



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103018541 A

(43) 申请公布日 2013. 04. 03

(21) 申请号 201210466774. 4

(22) 申请日 2012. 11. 06

(71) 申请人 中南林业科技大学

地址 410004 湖南省长沙市天心区韶山南路
498 号

(72) 发明人 朱俊杰

(51) Int. Cl.

G01R 19/175(2006. 01)

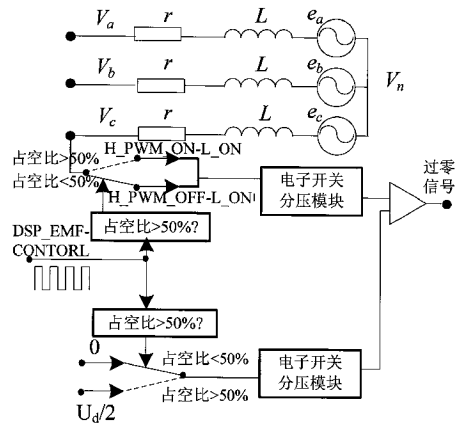
权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 4 页

(54) 发明名称

无刷直流电机反电势过零检测电路及检测方法

(57) 摘要

本发明提出了一种无刷直流电机反电势过零检测电路及检测方法,所述的无刷直流电机反电势过零检测电路,所述的无刷直流电机的三相绕组通过桥式逆变器与直流电源相连,桥式逆变器由 6 个功率开关管连接而成;其特征在于,包括用于检测 A、B 和 C 相的反电势过零的三个结构相同的检测模块;每一个检测模块包括比较器和两个结构及电路参数相同的电子开关分压模块。本发明可以避免高速时反电势幅值高于检测电路供电电压的危险。同时,根据控制信号占空比切换低速区与高速区反电势采样方式,能有效改善在低速区时反电势过零检测效果。实验结果表明,本发明提出的无刷直流电机反电势过零检测电路及检测方法能保证电机工作于更宽的转速范围内。



1. 一种无刷直流电机反电势过零检测电路,所述的无刷直流电机的三相绕组通过桥式逆变器与直流电源相连,桥式逆变器由 6 个功率开关管连接而成;其特征在于,包括用于检测 A、B 和 C 相的反电动势过零的三个结构相同的检测模块;

每一个检测模块包括比较器和两个结构及电路参数相同的电子开关分压模块;

第一电子开关分压模块的第一输入端连接对应相绕组的端点,第一电子开关分压模块的第二输入端连接控制信号 DSP_EMF_CONTROL,第一电子开关分压模块的输出端接比较器的第一输入端;

第二电子开关分压模块的第一输入端连接参考信号 Vref,第二电子开关分压模块的第二输入端连接控制信号 DSP_EMF_CONTROL,第二电子开关分压模块的输出端接比较器的第二输入端;

比较器的输出端输出对应相的反电势过零信号。

2. 根据权利要求 1 所述的无刷直流电机反电势过零检测电路,其特征在于,

每一个所述的电子开关分压模块包括第一分压电阻 (r1)、第二分压电阻 (r2)、第三电阻 (Rc) 和第四电阻 (Rb)、滤波电容 (c) 和 NPN 型的三极管;

第一分压电阻的一端为电子开关分压模块的第一输入端;第一分压电阻的另一端通过第二分压电阻接地;滤波电容与第二分压电阻并联,第一分压电阻与第二分压电阻的连接点为电子开关分压模块的输出端;

第一分压电阻与第二分压电阻的连接点通过第三电阻接三极管的 C 极;三极管的 B 极经第四电阻接电子开关分压模块的第二输入端;三极管的 E 极接地;

无刷直流电机的导通方式为两两导通方式,即在工作时,具有 H_PWM_ON-L_ON 和 H_PWM_OFF-L_ON 两种模式,上桥臂采用 PWM 调制,下桥臂采取直通模式,其中 H_PWM_ON-L_ON 是上桥臂 PWM 调制信号为高电平时期,H_PWM_OFF-L_ON 是上桥臂 PWM 调制信号为低电平时期;

控制信号 DSP_EMF_CONTROL 的占空比小于或等于 50% 时,相电压采样是在 H_PWM_OFF-L_ON 时段,参考信号 Vref = 0;

控制信号 DSP_EMF_CONTROL 的占空比小于 50% 时,相电压采样是在 H_PWM_ON-L_ON 时段,参考信号 Vref = $U_d/2$;其中 U_d 为直流母线电压。

3. 一种无刷直流电机反电势过零检测方法,其特征在于,采用权利要求 2 所述的无刷直流电机反电势过零检测电路,并基于控制信号 DSP_EMF_CONTROL 和三个结构相同的检测模块分别检测 A、B 和 C 相的反电动势过零信号,对于 A、B、C 三相中的任一相,有:

控制信号 DSP_EMF_CONTROL 的占空比小于或等于 50% 时,相电压采样是在 H_PWM_OFF-L_ON 时段,参考信号 Vref = 0;

控制信号 DSP_EMF_CONTROL 的占空比小于 50% 时,相电压采样是在 H_PWM_ON-L_ON 时段,参考信号 Vref = $U_d/2$;其中 U_d 为直流母线电压。

4. 根据权利要求 3 所述的无刷直流电机反电势过零检测方法,其特征在于,控制信号 DSP_EMF_CONTROL 为方波信号,控制信号 DSP_EMF_CONTROL 的占空比与无刷直流电机的转速成正比。

5. 根据权利要求 4 所述的无刷直流电机反电势过零检测方法,其特征在于,控制信号 DSP_EMF_CONTROL 的占空比为 50% 时,无刷直流电机的转速为额定转速的 90%。

无刷直流电机反电势过零检测电路及检测方法

技术领域

[0001] 本发明属于机械工程领域,涉及一种无刷直流电机反电势过零检测电路及检测方法。

背景技术

[0002] 无刷直流电机具有体积小、质量轻、效率高、损耗小等特点,不仅已大规模应用于航空、航天、机械、汽车等工业应用领域,还广泛应用于空调、冰箱、电动单车等民用领域。通常,无刷直流电机一般采用位置传感器确定电机转子位置,但安装位置传感器提高了系统成本、增加了系统复杂性,降低了系统可靠性和抗干扰能力,因此无位置传感器无刷直流电机控制技术已成为电机控制领域研究的一个热点。目前,对无位置传感器无刷直流电机的研究主要有反电动势过零检测法、续流二极管导通检测法、磁链法、反电动势三次谐波检测法等方法。由于反电势法实现简单,不需要设计复杂的硬件电路,系统构成成本比较低,技术方案比较成熟,因此是一种应用场合最多的转子位置检测方法。国内外许多学者都对此方法进行了深入研究,提出了很多不同的反电势过零检测方法。反电势过零检测方法不需要实际中性点信号,实现起来简单,但是由于低转速时反电势幅值很小,而且是经过电阻分压后才获取的信号,与虚拟中性点电压相比较电压幅值更低,导致反电势过零电路在电机启动或低速期间无法有效工作。而当电机处于高速运行状态时,过高的反电势将严重影响反电势过零检测电路正常工作,甚至损坏过零检测电路,从而无法保证电机在高速状态下正常运行。因此,基于反电势的无位置传感器无刷直流电机调速范围具有一定的局限性。

[0003] 因此,有必要设计一种新型的无刷直流电机反电势过零检测电路及检测方法。

发明内容

[0004] 本发明所要解决的技术问题是提供一种无刷直流电机反电势过零检测电路及检测方法,该无刷直流电机反电势过零检测电路及检测方法能有效检测反电动势过零信号,电路简单,易于实施,易于控制,能保证电机工作于更宽的转速范围内。

[0005] 发明的技术解决方案如下:

[0006] 一种无刷直流电机反电势过零检测电路,所述的无刷直流电机的三相绕组通过桥式逆变器与直流电源相连,桥式逆变器由 6 个功率开关管连接而成;其特征在于,包括用于检测 A、B 和 C 相的反电动势过零的三个结构相同的检测模块;

[0007] 每一个检测模块包括比较器和两个结构及电路参数相同的电子开关分压模块;

[0008] 第一电子开关分压模块的第一输入端连接对应相绕组的端点,第一电子开关分压模块的第二输入端连接控制信号 DSP_EMF_CONTROL,第一电子开关分压模块的输出端接比较器的第一输入端;

[0009] 第二电子开关分压模块的第一输入端连接参考信号 V_{ref} ,第二电子开关分压模块的第二输入端连接控制信号 DSP_EMF_CONTROL,第二电子开关分压模块的输出端接比较器的第二输入端;

- [0010] 比较器的输出端输出对应相的反电势过零信号。
- [0011] 每一个所述的电子开关分压模块包括第一分压电阻 (r1)、第二分压电阻 (r2)、第三电阻 (Rc) 和第四电阻 (Rb)、滤波电容 (c) 和 NPN 型的三极管；
- [0012] 第一分压电阻的一端为电子开关分压模块的第一输入端；第一分压电阻的另一端通过第二分压电阻接地；滤波电容与第二分压电阻并联，第一分压电阻与第二分压电阻的连接点为电子开关分压模块的输出端；
- [0013] 第一分压电阻与第二分压电阻的连接点通过第三电阻接三极管的 C 极；三极管的 B 极经第四电阻接电子开关分压模块的第二输入端；三极管的 E 极接地；
- [0014] 无刷直流电机的导通方式为两两导通方式，即在工作时，具有 H_PWM_ON-L_ON 和 H_PWM_OFF-L_ON 两种模式，上桥臂采用 PWM 调制，下桥臂采取直通模式，其中 H_PWM_ON-L_ON 是上桥臂 PWM 调制信号为高电平时，H_PWM_OFF-L_ON 是上桥臂 PWM 调制信号为低电平时；
- [0015] 控制信号 DSP_EMF_CONTROL 的占空比小于或等于 50% 时，相电压采样是在 H_PWM_OFF-L_ON 时段，参考信号 $V_{ref} = 0$ ；
- [0016] 控制信号 DSP_EMF_CONTROL 的占空比小于 50% 时，相电压采样是在 H_PWM_ON-L_ON 时段，参考信号 $V_{ref} = U_d/2$ ；其中 U_d 为直流母线电压。
- [0017] 一种无刷直流电机反电势过零检测方法，采用前述的无刷直流电机反电势过零检测电路，并基于控制信号 DSP_EMF_CONTROL 和三个结构相同的检测模块分别检测 A、B 和 C 相的反电势过零信号，对于 A、B、C 三相中的任一相，有：
- [0018] 控制信号 DSP_EMF_CONTROL 的占空比小于或等于 50% 时，相电压采样是在 H_PWM_OFF-L_ON 时段，参考信号 $V_{ref} = 0$ ；
- [0019] 控制信号 DSP_EMF_CONTROL 的占空比小于 50% 时，相电压采样是在 H_PWM_ON-L_ON 时段，参考信号 $V_{ref} = U_d/2$ ；其中 U_d 为直流母线电压。
- [0020] 控制信号 DSP_EMF_CONTROL 为方波信号，控制信号 DSP_EMF_CONTROL 的占空比与无刷直流电机的转速成正比。
- [0021] 控制信号 DSP_EMF_CONTROL 的占空比为 50% 时，无刷直流电机的转速为额定转速的 90%。
- [0022] 本发明涉及的技术路线如下：
- [0023] 反电势过零检测原理
- [0024] 无位置传感器无刷直流电机常见的导通方式可分为两两导通和三三导通两种工作方式。两两导通方式是指无刷直流电机在任意时刻均有两相绕组导通，另外一相绕组处于悬空状态。三三导通方式指每一瞬间逆变桥均有三只功率器件同时通电。本发明采用两两导通方式，如图 1 所示，功率开关管 $T_1 \sim T_6$ 共有六种开关组合状态，每隔 $1/6$ 周期换相一次，每次换相切换一个功率开关管，每一个功率开关管导通 120° 的电角度。电机顺时针方向旋转时，功率开关管导通规律如表 1 所示，按照空间 360° 电角度将转子位置均分成 I ~ VI 等 6 个区域，在不同位置区域切换功率开关组合。表 1 中，正通表示某相电流从功率电路流向电机绕组，反通表示某相电流由电机绕组流回功率电路。在电机运行过程中，由于定子绕组切割转子磁场，在定子绕组中将产生反电势 e ，反电势 e 的大小正比于电机的转速和气隙磁密，并随转子极性的改变而改变。当反电势 e 的正方向确定后，反电势 e 将随转子极性

的改变而出现正负变化。如图 2 所示,在两两导通全桥驱动电路中,假设导通相流过的电流为矩形波,则在定子三相绕组中将产生梯形波反电势 e ,将反电势 e 过零信号点延时 30° 电角度即可得到功率开关管换相点(参见文献:张磊,肖伟,瞿文龙.直接检测无刷直流电机转子位置信号的方法[J].清华大学学报:自然科学版,2006,46(4):453-456.)。因此,反电势过零检测法一般是在获取电机三相绕组中不通电相(悬空相)反电势信号的基础上,将其与参考信号【参考信号见后文】进行比较获得过零信号,再通过对该过零信号进行相应的角度延时即可得到转子的位置信息,从而控制电机换相。在理想状态下电机绕组反电势过零信号点超前电机换相点 30° 电角度,但实际应用中,如图 3 所示,通常将不通电相绕组端点电压 V_0 经过电阻 r_1 和 r_2 分压,采用电容 c_1 滤波后得到更加稳定的信号 V_1 ,然后将其送入专用比较器与参考信号进行比较,即可获得反电势的过零点信号。

[0025] 表 1 三相星形绕组全控桥式无刷直流电机的运转规律

[0026]

方向	反转(顺时针)					
	I	II	III	IV	V	VI
区域编号						
转子位置 (电角度)	0~60	60~120	120~ 180	180~ 240	240~ 300	300~ 360
开关管	$T_6、T_1$	$T_1、T_2$	$T_2、T_3$	$T_3、T_4$	$T_4、T_5$	$T_5、T_6$
A 相	正通	正通	悬空	反通	反通	悬空
B 相	反通	悬空	正通	正通	悬空	反通
C 相	悬空	反通	反通	悬空	正通	正通

[0027] 反电势过零检测新方法理论依据及实现

[0028] 反电势过零检测新方法理论依据

[0029] (1)H_PWM_ON-L_ON 状态

[0030] 反电势过零检测法的关键是如何准确检测到反电势过零点,现以电机转子位置处于区域 I 时,即 A, B 两相绕组导通, C 相绕组悬空时(不通电相)来进行分析与推导,其他 5 个区域可进行类似推导(略)。本发明采用 H_PWM-L_ON(上桥臂采用 PWM 调制,下桥臂采取恒通方式)调制方式,即在一个 $1/6$ 导通周期内上桥臂开关管将出导通与关断两种情况,也就是在区域 I 周期内可分为 H_PWM_ON-L_ON(上、下桥臂开关管都导通)和 H_PWM_OFF-L_ON(上桥臂开关管关断,下桥臂开关管导通)两种调制状态,即功率开关管将出现 $T_1、T_6$ 同时导通与 T_1 关断(D_4 续流)、 T_6 导通两种工作方式。当功率开关管 $T_1、T_6$ 同时导通时,简化电路及电流流向如图 4a 所示,当功率开关管 T_1 关断(D_4 续流)、 T_6 导通时简化电路及电流流向如图 4b 所示。

[0031] 如图 4a,当 $T_1、T_6$ 同时导通时,如果忽略 IGBT 的管压降时可得式(1):

$$[0032] \quad \begin{cases} V_a = U_d = rI_a + L \frac{dI_a}{dt} + e_a + V_n \\ V_b = 0 = rI_b + L \frac{dI_b}{dt} + e_b + V_n \\ V_c = e_c + V_n \\ I_c = 0 \end{cases} \quad (1)$$

[0033] 其中 V_x -x 相端电压, U_d - 直流母线电压, I_x -x 相相电流, e_x -x 相反电势, V_n - 实际中点电位, x 代表 a, b, c。

[0034] 由电机原理可知在由 A, B 两相绕组组成的回路中, A, B 两相相电流方向相反、大小相等, 同时反电势也方向相反, 大小相等, 即:

$$[0035] \quad \begin{cases} I_a = -I_b \\ e_a = -e_b \end{cases} \quad (2)$$

[0036] 由式 (1) 和 (2) 可得: 电机绕组的实际中心点电压为:

$$[0037] \quad V_n = \frac{V_a + V_b}{2} = \frac{U_d}{2} \quad (3)$$

[0038] 由式 (1) 和 (3) 可求得电机 C 相绕组 (不通电相) 的反电势为:

$$[0039] \quad e_c = V_c - \frac{U_d}{2}, \begin{cases} e_c > 0, V_c > \frac{U_d}{2} \\ e_c = 0, V_c = \frac{U_d}{2} \\ e_c < 0, V_c < \frac{U_d}{2} \end{cases} \quad (4)$$

[0040] 由式 (4) 可知, 当开关管在 H_PWM_ON-L_ON 状态时, 可通过将 V_c (可测点信号) 与母线电压 U_d 进行比较, 即可以获得 e_c 的过零点信号。同理, 可以得到其它五个区域时反电势过零检测表达式 (如表 2 中检测表达式 1 所示)。

[0041] 表 2 无刷直流电机过零点检测规律

[0042]

方向	反转 (顺时针)					
区域编号	I	II	III	IV	V	VI
开关管	$T_6、T_1$	$T_1、T_2$	$T_2、T_3$	$T_3、T_4$	$T_4、T_5$	$T_5、T_6$

[0043]

检测端电压	V_c	V_b	V_a	V_c	V_b	V_a
输出信号	过零信号 c	过零信号 b	过零信号 a	过零信号 c	过零信号 b	过零信号 a
检测表达式 1	$e_c = V_c - \frac{U_d}{2}$	$e_b = V_b - \frac{U_d}{2}$	$e_a = V_a - \frac{U_d}{2}$	$e_c = V_c - \frac{U_d}{2}$	$e_b = V_b - \frac{U_d}{2}$	$e_a = V_a - \frac{U_d}{2}$
检测表达式 2	$V_c = \frac{3e_c}{2}$	$V_b = \frac{3e_b}{2}$	$V_a = \frac{3e_a}{2}$	$V_c = \frac{3e_c}{2}$	$V_b = \frac{3e_b}{2}$	$V_a = \frac{3e_a}{2}$

[0044] (2)H_PWM_OFF-L_ON 状态

[0045] 而当电机处于 T_1 开关管关断 (D_4 续流), T_6 开关管导通状态时,此时电机绕组通过 A 相下桥的续流二极管 (D_4) 与 B 相 T_6 构成回路。如果忽略续流二极管和 IGBT 的管压降,可得式 (5) :

$$[0046] \begin{cases} 0 = rI_a + L \frac{dI_a}{dt} + e_a + V_n \\ 0 = rI_b + L \frac{dI_b}{dt} + e_b + V_n \\ V_c = e_c + V_n \\ I_a + I_b + I_c = 0, I_c = 0 \end{cases} \quad (5)$$

[0047] 又由电机三相平衡可知三相感应电动势满足方程 :

$$[0048] e_a + e_b + e_c = 0 \quad (6)$$

[0049] 因此有 :

$$[0050] V_n = -\frac{e_a + e_b}{2} \quad (7)$$

[0051] 将 (6) 与 (7) 两式合并可得 :

$$[0052] 3V_n = \frac{3e_c}{2} \quad (8)$$

[0053] 由 (5) 与 (8) 两式可得 :

$$[0054] V_c = \frac{3e_c}{2} = 3V_n \quad (9)$$

[0055] 由式 (9) 可知,当开关管在 H_PWM_OFF-L_ON 状态时,可通过直接测量 V_c 过零时刻即可获得过零点信号,由于 V_c 大小为反电势的 1.5 倍,这样可以有效提高反电势检测效果。同理,可以得到其它五个区域时反电势过零检测表达式 (如表 2 中检测表达式 2 所示)。

[0056] 反电势过零检测新方法实现

[0057] 由于主电路功率开关管 IGBT 的 PWM 调制频率是固定的,随着电机转速的增加,PWM 的占空比也随之增加。现仍以转子位置处于第 I 区域时,来分析电机转速与开关管导通与截止之间的关系。当电机转速增加到一定值时,PWM 占空比很大,功率开关管处于 H_PWM_OFF-L_ON 的状态所占 PWM 周期十分有限,无论是采用 AD 检测还是比较器检测电机绕组的反电势过零点都不适用。因此,在转速较高 (达到额定转速 90% 时) 时获得反电势过零点是以前 H_PWM_ON-L_ON 的状态为依据进行检测。而转速较低时,情况完全相反,H_PWM_ON-L_ON 状态所占 PWM 周期十分有限,这时宜采用 H_PWM_OFF-L_ON 的状态来获取反电势信号。

[0058] 有益效果：

[0059] 针对反电势过零检测在极端速段的问题（即无位置传感器无刷直流电机在高速段时反电势信号过大，容易造成检测电路无法正常工作甚至损坏，而在较低速段时，反电势信号又难以有效检测），提出了一种反电势过零检测新方法及对应的检测电路，巧妙地在三相电路上分别并联一组三极管控制的电阻分压开关电路，参考电机转速线性调节控制信号占空比，以此控制三极管通断从而调节电阻分压开关电路阻值，可以避免高速时反电势幅值高于检测电路供电电压的危险。同时，根据控制信号占空比切换低速区与高速区反电势采样方式，能有效改善在低速区时反电势过零检测效果。实验结果表明，本发明提出的无刷直流电机反电势过零检测电路及检测方法能保证电机工作于更宽的转速范围内。

[0060] 总而言之，本发明能有效检测反电势过零信号，电路简单（采用常用的分压电路及三极管开关电路），易于实施，易于控制（无需人工干预，自动运行），能保证电机工作于更宽的转速范围内。

附图说明

[0061] 图 1 为主电路拓扑结构图；

[0062] 图 2 为反电势与电流波形示意图；

[0063] 图 3 为反电势过零信号检测原理图；

[0064] 图 4 为反电势过零信号检测等效电路图（图 a 为 H_PWM_ON-L_ON 状态时对应的等效电路图，图 b 为 H_PWM_OFF-L_ON 状态时对应的等效电路图）；

[0065] 图 5 为电子开关分压电路。

[0066] 图 6 为反电势过零检测电路示意图；

[0067] 图 7 为系统结构框图；

[0068] 图 8 为不同转速时反电势波形及过零检测信号波形；其中图 a-d 分别对应转速为 600rpm、1000rpm、1900rpm 和 3000rpm 时的对应波形。

具体实施方式

[0069] 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：

[0070] 实施例 1：

[0071] 如图 5 所示，本发明提出了一种改进型反电势过零检测电路及方法。参考电机转速通过软件编程由 DSP 输出占空比可调整的方波信号 DSP_EMF_CONTROL，DSP_EMF_CONTROL 信号的占空比与转速成正比。线性调节控制信号的占空比，该信号作为改进型反电势过零检测电路的输入控制信号。当电机转速较低时，DSP_EMF_CONTROL 控制信号占空比小于 50%，则以 H_PWM_OFF-L_ON 时状态获取反电势，这时只需将采样信号直接与 0 进行比较即可获取反电势过零检测信号。

[0072] 当转速增加时，DSP_EMF_CONTROL 控制信号占空比也随之增加，当占空比大于 50% 时，则以 H_PWM_ON-L_ON 状态获取反电势，这时将采样信号与 $U_d/2$ 进行比较即可获取反电势过零检测信号。H_PWM_ON-L_ON 和 H_PWM_OFF-L_ON 是上桥臂采用 PWM 调制，下桥臂采取直通模式，其中 H_PWM_ON-L_ON 是上桥臂 PWM 调制信号为高电平时，H_PWM_OFF-L_ON 是上桥臂 PWM 调制信号为低电平时，PWM 调制信号由 DSP 产生，即可保证占空比不同时在

不同时期（由程序获取相关指令）获取反电势过零检测信号。

[0073] 通过检测 DSP_EMF_CONTROL 信号占空比将较低转速与较高转速时反电势采样方式进行区分,这样能保证在低速时过零检测效果得以改善,但并没有有效解决高速时反电势采样值过大给过零检测电路造成损坏的危险。在此基础上,本发明采取在采用星型电阻连接结构来等效电机绕组获得反电势的同时,在三相电阻等效电路上分别并联了一组由三极管控制的电阻分压开关电路来控制反电势的幅值。如图 5 虚线框内所示,增加的 PWM 控制的电阻分压开关电路可以随着转速的增加减小采样电阻阻值,从而可以避免反电势幅值高于图 5 中过零比较器的供电电压。分两种情况进行讨论:1、DSP_EMF_CONTROL 信号占空比小于 50%时,这时电子开关电阻阻值较大,这样对并联的采样电阻 r_1 阻值影响不大,由于此时参考电压为 0,因此不会影响过零检测效果。2、DSP_EMF_CONTROL 信号占空比大于 50%时,这时电子开关电阻阻值较小,对并联的采样电阻 r_1 阻值影响大较大,这时可以将参考电压也通过电子开关分压电路（即电子开关分压模块）进行同比例缩放,以保证比较结果。

[0074] 在实验过程中参考电机转速线性调节 DSP_EMF_CONTROL 控制信号的占空比可以控制反电势幅值在一个安全的范围内,这样直接增大了过零检测在高速区时的使用范围。综上所述,本发明提出的反电势过零检测新方法不但能有效改善电机在低速时反电势难以检测的问题,还能避免在高速时反电势幅值过高给电路造成的损坏。

[0075] 实验结果

[0076] 如图 7 所示,本发明以 TMS320F2812 为核心搭建了以本发明提出的反电势过零检测新方法为基础的无位置传感器无刷直流电机控制系统。该系统包含整流滤波电路、三相功率逆变主电路、以 TMS320F2812 为核心的控制电路、功率驱动电路、反电势检测电路、辅助电源、键盘显示、信号调理等关键电路。单相市电 220V 交流电通过不可控全桥整流和滤波后作为 IGBT 组成的三相全控逆变功率主电路母线电压。TMS320F2812 控制电路通过接受上位机或者键盘指令,结合反电势检测电路输出 PWM 信号给功率驱动电路,功率驱动电路通过将 PWM 信号隔离放后来驱动 IGBT,IGBT 不断交替开通与关断来控制电机绕组的通断电,从而驱动电机旋转。TMS320F2812 的 12 位 ADC 单元负责直流母线的电流电压检测,事件管理器 EVA 和 EVB 是专门用于电机 PWM 控制的单元,EVA 输出的六路 PWM 信号直接控制三相全桥逆变电路上的六个 IGBT,而在系统发生制动作用时,EVB 输出一路 PWM 给直流母线上的制动 IGBT,控制系统完成制动。

[0077] 表 4 电机参数

[0078]

参数	参数值
型号	DT80BL145-3130
额定功率 W	550
额定电压 V	310
额定转速 $n_N/(r/min)$	3000
额定扭矩 N.m	1.8
电机极对数	4

[0079] 试验过程中采用 H_PWM-L_ON 调制方式, PWM 调制载波频率为 20KHz, 电机参数如表 4 所示。磁粉制动器为本电机试验系统负载, 在磁粉制动器中通入激磁电流 0.1A, 即设定负载转矩为 1N.m。图 7 为电机转速分别设定为 600rpm、1000rpm、1900rpm、3000rpm 时, 采用本发明提出的反电势过零检测新方法得到的反电势及过零检测信号, 其中 e 为不通电相反电势采样信号, Tout 为反电势过零比较信号。由图 7 可知, 电机在转速较低 (600rpm) 或较高时 (3000rpm), 应用本发明提出的反电势过零检测新方法能有效对反电势信号进行过零检测, 从而保证系统在准确时刻进行换相。

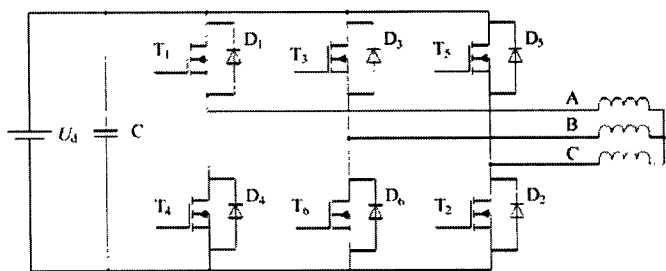


图 1

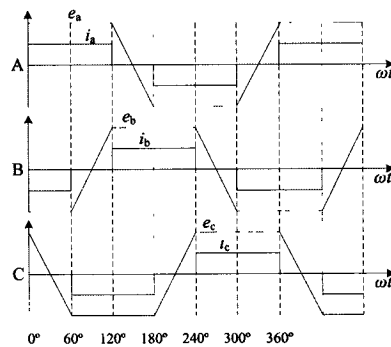


图 2

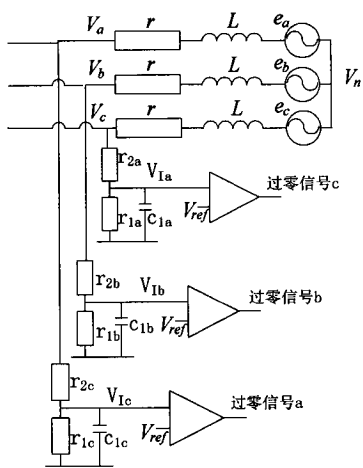
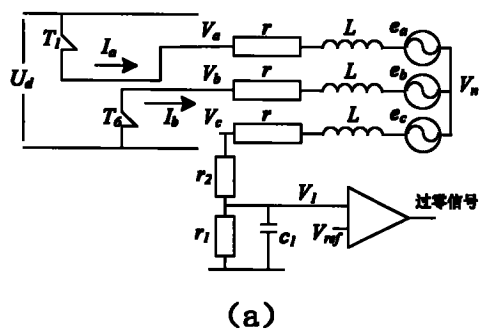
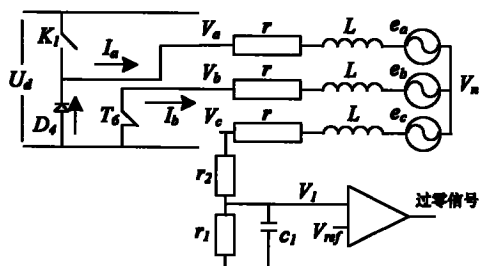


图 3



(a)



(b)

图 4

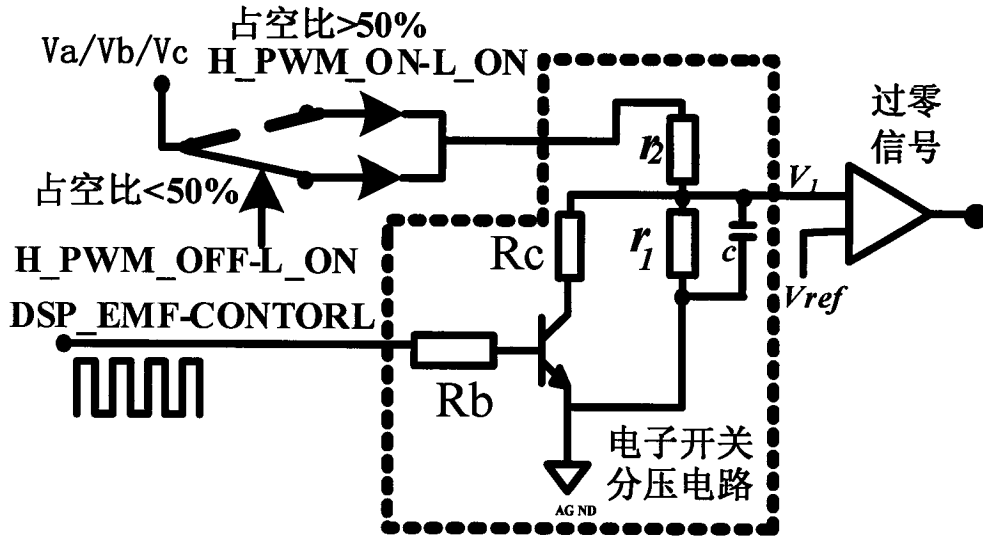


图 5

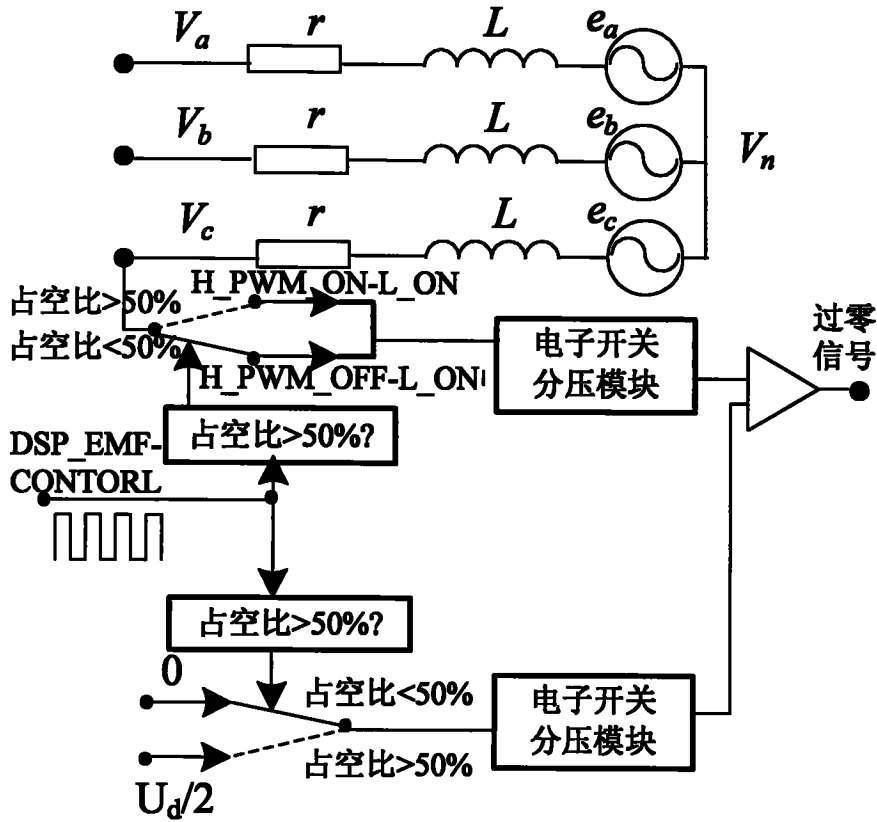


图 6

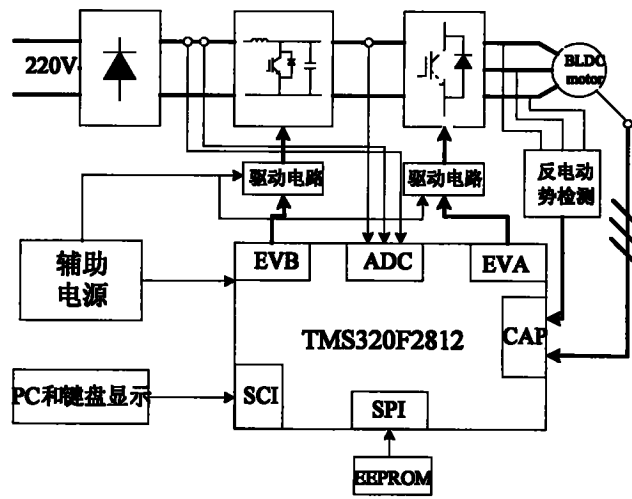


图 7

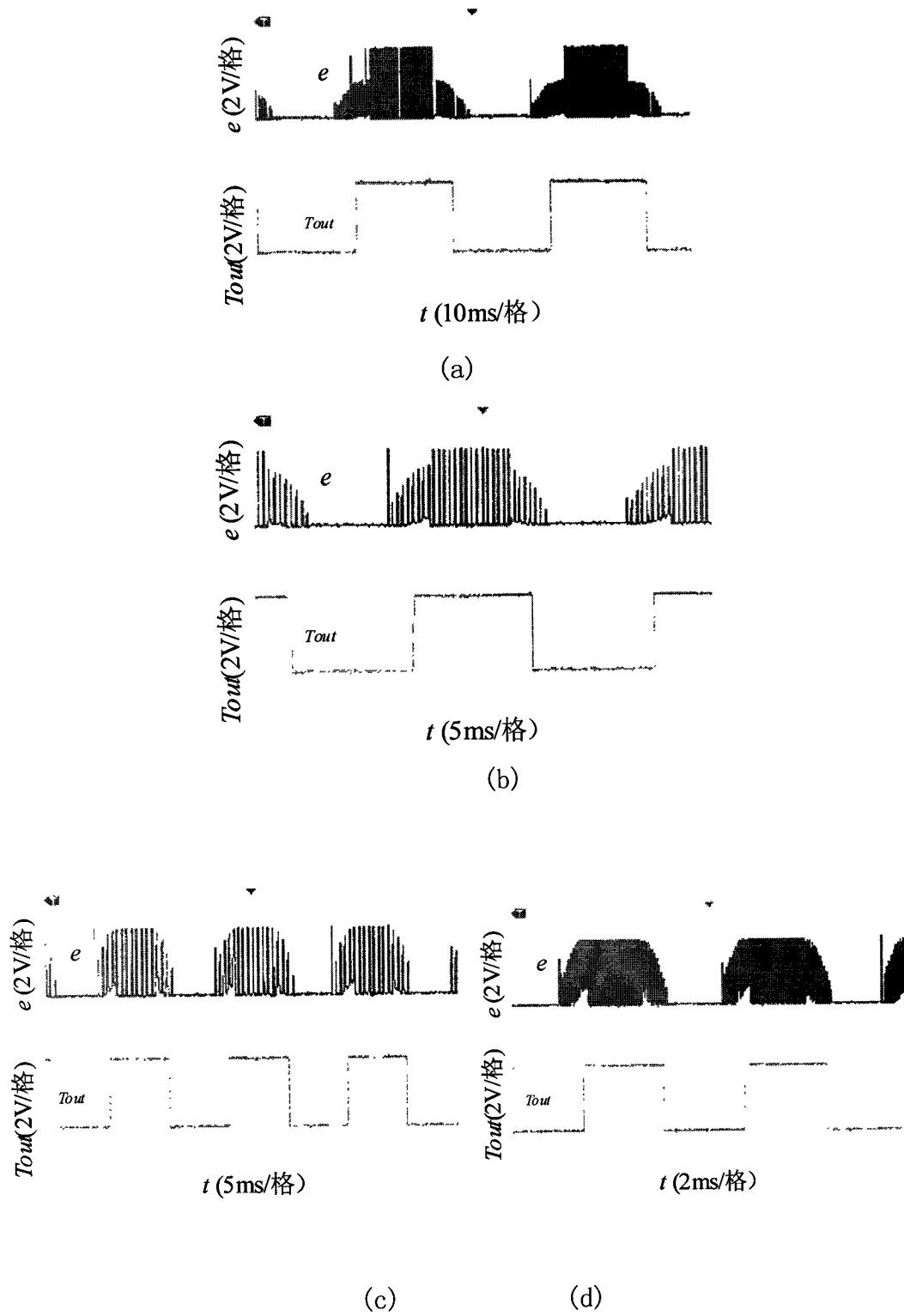


图 8