



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104660077 A

(43) 申请公布日 2015. 05. 27

(21) 申请号 201510040892. 2

(22) 申请日 2015. 01. 27

(71) 申请人 上海交通大学

地址 200240 上海市闵行区东川路 800 号

(72) 发明人 姜建国 李洪亮 罗骅 乔树通

(74) 专利代理机构 上海汉声知识产权代理有限公司 31236

代理人 郭国中

(51) Int. Cl.

H02M 7/48(2007. 01)

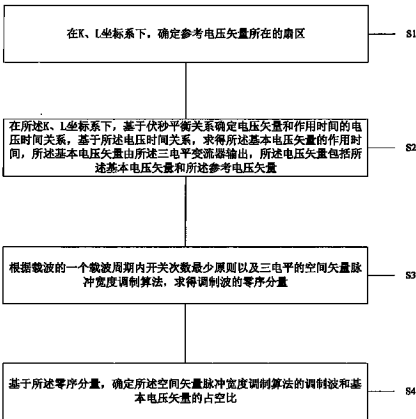
权利要求书1页 说明书9页 附图3页

(54) 发明名称

三电平调制方法

(57) 摘要

一种三电平的调制方法,包括:在 K、L 坐标系下,确定参考电压矢量所在的扇区;在所述 K、L 坐标系下,基于伏秒平衡关系确定电压矢量和作用时间的电压时间关系,基于所述电压时间关系,求得所述基本电压矢量的作用时间,所述基本电压矢量由所述三电平变流器输出,所述电压矢量包括所述基本电压矢量和所述参考电压矢量;根据载波的一个载波周期内开关次数最少原则以及三电平的空间矢量脉冲宽度调制算法,求得调制波的零序分量;基于所述零序分量,确定所述空间矢量脉冲宽度调制算法的调制波和基本电压矢量的占空比。本发明的技术方案可以简化三电平的调制过程。



1. 一种三电平的调制方法,其特征在于,包括:

在 K、L 坐标系下,确定参考电压矢量所在的扇区;

在所述 K、L 坐标系下,基于伏秒平衡关系确定电压矢量和作用时间的电压时间关系,基于所述电压时间关系,求得所述基本电压矢量的作用时间,所述基本电压矢量由所述三电平变流器输出,所述电压矢量包括所述基本电压矢量和所述参考电压矢量;

根据载波的一个载波周期内开关次数最少原则以及三电平的空间矢量脉冲宽度调制算法,求得调制波的零序分量;

基于所述零序分量,确定所述空间矢量脉冲宽度调制算法的调制波和基本电压矢量的占空比。

2. 如权利要求 1 所述的三电平的调制方法,其特征在于,所述参考电压矢量为外部给定的电压矢量,所述零序电压分量是空间矢量脉冲宽度调制的马鞍波减去正弦脉冲宽度调制的正弦波而得,所述零序电压分量只含有 3 的倍数次谐波。

3. 如权利要求 1 所述的三电平的调制方法,其特征在于,L 轴为水平方向,K 轴沿所述 L 轴逆时针旋转 120° 形成所述 K、L 坐标系。

4. 如权利要求 1 所述的三电平的调制方法,其特征在于,所述在 K、L 坐标系下,确定参考电压矢量所在的扇区包括:通过所述参考电压矢量向所述 K、L 坐标系上的投影值确定所述参考电压矢量所在的扇区。

5. 如权利要求 1 所述的三电平的调制方法,其特征在于,所述电压时间关系包括所述参考电压矢量的输入电压信号和所述参考电压矢量扇区的代码的线性组合,所述参考电压矢量的输入电压信号为外部给定的值。

6. 如权利要求 1 所述的三电平的调制方法,其特征在于,所述根据载波的一个所述载波周期内开关次数最少原则以及三电平的空间矢量脉冲宽度调制算法包括:根据载波的一个载波周期内开关次数最少原则,对所述空间矢量脉冲宽度调制算法进行所述基本电压矢量的作用顺序的分配。

7. 如权利要求 1 所述的三电平的调制方法,其特征在于,所述确定所述空间矢量脉冲宽度调制算法的调制波和基本电压矢量的占空比包括:获得所述三电平的第一相,第二相和第三相在一个所述载波周期内预定高电平导通的时间,基于所述空间矢量脉冲宽度调制算法调制时的相似三角形关系,获得所述零序分量和基本电压矢量的占空比。

8. 如权利要求 7 所述的三电平的调制方法,其特征在于,所述空间矢量脉冲宽度调制算法是在正弦脉冲宽度调制算法的正弦调制波信号上注入零序分量的结果。

9. 如权利要求 8 所述的三电平的调制方法,其特征在于,所述空间矢量脉冲宽度调制算法由三角载波的正弦脉冲宽度调制算法等效实现。

10. 如权利要求 9 所述的三电平的调制方法,其特征在于,基于所述空间矢量脉冲宽度调制算法和正弦脉冲宽度调制算法的等效关系获得所述调制波的零序分量,并确定所述空间矢量脉冲宽度调制算法的调制波和基本电压矢量的占空比。

三电平的调制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子功率变换器技术领域,特别涉及一种三电平的调制方法。

背景技术

[0002] 与传统两电平逆变器相比,二极管钳位式三电平逆变器具有开关管所承受的电压应力小,输出电压谐波含量少等优点。在高压大功率领域,三电平变流器得到了广泛应用,拥有较好的发展前景。

[0003] 电压型变流器的输出特性主要取决于调制算法。目前变流器的调制方法主要是脉冲宽度调制(PWM),包含正弦脉冲宽度调制(SPWM)和空间矢量脉冲宽度调制(SVPWM)两种。较 SPWM 调制算法而言,SVPWM 以其电压利用率高,输出电压谐波含量少等优点,在实际系统中得到了更为广泛的应用。

[0004] 传统 SVPWM 方法,基本电压矢量的作用时间的表达式中含有大量的三角函数和求根运算,不利于硬件实现。因此如何简化三电平的调制过程成为目前亟待解决的问题之一。

发明内容

[0005] 本发明的技术方案解决的技术问题是简化三电平的调制过程。

[0006] 为了实现上述发明目的,本发明提供以下技术方案,一种三电平的调制方法,包括:

[0007] 在 K、L 坐标系下,确定参考电压矢量所在的扇区;

[0008] 在所述 K、L 坐标系下,基于伏秒平衡关系确定电压矢量和作用时间的电压时间关系,基于所述电压时间关系,求得所述基本电压矢量的作用时间,所述基本电压矢量由所述三电平变流器输出,所述电压矢量包括所述基本电压矢量和所述参考电压矢量;

[0009] 根据载波的一个载波周期内开关次数最少原则以及三电平的空间矢量脉冲宽度调制算法,求得调制波的零序分量;

[0010] 基于所述零序分量,确定所述空间矢量脉冲宽度调制算法的调制波和基本电压矢量的占空比。

[0011] 可选的,所述参考电压矢量为外部给定的电压矢量,所述零序电压分量是空间矢量脉冲宽度调制的马鞍波减去正弦脉冲宽度调制的正弦波而得,所述零序电压分量只含有 3 的倍数次谐波。

[0012] 可选的,L 轴为水平方向,K 轴沿所述 L 轴逆时针旋转 120° 形成所述 K、L 坐标系。

[0013] 可选的,所述在 K、L 坐标系下,确定参考电压矢量所在的扇区包括:通过所述参考电压矢量向所述 K、L 坐标系上的投影值确定所述参考电压矢量所在的扇区。

[0014] 可选的,所述电压时间关系包括所述参考电压矢量的输入电压信号和所述参考电压矢量扇区的代码的线性组合,所述参考电压矢量的输入电压信号为外部给定的值。

[0015] 可选的,所述根据载波的一个所述载波周期内开关次数最少原则以及三电平的空间矢量脉冲宽度调制算法包括:根据载波的一个载波周期内开关次数最少原则,对所述空

间矢量脉冲宽度调制算法进行所述基本电压矢量的作用顺序的分配。

[0016] 可选的,所述确定所述空间矢量脉冲宽度调制算法的调制波和基本电压矢量的占空比包括:获得所述三电平的第一相,第二相和第三相在一个所述载波周期内预定高电平导通的时间,基于所述空间矢量脉冲宽度调制算法调制时的相似三角形关系,获得所述零序分量和基本电压矢量的占空比。

[0017] 可选的,所述空间矢量脉冲宽度调制算法是在正弦脉冲宽度调制算法的正弦调制波信号上注入零序分量的结果。

[0018] 可选的,所述空间矢量脉冲宽度调制算法由三角载波的正弦脉冲宽度调制算法等效实现。

[0019] 可选的,基于所述空间矢量脉冲宽度调制算法和正弦脉冲宽度调制算法的等效关系获得所述调制波的零序分量,并确定所述空间矢量脉冲宽度调制算法的调制波和基本电压矢量的占空比。

[0020] 本发明采取以上技术方案,与现有技术相比,具有以下优点:

[0021] 只需对参考电压矢量的位置进行简单判断后,就可以由第一相,第二相和第三相给定的电压信号直接得出各个扇形区域的调制波和占空比的关系,调制波和占空比的关系为简单的线性关系,无需求解基本电压矢量的作用时间,从而避免了传统的正弦脉冲宽度调制算法中大量的三角函数和求根运算。与以往方法相比,本发明的技术方案能为处理器节约更多的资源,提高工作效率。

附图说明

[0022] 图1是本发明实施例提供的三电平的调制方法的流程图;

[0023] 图2是本发明实施例提供的三电平逆变器主电路拓扑结构图;

[0024] 图3是本发明实施例提供的三电平电压空间矢量图;

[0025] 图4是本发明实施例提供的扇区I中的矢量分布图;

[0026] 图5是本发明实施例提供的三角载波与脉冲宽度调制波之间的关系示意图;

[0027] 图6是本发明实施例提供的占空比随时间变化曲线图。

具体实施方式

[0028] 下面结合具体实施案例对本发明进行详细说明。以下实施例将有助于本领域的技术人员进一步理解本发明,但不以任何形式限制本发明。应当指出的是,对本领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明构思的前提下,还可以做出若干变形和改进。这些都属于本发明的保护范围。

[0029] 图1是本发明实施例提供的三电平的调制方法的流程图,下面结合图1详细说明。

[0030] 所述三电平的调制方法包括:

[0031] 步骤S1,在K、L坐标系下,确定参考电压矢量所在的扇区;

[0032] 步骤S2,在所述K、L坐标系下,基于伏秒平衡关系确定电压矢量和作用时间的电压时间关系,基于所述电压时间关系,求得所述基本电压矢量的作用时间,所述基本电压矢量由所述三电平变流器输出,所述电压矢量包括所述基本电压矢量和所述参考电压矢量;

[0033] 步骤S3,根据载波的一个载波周期内开关次数最少原则以及三电平的空间矢量脉

冲宽度调制算法,求得调制波的零序分量;

[0034] 步骤 S4,基于所述零序分量,确定所述空间矢量脉冲宽度调制算法的调制波和基本电压矢量的占空比。

[0035] 所述步骤 S1 中,所述参考电压矢量为外部给定的电压矢量,所述零序电压分量是空间矢量脉冲宽度调制的马鞍波减去正弦脉冲宽度调制的正弦波而得,所述零序电压分量只含有 3 的倍数次谐波。L 轴为水平方向,K 轴沿所述 L 轴逆时针旋转 120° 形成所述 K、L 坐标系。所述 K、L 坐标系的角度为 120° 。所述在 K、L 坐标系下,确定参考电压矢量所在的扇区包括:通过所述参考电压矢量向所述 K、L 坐标系上的投影值确定所述参考电压矢量所在的扇区。

[0036] 所述步骤 S2 中,所述电压时间关系包括所述参考电压矢量的输入电压信号和所述参考电压矢量扇区的代码的线性组合。所述参考电压矢量的输入电压信号为外部给定的值,其值是根据需要由用户给定的。

[0037] 所述步骤 S3 中,所述根据载波的一个所述载波周期内开关次数最少原则以及三电平的空间矢量脉冲宽度调制算法包括:根据载波的一个载波周期内开关次数最少原则,对所述空间矢量脉冲宽度调制算法进行所述基本电压矢量的作用顺序的分配。

[0038] 所述步骤 S4 中,所述确定所述空间矢量脉冲宽度调制算法的调制波和基本电压矢量的占空比包括:获得所述三电平的第一相,第二相和第三相在一个所述载波周期内预定高电平导通的时间,基于所述空间矢量脉冲宽度调制算法调制时的相似三角形关系,获得所述零序分量和基本电压矢量的占空比。其中所述预定高电平在不同的情况下,取值不同。例如,在电压调制波(所述电压调制波是指变流器输出相电压的调制波。)正半周期,预定高电平是指开关状态 p 所对应的电平,该电平值为 $U_{dc}/2$,其中 U_{dc} 为直流侧电压;而在电压调制波负半周期,预定高电平指开关状态 o 所对应的电平,该电平值为 0。(开关状态 p 和开关状态 o 如图 1 所示)

[0039] 所述空间矢量脉冲宽度调制算法是在正弦脉冲宽度调制算法的正弦调制波信号上注入零序分量的结果。所述空间矢量脉冲宽度调制算法由三角载波的正弦脉冲宽度调制算法等效实现。基于所述空间矢量脉冲宽度调制算法和正弦脉冲宽度调制算法的等效关系获得所述调制波的零序分量,并确定所述空间矢量脉冲宽度调制算法的调制波和基本电压矢量的占空比。

[0040] 如图 1 所示,以 a 相为例,当 S_{a1} 、 S_{a2} 导通时,开关状态定义为 p,即 $S_a = 1$;当 S_{a2} 、 S_{a3} 导通时,开关状态定义为 o,即 $S_a = 0$;当 S_{a3} 、 S_{a4} 导通时,开关状态定义为 n,即 $S_a = -1$ 。其他相的定义方法同理,即当 S_{b1} 、 S_{b2} 导通时,开关状态定义为 p,即 $S_b = 1$;当 S_{b2} 、 S_{b3} 导通时,开关状态定义为 o,即 $S_b = 0$;当 S_{b3} 、 S_{b4} 导通时,开关状态定义为 n,即 $S_b = -1$;当 S_{c1} 、 S_{c2} 导通时,开关状态定义为 p,即 $S_c = 1$;当 S_{c2} 、 S_{c3} 导通时,开关状态定义为 o,即 $S_c = 0$;当 S_{c3} 、 S_{c4} 导通时,开关状态定义为 n,即 $S_c = -1$ 。

[0041] 定义三相开关状态 $S = [S_a, S_b, S_c]^T$,基本电压矢量(基本电压矢量由所述三电平变流器输出,因此基本电压矢量也可以称为输出电压矢量,输出电压矢量就是基本电压矢量;参考电压矢量为给定的电压矢量,即图 3 中的 V_{ref} 矢量。)定义为:

$$[0042] \quad V_{out} = \frac{U_{dc}}{3} (1, e^{j\frac{2\pi}{3}}, e^{j\frac{4\pi}{3}}) S \quad (1)$$

[0043] 由组合关系,三相(相 a、相 b 和相 c)共有 27 个开关状态,其中零矢量(所述零矢量是指相 a、相 b 和相 c 的开关状态相同,图 3 中零矢量位于中心的点)包含 3 个冗余开关状态(零矢量包含的 3 个冗余开关状态是指,同一个输出电压矢量的位置对应有多种相 a、相 b、相 c 三相开关状态组合关系,例如零矢量有三个冗余开关状态,即 $S_a=1, S_b=1, S_c=1$; $S_a=0, S_b=0, S_c=0$ 和 $S_a=-1, S_b=-1, S_c=-1$,这三种状态都为零矢量,并且这三个矢量都位于六边形的中心。所以零矢量不是仅仅指 $S_a=0, S_b=0, S_c=0$ 的状态),每个小矢量(所述小矢量是指相 a、相 b 和相 c 的开关状态只能定义为 p 和 o,或者只能定义为 o 和 n,在图 3 中小矢量位于内六边形的六个顶点处,即矢量 $V_{10}, V_{11}, V_{01}, V_{-10}, V_{-1-1}, V_{0-1}$)包含 2 个冗余开关状态(小矢量包含的两个冗余开关状态是指开关状态只能定义为 p 和 o 或者 o 和 n),如图 3 所示,27 个开关状态实际只对应 19 个基本输出电压矢量。

[0044] 如图 3 所示,将空间电压矢量区域分为 6 个小扇区,分别为扇区 I,扇区 II,扇区 III,扇区 IV,扇区 V 和扇区 VI。根据不同基本电压矢量以及不同的作用顺序,又可将每个扇区进一步分为 6 个小三角形区域,如图 4 所示,6 个小三角形区域包括:区域 A(1),区域 A(2),区域 B(1),区域 B(2),区域 C 和区域 D,其中区域 A(1) 和区域 A(2) 统称区域 A,区域 B(1) 和区域 B(2) 统称区域 B。

[0045] 如图 4 所示, nK, mL 分别为基本电压矢量在 K, L 坐标系上的坐标值。定义:顶点由 $V_{mL, nK}, V_{mL, nK+1}$ 和 $V_{mL+1, nK+1}$ 组成的三角形称为 I 型特征三角形;顶点由 $V_{mL, nK}, V_{mL+1, nK}$ 和 $V_{mL+1, nK+1}$ 组成的三角形称为 II 型特征三角形。如图 4 中的 C 区域为 II 型特征三角形, B 区域为 I 型特征三角形。

[0046] 在 120° 的 K、L 坐标系下,参考电压矢量 V_{ref} 可分解为:

$$[0047] \quad V_{ref} = u_L + u_K e^{j\frac{2\pi}{3}} = u_{ac} + u_{bc} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2)$$

[0048] 在 I 型特征三角形内,由“伏秒平衡”关系可得:

$$[0049] \quad \begin{cases} V_{ref} \cdot T_s = V_{mL, nK} \cdot T_{mL, nK} + V_{mL, nK+1} \cdot T_{mL, nK+1} + V_{mL+1, nK+1} \cdot T_{mL+1, nK+1} \\ T_{mL, nK} + T_{mL, nK+1} + T_{mL+1, nK+1} = T_s \end{cases} \quad (3)$$

[0050] 在 K、L 坐标系下,结合式 (1)-(3),即可得到式 (4),同理可得式 (5)。

[0051] 直流侧电压为 U_{dc} , PWM 开关周期为 T_s 。采用等幅值坐标变换,则离参考电压矢量最近的三个基本电压矢量的作用时间为:

[0052] 在 I 型特征三角形内:

$$[0053] \quad \begin{aligned} t_{mL, nK} &= T_s - \frac{T_s}{U_{dc}} \times (2U_{bc} - n_K \times U_{dc}) \\ t_{mL, nK+1} &= -\frac{T_s}{U_{dc}} \times (2U_{ab} + (n_K - m_L) \times U_{dc}) \\ t_{mL+1, nK+1} &= -\frac{T_s}{U_{dc}} \times (2U_{ca} + m_L \times U_{dc}) \end{aligned} \quad (4)$$

[0054] 在 II 型特征三角形内:

$$\begin{aligned}
t_{mL,nK} &= T_s + \frac{T_s}{U_{dc}} \times (2U_{ca} + m_L \times U_{dc}) \\
[0055] \quad t_{mL+1,nK} &= \frac{T_s}{U_{dc}} \times (2U_{ab} + (n_K - m_L) \times U_{dc}) \\
t_{mL+1,nK+1} &= \frac{T_s}{U_{dc}} \times (2U_{bc} - n_K \times U_{dc})
\end{aligned} \tag{5}$$

[0056] 以参考电压矢量落入 B(2) 区域为例,为降低开关损耗,基本电压矢量作用时间的分配情况如图 5 所示。 V_1 、 V_2 、 V_7 分别为第一、第二和第三个作用的基本电压矢量。定义： t_{1on} 、 t_{2on} 、 t_{3on} 分别为第一、第二和第三个基本电压矢量的作用时间。在 B(2) 区域有：

$$[0057] \quad \begin{cases} t_{1on} = t_{mL,nK} \\ t_{2on} = t_{mL,nK+1} \\ t_{3on} = t_{mL+1,nK+1} \end{cases} \tag{6}$$

[0058] 定义三个中间变量：

$$[0059] \quad \begin{cases} t_{cm1} = k \times t_{1on} \\ t_{cm2} = t_{cm1} + t_{3on} \\ t_{cm3} = t_{cm2} + t_{2on} \end{cases} \tag{7}$$

[0060] 其中 k 为保证直流侧电容 C1、C2 平衡而引入的平衡因子, $0 \leq k \leq 1$ 。

[0061] 定义占空比为：在电压调制波正半周期,占空比为开关状态 1 的作用时间占整个 T_s 的比值；而在电压调制波的负半周期,占空比则定义为开关状态 0 的作用时间占整个 T_s 的比值。如图 5 所示,可得 B(2) 区域三相电压占空比为：

$$[0062] \quad \begin{cases} D_a = t_{cm2} / T_s = t_a / T_s \\ D_b = t_{cm3} / T_s = t_b / T_s \\ D_c = t_{cm1} / T_s = t_c / T_s \end{cases} \tag{8}$$

[0063] 其中 t_a 、 t_b 、 t_c 分别为相 a、相 b、相 c 三相在载波的一个载波周期内预定高电平导通的时间,如图 5 所示,在电压调制波正半周期,预定高电平是指开关状态 p 所对应的电平,该电平值为 $U_{dc}/2$,其中 U_{dc} 为直流侧电压；而在电压调制波负半周期,预定高电平指开关状态 o 所对应的电平,该电平值为 0。

[0064] 在 B(2) 区域,由占空比公式和图 5 中的相似三角形关系可得三相调制波的表达式为：

$$[0065] \quad \begin{cases} U_a^* = D_a \times U_{dc} / 2 \\ U_b^* = D_b \times U_{dc} / 2 - U_{dc} / 2 \\ U_c^* = D_c \times U_{dc} / 2 - U_{dc} / 2 \end{cases} \tag{9}$$

[0066] SVPWM 实质上是在 SPWM 的正弦调制波信号上注入零序分量的结果,即 SVPWM 可由典型的三角载波 SPWM 等效实现。令 SPWM 调制波信号为三相依次互差 120° 的正弦波 U_a 、 U_b 、 U_c ,则三电平 SVPWM 调制波为 U_a 、 U_b 、 U_c 加入零序分量 U_z 的结果。则可以得到：

$$[0067] \quad \begin{cases} U_a^* = U_a + U_z \\ U_b^* = U_b + U_z \\ U_c^* = U_c + U_z \end{cases} \tag{10}$$

[0068] 式 (9) 中 U_a 、 U_b 、 U_c 分别为 a、b、c 三相正弦信号给定； U_{ab} 、 U_{bc} 、 U_{ca} 分别为给定相电压所对应的线电压； U_z 为所叠加的零序分量。结合式 (4)-(10) 可以推导出 B(2) 区域 U_z 的表达式为：

[0069] $U_z = 1.5k \times U_{dc} - 2U_{ca} - 3k \times U_{bc} - U_{ab} - 1.5U_{dc}$ (11)

[0070] 同理可得其他区域 U_z 的表达式。扇区 I、扇区 II、扇区 III、扇区 IV、扇区 V 和扇区 VI 中 U_z 的表达式见表 1、表 2、表 3、表 4、表 5 和表 6。

[0071] 表 1 扇区 I 中 U_z 的表达式

[0072]

区域	U_z
A(1)	$2U_{ab} + U_{ca} + 3k \times U_{bc}$
A(2)	$U_{bc} + 2U_{ca} + 3k \times U_{ab}$
B(1)	$1.5k \times U_{dc} - U_{ca} - 3k \times U_{ab} - 2U_{bc}$
B(2)	$1.5k \times U_{dc} - 2U_{ca} - 1.5U_{dc} - 3k \times U_{bc} - U_{ab}$
C	$U_{ab} + 2U_{bc} - 1.5U_{dc} + 3k \times U_{ca} + 3k \times U_{dc}$
D	$U_{ab} + 2U_{bc} - 1.5U_{dc} + 3k \times U_{ca} + 3k \times U_{dc}$

[0073] 表 2 扇区 II 中 U_z 的表达式

[0074]

区域	U_z
A(1)	$-2U_{bc} - U_{ca} - 3k \times U_{ab}$
A(2)	$-2U_{ab} - U_{bc} - 3k \times U_{ca}$
B(1)	$U_{ab} + 2U_{bc} - 1.5U_{dc} + 3k \times U_{ca} + 1.5k \times U_{dc}$
B(2)	$U_{bc} + 2U_{ca} + 3k \times U_{ab} + 1.5k \times U_{dc}$
C	$3k \times U_{dc} - 2U_{ca} - 1.5U_{dc} - 3k \times U_{bc} - U_{ab}$
D	$3k \times U_{dc} - 2U_{ca} - 1.5U_{dc} - 3k \times U_{bc} - U_{ab}$

[0075] 表 3 扇区 III 中 U_z 的表达式

[0076]

区域	U_z
A(1)	$U_{ab} + 2U_{bc} + 3k \times U_{ca}$
A(2)	$2U_{ab} + U_{ca} + 3k \times U_{bc}$
B(1)	$1.5k \times U_{dc} - 2U_{ca} - 3k \times U_{bc} - U_{ab}$
B(2)	$1.5k \times U_{dc} - U_{bc} - 1.5U_{dc} - 3k \times U_{ca} - 2U_{ab}$
C	$U_{bc} + 2U_{ca} - 1.5U_{dc} + 3k \times U_{ab} + 3k \times U_{dc}$
D	$U_{bc} + 2U_{ca} - 1.5U_{dc} + 3k \times U_{ab} + 3k \times U_{dc}$

[0077] 表 4 扇区 IV 中 U_z 的表达式

[0078]

区域	U_z
A(1)	$-U_{ab} - 2U_{ca} - 3k \times U_{bc}$
A(2)	$-2U_{bc} - U_{ca} - 3k \times U_{ab}$
B(1)	$U_{bc} + 2U_{ca} - 1.5U_{dc} + 3k \times U_{ab} + 1.5k \times U_{dc}$
B(2)	$2U_{ab} + U_{ca} + 3k \times U_{bc} + 1.5k \times U_{dc}$
C	$3k \times U_{dc} - U_{bc} - 1.5U_{dc} - 3k \times U_{ca} - 2U_{ab}$
D	$3k \times U_{dc} - U_{bc} - 1.5U_{dc} - 3k \times U_{ca} - 2U_{ab}$

[0079] 表 5 扇区 V 中 U_z 的表达式

[0080]

区域	U_z
A(1)	$U_{bc}+2U_{ca}+3k\times U_{ab}$
A(2)	$U_{ab}+2U_{bc}+3k\times U_{ca}$
B(1)	$1.5k\times U_{dc}-U_{bc}-3k\times U_{ca}-2U_{ab}$
B(2)	$1.5k\times U_{dc}-U_{ca}-1.5U_{dc}-3k\times U_{ab}-2U_{bc}$
C	$2U_{ab}+U_{ca}-1.5U_{dc}+3k\times U_{bc}+3k\times U_{dc}$
D	$2U_{ab}+U_{ca}-1.5U_{dc}+3k\times U_{bc}+3k\times U_{dc}$

[0081] 表 6 扇区 VI 中 U_z 的表达式

[0082]

区域	U_z
A(1)	$-2U_{ab}-U_{bc}-3k\times U_{ca}$
A(2)	$-U_{ab}-2U_{ca}-3k\times U_{bc}$
B(1)	$2U_{ab}+U_{ca}-1.5U_{dc}+3k\times U_{bc}+1.5k\times U_{dc}$
B(2)	$U_{ab}+2U_{bc}+3k\times U_{ca}+1.5k\times U_{dc}$
C	$3k\times U_{dc}-U_{ca}-1.5U_{dc}-3k\times U_{ab}-2U_{bc}$
D	$3k\times U_{dc}-U_{ca}-1.5U_{dc}-3k\times U_{ab}-2U_{bc}$

[0083] 由零序分量 U_z 的表达式可以进一步求得各相调制波的表达式,进而推导出占空比 D_x ($x = a, b, c$) 和时间的关系表达式。在 B(2) 区域,由式 (9)-(11) 可以推导出 D_x 关于时间 t 的表达式为:

[0084]
$$\begin{cases} D_a = 2U_a^*/U_{dc} \\ D_b = 2(U_b^* + U_{dc}/2)/U_{dc} \\ D_c = 2(U_c^* + U_{dc}/2)/U_{dc} \end{cases} \quad (12)$$

[0085] 其他区域的计算同理。扇区 I、扇区 II、扇区 III、扇区 IV、扇区 V 和扇区 VI 中 D_a 的表达式见表 7、表 8、表 9、表 10、表 11 和表 12。

[0086] 表 7 扇区 I 中 D_a 的表达式

[0087]

区域	D_a
A(1)	$2(3U_a+2U_{ab}+U_{ca}+3k\times U_{bc})/(3U_{dc})$
A(2)	$2(3U_a+U_{bc}+2U_{ca}+3k\times U_{ab})/(3U_{dc})$
B(1)	$k-(4U_{bc}-6U_a+2U_{ca}+6k\times U_{ab})/(3U_{dc})$
B(2)	$k-(2U_{ab}-6U_a+4U_{ca}+6k\times U_{bc})/(3U_{dc})-1$
C	$2k+(6U_a+2U_{ab}+4U_{bc}+6k\times U_{ca})/(3U_{dc})-1$
D	$2k+(6U_a+2U_{ab}+4U_{bc}+6k\times U_{ca})/(3U_{dc})-1$

[0089] 表 8 扇区 II 中 D_a 的表达式

[0090]

区域	D_a
A(1)	$1-(4U_{bc}-6U_a+2U_{ca}+6k \times U_{ab})/(3U_{dc})$
A(2)	$-(2 \times (2U_{ab}-3U_a+U_{bc}+3k \times U_{ca}))/ (3U_{dc})$
B(1)	$k+(6U_a+2U_{ab}+4U_{bc}+6k \times U_{ca})/(3U_{dc})$
B(2)	$k+(6U_a+2U_{bc}+4U_{ca}+6k \times U_{ab})/(3U_{dc})$
C	$2k-(2U_{ab}-6U_a+4U_{ca}+6k \times U_{bc})/(3U_{dc})-1$
D	$2k-(2U_{ab}-6U_a+4U_{ca}+6k \times U_{bc})/(3U_{dc})$

[0091] 表 9 扇区 III 中 D_a 的表达式

[0092]

区域	D_a
A(1)	$(6U_a+2U_{ab}+4U_{bc}+6k \times U_{ca})/(3U_{dc})+1$
A(2)	$(6U_a+4U_{ab}+2U_{ca}+6k \times U_{bc})/(3U_{dc})+1$
B(1)	$k-(2U_{ab}-6U_a+4U_{ca}+6k \times U_{bc})/(3U_{dc})+1$
B(2)	$k-(4U_{ab}-6U_a+2U_{bc}+6k \times U_{ca})/(3U_{dc})$
C	$2k+(6U_a+2U_{bc}+4U_{ca}+6k \times U_{ab})/(3U_{dc})$
D	$2k+(6U_a+2U_{bc}+4U_{ca}+6k \times U_{ab})/(3U_{dc})$

[0093] 表 10 扇区 IV 中 D_a 的表达式

[0094]

区域	D_a
A(1)	$1-(2U_{ab}-6U_a+4U_{ca}+6k \times U_{bc})/(3U_{dc})$
A(2)	$1-(4U_{bc}-6U_a+2U_{ca}+6k \times U_{ab})/(3U_{dc})$
B(1)	$k+(6U_a+2U_{bc}+4U_{ca}+6k \times U_{ab})/(3U_{dc})$
B(2)	$k+(6U_a+4U_{ab}+2U_{ca}+6k \times U_{bc})/(3U_{dc})+1$
C	$2k-(4U_{ab}-6U_a+2U_{bc}+6k \times U_{ca})/(3U_{dc})$
D	$2k-(4U_{ab}-6U_a+2U_{bc}+6k \times U_{ca})/(3U_{dc})$

[0095] 表 11 扇区 V 中 D_a 的表达式

[0096]

区域	D_a
----	-------

[0097]

A(1)	$(2 \times (3U_a+U_{bc}+2U_{ca}+3k \times U_{ab}))/ (3U_{dc})$
A(2)	$(6U_a+2U_{ab}+4U_{bc}+6k \times U_{ca})/(3U_{dc})+1$
B(1)	$k-(4U_{ab}-6U_a+2U_{bc}+6k \times U_{ca})/(3U_{dc})$
B(2)	$k-(4U_{bc}-6U_a+2U_{ca}+6k \times U_{ab})/(3U_{dc})$
C	$2k+(6U_a+4U_{ab}+2U_{ca}+6k \times U_{bc})/(3U_{dc})$
D	$2k+(6U_a+4U_{ab}+2U_{ca}+6k \times U_{bc})/(3U_{dc})-1$

[0098] 表 12 扇区 VI 中 D_a 的表达式

[0099]

区域	D_a
A(1)	$-(2 \times (2U_{ab} - 3U_a + U_{bc} + 3k \times U_{ca})) / (3U_{dc})$
A(2)	$-(2 \times (U_{ab} - 3U_a + 2U_{ca} + 3k \times U_{bc})) / (3U_{dc})$
B(1)	$k + (6U_a + 4U_{ab} + 2U_{ca} + 6k \times U_{bc}) / (3U_{dc}) - 1$
B(2)	$k + (6U_a + 2U_{ab} + 4U_{bc} + 6k \times U_{ca}) / (3U_{dc})$
C	$2k - (4U_{bc} - 6U_a + 2U_{ca} + 6k \times U_{ab}) / (3U_{dc}) - 1$
D	$2k - (4U_{bc} - 6U_a + 2U_{ca} + 6k \times U_{ab}) / (3U_{dc}) - 1$

[0100] 由表 1 中占空比 D_a 的计算公式可知, 占空比的表达式为输入信号的线性组合。与传统三电平 SVPWM 算法含有大量三角函数和求根运算相比, 本文所提算法可缩短计算时间, 为处理器留出更多的资源。由 D_a 的表达式可得到 D_a 随时间 t 的变化曲线如图 6 所示。

[0101] 图 6 为 D_a 随时间 t 和系数 k 的变化趋势。分析图 6 可知, 随着 k 值的增加, 在每个调制波周期内对应时刻, 占空比 D 也增大。只有当 $k = 0.5$ 时, 占空比 D 在一个周期内关于点 $(r+T/2, 0)$ 对称, 其中 r 为占空比 D 在每个周期的起始时刻。

[0102] 传统 SVPWM 方法, 基本电压矢量作用时间的表达式中含有大量的三角函数和求根运算, 不利于硬件实现。本发明的技术方案, 在 120° 的 K、L 坐标系可以在很大程度上解决这一问题, 基于 120° 坐标系下各个扇区三个基本矢量作用时间的计算方法, 由推导结果可知, 基于 120° 坐标系, 可大大简化基本矢量作用时间的计算。

[0103] 为进一步简化调制波的计算, 在两电平 SPWM 各相调制波中加入特定的零序分量可以得到和 SVPWM 完全相同的调制波, 从而可以在一定程度上简化调制波的计算。三电平 SVPWM 也可以通过在 SPWM 各相调制波中加入特定的零序分量实现。本发明的技术方案借助 120° 坐标系同样也证明了三电平 SVPWM 可以通过在 SPWM 各相调制波中加入特定的零序分量实现。并且在此基础上, 推导了各相调制波和占空比的表达式。

[0104] 本发明的技术方案具有以下优势:

[0105] 只需对参考电压矢量的位置进行简单判断后, 就可以由第一相, 第二相和第三相给定的电压信号直接得出各个扇形区域的调制波和占空比的关系, 调制波和占空比的关系为简单的线性关系, 无需求解基本电压矢量的作用时间, 从而避免了传统的正弦脉冲宽度调制算法中大量的三角函数和求根运算。与以往方法相比, 本发明的技术方案能为处理器节约更多的资源, 提高工作效率。

[0106] 以上所述仅是本发明的优选实施方式, 应当指出, 对于本技术领域的普通技术人员来说, 在不脱离本发明原理的前提下, 还可以做出若干改进和润饰, 这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围。

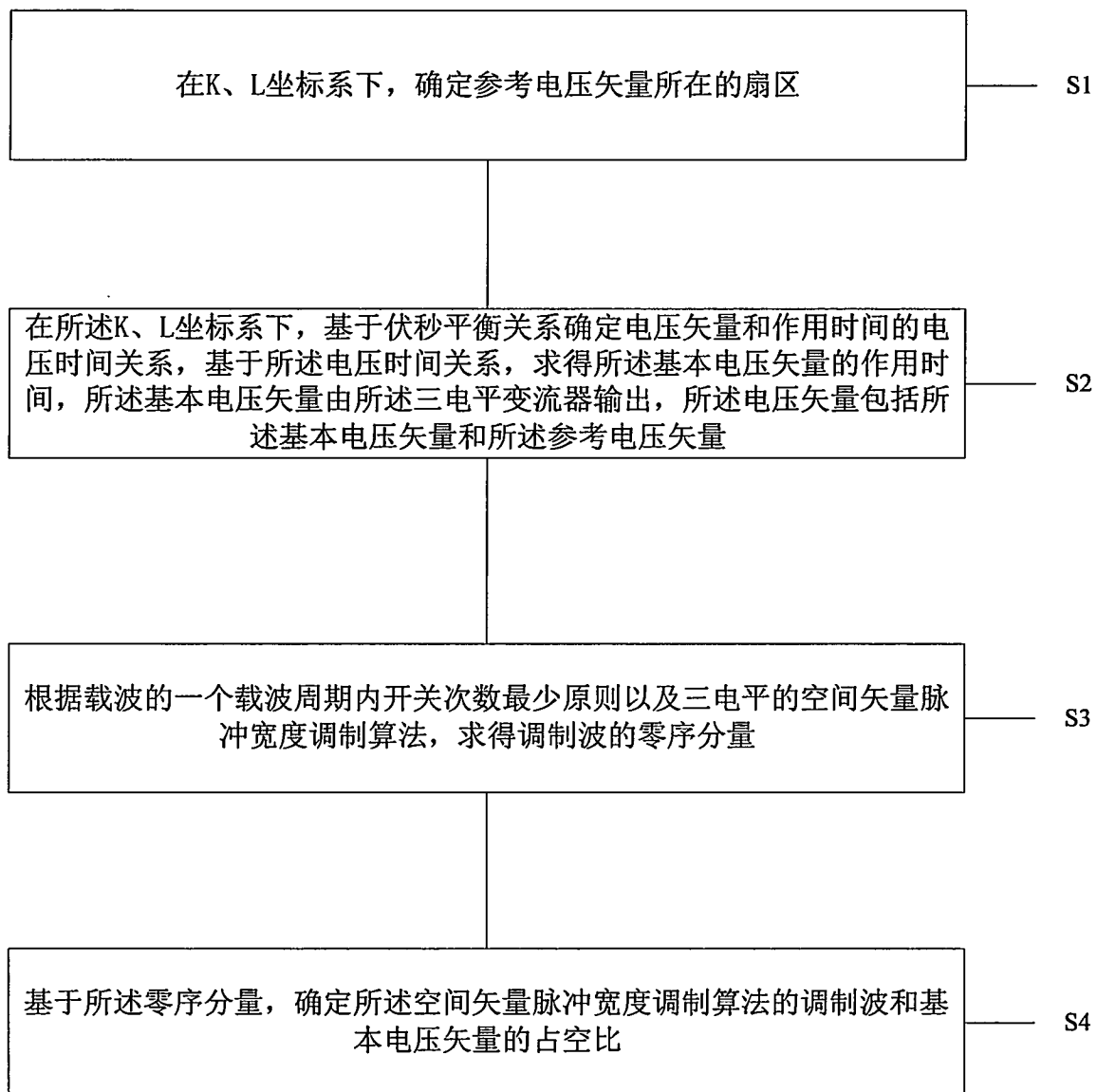


图 1

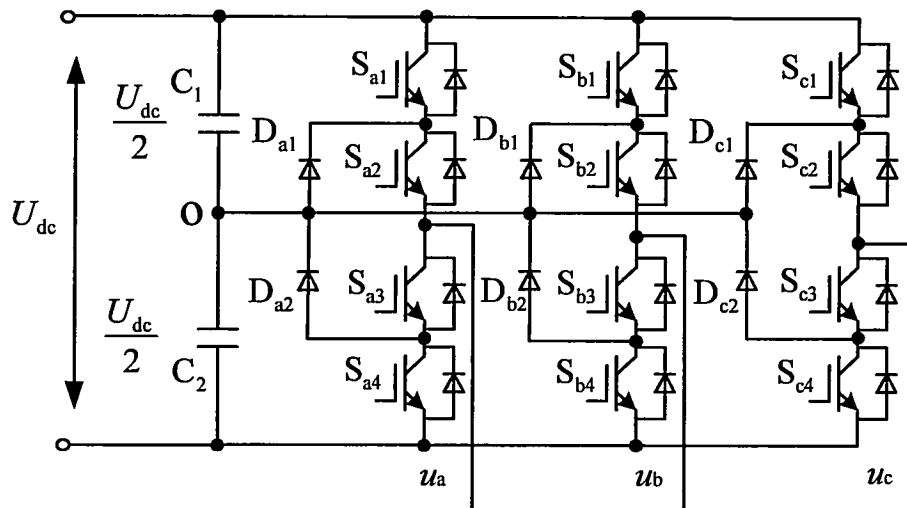


图 2

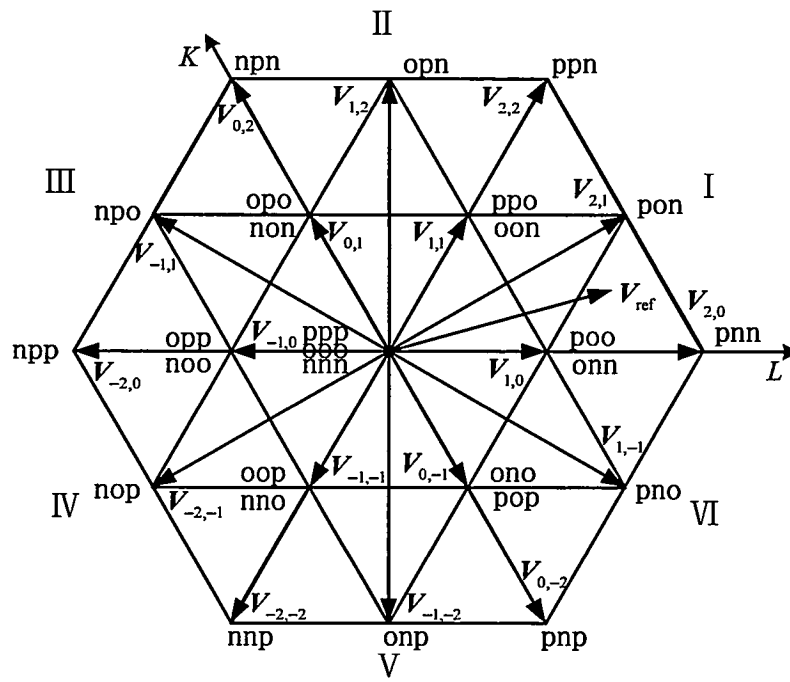


图 3

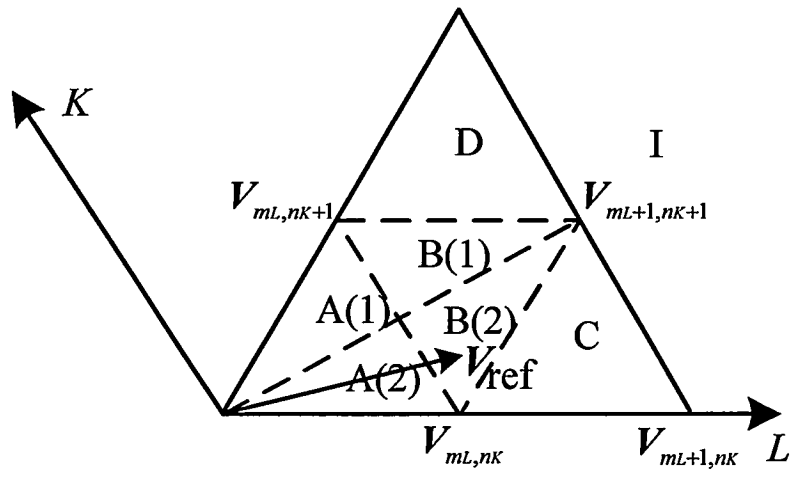


图 4

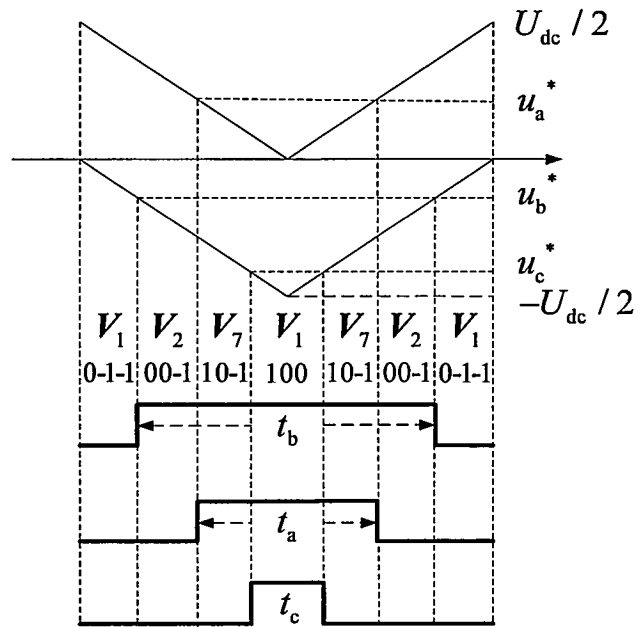


图 5

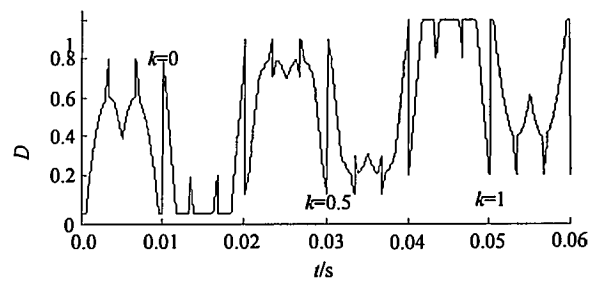


图 6