



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101699757 B

(45) 授权公告日 2012. 01. 25

(21) 申请号 200910185029. 0

EP 0780966 A2, 1997. 06. 25, 全文 .

(22) 申请日 2009. 10. 28

审查员 李新瑞

(73) 专利权人 南京航空航天大学

地址 210016 江苏省南京市白下区御道街
29 号

(72) 发明人 毛宇阳 邓智泉 蔡骏 彭晶晶

(74) 专利代理机构 南京经纬专利商标代理有限
公司 32200

代理人 许方

(51) Int. Cl.

H02P 6/18(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1319945 A, 2001. 10. 31, 全文 .

CN 1638259 A, 2005. 07. 13, 全文 .

WO 2004/049552 A1, 2004. 06. 10, 全文 .

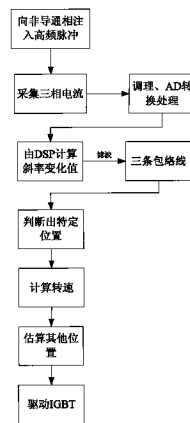
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 4 页

(54) 发明名称

一种适合低速的开关磁阻电机无位置传感器
控制方法

(57) 摘要

本发明公布了一种适合低速的开关磁阻电机无位置传感器方法,属于开关磁阻电机控制技术领域。本发明以开关磁阻电机为控制对象,通过向非导通相注入高频脉冲,在整个周期内检测三相电流上升斜率与下降斜率之差,这些离散的差值经过滤波后分别形成三条包络线,它们与电感存在着特定的关系,根据这些包络线的交点就能来确定转子的位置,其他位置可以根据转速推算得出,从而实现电机的正常运行及开通、关断角可调控制。该方法算法简单,控制灵活,只需检测相电流,同时消除了反电势的影响,很大程度上提高了位置估算的精确度。



1. 一种适合低速的开关磁阻电机无位置传感器控制方法,其特征在于包含以下步骤:

第一步:所述开关磁阻电机工作于低速斩波模式,通过向非导通相绕组注入高频脉冲后,使用三个电流传感器分别实时检测三相绕组电流,将所述检测到的三相绕组电流分别依次经过调理电路和 AD 转换模块后由微处理器计算得到电流斜率之差;

第二步:将第一步所述的计算得到的电流斜率之差经过中值滤波后形成三相包络线;

第三步:由三相包络线的交点得到电流斜率与特定的转子位置之间的关系如下:

当 $\frac{di_a}{dt} = \frac{di_b}{dt}$ 并且 $\frac{di_c}{dt} < \frac{di_a}{dt}$, 特定转子位置 θ^* 为 7.5° ;

当 $\frac{di_a}{dt} = \frac{di_c}{dt}$ 并且 $\frac{di_b}{dt} > \frac{di_a}{dt}$, 特定转子位置 θ^* 为 15° ;

当 $\frac{di_b}{dt} = \frac{di_c}{dt}$ 并且 $\frac{di_a}{dt} < \frac{di_b}{dt}$, 特定转子位置 θ^* 为 22.5° ;

当 $\frac{di_a}{dt} = \frac{di_b}{dt}$ 并且 $\frac{di_c}{dt} > \frac{di_a}{dt}$, 特定转子位置 θ^* 为 30° ;

当 $\frac{di_a}{dt} = \frac{di_c}{dt}$ 并且 $\frac{di_b}{dt} < \frac{di_a}{dt}$, 特定转子位置 θ^* 为 37.5° ;

当 $\frac{di_b}{dt} = \frac{di_c}{dt}$ 并且 $\frac{di_a}{dt} > \frac{di_b}{dt}$, 特定转子位置 θ^* 为 45° ;

由任意两个特定的转子位置点之间的时间差 Δt 计算出所述开关磁阻电机的实时转速 $\omega = \frac{\Delta\theta}{\Delta t}$, 根据所述特定转子位置和实时转速 ω 估算出转子到达任意位置的时刻点

$t = t^* + \frac{\theta - \theta^*}{\omega}$, 微处理器依据转子的位置信息即转子到达任意位置的时刻点给出功率变换

器的驱动信号驱动电机实现正常运行及实现开通、关断角可调控制,其中 i_a 、 i_b 、 i_c 分别为三相绕组电流, $\Delta\theta$ 为所述任意两个特定转子位置点之差, t^* 为检测得到特定转子位置 θ^* 的时刻点, t 为所求任意位置 θ 的时刻点。

一种适合低速的开关磁阻电机无位置传感器控制方法

技术领域

[0001] 发明涉及一种适合低速的开关磁阻电机无位置传感器方法,属于开关磁阻电机无位置传感器控制的技术领域。

背景技术

[0002] 开关磁阻电机具有结构简单坚固、效率高、容错性强、控制灵活等优点,并且价格低,因而备受关注,其应用领域已经涉及航空航天、油田、电动汽车、家用电器等,随着技术的逐渐成熟,已经显示出潜在优势和良好前景。

[0003] 电机的运行依赖于对转子位置的检测,安装位置传感器不仅增加了电机的成本,并且在特定的环境下会降低系统的可靠性(由于高温、灰尘对于传感器的影响)。所以无位置传感器技术的研究意义重大,是目前 SRM 研究领域热点之一,许多学者在这方面做出了巨大贡献。各国学者提出了多种无位置方案,典型无位置技术方案有注入脉冲法、电流波形监测法、基于磁链法、互感电压法、磁链 / 电流法、观测器法、基于模糊神经网络控制的方案等。

[0004] 其中在电机低速运行时,注入脉冲法原理简单,且较易于实现。为了不增加硬件,在电机三相轮流导通(即每个时刻只有一相导通)的情况下,可以通过功率电路中开关管的高速开通与关断,来实现向非导通相注入电压脉冲。由于开关管开通时间很短,且转速较低,响应电流可表示为式(1):

$$[0005] \quad \Delta i = \frac{v_{bus}}{L(\theta)} \Delta T \quad (1)$$

[0006] 其中, v_{bus} 为母线电压, ΔT 为注入脉冲的时间, $L(\theta)$ 为相电感。如果向绕组中注入脉冲的时间 ΔT 固定,响应电流变化 Δi 与 $L(\theta)$ 电感成反比关系。在电机只有一相导通的情况下,并不需要转子每一个位置信息,只要能判断出电机换相位置是否来到即可。所以在某一相关断时,向该相中注入高频脉冲,然后对相应电流进行检测,当 Δi 大于设定的阈值时,就开通该相并关断上一导通相。图 1 所示为三相电感随转子位置的变化曲线,其中 0° 代表 A 相定子齿与转子槽对齐位置, 22.5° 代表 A 相定子齿与转子齿对齐位置;图 2 为整个周期向 A 相注入脉冲后响应电流的波形。当 A 相的响应电流达到阈值时,则代表 A 相已处于 0° 附近,此时即可开通 A 相,关断 C 相。这样,就可以实现不需要位置信号情况下的三相连续导通。

[0007] 但是该算法存在的缺点:由于随着母线电压的升高,相应地脉冲电流的幅值也会升高,这样就需要改变设定的阈值才能在想要的角度开通相应相,所以不适合调压控制的情况下运行;另外,该方法只适合于固定开通关断角,不能灵活控制,限制了其适用范围。基于以上缺点,本发明提出了根据三相电流斜率的变化来估算转子的位置,这种方法算法简单,可以调节开通、关断角,并且适用于变压调速的场合使用。

发明内容

[0008] 本发明针对现有技术存在的缺陷提出了一种适合低速的开关磁阻电机无位置传感器方法,这种方法适用于电机低速斩波运行模式。通过向非导通相注入高频脉冲,在整个周期内检测三相电流上升斜率与下降斜率之差,这些离散的差值经过滤波后分别形成三条包络线,它们与电感存在着特定的关系,依靠这些包络线的交点就能来确定转子的位置,其他位置可以根据转速推算得出。

[0009] 该发明的技术方案包括以下几个步骤:

[0010] 适合低速的开关磁阻电机无位置传感器方法,其特征在于包含以下步骤:

[0011] 第一步:所述开关磁阻电机工作于低速斩波模式,通过向非导通相绕组注入高频脉冲后,使用三个电流传感器分别实时检测三相绕组电流,将所述检测到的三相绕组电流分别依次经过调理电路和 AD 转换模块后由微处理器计算得到电流斜率之差;

[0012] 第二步:将第一步所述的检测得到的电流斜率之差经过中值滤波后形成三条包络线;

[0013] 第三步:由三相包络线的交点得到电流斜率与特定的转子位置之间的关系表:

[0014]

电流斜率的关系	特定转子位置 θ^*
$\frac{di_a}{dt} = \frac{di_b}{dt}$ and $\frac{di_c}{dt} < \frac{di_a}{dt}$	7.5°
$\frac{di_a}{dt} = \frac{di_c}{dt}$ and $\frac{di_b}{dt} > \frac{di_a}{dt}$	15°
$\frac{di_b}{dt} = \frac{di_c}{dt}$ and $\frac{di_a}{dt} < \frac{di_b}{dt}$	22.5°
$\frac{di_a}{dt} = \frac{di_b}{dt}$ and $\frac{di_c}{dt} > \frac{di_a}{dt}$	30°
$\frac{di_a}{dt} = \frac{di_c}{dt}$ and $\frac{di_b}{dt} < \frac{di_a}{dt}$	37.5°
$\frac{di_b}{dt} = \frac{di_c}{dt}$ and $\frac{di_a}{dt} > \frac{di_b}{dt}$	45°

[0015] 由任意两个特定的转子位置点之间的时间差 Δt 计算出所述开关磁阻电机的实时转速 $\omega = \frac{\Delta\theta}{\Delta t}$,根据所述特定转子位置和实时转速 ω 估算出转子到达任意位置的时刻点

$t = t^* + \frac{\theta - \theta^*}{\omega}$,微处理器依据转子的位置信息即即转子到达任意位置的时刻点给出功率变

换器的驱动信号驱动电机实现正常运行及实现开通、关断角可调控制,其中 i_a 、 i_b 、 i_c 分别为三相绕组电流, $\Delta\theta$ 为所述任意两个特定转子位置点之差, t^* 为检测得到特定转子位置 θ^* 的时刻点, t 为所求任意位置 θ 的时刻点。

[0016] 该控制策略具有以下优点:

[0017] ●实施简便,不需要另外增加硬件,只需要对电流进行检测,可以有效地节省系统的成本。

- [0018] ●巧妙地消除了反电势的影响,很大程度上提高了转子位置估算的精确性;
- [0019] ●不受电压改变的影响。随着电压的改变,电流变化率也会随着变化,然而三条包络线的斜率的变化是一致的,其原有的对称性并无变化,因此不影响其交点的位置。这种方法适合于变压调速的场合使用。
- [0020] ●可以调节开通、关断角,控制更为灵活。
- [0021] ●算法简单,对控制芯片的要求并不是很高。
- [0022] ●一个周期可以测试出六个特殊的位置点,这样即使个别位置信号丢失也不会影响电机的运行,保证了转子位置估算的精度。

附图说明

- [0023] 图 1 为 12/8 结构开关磁阻电机的三相电感随转子位置的变化曲线。
- [0024] 图 2 为整个周期向 A 相注入脉冲后响应电流的波形。
- [0025] 图 3 为非导通时注入脉冲、导通后斩波的模式下 A 相电流波形。
- [0026] 图 4 为开关磁阻电机调速系统框图。
- [0027] 图 5 为 A 相电流斜率变化值经过中值滤波后形成的包络线。
- [0028] 图 6 为三相包络线与相电感关系的示意图。
- [0029] 图 7 为控制策略流程图。

具体实施方式

[0030] 当电机工作在低速斩波模式下,如果向非导通相注入高频脉冲,那么开关管在整个周期内都是工作在不停地开通与关断状态下的。低速指电机转速低于 1500rpm。本发明中的高频脉冲频率为 10K--20KHz。

[0031] 当开关管导通时,电压方程可以表示为式 (2) :

$$[0032] \quad v_{bus} = Ri + L(\theta) \left. \frac{di}{dt} \right|_{on} + iw \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (2)$$

[0033] 当开关管关断时,电压方程可以表示为式 (3) :

$$[0034] \quad -v_{bus} = Ri + L(\theta) \left. \frac{di}{dt} \right|_{off} + iw \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (3)$$

[0035] 图 3 所示为上述控制模式下 A 相的电流变化情况。在开关管的状态改变的区间,如图中的区域 1、区域 2, i 和 $L(\theta)$ 变化很小,且 $\frac{dL(\theta)}{d\theta}$ 不变,将 (3) 式减去 (2) 式可得:

$$[0036] \quad \left. \frac{di}{dt} \right|_{on} - \left. \frac{di}{dt} \right|_{off} = \frac{2v_{bus}}{L(\theta)} \quad (4)$$

[0037] 由上式可以看出,电流的上升斜率减去下降斜率的差,不受运动反电势的影响,只跟母线电压与相电感有关。传统的控制方法通常忽略了反电势的影响,因而会造成较大误差。而在本发明中,经过上面的处理,并没有忽略反电势,但间接地消除了其影响,从而大大提高了控制的精度。当电压固定不变时,电流斜率之差与相电感成反比关系,而电感随转子位置的改变而改变,所以,可以通过测量电流斜率变化来估算转子的位置。

[0038] 图4为开关磁阻电机调速系统框图。开关磁阻电机调速系统主要由开关磁阻电机(SRM)、功率变换器、控制系统、位置传感器以及电流检测和保护电路等组成。控制系统由微处理器(DSP+CPLD)构成,其中微处理器是系统的核心,对检测信号进行采集、计算和处理,完成相关的控制算法,从而输出相应的控制信号。本发明中的电流斜率计算和无位置传感器技术的算法均由控制器来完成。通过电流传感器可以实时检测三相电流,通过DSP可以

计算出开关管状态改变区间的 $\left. \frac{di}{dt} \right|_{on} - \left. \frac{di}{dt} \right|_{off}$ 值,例如图3中区域1、2、3的电流斜率变化值。

为了方便表示,用 $\frac{di_a}{dt}$ 表示A相的 $\left. \frac{di}{dt} \right|_{on} - \left. \frac{di}{dt} \right|_{off}$,其它两相也用相同的表示方法。

[0039] 由此,可以得到一系列离散的电流斜率之差的数值,这些离散的数值经过滤波后可以形成一条包络线如图5所示。

[0040] 运用以上方法,同样可以得到B、C相的电流斜率变化的包络线。如图6所示,这三条包络线的变化趋势与相电感的变化趋势恰相反。根据电机结构的对称性,B相和C相的包络线分别比A滞后 15° 和 30° 。并且各相前半周期与后半周期的电感是对称的,这一性质决定了三条包络线的交点是确定的位置点。

[0041] 表1为三相电流斜率与转子位置之间的关系表。电机运行过程中通过三个电流传感器实时检测各相电流斜率的变化,根据它们之间的关系判断出转子的特定位置点,进一步可以根据公式 $\omega = \frac{\Delta\theta}{\Delta t}$ 由两个位置点之间的时间差计算出电机的实时转速。根据判断出的特定位置点和计算得到的转速,就能估算出转子的其它位置,从而实现电机的正常运行及开通、关断角可变控制。

[0042] 表1

[0043]

电流斜率的关系	特定转子位置 θ^*
$\frac{di_a}{dt} = \frac{di_b}{dt}$ and $\frac{di_c}{dt} < \frac{di_a}{dt}$	7.5°
$\frac{di_a}{dt} = \frac{di_c}{dt}$ and $\frac{di_b}{dt} > \frac{di_a}{dt}$	15°
$\frac{di_b}{dt} = \frac{di_c}{dt}$ and $\frac{di_a}{dt} < \frac{di_b}{dt}$	22.5°
$\frac{di_a}{dt} = \frac{di_b}{dt}$ and $\frac{di_c}{dt} > \frac{di_a}{dt}$	30°
$\frac{di_a}{dt} = \frac{di_c}{dt}$ and $\frac{di_b}{dt} < \frac{di_a}{dt}$	37.5°
$\frac{di_b}{dt} = \frac{di_c}{dt}$ and $\frac{di_a}{dt} > \frac{di_b}{dt}$	45°

[0044] 图7为该控制策略的流程图。向非导通相注入高频脉冲,导通相则进行斩波控制,

由三个电流传感器实时采集三相电流,经过调理电路和 AD 转换后由 DSP 计算出电流斜率之差,这些离散的差值经过中值滤波后形成三条包络线,根据表 1 中给出的电流斜率与转子位置之间的关系表,可以判断出转子的特定位置点,进一步可以根据公式 $\omega = \frac{\Delta\theta}{\Delta t}$ 由两个位置点之间的时间差计算出电机的实时转速。根据判断出的特定位置点和计算得到的转速,就能估算出转子的其它位置,最后微处理器依据位置信号能够给出功率变换器中开关管的驱动信号,从而使电机正常运转。

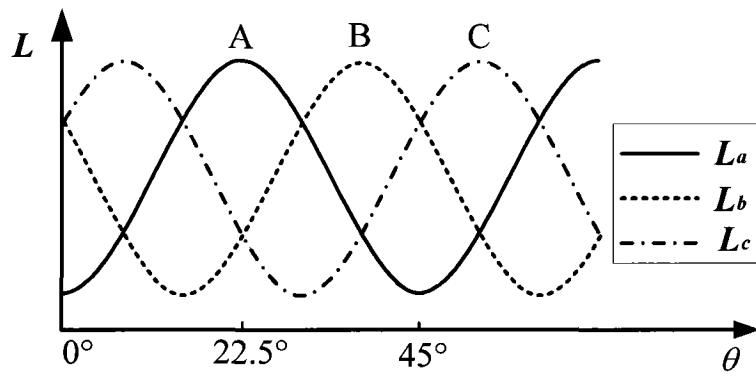


图 1

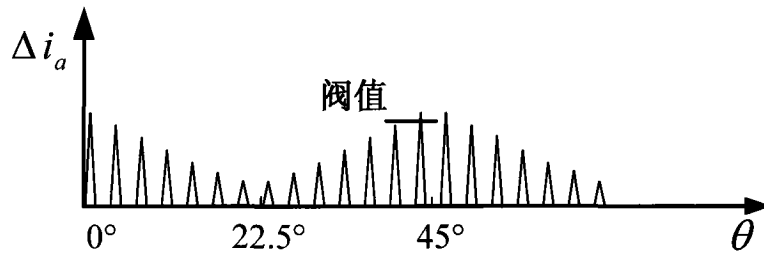


图 2

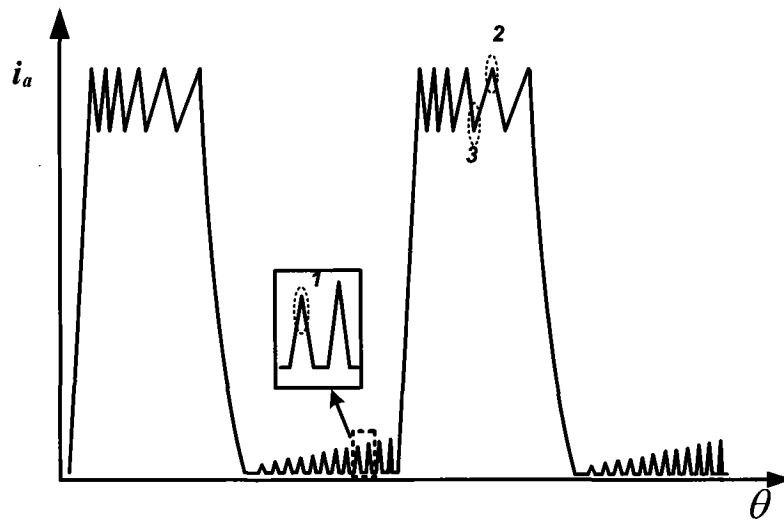


图 3

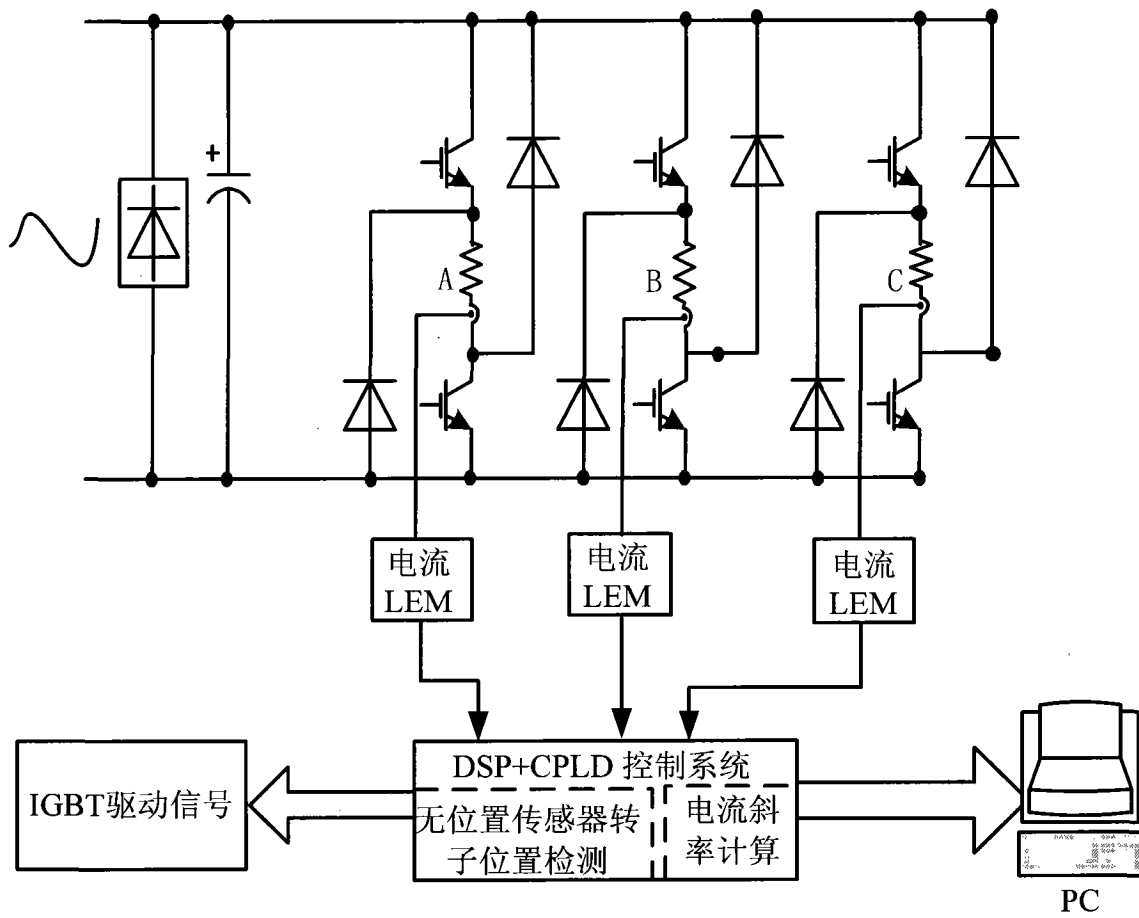


图 4

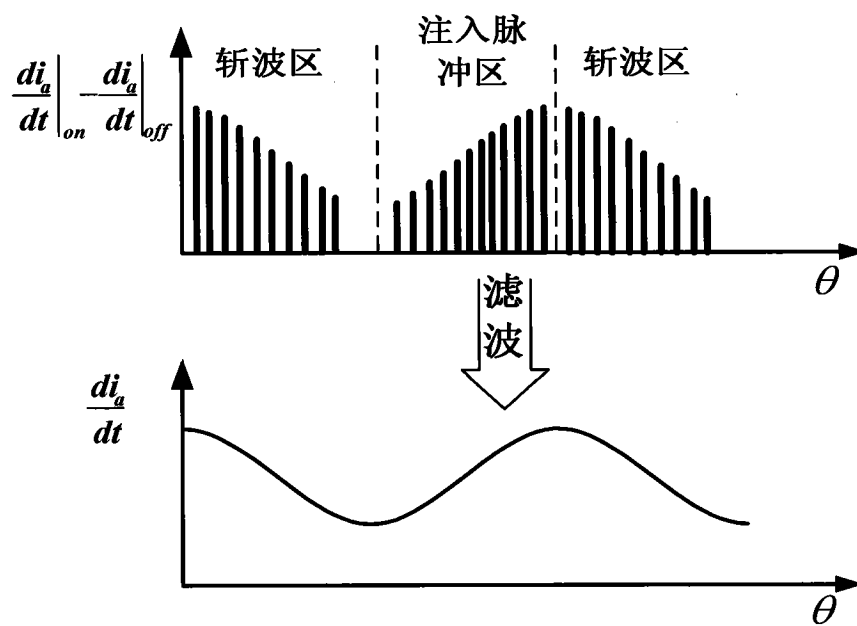


图 5

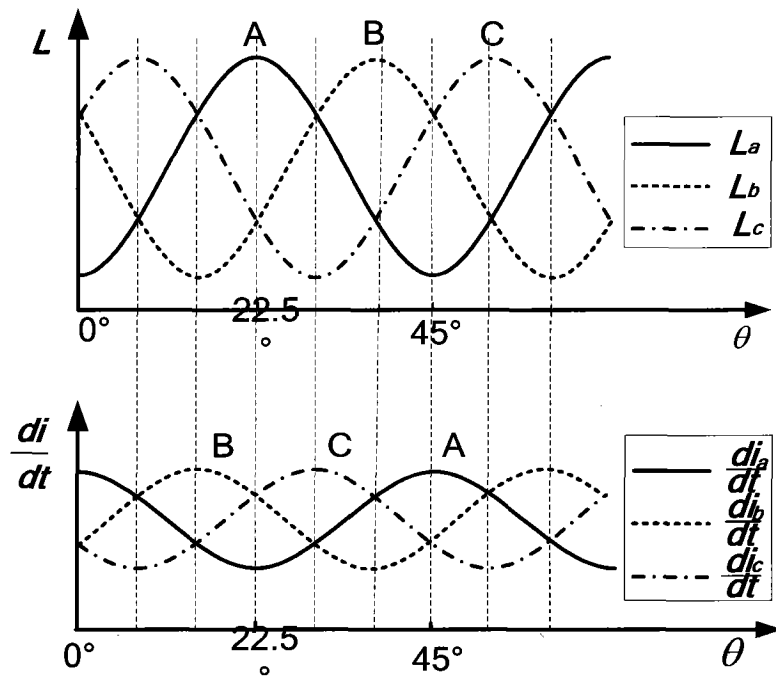


图 6

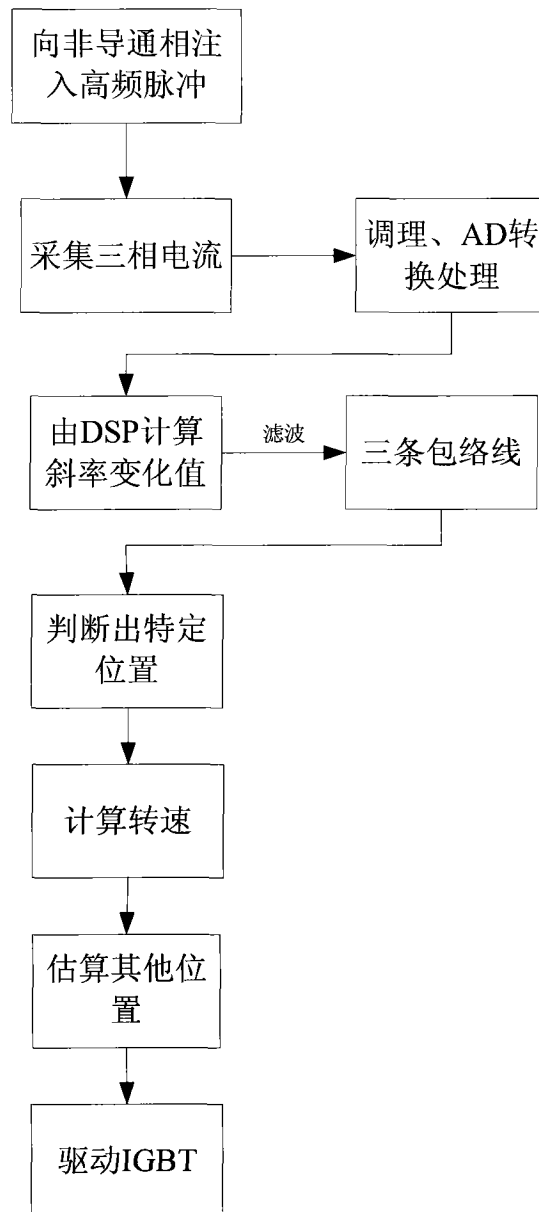


图 7