



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103337862 A

(43) 申请公布日 2013. 10. 02

(21) 申请号 201310234115. 2

(22) 申请日 2013. 06. 13

(71) 申请人 国家电网公司

地址 100031 北京市西城区西长安街 86 号

申请人 黑龙江省电力科学研究院

(72) 发明人 陈继开 徐冰亮 李浩茹 张明江

武国良 于海洋 陈晓光

(74) 专利代理机构 哈尔滨市松花江专利商标事

务所 23109

代理人 张宏威

(51) Int. Cl.

H02J 3/18 (2006. 01)

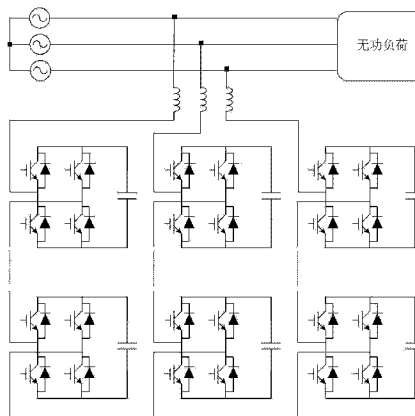
权利要求书5页 说明书9页 附图5页

(54) 发明名称

级联静止同步补偿器的改进基频调制方法

(57) 摘要

级联静止同步补偿器的改进基频调制方法, 涉及级联静止同步补偿器的基频调制技术领域。它为了解决传统级联静止同步补偿器的基频调制方法所求得开关角不准确的问题。本发明的级联静止同步补偿器的改进基频调制方法根据级联直流侧电压波动特点来建立超越方程, 从而得到更精确的开关角, 所述超越方程的建立方法包括单 H 桥变换器的数学模型分析和 m 个 H 桥单元构成的多电平级联型变换器的数学模型分析, 对单 H 桥变换器的数学模型分析过程中在交流输出电压方程中引入实际补偿参数, 对超越方程采用牛顿迭代法来求解。本发明具有谐波消除效果好, 调制比 M 值的范围大, 静止同步补偿器的动态性能高的优点。本发明适用于系统电压稳定的级联静止同步补偿器。



1. 级联静止同步补偿器的改进基频调制方法,其特征在于:所述方法通过以下步骤实现:

步骤一、确定系统电压、连接电抗和负载所需要补偿的无功电流;

步骤二、根据步骤一所确定的系统电压、连接电抗和负载所需要补偿的无功电流计算得到直流电压初值 V_{DC0} 、直流侧电容 C_{dc} 、输出电压 V_c 和容性无功电流 I_1 ;

步骤三、利用下述超越方程求解关角 α_i ,

$$\left\{ \begin{array}{l} f(1) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{\pi} \cos(\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} \left[\frac{\pi}{2} - \alpha_i - \frac{\sin(2\alpha_i)}{2} \right] \right\} = V_c \\ f(2) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{5\pi} \cos(5\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} \left[\frac{-\frac{\sin(4\alpha_i)}{4} + \frac{\sin(6\alpha_i)}{6}}{\frac{2\sin(\alpha_i)\cos(5\alpha_i)}{5}} \right] \right\} = 0 \\ f(3) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{7\pi} \cos(7\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} \left[\frac{-\frac{\sin(6\alpha_i)}{6} + \frac{\sin(8\alpha_i)}{8}}{\frac{2\sin(\alpha_i)\cos(7\alpha_i)}{7}} \right] \right\} = 0 \\ \vdots \\ f(m) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{13\pi} \cos(13\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} \left[\frac{-\frac{\sin(12\alpha_i)}{12} + \frac{\sin(14\alpha_i)}{14}}{\frac{2\sin(\alpha_i)\cos(13\alpha_i)}{13}} \right] \right\} = 0 \end{array} \right.$$

其中 M 为调制比, ξ_{in} 为校正因子,所述 M 和 ξ_{in} 的表达式分别为:

$$M = \frac{\pi V_c}{4V_{DC0}}$$

$$\xi_{in} = \frac{n}{4V_{DC0}} \frac{2I_1}{\omega C_{dc}}$$

上述超越方程中的 m 为构成级联静止同步补偿器的H桥的数量, $f(1)$ 为基波分量之和, $f(2)$ 至 $f(m)$ 分别表示各次谐波电压分量和,

对超越方程的求解采用牛顿迭代法,开关角初值的选取采用下述公式:

$$x_{n+1} = x_n - J^{-1}f;$$

步骤四、根据步骤三得到的开关角触发级联静止同步补偿器的电力电子开关,得到基频输出电压,完成级联静止同步补偿器的基频调制。

2. 根据权利要求1所述的级联静止同步补偿器的改进基频调制方法,其特征在于:步骤一所述的负载所需要补偿的无功电流的获得方法为:检测负载电流,将所述负载电流分解为与电压相位相同和与电压相位相差90度的两部分,所述与电压相位相差90度的部分即为负载所需要补偿的无功电流。

3. 根据权利要求 1 所述的级联静止同步补偿器的改进基频调制方法,其特征在于:步骤三所述的超越方程的建立方法包括以下内容:

一、建立单 H 桥变换器的数学模型

对于电压型静止同步补偿器,根据该静止同步补偿器将电路表达成形式:

$$\begin{cases} V_c = \frac{4MV_{dc0}}{\pi} \\ Q_c = \frac{V_s(V_s - V_c)}{\omega L}, (1) \\ I_1 = -\frac{Q_c}{V_s} \\ \Delta V_{sc} = V_s - V_c \end{cases}$$

Q_c 为容性补偿功率, I_1 为容性无功电流, ΔV_{sc} 为连接电抗的电压降, M 为调制比, V_{dc0} 为电容电压初始值, V_s 为系统电压, V_c 为静止同步补偿器变流器输出电压, L 为连接电抗, ω 为角频率,

单 H 桥变换器单元在交流侧产生 V_{dc} 、 $-V_{dc}$ 和 0 三种输出电平,基频调制下,四分之一周期内只有一个可控开关角,

当系统电压为三相平衡的正弦波时, A 相电压为 $v_a = V \sin(\omega t)$, V 为 A 相电压的幅值,直流电容稳态电压 $v_{dc0} = V_{dc0}$,级联 H 桥每相直流侧分开,变换器的电流流过 H 桥中的直流电容,从而造成直流电容的充、放电,充、放电将在电容电压初始值为 V_{dc0} 的基础上引起电容电压的波动,

当电流流经电容时,引起电容电压变化,在容性工况下,相位 $\phi_f = 90^\circ$,电流 i_{ac} 表示为:

$$i_{ac}(\omega t) = I_1 \cos(\omega t), (2)$$

直流侧电容电压波动部分表达式如公式 (3) 所示:

$$\Delta v_{dc}(\omega t) = \begin{cases} \frac{1}{C_{dc}} \int i_{ac}(\omega t) d(\omega t) - \frac{I_1}{\omega C_{dc}} \sin(\alpha) \\ \text{当 } \alpha \leq \omega t \leq \pi - \alpha \text{ 时;} \\ 0 \\ \text{当 } 0 < \omega t \leq \alpha \wedge \pi - \alpha < \omega t < \pi \text{ 时} \end{cases}, (3)$$

将 i_{ac} 的表达式代入上式,可得到电容电压波动的表达式:

$$\Delta v_{dc}(\omega t) = \frac{1}{\omega C_{dc}} [I_1 \sin(\omega t) - I_1 \sin(\alpha)], (4)$$

从而可推出单 H 桥变换器交流侧输出电压 v_{ac} 的数学表达式为:

$$v_{ac}(\omega t) = \begin{cases} V_{dc0} + \Delta v_{dc}, & \alpha \leq \omega t \leq \pi - \alpha \\ 0, & 0 < \omega t \leq \alpha \wedge \pi - \alpha < \omega t < \pi \end{cases}, (5)$$

采用傅里叶分解方法获得交流输出电压中第 n 次谐波的幅值 V_{acn} 为:

$$V_{acn} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi - \alpha} (V_{dc0} + \Delta v_{dc}(\omega t)) \sin(n\omega t) d(\omega t), (6)$$

将 v_{ac} 代入上式,获得交流输出电压中第 n 次谐波的幅值 V_{acn} 的表达式为:

$$V_{acn} = \frac{2V_{DC0}}{\pi} F_{C0n} + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} F_{C1n}, \quad (7)$$

其中 F_{C0n} 和 F_{C1n} 分别为：

$$F_{C0n} = \frac{\cos(n\alpha) - \cos[n(\alpha - \pi)]}{n}$$

$$= \begin{cases} \frac{2\cos(n\alpha)}{n}, & n=1, 3, 5, \dots \\ 0 & n=2, 4, 6, \dots \end{cases}$$

$$F_{C1n} = \frac{\sin[(\pi - \alpha)(n-1)] - \sin[\alpha(n-1)]}{2(n-1)}$$

$$- \frac{\sin[(\pi - \alpha)(n+1)] - \sin[\alpha(n+1)]}{2(n+1)},$$

$$+ \frac{\sin(\alpha) \{ \cos[n(\pi - \alpha)] - \cos(n\alpha) \}}{n}$$

公式 (7) 中的第二项 $\frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} F_{C1n}$ 为利用每个桥交流侧输出具有波动的波形来近似要输出的正弦波, 即实际补偿参数;

二、根据上述单 H 桥变换器的数学模型获得 m 个 H 桥单元构成的多电平级联型变换器的数学模型:

每个单元的触发角 α_i 是独立可控的, 通过谐波消除算法来实现, i 为大于等于 1 且小于等于 m 的整数, 消谐过程中考虑直流侧电容电压波动情况, 即利用每个桥交流侧输出具有波动的波形来近似要输出的正弦波,

m 个单元的基波分量之和等于所要输出的基波幅值, 其他各次需要消除的谐波分量之和为零, 基波和各次谐波幅值超越方程表达式为:

$$\left\{ \begin{aligned}
 f(1) &= \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{\pi} \cos(\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_d \pi} \left[\frac{\pi}{2} - \alpha_i - \frac{\sin(2\alpha_i)}{2} \right] \right\} = V_c \\
 f(2) &= \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{5\pi} \cos(5\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_d \pi} \left[\frac{\frac{\sin(4\alpha_i)}{4} + \frac{\sin(6\alpha_i)}{6}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(5\alpha_i)} \right] \right\} = 0 \\
 f(3) &= \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{7\pi} \cos(7\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_d \pi} \left[\frac{\frac{\sin(6\alpha_i)}{6} + \frac{\sin(8\alpha_i)}{8}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(7\alpha_i)} \right] \right\} = 0 \\
 &\vdots \\
 f(m) &= \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{13\pi} \cos(13\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_d \pi} \left[\frac{\frac{\sin(12\alpha_i)}{12} + \frac{\sin(14\alpha_i)}{14}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(13\alpha_i)} \right] \right\} = 0
 \end{aligned} \right. , (8)$$

上式简化后的形式为：

$$f = \left\{ \begin{aligned}
 &\sum_{i=1}^m \left\{ \cos(\alpha_i) + \xi_{I1} \left[\frac{\pi}{2} - \alpha_i - \frac{\sin(2\alpha_i)}{2} \right] \right\} - M \\
 &\sum_{i=1}^m \left\{ \cos(5\alpha_i) + \xi_{I5} \left[\frac{\frac{\sin(4\alpha_i)}{4} + \frac{\sin(6\alpha_i)}{6}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(5\alpha_i)} \right] \right\} \\
 &\sum_{i=1}^m \left\{ \cos(7\alpha_i) + \xi_{I7} \left[\frac{\frac{\sin(6\alpha_i)}{6} + \frac{\sin(8\alpha_i)}{8}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(7\alpha_i)} \right] \right\} \\
 &\vdots \\
 &\sum_{i=1}^m \left\{ \cos(13\alpha_i) + \xi_{I13} \left[\frac{\frac{\sin(12\alpha_i)}{12} + \frac{\sin(14\alpha_i)}{14}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(13\alpha_i)} \right] \right\}
 \end{aligned} \right\} = 0 , (9)$$

所述公式 (8) 或公式 (9) 即为步骤三所述的超越方程, ξ_{I_m} 为校正因子, M 和 ξ_{I_m} 的表达式分别为：

$$M = \frac{\pi V_c}{4V_{DC0}}, (10)$$

$$\xi_{in} = \frac{n}{4V_{DC0}} \frac{2I_1}{\omega C_{dc}}, \quad (11)。$$

级联静止同步补偿器的改进基频调制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及级联静止同步补偿器的基频调制技术领域。

背景技术

[0002] 静止同步补偿器 (STATCOM) 作为新型的静止无功补偿器, 具有传统基于晶闸管 SVC 无法比拟的优点, 受到了广泛的关注, 对其的应用和研究也已经向高压大容量发展。由于多电平变流器具有低电磁干扰和低开关频率的优点, 已成为高压大容量的首选, 被广泛应用于各种电力电子装置中。级联多电平变换器, 除了具有谐波小、损耗低、成本低等优点外, 还具有结构简单, 所需器件少, 易于扩展和封装, 是大容量多电平的最佳结构, 是近年来研究的重点和热点。

[0003] 级联多电平变换器的调制方式有基频调制、空间矢量调制和 PWM 调制。基频调制具有开关频率低、损耗小等优点, 被广泛采用。在基频调制下, m 个 H 桥所构成的级联多电平变换器可以得到 m 个开关角, 消除 $m-1$ 次谐波。但传统的静止同步补偿器 (STATCOM) 基频调制法是在假设直流侧电容电压为理想电压源 (即直流侧恒定不变) 的前提下所求得开关角, 没有考虑直流侧电容电压的波动情况, 这种情况下变流器输出基波幅值会和期望的有所差异。在容性模式下输出的基波幅值比期望的要大; 在感性模式下输出的基波幅值比理想情况要小, 这样就降低了静止同步补偿器 (STATCOM) 的动态性能和响应速度。

[0004] 直流侧电容电压波动会严重影响输出电压和电流, 为了抑制波动, 就需要加大电容, 但是这只能减小直流侧的波动, 而不能完全消除波动, 因此, 对直流侧电容电压的波动过程进行研究就非常有必要。

发明内容

[0005] 本发明的目的是为了解决传统级联静止同步补偿器基频调制方法输出基波幅值和期望值的差大于 5% ~ 10% 的问题, 提供一种级联静止同步补偿器 (STATCOM) 的改进基频调制方法。

[0006] 本发明所述的级联静止同步补偿器 (STATCOM) 的改进基频调制方法通过以下步骤实现:

[0007] 步骤一、确定系统电压、连接电抗和负载所需要补偿的无功电流;

[0008] 步骤二、根据步骤一所确定的系统电压、连接电抗和负载所需要补偿的无功电流计算得到直流电压初值 V_{DC0} 、直流侧电容 C_{dc} 、输出电压 V_C 和容性无功电流 I_1 ;

[0009] 步骤三、利用下述超越方程求解关角 α_1 ,

$$\begin{cases}
 f(1) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{\pi} \cos(\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} \left[\frac{\pi}{2} - \alpha_i - \frac{\sin(2\alpha_i)}{2} \right] \right\} = V_C \\
 f(2) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{5\pi} \cos(5\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} \left[\frac{\frac{\sin(4\alpha_i)}{4} + \frac{\sin(6\alpha_i)}{6}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(5\alpha_i)} \right] \right\} = 0 \\
 f(3) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{7\pi} \cos(7\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} \left[\frac{-\frac{\sin(6\alpha_i)}{6} + \frac{\sin(8\alpha_i)}{8}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(7\alpha_i)} \right] \right\} = 0 \\
 \vdots \\
 f(m) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{13\pi} \cos(13\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} \left[\frac{-\frac{\sin(12\alpha_i)}{12} + \frac{\sin(14\alpha_i)}{14}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(13\alpha_i)} \right] \right\} = 0
 \end{cases}$$

[0011] 其中 M 为调制比, ξI_n 为校正因子, 所述 M 和 ξI_n 的表达式分别为:

$$[0012] \quad M = \frac{\pi V_c}{4V_{DC0}}$$

$$[0013] \quad \xi_m = \frac{n}{4V_{DC0}} \frac{2I_1}{\omega C_{dc}}$$

[0014] 上述超越方程中的 m 为构成级联静止同步补偿器的 H 桥的数量, f(1) 为基波分量之和, f(2) 至 f(m) 分别表示各次谐波电压分量和,

[0015] 对超越方程的求解采用牛顿迭代法, 开关角初值的选取采用下述公式:

$$[0016] \quad x_{n+1} = x_n - J^{-1} f;$$

[0017] 步骤四、根据步骤三得到的开关角触发级联静止同步补偿器的电力电子开关, 得到基频输出电压, 完成级联静止同步补偿器的基频调制。

[0018] 本发明所述的级联静止同步补偿器 (STATCOM) 的改进基频调制方法的步骤一所述的负载所需要补偿的无功电流的获得方法为: 检测负载电流, 将所述负载电流分解分与电压相位相同和与电压相位相差 90 度两部分, 所述与电压相位相差 90 度的部分即为负载所需要补偿的无功电流。

[0019] 本发明所述的级联静止同步补偿器 (STATCOM) 的改进基频调制方法对现有级联静止同步补偿器 (STATCOM) 基频调制方法如何求解开关角做出改进, 根据级联直流侧电压波动特点来建立超越方程, 在暂态方程式中引入了实际的补偿参数, 能够得到更精确的开关角, 从而达到更好的谐波消除效果, 使得输出基波幅值与期望值相等。

附图说明

[0020] 图 1 为级联静止同步补偿器的系统框图；

[0021] 图 2 为理想静止同步补偿器 (STATCOM) 的单相等效电路图；

[0022] 图 3 为单 H 单元变换器电路图；

[0023] 图 4 为单 H 单元变换器容性工况下电压和电流波形图,其中 4-a 为交流侧电流波形图,4-b 为直流侧电容电压波形图,4-c 为 H 桥输出电压波形图；

[0024] 图 5 为单 H 单元变换器感性工况下电压和电流波形图,其中 5-a 为交流侧电流波形图,5-b 为直流侧电容电压波形图,5-c 为 H 桥输出电压波形图；

[0025] 图 6 为 7 电平级联型静止同步补偿器 (STATCOM) 感性工况下实际输出电压波形图；

[0026] 图 7 为 7 电平级联型静止同步补偿器 (STATCOM) 容性工况下实际输出电压波形图。

具体实施方式

[0027] 具体实施方式一:本实施方式所述的级联静止同步补偿器 (STATCOM) 的改进基频调制方法通过以下步骤实现：

[0028] 步骤一、确定系统电压、连接电抗和负载所需要补偿的无功电流；

[0029] 步骤二、根据步骤一所确定的系统电压、连接电抗和负载所需要补偿的无功电流计算得到直流电压初值 V_{DC0} 、直流侧电容 C_{dc} 、输出电压 V_C 和容性无功电流 I_1 ；

[0030] 步骤三、利用下述超越方程求解关角 α_i ，

$$[0031] \left\{ \begin{array}{l} f(1) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{\pi} \cos(\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} \left[\frac{\pi}{2} - \alpha_i - \frac{\sin(2\alpha_i)}{2} \right] \right\} = V_C \\ f(2) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{5\pi} \cos(5\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} \left[\frac{\frac{\sin(4\alpha_i)}{4} + \frac{\sin(6\alpha_i)}{6}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(5\alpha_i)} \right] \right\} = 0 \\ f(3) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{7\pi} \cos(7\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} \left[\frac{\frac{\sin(6\alpha_i)}{6} + \frac{\sin(8\alpha_i)}{8}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(7\alpha_i)} \right] \right\} = 0 \\ \vdots \\ f(m) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{13\pi} \cos(13\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} \left[\frac{\frac{\sin(12\alpha_i)}{12} + \frac{\sin(14\alpha_i)}{14}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(13\alpha_i)} \right] \right\} = 0 \end{array} \right.$$

[0032] 其中 M 为调制比, ξ_{in} 为校正因子,所述 M 和 ξ_{in} 的表达式分别为：

$$[0033] \quad M = \frac{\pi V_c}{4V_{DC0}}$$

$$[0034] \quad \xi_{In} = \frac{n}{4V_{DC0}} \frac{2I_1}{\omega C_{dc}}$$

[0035] 上述超越方程中的 m 为构成级联静止同步补偿器的 H 桥的数量, $f(1)$ 为基波分量之和, $f(2)$ 至 $f(m)$ 分别表示各次谐波电压分量和,

[0036] 对超越方程的求解采用牛顿迭代法, 所述牛顿迭代法采用下述迭代公式:

$$[0037] \quad \alpha_{n+1} = \alpha_n - J^{-1}f;$$

[0038] 其中,

$$[0039] \quad J = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_1^n} & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_2^n} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_m^n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_1^n} & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_2^n} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_m^n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial \alpha_1^n} & \frac{\partial f_m}{\partial \alpha_2^n} & \cdots & \frac{\partial f_m}{\partial \alpha_m^n} \end{bmatrix},$$

$$[0040] \quad f = \begin{bmatrix} f(1) \\ f(2) \\ \vdots \\ f(m) \end{bmatrix};$$

[0041] 步骤四、根据步骤三得到的开关角触发级联静止同步补偿器的电力电子开关, 得到基频输出电压, 完成级联静止同步补偿器的基频调制。

[0042] 具体实施方式二: 本实施方式与具体实施方式一所述的级联静止同步补偿器 (STATCOM) 的改进基频调制方法的区别在于, 所述的步骤一所述的负载所需要补偿的无功电流的获得方法为: 检测负载电流, 将所述负载电流分解为与电压相位相同和与电压相位相差 90 度的两部分, 所述与电压相位相差 90 度的部分即为负载所需要补偿的无功电流。

[0043] 具体实施方式三: 结合图 1 至图 7 说明本实施方式, 本实施方式与具体实施方式一所述的级联静止同步补偿器 (STATCOM) 的改进基频调制方法的区别在于, 所述的步骤三所述的超越方程的建立方法包括以下内容:

[0044] 一、建立单 H 桥变换器的数学模型

[0045] 对于电压型静止同步补偿器, 根据该静止同步补偿器将电路表达成形式:

$$[0046] \quad \begin{cases} V_c = \frac{4MV_{dc0}}{\pi} \\ Q_c = \frac{V_s(V_s - V_c)}{\omega L} \\ I_1 = -\frac{Q_c}{V_s} \\ \Delta V_{sc} = V_s - V_c \end{cases}, (1)$$

[0047] Q_c 为容性补偿功率, I_1 为容性无功电流, ΔV_{sc} 为连接电抗的电压降, M 为调制比, V_{dc0} 为电容电压初始值, V_s 为系统电压, V_c 为静止同步补偿器变流器输出电压, L 为连接电抗, ω 为角频率,

[0048] 单 H 桥变换器单元在交流侧产生 V_{dc} 、 $-V_{dc}$ 和 0 三种输出电平, 基频调制下, 四分之一周期内只有一个可控开关角,

[0049] 当系统电压为三相平衡的正弦波时, A 相电压为 $v_a = V \sin(\omega t)$, V 为 A 相电压的幅值, 直流电容稳态电压 $v_{dc0} = V_{dc0}$, 级联 H 桥每相直流侧分开, 变换器的电流流过 H 桥中的直流电容, 从而造成直流电容的充、放电, 充、放电将在电容电压初始值为 V_{dc0} 的基础上引起电容电压的波动,

[0050] 当电流流经电容时, 引起电容电压变化, 在容性工况下, 相位 $\varphi_f = 90^\circ$, 电流 i_{ac} 表示为:

$$[0051] \quad i_{ac}(\omega t) = I_1 \cos(\omega t), \quad (2)$$

[0052] 直流侧电容电压波动部分表达式如公式 (3) 所示:

[0053]

$$\Delta v_{dc}(\omega t) = \begin{cases} \frac{1}{C_{dc}} \int i_{ac}(\omega t) d(\omega t) - \frac{I_1}{\omega C_{dc}} \sin(\alpha) \\ \text{当 } \alpha \leq \omega t \leq \pi - \alpha \text{ 时;} \\ 0 \\ \text{当 } 0 < \omega t \leq \alpha \wedge \pi - \alpha < \omega t < \pi \text{ 时} \end{cases}, \quad (3)$$

[0054] 将 i_{ac} 的表达式代入上式, 可得到电容电压波动的表达式:

$$[0055] \quad \Delta v_{dc}(\omega t) = \frac{1}{\omega C_{dc}} [I_1 \sin(\omega t) - I_1 \sin(\alpha)], \quad (4)$$

[0056] 从而可推出单 H 桥变换器交流侧输出电压 v_{ac} 的数学表达式为:

[0057]

$$v_{ac}(\omega t) = \begin{cases} V_{dc0} + \Delta v_{dc}, & \alpha \leq \omega t \leq \pi - \alpha \\ 0, & 0 < \omega t \leq \alpha \wedge \pi - \alpha < \omega t < \pi \end{cases}, \quad (5)$$

[0058] 采用傅里叶分解方法获得交流输出电压中第 n 次谐波的幅值 V_{acn} 为:

$$[0059] \quad V_{acn} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi - \alpha} (V_{dc0} + \Delta v_{dc}(\omega t)) \sin(n\omega t) d(\omega t), \quad (6)$$

[0060] 将 v_{ac} 代入上式, 获得交流输出电压中第 n 次谐波的幅值 V_{acn} 的表达式为:

$$[0061] \quad V_{acn} = \frac{2V_{DC0}}{\pi} F_{C0n} + \frac{2I_1}{\omega C_{dc} \pi} F_{C1n}, \quad (7)$$

[0062] 其中 F_{C0n} 和 F_{C1n} 分别为:

$$[0063] \quad F_{C0n} = \frac{\cos(n\alpha) - \cos[n(\alpha - \pi)]}{n}$$

$$[0064] = \begin{cases} \frac{2\cos(n\alpha)}{n}, n=1,3,5,\dots \\ 0, n=2,4,6,\dots \end{cases}$$

$$[0065] F_{C1n} = \frac{\sin[(\pi-\alpha)(n-1)] - \sin[\alpha(n-1)]}{2(n-1)}$$

$$[0066] - \frac{\sin[(\pi-\alpha)(n+1)] - \sin[\alpha(n+1)]}{2(n+1)},$$

$$[0067] + \frac{\sin(\alpha)\{\cos[n(\pi-\alpha)] - \cos(n\alpha)\}}{n}$$

[0068] 公式 (7) 中的第二项 $\frac{2I_1}{\omega C_{dc}\pi} F_{C1n}$ 为利用每个桥交流侧输出具有波动的波形来近似

要输出的正弦波,即实际补偿参数;

[0069] 二、根据上述单 H 桥变换器的数学模型获得 m 个 H 桥单元构成的多电平级联型变换器的数学模型:

[0070] 每个单元的触发角 α_i 是独立可控的,通过谐波消除算法来实现, i 为大于等于 1 且小于等于 m 的整数,消谐过程中考虑直流侧电容电压波动情况,即利用每个桥交流侧输出具有波动的波形来近似要输出的正弦波,

[0071] m 个单元的基波分量之和等于所要输出的基波幅值,其他各次需要消除的谐波分量之和为零,基波和各次谐波幅值超越方程表达式为:

$$[0072] \left\{ \begin{array}{l} f(1) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{\pi} \cos(\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc}\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \alpha_i - \frac{\sin(2\alpha_i)}{2} \right] \right\} = V_C \\ f(2) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{5\pi} \cos(5\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc}\pi} \left[\frac{-\frac{\sin(4\alpha_i)}{4} + \frac{\sin(6\alpha_i)}{6}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(5\alpha_i)} \right] \right\} = 0 \\ f(3) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{7\pi} \cos(7\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc}\pi} \left[\frac{-\frac{\sin(6\alpha_i)}{6} + \frac{\sin(8\alpha_i)}{8}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(7\alpha_i)} \right] \right\} = 0 \\ \vdots \\ f(m) = \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{4V_{DC0}}{13\pi} \cos(13\alpha_i) + \frac{2I_1}{\omega C_{dc}\pi} \left[\frac{-\frac{\sin(12\alpha_i)}{12} + \frac{\sin(14\alpha_i)}{14}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(13\alpha_i)} \right] \right\} = 0 \end{array} \right. , (8)$$

[0073] 上式简化后的形式为:

$$[0074] \quad f = \left[\begin{array}{c} \sum_{i=1}^m \left\{ \cos(\alpha_i) + \xi_{I1} \left[\frac{\pi}{2} - \alpha_i - \frac{\sin(2\alpha_i)}{2} \right] \right\} - M \\ \sum_{i=1}^m \left\{ \cos(5\alpha_i) + \xi_{I5} \left[\frac{\frac{\sin(4\alpha_i)}{4} + \frac{\sin(6\alpha_i)}{6}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(5\alpha_i)} \right] \right\} \\ \sum_{i=1}^m \left\{ \cos(7\alpha_i) + \xi_{I7} \left[\frac{\frac{\sin(6\alpha_i)}{6} + \frac{\sin(8\alpha_i)}{8}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(7\alpha_i)} \right] \right\} \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^m \left\{ \cos(13\alpha_i) + \xi_{I13} \left[\frac{\frac{\sin(12\alpha_i)}{12} + \frac{\sin(14\alpha_i)}{14}}{2 \sin(\alpha_i) \cos(13\alpha_i)} \right] \right\} \end{array} \right] = 0, \quad (9)$$

[0075] 所述公式 (8) 或公式 (9) 即为步骤三所述的超越方程, ξ_{in} 为校正因子, M 和 ξ_{in} 的表达式分别为:

$$[0076] \quad M = \frac{\pi V_c}{4V_{DC0}}, \quad (10)$$

$$[0077] \quad \xi_{in} = \frac{n}{4V_{DC0}} \frac{2I_1}{\omega C_{dc}}, \quad (11)$$

[0078] 本发明所述的级联静止同步补偿器 (STATCOM) 的改进基频调制方法在特定消谐过程中考虑的直流侧电容电压波动情况, 即利用每个桥交流侧输出具有波动的波形来近似要输出的正弦波, 这种方法比传统方法更为准确。以七电平级联型静止同步补偿器 (STATCOM) 为例, 图 6 和图 7 分别给出了在感性和容性两种工况下, 七电平级联型静止同步补偿器 (STATCOM) 的实际输出电压波形。在感性条件下, 输出电压的最大峰值小于 $3V_{dc0}$; 反之, 在容性条件下, 输出电压的最大峰值大于 $3V_{dc0}$ 。

[0079] 对于理想 11 电平级联型静止同步补偿器 (STATCOM), 系统参数选择如表 1 所示, V_{NS} 表示单相对地的电压,

[0080] 表 1 系统参数

[0081]

| V_{NS} | L | V_{DC0} | C_{dc} |
|----------|-----|-----------|----------|
| 220V | 2mH | 70V | 20mF |

[0082] 对静止同步补偿器 (STATCOM) 工作在容性模式下的情况进行仿真分析, 当调制比 $M=4.23$ 时, 输出电压 V_c 、容性补偿功率 Q_c 、容性无功电流 I_1 的计算值如表 2 所示, 而在传统基频调制法中 4.23 为调制比可达到的最大值。

[0083] 表 2 系统参数计算值

[0084]

| | | | | |
|------|---------|--------------|---------|-----------------|
| M | V_c | Q_c | I_1 | ΔV_{sc} |
| 4.23 | 377.00V | -32621.69Var | 104.85A | -65.88V |

[0085] 传统基频调制法和改进基频调制法所求得的开关角如表 3 所示：

[0086] 表 3 传统基频调制法和改进基频调制法所对应的开关角

[0087]

| | | | | | |
|---------|------------|------------|------------|------------|------------|
| 调制方法 | α_1 | α_2 | α_3 | α_4 | α_5 |
| 传统基频调制法 | 9.1908 | 11.6129 | 24.2167 | 35.6676 | 57.3916 |
| 改进基频调制法 | 8.8022 | 19.6308 | 31.5294 | 49.9494 | 63.6432 |

[0088] 由表 4 可知,改进基频调制法与传统基频调制法相比,其输出电压基波峰值更接近于期望值 V_c ,而传统基频调制法中基波峰值与期望值之差值较大。因此不能忽略交流电流流经电容所导致的电容充、放电这个重要过程,在大功率静止同步补偿器 (STATCOM) 的实际试验中,这个关键部分是不容忽视的,若所需补偿的无功功率很大,该情况会更恶化。

[0089] 表 4 输出电压的 THD 分析

[0090]

| 调制方法 | 传统基频 调制法 | 改进基频 调制法 | 调制方法 | 传统基频 调制法 | 改进基频 调制法 |
|------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| THD | 6.02% | 7.48% | THD | 2.44% | 2.39% |
| V_{ha1} | 417.3 | 377 | V_{hab1} | 722.7 | 653 |
| V_{ha3} | 3.25% | 6.04% | V_{hab3} | 0.03% | 0.05% |
| V_{ha5} | 0.44% | 0.02% | V_{hab5} | 0.41% | 0.02% |
| V_{ha7} | 0.16% | 0.03% | V_{hab7} | 0.18% | 0.04% |
| V_{ha9} | 2.58% | 3.69% | V_{hab9} | 0.01% | 0.04% |
| V_{ha11} | 0.10% | 0.05% | V_{hab11} | 0.05% | 0.03% |
| V_{ha13} | 0.09% | 0.05% | V_{hab13} | 0.07% | 0.03% |

[0091] 通过相电压、线电压的 FFT 分析,我们可以看出改进基频调制法与传统基频调制法相比更有效、更准确。

[0092] 对静止同步补偿器 (STATCOM) 工作在容性模式下的情况进行仿真分析,当调制比 $M=2.34$ 时,输出电压 V_c 、容性补偿功率 Q_c 、容性无功电流 I_1 的计算值如表 5 所示。传统基频调制法和改进基频调制法所求解得到的开关角如表 6 所示：

[0093] 表 5 系统参数计算值

[0094]

| | | | | |
|------|---------|-------------|----------|-----------------|
| M | V_c | Q_c | I_1 | ΔV_{sc} |
| 2.34 | 208.56V | 50790.17Var | -163.25A | 102.57V |

[0095] 表 6 传统基频调制法和改进基频调制法所对应的开关角

[0096]

| | | | | | |
|---------|------------|------------|------------|------------|------------|
| 调制方法 | α_1 | α_2 | α_3 | α_4 | α_5 |
| 传统基频调制法 | 35.3681 | 47.0850 | 58.7838 | 73.0007 | 88.1084 |

| | | | | | |
|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| 改进基频调制法 | 35.9516 | 45.8270 | 57.5776 | 68.7376 | 84.2984 |
|---------|---------|---------|---------|---------|---------|

[0097] 同样,通过FFT分析可知改进基频调制法与传统基频调制法相比更有效、更准确。

[0098] 通过上述仿真分析可得,改进基频调制法和传统基频调制法在大功率静止同步补偿器(STATCOM)中更具有实用性。改进基频调制法中,调制比M值的范围增大,有利于提高直流侧电压的利用率。改进基频调制法在暂态方程式中引入了实际的补偿参数,能够得到更精确的开关角,从而达到更好的谐波消除效果。提升了静止同步补偿器(STATCOM)的动态性能,能够适当放宽直流侧波动的范围,减小直流侧电容的容值,避免载波调制中的直流侧波动造成三次谐波环交流。

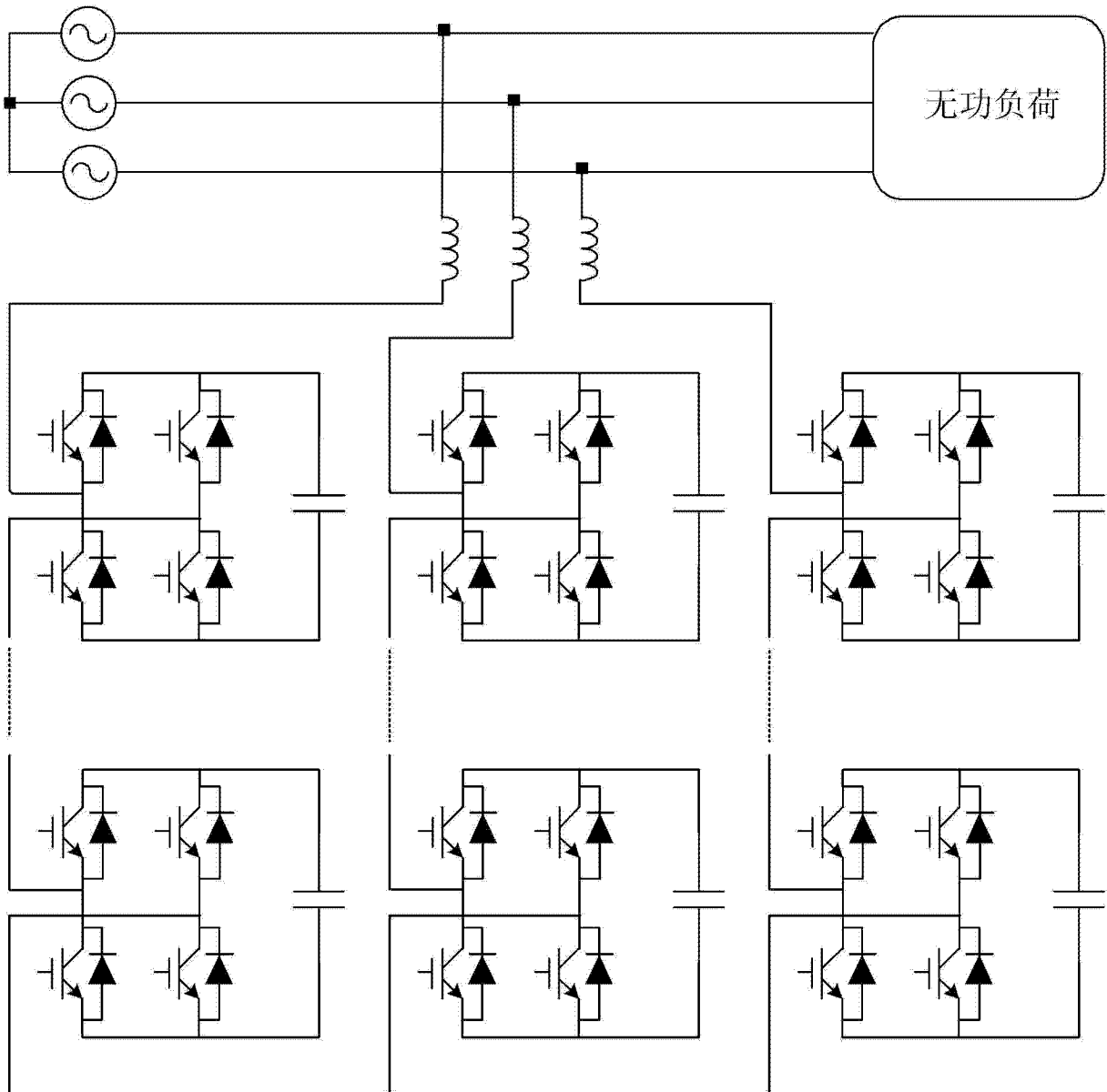


图 1

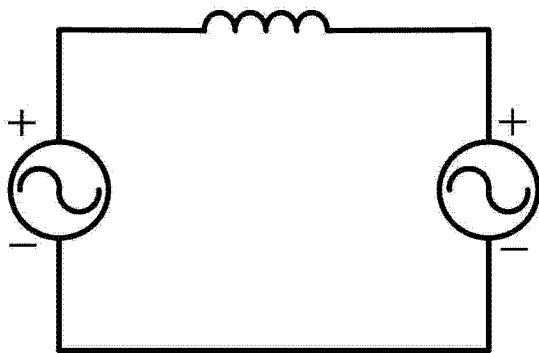


图 2

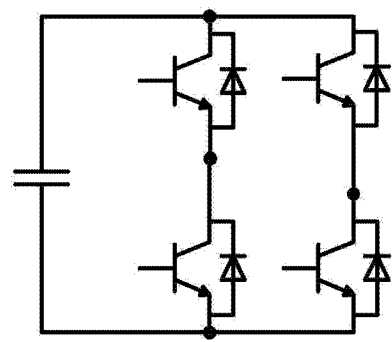


图 3

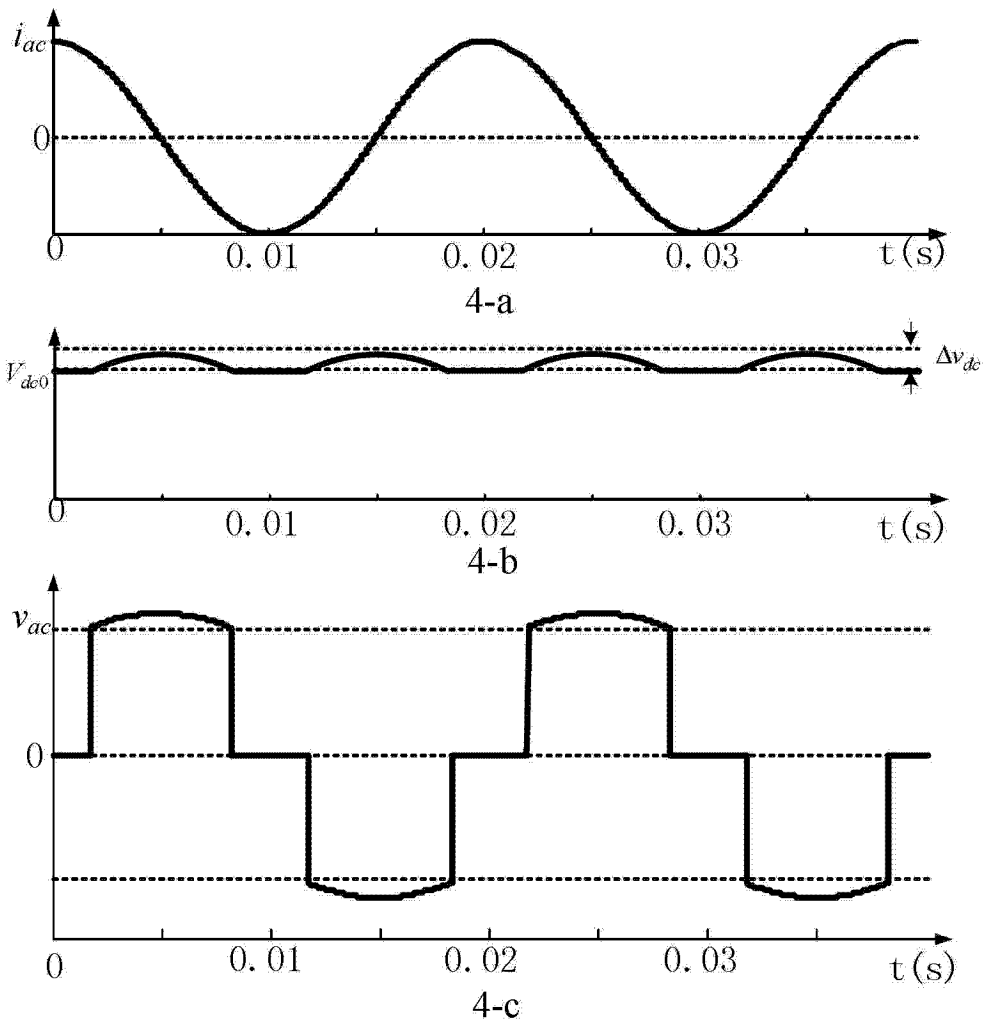


图 4

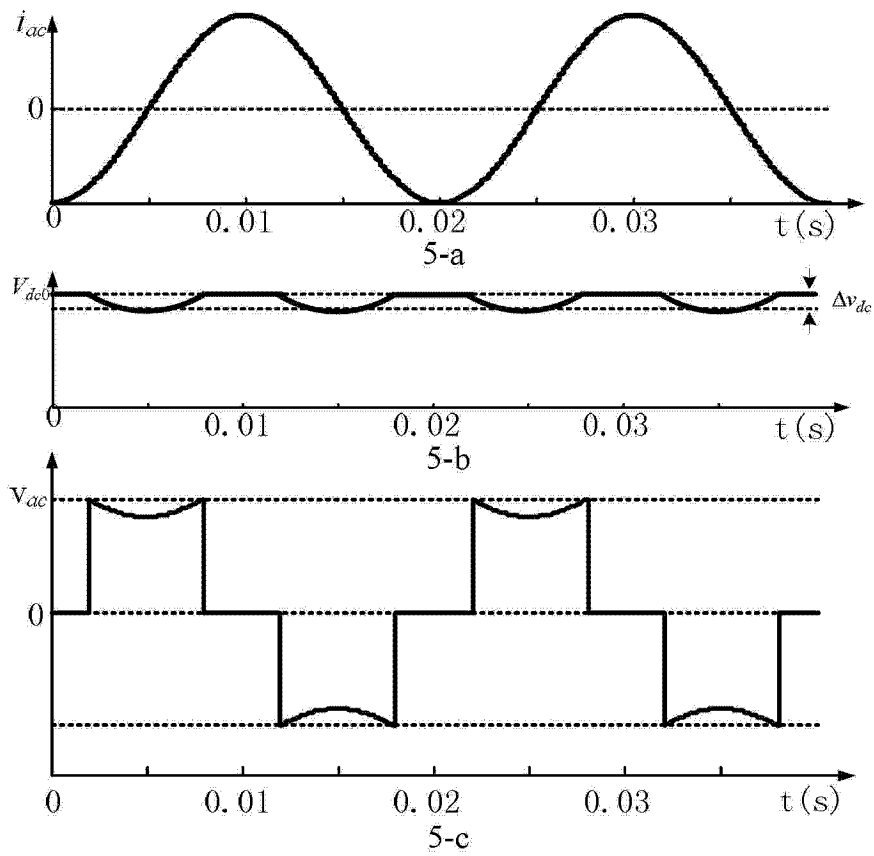


图 5

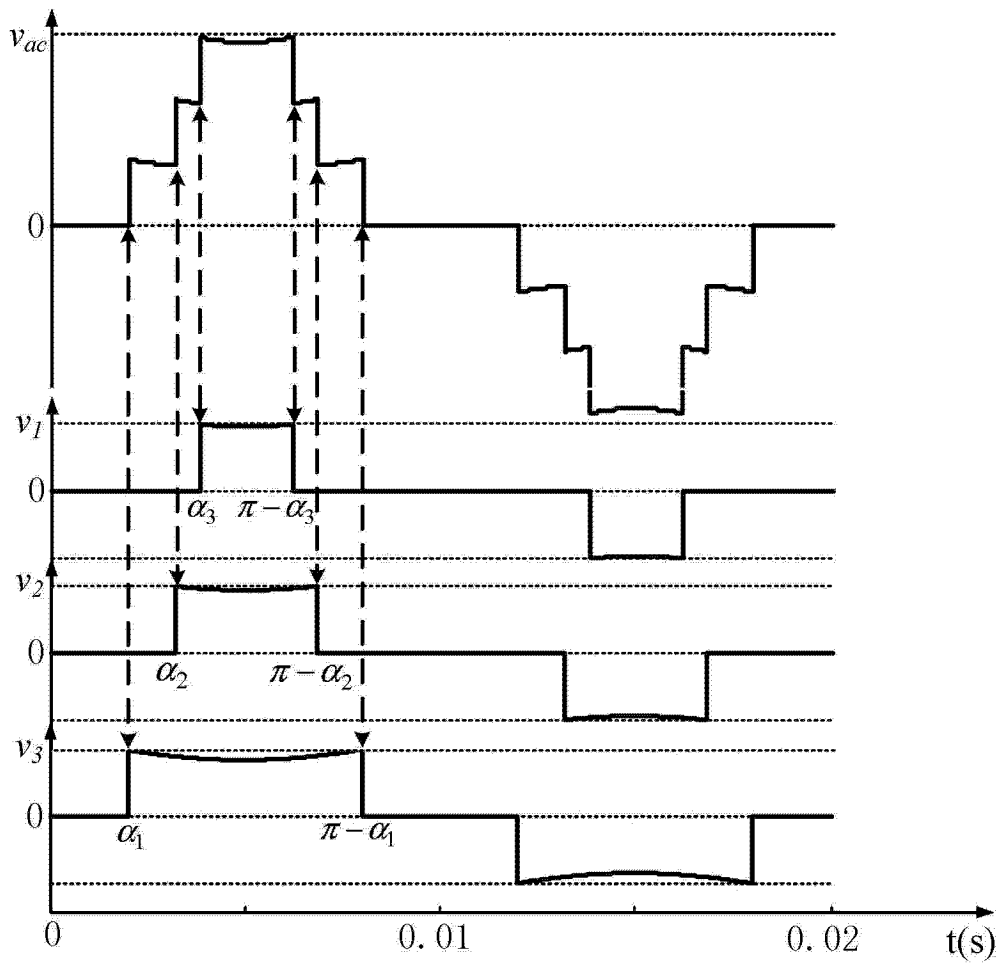


图 6

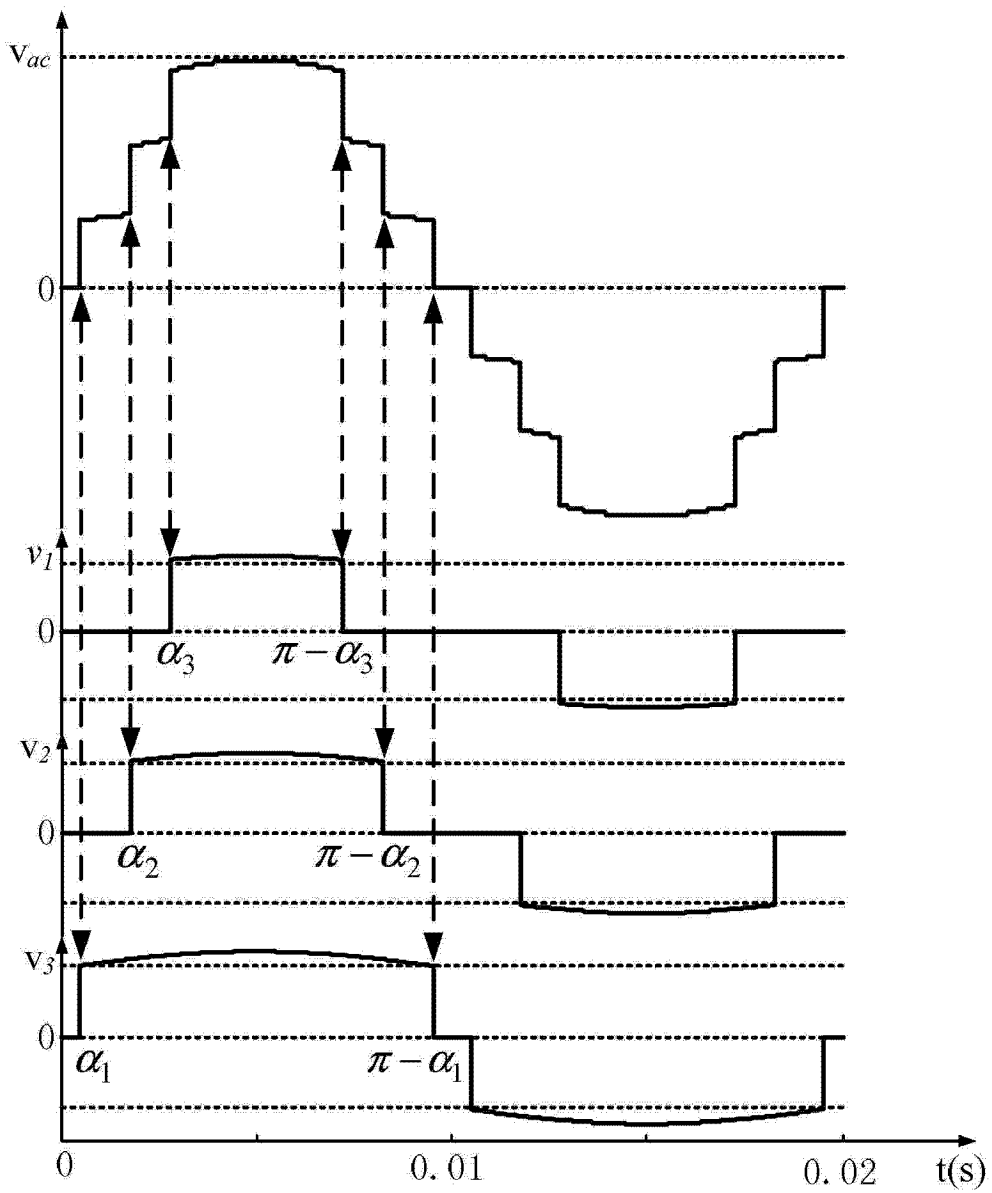


图 7