



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102130624 B

(45) 授权公告日 2013.06.05

(21) 申请号 201110108724.4

(22) 申请日 2011.04.28

(73) 专利权人 江西中能电气科技有限公司

地址 338000 江西省新余市孔目江生态经济
区科技城 8 号

(72) 发明人 栗梅 孙尧 李幸 王辉 于晶荣
杨建 敖杰 肖亮

(74) 专利代理机构 长沙市融智专利事务所
43114

代理人 黄美成

(51) Int. Cl.

H02M 7/5387(2007.01)

(56) 对比文件

JP 昭 57-111121 A, 1982.07.10, 全文.

CN 1395361 A, 2003.02.05, 全文.

Salmon, J etc. A hybrid current controller for a 1-phase PWM rectifier combining hysteresis and carrier-based schemes to achieve a zero current error and unipolar PWM waveforms. 《Power Electronics

Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual》. 2004, 第 2 卷 1239-1245.

周林等. 并联有源电力滤波器三角载波与滞环比较控制策略比较与仿真. 《中国电力》. 2008, 第 41 卷 (第 4 期), 25-29.

审查员 黄勇

权利要求书1页 说明书5页 附图5页

(54) 发明名称

一种电压型逆变器的滞环、载波混合调制方法

(57) 摘要

本发明公开了一种电压型逆变器的滞环、载波混合调制方法,其特征在于,基于 2 个数字滞环比较器控制 ABC 三相电流中的两相电流;采用载波调制器控制另外一相电流;电压型逆变器为基于 6 个 IGBT 的三相桥式逆变器。该方法不但继承了滞环控制的实现简单、响应迅速等优点,而且集成了载波调制的开关频率恒定、电流谐波畸变率低的优点。

1. 一种电压型逆变器的滞环、载波混合调制方法,其特征在于,基于 2 个数字滞环比较器控制 ABC 三相电流中的两相电流;采用载波调制器控制另外一相电流;电压型逆变器为基于 6 个 IGBT 的三相桥式逆变器;

基于 2 个数字滞环比较器控制 ABC 三相电流中的两相电流的实现方法为:

所述两相电流中的每一相电流(i_a 或 i_b) 与该相电流对应的参考电流(i_a^* 或 i_b^*) 比较后得到误差值(e_a 或 e_b),该误差值经过滞环比较器后再经非门逻辑单元(7)和死区生成装置(8)得到该相电流对应的 2 个 IGBT 的最终驱动信号(S_{a+}, S_{a-} 或 S_{b+}, S_{b-});所述的非门逻辑单元产生一对基于滞环比较的互补信号;

采用载波调制器控制另外一相电流的实现方法为:

决策单元输出调制信号 m , $-1 \leq m \leq 1$, m 和载波发生器所产生的载波信号通过比较器进行比较,产生一对互补信号,再通过死区生成装置,产生 C 相桥臂的最终驱动信号(S_{c+}, S_{c-});载波发生器的周期为 $2T$,载波为等腰三角波,变化范围是 $[-1, 1]$ 。

2. 根据权利要求 1 所述的电压型逆变器的滞环、载波混合调制方法,其特征在于,所述的决策单元为模糊控制器。

3. 根据权利要求 2 所述的电压型逆变器的滞环、载波混合调制方法,其特征在于,模糊控制器的输入变量为两相电流对应的 2 个误差值(e_a 和 e_b),该 2 个误差值的论域为 $[-1A, 1A]$, A 是电流单位安培,模糊语言变量值为 N、Z 和 P,分别表示负、零和正;控制量即决策单元输出调制信号 m ,其论域 $[-1, 1]$,模糊语言变量值为 N、Z 和 P,分别表示负、零和正;

$m \begin{matrix} \nearrow e_a \\ \searrow e_b \end{matrix}$	P	Z	N
P	N	N	Z
Z	Z	Z	Z
N	Z	P	P

模糊推理规则见上表。

4. 根据权利要求 1 所述的电压型逆变器的滞环、载波混合调制方法,其特征在于,所述的决策单元为带前馈补偿的 PI 控制器,该控制器的输出为调制信号 m ,且 m 为:

$$m = [k_p \cdot e_c + k_i \cdot \int e_c dt + u_{bo} + u_{ao} - e_{cN}] / u_{dc}$$

其中, k_p 和 k_i 分别为比例系数和积分系数; $u_{ao} = \frac{u_{dc}}{2} \cdot \text{sign}(s_a)$ $u_{bo} = \frac{u_{dc}}{2} \cdot \text{sign}(s_b)$, u_{dc} 为直流

电压,函数 $\text{sign}()$ 定义为 $\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, x > 0 \\ -1, x \leq 0 \end{cases}$; e_{cN} 为 C 相的反电动势, e_c 为 C 相电流误差。

一种电压型逆变器的滞环、载波混合调制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种电压型逆变器的滞环、载波混合调制方法。

背景技术

[0002] 三相电压型逆变器已被广泛地应用于交流传动、电能质量调节、可再生能源发电以及不间断电源等应用场合,大部分的电压型逆变器工作在电流控制模式,因而逆变器性能的优劣包括主要取决于电流环控制的好坏,尤其是在电力有源滤波器的应用当中,对电流控制提出了更高的要求。为了快速、准确地跟踪电网谐波电流,电力有源滤波器必须采用优良的电流控制方法,简单的,通常有一步预测控制、同步旋转坐标系下比例积分控制、比例谐振控制以及重复控制等方法得到调制波,然后通过载波调制或空间矢量调制实现逆变器输出电流的控制,但通常存在实现复杂,稳定性不容易保障等问题。滞环电流控制是一种简单、响应速度快、准确度较高,而且不存在稳定性问题;但缺点是其开关频率变化不定、存在相间干扰,并且存在某一输入相冗余的现象,而且输出滤波器设计困难。

发明内容

[0003] 本发明所要解决的技术问题是提出一种电压型逆变器的滞环、载波混合调制方法,该电压型逆变器的滞环、载波混合调制方法集成了载波调制和滞环控制的优点,纯数字实现,简单方便,且提高了系统的可控性。

[0004] 本发明的技术解决方案如下:

[0005] 一种电压型逆变器的滞环、载波混合调制方法,基于 2 个数字滞环比较器控制 ABC 三相电流中的两相电流;采用载波调制器控制另外一相电流;电压型逆变器为基于 6 个 IGBT 的三相桥式逆变器。

[0006] 基于 2 个数字滞环比较器控制 ABC 三相电流中的两相电流的实现方法为:

[0007] 所述两相电流中的每一相电流 (i_a 或 i_b) 与该相电流对应的参考电流 (i_a^* 或 i_b^*) 比较后得到误差值 (e_a 或 e_b),该误差值经过滞环比较器后再经非门逻辑单元 (7) 和死区生成装置 (8) 得到该相电流对应的 2 个 IGBT 的最终驱动信号 (S_{a+} , S_{a-} 或 S_{b+} , S_{b-});所述的非门逻辑单元产生一对基于滞环比较的互补信号;

[0008] 采用载波调制器控制另外一相电流的实现方法为:

[0009] 决策单元输出调制信号 m , $-1 < m < 1$, m 和载波发生器所产生的载波信号通过比较器进行比较,产生一对互补信号,再通过死区生成装置,产生 C 相桥臂的最终驱动信号 (S_{c+} , S_{c-});载波发生器的周期为 $2T$,载波为等腰三角波,变化范围是 $[-1, 1]$ 。

[0010] 所述的决策单元为模糊控制器。

[0011] 模糊控制器的输入变量为两相电流对应的 2 个误差值 (e_a 和 e_b),该 2 个误差值的论域为 $[-1A, 1A]$, A 是电流单位安培,模糊语言变量值为 N、Z 和 P,分别表示负、零和正;控制量 m ,也为载波调制的调制信号,其论域 $[-1, 1]$,模糊语言变量值为 N、Z 和 P,分别表示负、零和正;

[0012]

m	e _a	P	Z	N
e _b				
	P	N	N	Z
	Z	Z	Z	Z
	N	Z	P	P

[0013] 模糊推理规则见表 1。

[0014] 所述的决策单元为带前馈补偿的 PI 控制器,该控制器的输出为调制信号 m,且 m 为:

$$[0015] \quad m = \frac{2 \cdot u_{co}}{u_{dc}} = [k_p \cdot e_c + k_i \cdot \int e_c dt + u_{bo} + u_{ao} - e_{cN}] / u_{dc}$$

[0016] 其中, k_p 和 k_i 分别为比例系数和积分系数; $u_{ao} = \frac{u_{dc}}{2} \cdot \text{sign}(s_a)$, $u_{bo} = \frac{u_{dc}}{2} \cdot \text{sign}(s_b)$, u_{dc} 为直流电压,函数 $\text{sign}()$ 定义为 $\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, x > 0 \\ -1, x \leq 0 \end{cases}$; e_{cN} 为 C 相的反电动势。

[0017] 有益效果:

[0018] 本发明提出一种电压型逆变器的滞环、载波混合调制方法,该方法不但继承了滞环控制的实现简单、响应迅速等优点,而且集成了载波调制的开关频率恒定、电流谐波畸变率低的优点,还可以充分利用载波调制控制精确的优点,提高系统的可控制性,改善电流控制的效果以及系统效率。

附图说明

[0019] 图 1 为电压型逆变电路原理图;

[0020] 图 2 为基本“滞环、载波”混合调制策略示意图;

[0021] 图 3 为数字滞环比较示意图;

[0022] 图 4 为基于模糊控制的“滞环、载波”混合调制策略示意图;

[0023] 图 5 为模糊控制示意图;

[0024] 图 6 为输入隶属度函数曲线;

[0025] 图 7 为输出隶属度函数曲线;

[0026] 图 8 为模糊推理示意图;

[0027] 图 9 为基于 PI 控制的“滞环、载波”混合调制策略示意图;

[0028] 图 10 为基于模糊控制的输出电流波形图;

[0029] 图 11 为基于 PI 控制的输出电流波形图;

[0030] 图 12 为完全数字滞环控制下的输出电流波形图。

具体实施方式

[0031] 以下将结合附图和具体实施例对本发明做进一步详细说明:

[0032] 实施例 1:

[0033] 三相电压型逆变器的拓扑结构如图 1 所示,根据基本电路理论,可以得到如下系

统方程：

[0034]

$$L \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{aN} \\ e_{bN} \\ e_{cN} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0035] $\sum_{x=a,b,c} i_x = 0$ (2)

[0036] 式(1)中, o点为三相逆变器中间直流电压的中点; u_{xo} 为逆变器交流端到 o 点的电压, 且 u_{xo} 只有两个值: $u_{xo} = \pm 0.5u_{dc}$, u_{dc} 为中间直流电压, e_{xN} 为反电动势, i_x 为三相交流电流, 其中 $x \in \{a, b, c\}$ 。以上方程具有普遍意义, 根据反电动势的类型不同, 可代表电机驱动系统、并网逆变系统(如: 有源滤波器、静止无功补偿器和光伏并网发电装置)等等。

[0037] 根据式(1), 虽然系统有三个控制输入, 但鉴于控制矩阵的秩仅为 2 的缘故, 从而无法实现三相电流的独立控制。同时, 考虑到式(2)的约束, 其实只需要控制三相电流的任意两相即可达到控制的目的, 假设仅仅控制 A, B 相电流, 那么 C 相的控制输入 u_{co} 成为一个额外的自由度, 但该自由度的合理应用将决定电流控制性能的好坏。

[0038] 本发明提出如图 2 所示的“滞环、载波”混合调制策略。其中, 采用两个滞环控制器控制 A 相和 B 相电流, 而 C 相则采用载波调制, 载波调制的调制信号来源于决策单元。由于滞环调制的控制自由度较小, 可改变的参数主要是滞环带宽, 而且修改起来不够方便, 而对于载波调制而言, 因为 u_{co} 的平均值可精确控制, 其控制自由度大, 因此, 根据不同的性能需求, 可优化设计决策单元, 达到控制电流的目的。

[0039] 衡量逆变器性能的优劣, 除了电流控制性能的好坏, 其系统效率也是一个重要的评估指标。在滞环控制的前提下, 若想取得良好的电流跟踪性能, 则需要较高的开关频率作为代价, 如此将导致系统开关损耗严重, 再者, 常用的大功率 IGBT 器件也难以满足过高的开关频率(大于 20KHz)的要求。因此, 本发明提出一种基于模糊控制思想的模糊决策单元, 其总体框架如图 4 所示, 为了简单, 该模糊决策单元有两个输入, 即 A, B 相电流跟踪误差, 在模糊决策单元设计的过程中, 充分利用 C 相载波调制对 A, B 相电流滞环控制的影响, 设计一种兼顾电流跟踪性能, 同时降低开关损耗的模糊决策单元。

[0040] 当系统效率成为次要目标时, 可以发挥载波调制的优势, 提高电流控制性能, 本发明提出一种基于比例积分 (PI) 控制器的决策单元, 其总体框架如图 9 所示, 决策单元有五个输入, 包括 C 相电流误差项, A, B 相滞环控制器的输出状态, 直流电压信息以及 C 相反电动势。其中后四项输入用以实现前馈补偿。具体设计如下:

[0041] 令 C 相电流误差为

[0042] $e_c = i_c^* - i_c$ (3)

[0043] 其中, i_c^* 为 C 相参考电流, 参考电流根据不同的应用情况, 由相应的上层控制器给出。【 i_c^* 的频率、相位和幅度都可以由用户通过上层控制器自由给定, 然后该逆变器会跟踪这个电流, 比如, 如果需要将输出的并网电流, 那么频率取电网频率, 相位与电网电流相位相同, 如果需要对电网进行谐波补偿, 那么该参考电流中还包括与原电网中谐波方向相反(即正负相反)的谐波电流分量。总而言之, 是根据不同的应用场合而设定。A, B 相的参考电流也类似】

[0044] 那么误差方程

[0045]

$$e_c = \frac{2u_{co} - u_{bo} - u_{ao} + Ri_c + e_{cN}}{3L} \quad (4)$$

[0046] 由于 u_{bo} , u_{ao} 可通过滞环控制器的输出状态 s_a , s_b 重构而得, 而反电动势 e_{cN} 变化相对较慢, 可通过估计的方法得到, 在一些应用场合还可以直接测量得到, 比如并网逆变器、有源滤波器等。

[0047] 故系统 (4) 的控制输入 u_{co} 可简单的设计为:

$$u_{co} = [k_p \cdot e_c + k_i \cdot \int e_c dt + u_{bo} + u_{ao} - e_{cN}] / 2 \quad (5)$$

[0049] 其中, $u_{ao} = \frac{u_{dc}}{2} \cdot \text{sign}(s_a)$, $u_{bo} = \frac{u_{dc}}{2} \cdot \text{sign}(s_b)$, u_{dc} 为直流电压, 函数 $\text{sign}()$ 定义为

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ -1, & x \leq 0 \end{cases} \quad (6)$$

[0051] 然后, 对 u_{co} 进行如下操作, 便可得到调制信号 m 。

$$m = \frac{2 \cdot u_{co}}{u_{dc}} \quad (7)$$

[0053] 本发明所提的“滞环、载波”混合调制策略, 适用于如图 1 所示的三相电压型逆变电路的电流控制。该电压型逆变电路包括两个电解电容 2, 逆变器拓扑 1, 输出滤波电感 3, DSP (TMS320F2812) 控制器 4, 以及驱动电路 5。“滞环、载波”混合调制策略在 DSP 中实现。

[0054] 图 2 为基于模糊控制的“滞环、载波”混合调制策略示意图, 首先, 通过 TMS320F2812 内置的 ADC 模块对三相电压型逆变器输出电流进行采样得到 i_a , i_b , 然后, 和参考电流 i_a^* , i_b^* 相减, 求得电流误差 e_a , e_b , 并将其作为数字滞环比较器的输入。数字滞环比较器的工作原理为: 数字滞环比较器以周期 T 进行采样, 以 A 相为例, 一旦检测所得的电流误差满足

[0055] 1) 若 $e_a > \beta$, 那么, 其输出 $s_a = 1$;

[0056] 2) 若 $e_a < -\beta$, 那么, 其输出 $s_a = 0$ 。 β 取值 1 安培。

[0057] 3) 否则, 其输出维持状态不变。

[0058] 图 3 为数字滞环比较器工作示意图, 其优点是逆变器最大开关频率受控, 容易实现, 但缺点是误差总是超过预先设定的滞环带宽 β , 当然也可以通过提高采样频率降低因采样频率不够而导致的误差。

[0059] 数字滞环比较器的输出信号经过非门逻辑单元 7, 生产一对互补信号, 为了避免逆变器上下桥臂直通的情况, 然后将这对互补信号通过死区生成装置 8, 从而产生最终的驱动信号 (S_{a+} , S_{a-}) 或 (S_{b+} , S_{b-})。

[0060] 决策单元 12 的输入信号为电流误差, 经过决策单元的处理, 决策单元输出调制信号 m , 该信号满足 $-1 < m < 1$ 。然后调制信号 m 和载波发生器 10 所产生的载波信号通过比较器 9 进行比较, 产生一对互补信号, 同样通过一个死区生产装置 8, 产生最终的 C 相上、下桥臂的驱动信号 (S_{c+} , S_{c-})。其中, 载波发生器的周期为 $2T$ 。以上描述的是一种广义“滞环、载波”混合调制策略的基本框架, 具体的调制还取决于决策单元的设计。

[0061] 图 4 为基于模糊控制的“滞环、载波”混合调制策略示意图, 和图 2 的主要区别是决策单元的不同, 模糊决策单元 11 的输入信号仅有两个, 即 A, B 相电流控制误差信号, 模糊决策单元 11 的具体架构图为图 5 所示。A, B 相电流误差信号进入模糊决策单元 11 后, 先进行标度变换单元 14, 根据不同的控制需求, 可选择不同比例 k , 然后依次通过模糊化, 模

糊推理和清晰化单元,最终得到调制信号 m ,供载波调制实现。

[0062] 输入隶属度函数如图 6 所示,输出隶属度函数如图 7 所示,模糊规则表如表 1 所示,采用 Mamdani 的 \min - \max 模糊推理算法得到 $\beta_{ii} = \mu_i(e_a) \wedge \mu_i(e_b)$,且 $i \in (P, Z, N)$,详细的可参考图 8,然后利用高度法去模糊化得到调制波 m , m 的取值在 $[-1, 1]$ 范围内,它的计算公式如下。

$$[0063] \quad m = \frac{\sum \beta_{ii} * b_{ii}}{\sum \beta_{ii}} \quad (7)$$

[0064] 其中, b_{ii} 为单值形式,且 $b_{ii} \in (-1, 0, 1)$ 。

[0065] 图 9 为基于 PI 的“滞环、载波”混合调制策略示意图,其核心也是 PI 单元 13 的设计,PI 单元 13 可按式 (5) 进行处理,其中参数 k_p 和 k_i 均大于零。

[0066] 为了验证所提方法的有效性,对一具体应用进行了仿真实验。系统具体参数如下:采样周期 $T = 50 \mu s$,死区时间为 $4 \mu s$,滞环带宽 $\beta = 1A$,标度变换系数 $k = 1$,中间直流电容由两个 $450V/3300 \mu F$ 电解电容串联而成。三相串联 RL ($R = 0.5$ 欧姆, $L = 3mH$) 负载,母线电压设定为 400 伏,在几种控制方案下进行了仿真。图 10 为基于模糊控制的“滞环、载波”混合调制策的输出电流。图 11 为基于 PI 控制的“滞环、载波”混合调制策的输出电流,其控制参数 $k_p = 25000$, $k_i = 8000$;图 12 则为完全数字滞环控制下的输出电流波形。通过对比分析发现,图 10 中的电流质量最佳,尤其是其中的 C 相电流,说明基于 PI 控制的“滞环、载波”混合调制策可提高系统电流控制性能,图 11 中的电流控制效果次之,而图 12 中的电流效果最差。对开关频率进行了简单的统计,发现在模糊控制下的平均开关频率为 9.08khz,相对 PI 控制下的平均开关频率 9.36khz 和纯数字滞环控制的 9.25khz 均少,因而效率相对较高。综上所述,所提“滞环、载波”混合调制策能改善纯滞环控制的性能。

[0067] 模糊规则表 1

m	e_a	P	Z	N
	e_b			
[0068]	P	N	N	Z
	Z	Z	Z	Z
	N	Z	P	P

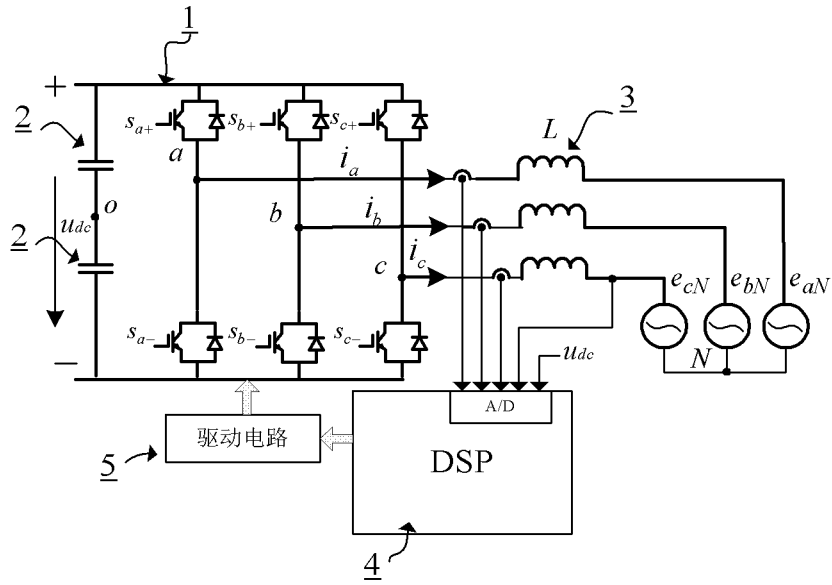


图 1

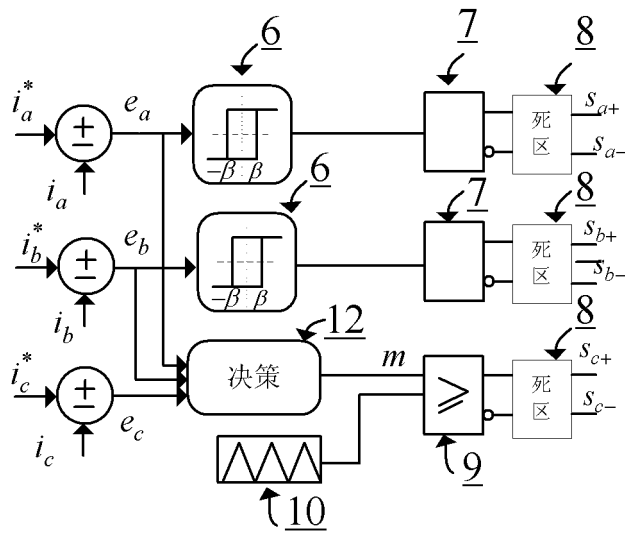


图 2

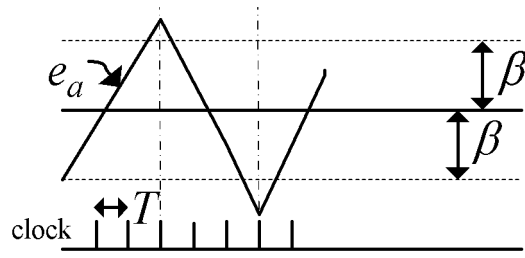


图 3

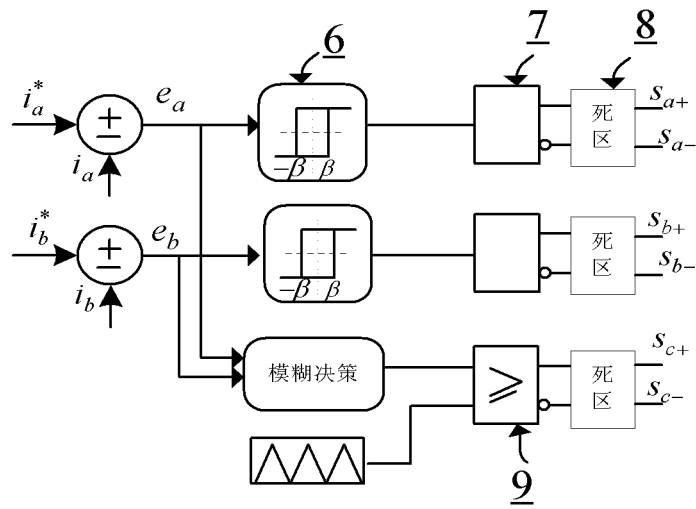


图 4

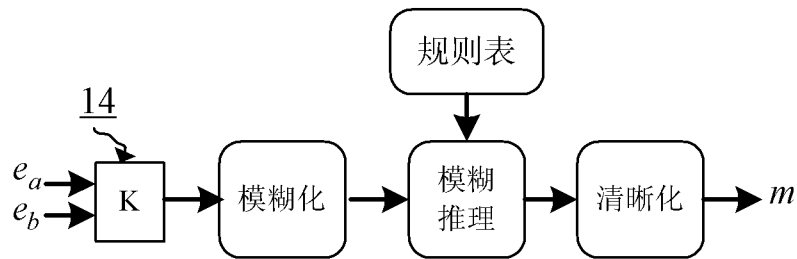


图 5

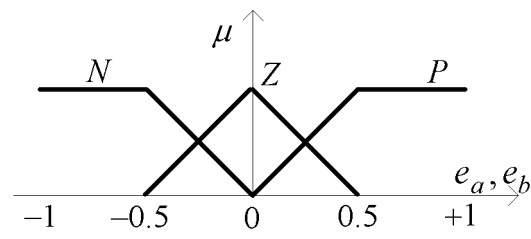


图 6

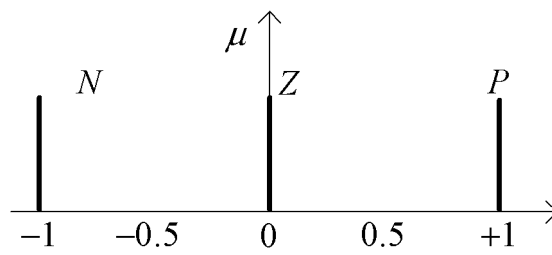


图 7

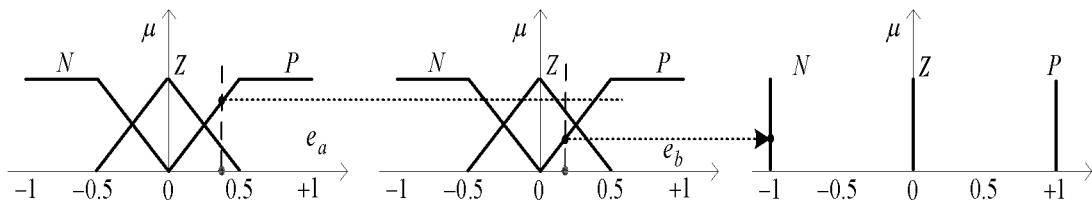


图 8

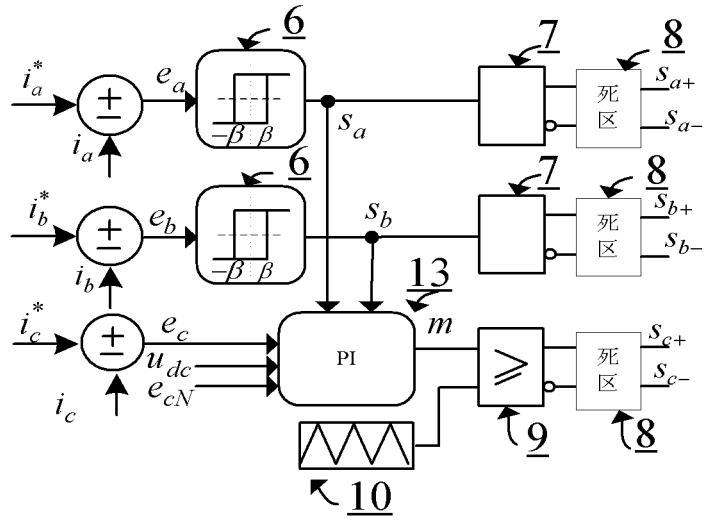


图 9

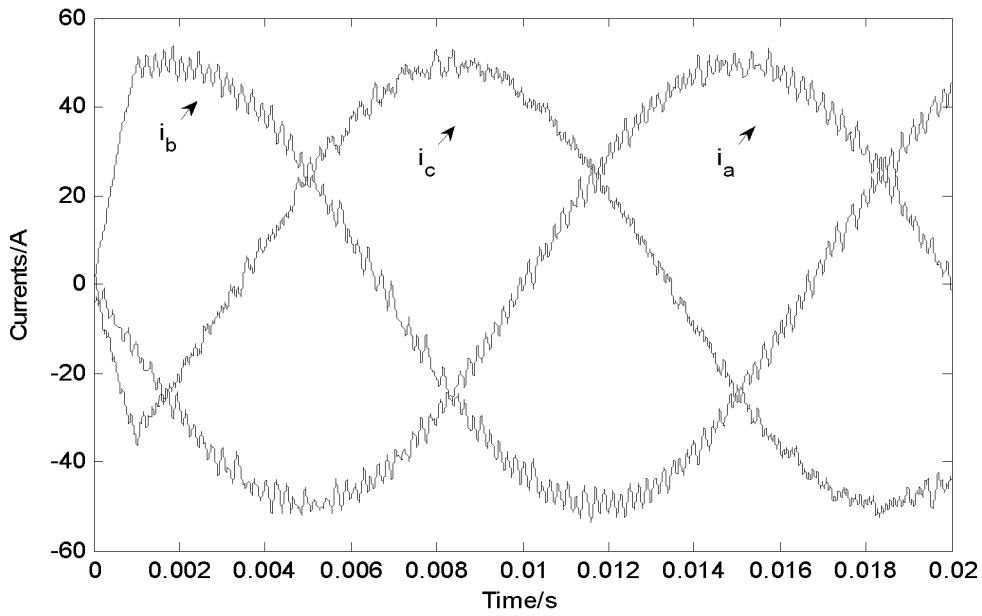


图 10

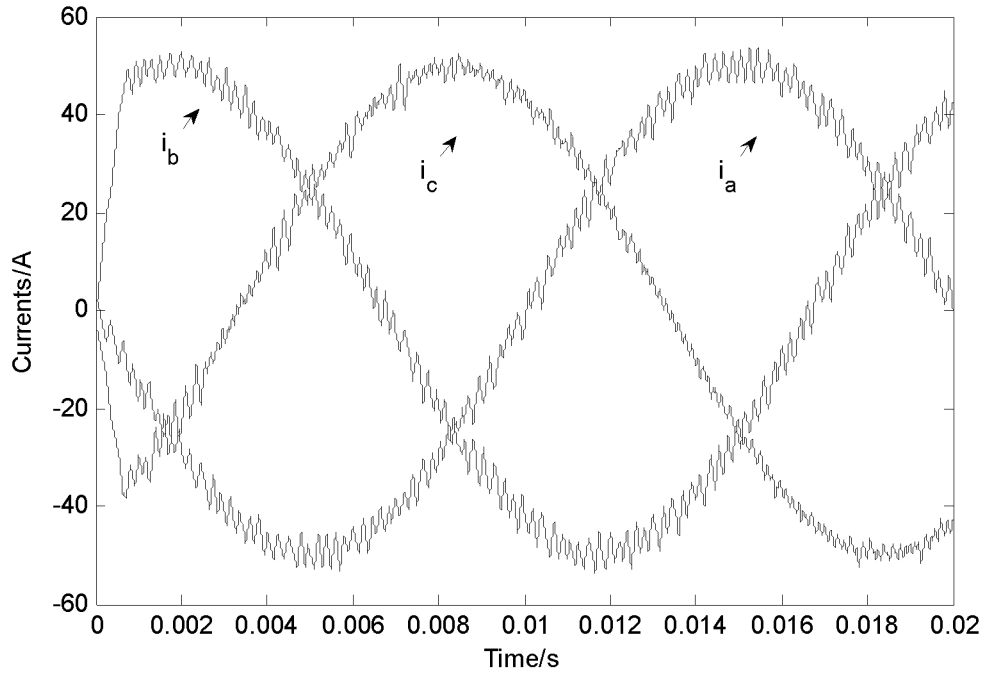


图 11

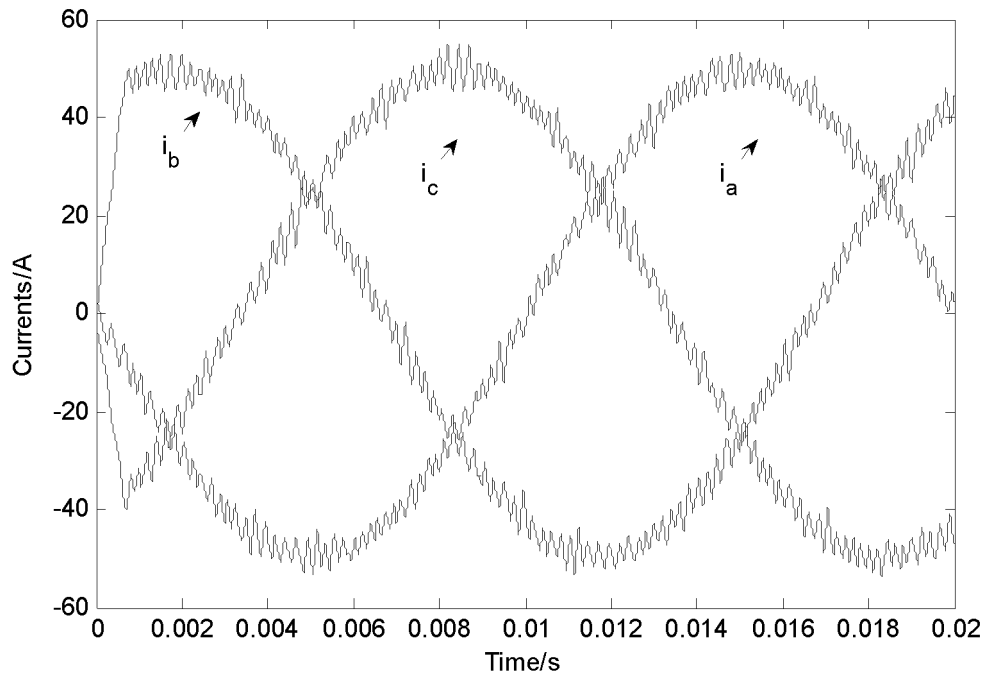


图 12