

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 5/44 (2006.01)

H02J 3/38 (2006.01)

H02P 21/00 (2006.01)



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200610038808.4

[43] 公开日 2006年12月20日

[11] 公开号 CN 1881767A

[22] 申请日 2006.3.8

[21] 申请号 200610038808.4

[71] 申请人 合肥阳光电源有限公司

地址 230088 安徽省合肥市高新区天湖路2号

[72] 发明人 曹仁贤 李维华 杨淑英 余勇
张兴 汪东林

[74] 专利代理机构 合肥华信专利商标事务所
代理人 余成俊

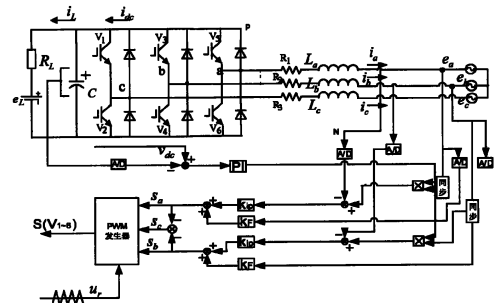
权利要求书2页 说明书9页 附图3页

[54] 发明名称

风力发电用全功率型交直交变频器的控制结构

[57] 摘要

本发明是风力发电用全功率型交直交变频器的控制结构，交直交变频器由网侧变流器和发电机侧变流器组成，采用的发电机为永磁式发电机，转子为永磁式结构，无需外部提供励磁电源，对两个交流环节均采用基于全控型器件的四象限运行的PWM变流器，不但可以提高系统的动态响应，减少损耗和冲击，实现电能的双向传输，而且还能实现风力发电机网侧单位功率因数正弦波电流并网发电运行。同时采用改进了的直接转矩技术对逆变器进行控制，保证了发电机定子侧输入电流的正弦波变化，具有响应快、波动小、转矩动态控制、调速范围宽等一系列特点。



1、风力发电用全功率型交直交变频器的控制结构，其特征在于电机侧变频器的
主电路采用不可控整流桥与 PWM DC/AC 桥式逆变器相串联的变频器拓扑结构，其
中电网侧输入的三相交流信号经整流桥整流，输出的直流信号经过变频器的中间
环节，其中的电感 L1 与电抗 C1 主要用于滤波及储存电路的无功分量，使整流桥
输出的电压信号更为平滑，以利于实现 PWM 电流控制；直流电压信号经过 PWM
DC/AC 桥式逆变器后转换为频率和幅值都可调的三相交流电压信号，给负载侧的
交流电机供电；控制系统中使用高性能的霍尔电流及电压传感器对电流及电压信
号进行采样；霍尔效应电压传感器测量到直流母线电压信号 UD，经 A/D 转换后
引到 DSP 的 A/D 引脚；ID 获取的电流信号经 A/D 转换，送给软件保护单元实现
变频器的过压和过电流保护；通过脉冲编码器检测永磁同步电机的输出转速信号
 ω_r ；将 ω_r 与模拟转速给定信号 ω_r^* 进行比较后放入转速调节器运算出转矩给定值
 T_e^* ；电压采样值 UABC 与电流采样值 IABC 经 A/D 转换电路接入 DSP 的 A/D 引脚，
通过坐标变换公式（3/2 变换）得到两相坐标系下的电压和电流信号 $U_{\alpha\beta}$ 和 $I_{\alpha\beta}$ ；
根据转矩计算公式 $T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_{sa} i_{sp} - \psi_{sb} i_{so})$ ，可以运算出电机的实际输出转矩值
 T_e ，其中 p_n 是电机的极对数；将电机转矩给定值与实际值进行比较后输入转矩
滞环比较器运算出转矩调节信号 T_Q ；当转矩给定信号发生突变时，为了起到快
速减小转矩的目的，在转矩滞环比较器中加上一个上下限较宽的滞环比较器，得
到定子磁链反向转矩信号 P/N；根据磁链的计算公式
 $\psi_{sa} = \int (u_{sa} - R_s i_{sa}) dt$ 和 $\psi_{sb} = \int (u_{sb} - R_s i_{sb}) dt$ （其中 R_s 是电机定子侧电阻），可以
计算出电机定子磁通幅值的实际值 ψ_s ；保持定子磁通的幅值 ψ_s^* 为恒定值，把磁
通给定值与实际值进行比较后输入定子磁通滞环比较器可以得到定子磁通幅值
的调节信号 ψ_Q ；此外，由于定子磁链矢量在空间上是幅值恒定的圆形轨迹，根
据磁链位置判断公式以及事先划分好的扇区分布可以得到磁链的空间位置信号
 θ ；如果将逆变器的开关状进行定义，设逆变器桥臂上管导通时定义为状态“1”，
下管导通时定义为状态“0”，则三相桥臂上的开关共有 8 种状态组合；其中六个

非零电压矢量 $V_1 - V_6$ 和两个零电压矢量 V_0 、 V_7 ；这六个非零电压矢量在空间呈六边形轨迹分布，其中零电压的作用是使减小定子磁通的旋转速度；不同扇区的电压矢量对转矩和磁链幅值的调节作用不同，由此构造了在不同扇区下调节转矩和磁链幅值的电压矢量开关表格，依据转矩调节信号 T_o 、磁通调节信号 ψ_o 和磁链的空间位置信号 θ ，选择最佳的电压矢量使电动机转矩及磁链按要求增加或减小，达到调节转速的效果；

当双馈发电机工作在亚同步状态时，网侧变流器从电网吸收能量，工作在整流状态；当双馈发电机工作在超同步状态时，能量从直流侧回馈到电网，网侧变流器工作在逆变状态；母线直流电压恒定并且具有良好的动态响应能力，网侧单位功率因数控制和输入电流为正弦波是网侧变流器的控制目标，网侧变流器采用的是 PWM 固定开关频率的直接电流控制，主电路功率模块采用 IPM 模块，三相交流电抗器 L_a 、 L_b 、 L_c 主要用于滤波及储存电路的无功分量，以实现 PWM 电流控制，直流侧电容两端电压经过 A/D 转换电路变为数字信号接入 DSP 的 A/D 引脚，作为直流侧电压的反馈信号与电压外环指令信号相比较送入电压外环 PI 调节器，其输出再与网侧交流电压同步信号相乘，生成电流内环调节器的指令信号，网侧三相交流电流 i_a 、 i_b 经过 A/D 转换电路变为数字信号接入 DSP 的 A/D 引脚，作为三相交流电流的反馈信号与电流内环调节器的指令信号相比较，再经过电流内环比例放大系数 K_p ，其输出与电网电动势前馈相加，选取适当的前馈系数 K_f ，其结果由 DSP 的 PWM 调制发生单元输出 6 路脉宽信号输入至由光耦组成的隔离驱动电路，直接控制 IPM 模块中的功率管；实现对网侧变流器的控制。

风力发电用全功率型交直交变流器的控制结构

技术领域

本发明涉及一种风力发电用直驱型交直交变流器的控制结构。

背景技术

风力发电以其清洁、无污染、占地少、建设周期短、管理单一、维护工作量小、运营成本低等优点，现已成为国内外发展新能源和可再生能源的重要内容之一，已成为能源工业的重点发展领域。目前先进的风力发电机产品中的典型技术方案，不外乎变速双馈异步风力发电机和无齿轮箱变速永磁同步风力发电机二种。变速双馈异步风力发电机的变频器，功率约为机组功率的四分之一，机组的总价格较低，但是存在齿轮箱，其维护保养费用远高于无齿轮箱变速永磁同步风力发电机。永磁风力发电机是一种同步发电机，与大电网中的发电机属同一类型，所不同的是，它用永磁体替代普通发电机的励磁，省去电刷滑环，结构简单可靠，同时也节约了励磁功率，提高了发电机效率。随着风电机转速的变化，永磁风力发电机所发电力的频率也是不断变化的，所以还必须用一台全功率的变频器，将这些电能改变为恒频恒压的交流电，才能输入电网。

四象限交直交变流器系统所采用的发电机为永磁式发电机，转子为永磁式结构，无需外部提供励磁电源，提高了效率。其变速恒频控制也是在定子电路实现的，把永磁发电机的变频的交流电通过交直交并网变流器转变为电网同频的交流电，因此变流器的容量与系统的额定容量相同。

交直交变流器由网侧变流器和发电机侧变流器组成。已有技术中这两个变流器分别采用二极管整流器和晶闸管有源逆变器，存在电流谐波比较大、动态响应慢、损耗大以及不能实现四象限运行等缺点。

发明内容

本发明的目的是提供一种风力发电用全功率型交直交变流器的控制结构。

本发明的技术方案如下：

风力发电用全功率型交直交变流器的控制结构，其特征在于电机侧变流器的主电路采用不可控整流桥与 PWM DC/AC 桥式逆变器相串联的变频器拓扑结构。图

1 是系统的硬件结构图, 其中电网侧输入的三相交流信号经整流桥整流, 输出的直流信号经过变频器的中间环节, 其中的电感 L1 与电抗 C1 主要用于滤波及储存电路的无功分量, 使整流桥输出的电压信号更为平滑, 以利于实现 PWM 电流控制; 直流电压信号经过 PWM DC/AC 桥式逆变器后转换为频率和幅值都可调的三相交流电压信号, 给负载侧的交流电机供电。控制系统中使用高性能的霍尔电流及电压传感器对电流及电压信号进行采样。霍尔效应电压传感器测量到直流母线电压信号 U_D , 经 A/D 转换后引到 DSP 的 A/D 引脚; ID 获取的电流信号经 A/D 转换, 送给软件保护单元实现变频器的过压和过电流保护; 通过脉冲编码器检测永磁同步电机的输出转速信号 ω_r ; 将 ω_r 与模拟转速给定信号 ω_r^* 进行比较后放入转速调节器 (PID 调节器) 运算出转矩给定值 T_c^* ; 电压采样值 U_{ABC} 与电流采样值 I_{ABC} 经 A/D 转换电路接入 DSP 的 A/D 引脚, 通过坐标变换公式 (3/2 变换) 得到两相坐标系下的电压和电流信号 $U_{\alpha\beta}$ 和 $I_{\alpha\beta}$; 根据转矩计算公式 $T_c = \frac{3}{2} p_n (\psi_{sa} i_{sb} - \psi_{sb} i_{sa})$, 可以运算出电机的实际输出转矩值 T_c , 其中 p_n 是电机的极对数; 将电机转矩给定值与实际值进行比较后输入转矩滞环比较器运算出转矩调节信号 T_Q ; 当转矩给定信号发生突变时, 为了起到快速减小转矩的目的, 在转矩滞环比较器中加上一个上下限较宽的滞环比较器, 得到定子磁链反向转矩信号 P/N; 根据磁链的计算公式 $\psi_{,\alpha} = \int (u_{,\alpha} - R_{,\alpha} i_{,\alpha}) dt$ 和 $\psi_{,\beta} = \int (u_{,\beta} - R_{,\beta} i_{,\beta}) dt$ (其中 $R_{,\alpha}$ 是电机定子侧电阻), 可以计算出电机定子磁通幅值的实际值 ψ_s ; 保持定子磁通的幅值 ψ_s^* 为恒定值, 把磁通给定值与实际值进行比较后输入定子磁通滞环比较器可以得到定子磁通幅值的调节信号 ψ_Q ; 此外, 由于定子磁链矢量在空间上是幅值恒定的圆形轨迹, 根据磁链位置判断公式以及事先划分好的扇区分布可以得到磁链的空间位置信号 θ ; 如果将逆变器的开关状进行定义, 设逆变器桥臂上管导通时定义为状态 “1”, 下管导通时定义为状态 “0”, 则三相桥臂上的开关共有 8 种状态组合; 其中六个非零电压矢量 V1 - V6 和两个零电压矢量 V0、V7; 这六个非零电压矢量在空间呈六边形轨迹分布, 其中零电压的作用是使减小定子磁通的旋转速度; 不同扇区的电压矢量对转矩和磁链幅值的调节作用不同, 由此

构造了在不同扇区下调节转矩和磁链幅值的电压矢量开关表格,依据转矩调节信号 T_o 、磁通调节信号 ψ_o 和磁链的空间位置信号 θ ,选择最佳的电压矢量使电动机转矩及磁链按要求增加或减小,达到调节转速的效果;

当双馈发电机工作在亚同步状态时,网侧变流器从电网吸收能量,工作在整流状态;当双馈发电机工作在超同步状态时,能量从直流侧回馈到电网,网侧变流器工作在逆变状态;母线直流电压恒定并且具有良好的动态响应能力,网侧单位功率因数控制和输入电流为正弦波是网侧变流器的控制目标,网侧变流器采用的是PWM固定开关频率的直接电流控制,主电路功率模块采用IPM模块,三相交流电抗器 L_a 、 L_b 、 L_c 主要用于滤波及储存电路的无功分量,以实现PWM电流控制,直流侧电容两端电压经过A/D转换电路变为数字信号接入DSP的A/D引脚,作为直流侧电压的反馈信号与电压外环指令信号相比较送入电压外环PI调节器,其输出再与网侧交流电压同步信号相乘,生成电流内环调节器的指令信号,网侧三相交流电流 i_a 、 i_b 经过A/D转换电路变为数字信号接入DSP的A/D引脚,作为三相交流电流的反馈信号与电流内环调节器的指令信号相比较,再经过电流内环比例放大系数 K_{ip} ,其输出与电网电动势前馈相加,选取适当的前馈系数 K_f ,其结果由DSP的PWM调制发生单元输出6路脉宽信号输入至由光耦组成的隔离驱动电路,直接控制IPM模块中的功率管;实现对网侧变流器的控制。

本发明的原理说明如下:

逆变器电压输出

在直接转矩控制中,电压空间矢量是一个非常重要的物理量。逆变器的六个工作电压状态,给出六个不同方向的运动电压空间矢量,它们周期性的顺序出现,相邻两个矢量之间相差 60° ,电压空间矢量幅值不变。两个零开关状态给出两个零电压空间矢量,它们位于六边形的中心。适当的选择电动机的空间电压矢量,可以使磁链的运动轨迹近似为圆形。电压空间矢量的选取原则是该矢量能使定子磁链在一个控制周期内改变尽可能大的角度,即转矩变化最大。

转矩控制

直接转矩控制系统也是一种转矩闭环控制系统。它和转矩闭环矢量控制系统的主要区别是不用PI转矩调节器而是采用两点式Bang-Bang控制实现转矩的快速响应,不用转子磁场定向而用定子磁链计算电磁转矩,根据转矩和定子

磁链实际值与给定值的偏差直接确定 PWM 逆变器开关信号, 这样直接转矩控制方法可以不受转子参数的影响。当电机转矩过小, 即电机实际转矩与给定转矩误差超过转矩调节器的下限时, 逆变器根据磁链所处的扇区位置输出相应的非零电压矢量来加快定子磁链的旋转速度, 控制电磁转矩增大; 同理, 当电机转矩过大时, 转矩调节器的误差输入超出上限, 逆变器输出相应的零电压矢量来降低定子磁链的转速, 减小转矩角 δ , 起到抑制转矩的作用。但是, 零电压在异步电机与同步电机中的作用却是不同的。对异步电机而言, 气隙磁通由定、转子共同建立, 但却由定子电压唯一确定, 当选择零电压矢量时, 定子电压为零, 磁链增量为零, 定子磁通矢量将保持在原位置不动, 转子电流及电磁转矩快速下降。因此可以选用零电压矢量在保持磁链幅值不变时瞬间减小转矩。但在 PMSM DTC 系统中选用零电压矢量虽然能使定子磁链保持原位置不动, 但零矢量与一直存在的转子磁极永磁场相互作用, 仍将产生转矩, 不能起到快速有效减小转矩的作用。因此在 PMSM DTC 系统中零电压使用的有效性受到局限, 在这里更多使用反向电压矢量来减小转矩, 这也是 PMSM DTC 与 IM DTC 的区别之一。在下表中, τ 、 ϕ 分别是转矩和磁通滞环比较器的输出, $\theta(1) - \theta(6)$ 代表定子磁极所在的区间。

ϕ	τ	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$\phi = 1$	$\tau = 1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$\tau = 0$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
$\phi = 0$	$\tau = 1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	$\tau = 0$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

磁链控制

在高性能的电力传动系统中, 采用转速闭环控制。为了有效的控制电磁转矩, 必须在控制转矩的同时也控制磁通或磁链。磁链控制与转矩控制处于同样重要的地位。通常在基速以下采用恒磁通控制而在基速以上采用弱磁控制, 不同的控制系统控制磁通或磁链的方法不同。直流调速系统控制气隙磁通; 矢量控制系统采用控制转子磁链的方法, 而直接转矩控制系统则控制定子磁链。直接检测

定子磁链存在不少工艺和技术的问题，因而使用较少。实际系统中，往往采用间接观测的方法，即检测电机的定子电压、定子电流和电机转速等容易测取的物理量，然后根据电机的数学模型，实时地计算出所需磁链的幅值和相位。定子磁链瞬时值由对电机的反电势积分计算得到，实际中通过检测三相电压和电流来估计，再由电流和磁链计算电机瞬时转矩，所得的磁链和转矩瞬时值分别与其给定值通过迟滞比较后再结合磁链所在的位置来选取电压矢量。

永磁同步电机直接转矩控制的弱磁控制

随着稀土永磁材料的发展，高性能的永磁材料应用到电机中，使得永磁电机的抗去磁能力增强。因此电机允许流过较大的直轴去磁电流，为电机的高速弱磁运行提供了可能性。同时为了提高永磁电机在宽调速范围和恒功率运行场合中的广泛应用需要该电机做减弱磁场运行。目前高性能的永磁同步电机系统多采用以转子磁场定向的矢量控制技术，所以对定子磁链的观测比较困难。而永磁同步电机直接转矩控制系统能够直接控制定子磁链，因此其弱磁控制变得很容易，且比矢量控制简单。由于永磁同步电机转子磁场恒定，因此不能像直流电机那样，直接减小励磁电流以获得弱磁控制。永磁同步电机的弱磁控制的基本思想是利用电机直轴电枢反应，使电机的气隙磁场减弱，达到等效于直接减弱励磁磁场的控制效果。内永磁同步电机（IPMSM）属于凸极同步电机，此电机机械强度高，磁路气隙小，电枢反应强，适于高速运行，可作恒转矩控制，更适合于弱磁运行。

无速度传感器永磁同步电机直接转矩控制系统

速度是实现直接转矩控制的一个重要参数，为提高系统的控制性能，应采用速度闭环控制，因此需要检测电机的转速。传统的电机转速检测装置多采用测速发电机或光电编码器，而这些速度传感器的安装、维护、非线性和低速性能，特别是测量的精确性直接影响了直接转矩控制的效果。无传感器技术是目前交流传动的一大发展方向，实现无速度传感器可以使系统的成本降低、可靠性高，且适用于一些特殊的应用场合。因此，越来越多的学者将目光放在无速度传感器控制系统的开发上。在直接转矩控制中，控制系统需要根据定子磁链所在的扇区来确定相应的逆变器驱动信号，只要位置误差不超过 60° 就可以实现电机的控制。因此，直接转矩控制本身对位置要求并不严格，很容易实现无速度传感器控制。

由于直接转矩控制是转子位置开环的控制,是通过动态调整定子磁链超前或滞后转子磁链的转矩角 δ 来获得所需的转矩,以保证定、转子之间的同步。因此在电机运行过程中,不必对转子位置进行检测。只是在电机启动时,需要得知转子磁极的初始位置以确定定子初始磁链并进行定子磁链的估计。作为速度闭环的控制系统,速度的获得是必须的。因此,只要能对速度进行估算,就能够实现DTC

$$w_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d(\arctg \frac{\varphi_\alpha}{\varphi_\beta})}{dt} = \frac{\varphi_\alpha \varphi_\beta - \varphi_\beta \varphi_\alpha}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2}$$

$$\text{且} \begin{cases} \varphi_\alpha = u_\alpha - i_\alpha R_s \\ \varphi_\beta = u_\beta - i_\beta R_s \end{cases} \text{ 带入上式可得}$$

$$w_r = w_s = \frac{(u_\alpha - i_\alpha R_s)\varphi_\alpha - (u_\beta - i_\beta R_s)\varphi_\beta}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2}$$

PMSM的无传感器控制,大大减少系统成本。在这里采用一种直接估算转速的无速度传感器的计算方法。求算过程为:在同步机的稳态运行过程中,定、转子的转速相同即 $\omega_s = \omega_r$,在此前提下,可以在定子静止坐标系下建立直接转矩控制系统速度估计模型:

此方法实现简单方便,但应注意的是,这样的估算方法高速区性能比较好,在低速区会有比较大的误差,这是由其前提条件决定的。

初始位置的检测是电机起动运行中的首要问题。在永磁同步电机中采用反电势积分估计定子磁链,由于永磁电机转子上本身有恒定磁场,初始磁链不为零,因此直接转矩控制需要首先知晓转子磁极的位置,从而确定加在逆变器上初始电压矢量,而且采用积分器估计定子磁链也要知道初始磁链的位置。在无传感器控制系统中,由于没有传感器来获知当前转子的位置,因此控制系统首先要进行转子磁极的定位。利用了一恒定的定子磁场将永磁的转子固定在一定的位置上,即反复多次发出一个固定的空间电压矢量将转子拉转至期望的已知位置上。由于电机起动时是动态,电机转矩角的变化量远较电机稳态时要大,目的是快速将定转子拉至同步旋转达到稳态运行。所以用以上的方法所得到的初始位置虽然精度并不很高,但足够满足要求。系统实现时,反复多次发出矢量代(1, 0, 0)持续一段时间后,再发出一定时间的零矢量,重复数遍后转子磁极就稳定在了A相绕组所对应的磁极方向上。实际证明该方法是可行的,因此,采用以上方法可以使电

机成功起动。

本发明的优点:

本发明采用直接转矩控制(DTC)来对永磁同步电机进行控制。它具有很多方面的优点:①以定子磁场定向,只需控制电动机定子侧的参数,控制效果不受转子回路参数变化的影响;②控制运算均在定子静止坐标系中进行;③采用转矩闭环直接控制电动机的磁链和转矩,追求转矩控制的快速性和准确性;④采用闭环两位控制(Band-Band控制),通过改变滞环调节器的容差,把两位式转矩控制引起的转速波动限制在容许的范围之内;⑤利用空间电压矢量的概念,直接对逆变器的六个开关器件的导通与关断状态进行综合控制,在相同的控制效果下,比分相控制的逆变器开关器件开关次数少,开关损耗小。直接转矩控制摒弃了矢量控制中解耦的思想,在很大程度上克服了矢量变换控制计算复杂,控制效果受转子参数变化影响较大等缺点,它的系统控制结构简单,转矩响应迅速,鲁棒性增强,控制性能优良。

本发明对两个变流环节均采用基于全控型器件的四象限运行的PWM变流器,不但可以提高系统的动态响应,减少损耗和冲击,实现电能的双向传输,而且还能实现风力发电机网侧单位功率因数正弦波电流并网发电运行。同时采用改进了的直接转矩技术对逆变器进行控制,保证了电机定子侧输入电流的正弦波变化,具有响应快、波动小、转矩动态控制、调速范围宽等一系列特点。

附图说明

图1是全功率型交直交变流器和风力发电机的连接关系图。

图2是本发明电路原理图。

图3是永磁同步发电机直接转矩控制结构图。

图4是本发明网侧变流器控制结构图。

具体实施方式

参见附图。

发电机侧变流器的控制结构:机侧变流器的主电路采用不可控整流桥与PWM DC/AC桥式逆变器相串联的变频器拓扑结构;电感L1与电抗C1的主要用于滤波及储存电路的无功分量,使逆变器输入电流更为平滑,以利于实现PWM电流控制;ID、IA为高精度的霍尔电流传感器,UA、UD为高精度霍尔电压传感器,它们分

别为 DSP 提供精确的电流、电压采样信号；充放电主电路功率模块采用 IPM 模块，整流桥侧输入交流电压信号经整流后通过电感 L1 与电容 C1 平波后，得到较为平滑的直流电压信号；霍尔效应电压传感器测量到直流母线电压信号 UD，经 A/D 转换后引到 DSP 的 A/D 引脚；ID 获取的电流信号经 A/D 转换，送给软件保护单元实现变频器的过压和过电流保护；通过脉冲编码器检测永磁同步电机的输出转速信号 ω_r ；将 ω_r 与模拟转速给定信号 ω_r^* 进行比较后放入转速调节器（PID 调节器）运算出转矩给定值 T_c^* ；电压采样值 UABC 与电流采样值 IABC 经 A/D 转换电路接入 DSP 的 A/D 引脚，通过坐标变换公式（3/2 变换）得到两相坐标系下的电压和电流信号 $U_{\alpha\beta}$ 和 $I_{\alpha\beta}$ ；根据转矩计算公式 $T_c = \frac{3}{2} p_n (\psi_{sa} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{sa})$ ，可以运算出电机的实际输出转矩值 T_c ，其中 p_n 是电机的极对数；将电机转矩给定值与实际值进行比较后输入转矩滞环比较器运算出转矩调节信号 T_Q ；当转矩给定信号发生突变时，为了起到快速减小转矩的目的，在转矩滞环比较器中加上一个上下限较宽的滞环比较器，得到定子磁链反向转矩信号 P/N；根据磁链的计算公式 $\psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt$ 和 $\psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt$ （其中 R_s 是电机定子侧电阻），可以计算出电机定子磁通幅值的实际值 ψ_s ；定子磁通的幅值 ψ_s^* 为恒定值，把磁通给定值与实际值进行比较后输入定子磁通滞环比较器可以得到定子磁通幅值的调节信号 ψ_Q ；此外，由于定子磁链矢量在空间上是幅值恒定的圆形轨迹，根据磁链位置判断公式以及事先划分好的扇区分布可以得到磁链的空间位置信号 θ ；如果将逆变器的开关状进行定义，设逆变器桥臂上管导通时定义为状态“1”，下管导通时定义为状态“0”，则三相桥臂上的开关共有 8 种状态组合；其中六个非零电压矢量 V1 - V6 和两个零电压矢量 V0、V7；这六个非零电压矢量在空间呈六边形轨迹分布，其中零电压的作用是使减小定子磁通的旋转速度；不同扇区的电压矢量对转矩和磁链幅值的调节作用不同，由此构造了在不同扇区下调节转矩和磁链幅值的电压矢量开关表格，依据转矩调节信号 T_Q 、磁通调节信号 ψ_Q 和磁链的空间位置信号 θ ，选择最佳的电压矢量使电动机转矩及磁链按要求增加或减小，达到调节转速的效果；

网侧变流器的控制结构:

网侧变流器采用的是 PWM 固定开关频率的直接电流控制, 具有输入电流为正弦波、功率因数可控、能向电网回馈电能等优点。当双馈发电机工作在亚同步状态时, 网侧变流器从电网吸收能量, 工作在整流状态; 当双馈发电机工作在超同步状态时, 能量从直流侧回馈到电网, 网侧变流器工作在逆变状态。直流母线电压恒定并且具有良好的动态响应能力, 网侧单位功率因数控制和输入电流为正弦波是网侧变流器的控制目标。其拓扑与控制结构如图 3 所示。

网侧变流器软件分成两个部分, 主程序模块和中断服务程序模块。在主程序模块中主要完成系统的初始化, 功能包括系统寄存器的初始化、外设模块控制寄存器的初始化、DSP 中专用寄存器的初始化、用户自定义变量的初始化, 中断开放并等待进入中断服务子程序。

中断服务程序是整个网侧变流器的核心部分, 大部分工作都是在中断服务程序中完成的。由于要生成驱动 IGBT 所需的开关频率为 10K 赫兹的 PWM 信号, 每次响应中断的时间不得超过 $100\ \mu\text{s}$ 。中断服务程序采用模块化设计, 主要功能包括交、直流电压检测模块、交流电流检测模块、电网频率和相位检测模块、电压外环调节器计算模块、电流内环调节器计算模块、电流指令计算模块、电网电动势前馈计算模块、保护模块等。具体算法为首先把电压外环指令信号与被检测到的直流母线电压的比较误差信号送入到电压外环调节器中, 其输出再与网侧交流电压同步信号相乘, 生成电流内环调节器的指令信号, 电流内环调节器的输出与电网电动势前馈相加后, 其结果送入到 PWM 比较器中, 作为 IGBT 开关驱动电路的控制信号。电压外环保证直流母线电压恒定, 电流内环则保证系统的快速响应能力。

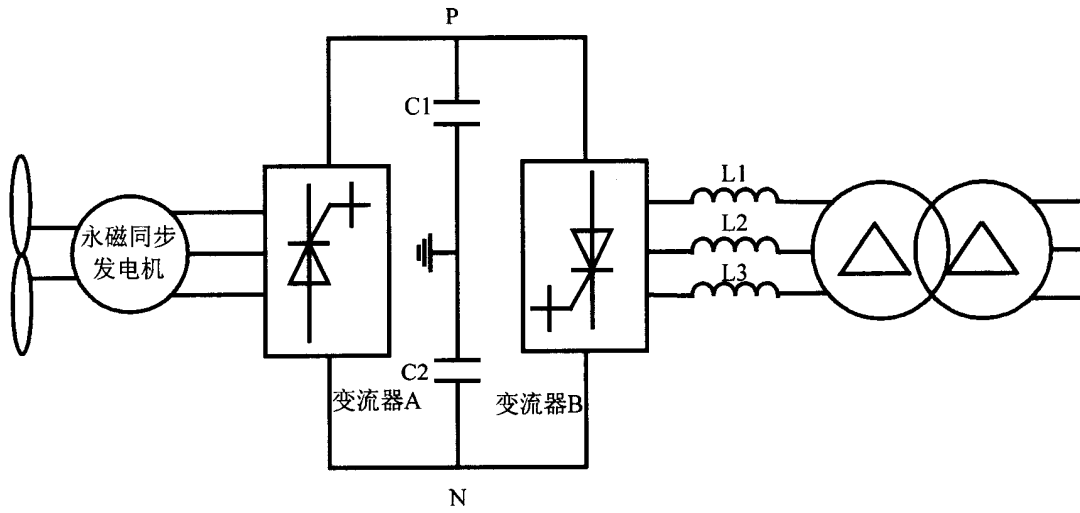


图 1

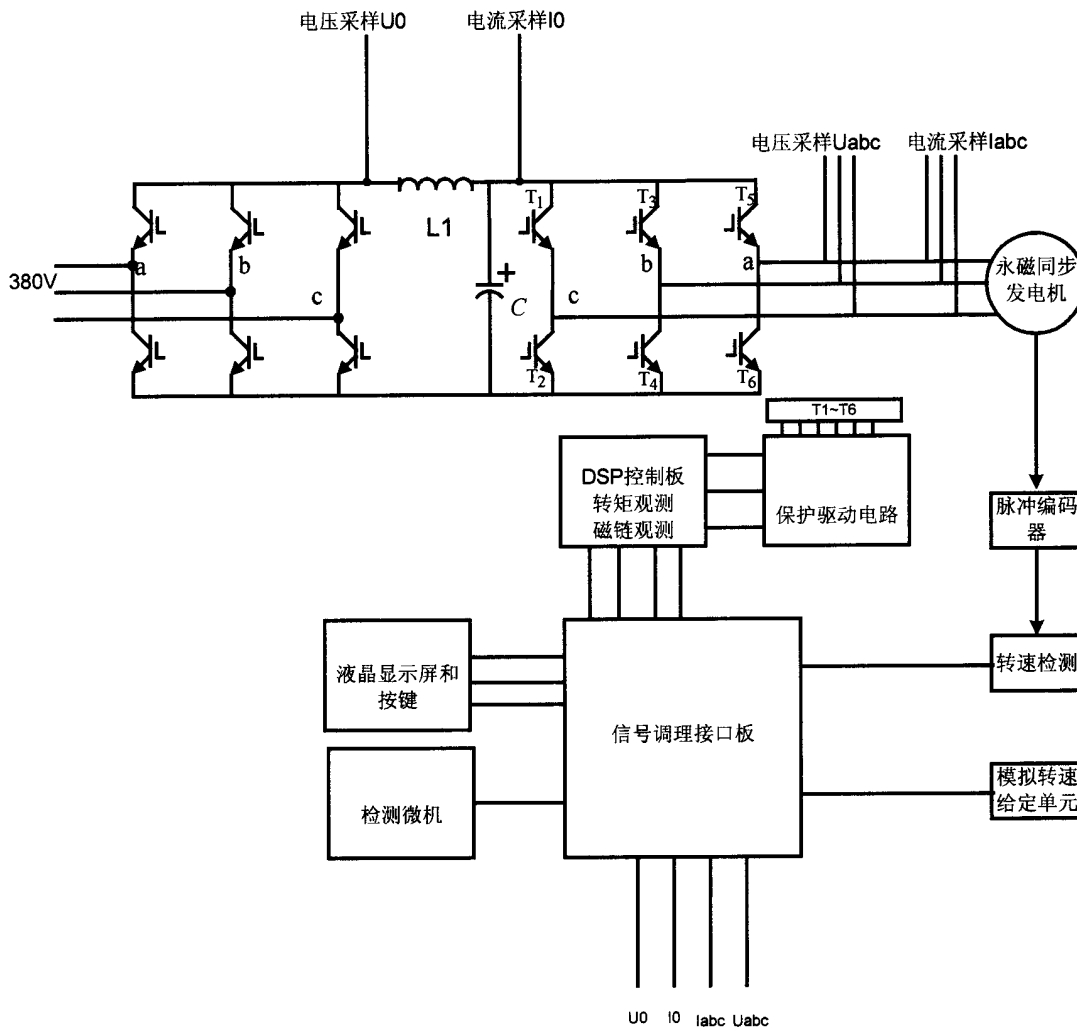


图 2

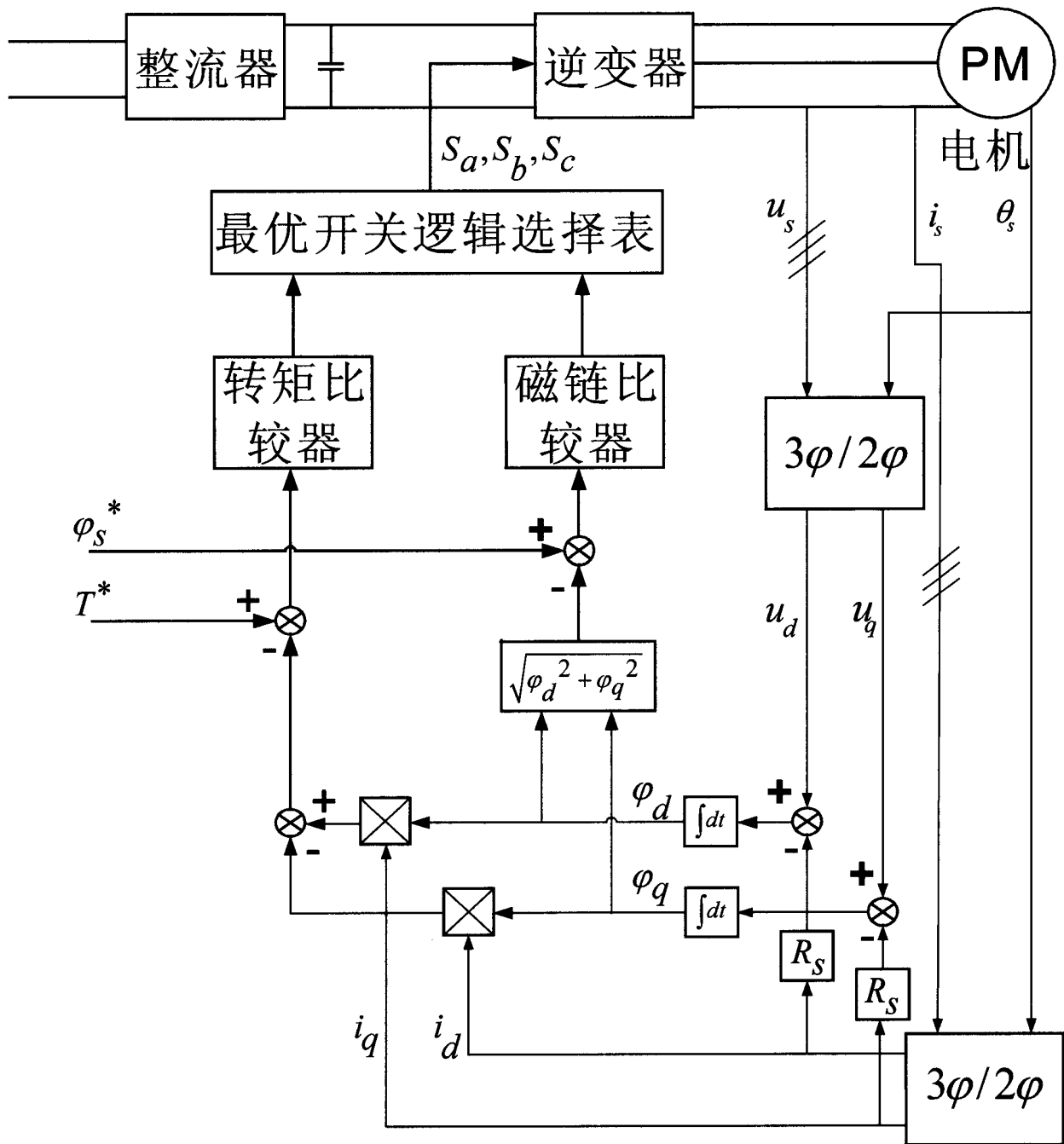


图 3

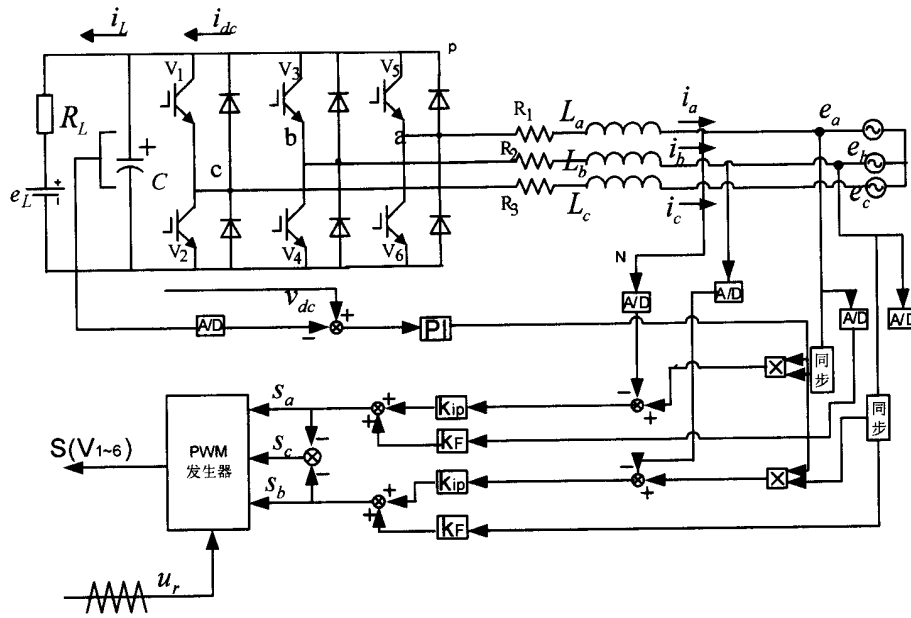


图 4