

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02J 3/38 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200810038542.2

[45] 授权公告日 2010年2月3日

[11] 授权公告号 CN 100588073C

[22] 申请日 2008.6.5

[21] 申请号 200810038542.2

[73] 专利权人 上海交通大学

地址 200240 上海市闵行区东川路 800 号

[72] 发明人 李响 王志新

[56] 参考文献

US20060050458A1 2006.3.9

CN1858982A 2006.11.8

JP2906616B2 1999.4.2

Indirect Current Control of a Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three - phase Rectifier. JUAN W. DIXON, BOON. TECK OOI. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol. 35 No. 4. 1988

海上风电柔性直流输电及变流器技术研究. 王志新, 李响等. 电力学报, 第 22 卷第 4 期. 2007

审查员 黄珊

[74] 专利代理机构 上海交达专利事务所

代理人 王锡麟 王桂忠

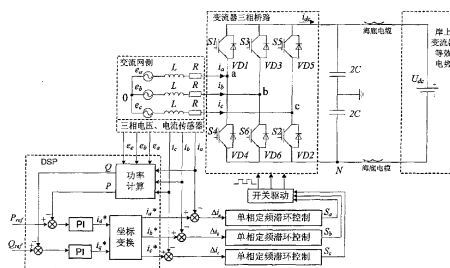
权利要求书 3 页 说明书 9 页 附图 2 页

[54] 发明名称

柔性直流输电变流器的电流控制方法及装置

[57] 摘要

一种柔性直流输电变流器的电流控制方法及装置, 属于风力发电中电力传输技术领域。本发明电流控制采用滞环宽度可调的滞环比较器, 将电流偏差和滞环宽度比较, 当电流偏差超越滞环宽度时, 滞环比较器输出开关信号, 改变变流器桥路开关管状态, 减小电流偏差, 从而达到电流跟踪控制的目的; 同时对滞环比较器引入开关信号频率的闭环控制, 通过对滞环宽度的动态调整来控制开关信号的相位及周期等于一个固定时钟信号的相位和周期, 使得开关信号的频率为一固定值。本发明提高海上风电柔性直流输电变流器电流跟踪控制的动态响应速度和精度的同时, 保持变流器功率管开关频率的固定, 减少了开关应力及开关损耗, 提高了传输效率。



1. 一种柔性直流输电变流器的电流控制方法,其特征在于,包括以下步骤:
第一步,检测风电场交流网侧电压及电流,并计算有功功率 P 、无功功率 Q ;
第二步,将有功功率 P 、无功功率 Q 与其相应参考值 P_{ref} 、 Q_{ref} 比较后,经PI调节器计算获得有功电流指令值 i_d^* 与无功电流指令值 i_q^* ;
第三步,将电流指令值 i_d^* 、 i_q^* 经两相旋转 dq 坐标系到三相静止 abc 坐标系的坐标变换后,获得三相电流指令值 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* ,将其与第一步检测得到的网侧电流实际值 i_a 、 i_b 、 i_c 比较,获得三相电流偏差信号 Δi_a 、 Δi_b 、 Δi_c ;
第四步,每相滞环比较器分别将各相电流偏差与各自的滞环宽度比较后输出开关信号;
第五步,将每相的开关信号 f_s 、实际滞环宽度值 h 及一固定时钟信号 f_r 输入到各自的滞环宽度估计电路,得到各相滞环宽度的估计值 h_r ;
第六步,每相各采用一个PLL锁相环相位控制电路检测其开关信号与一固定时钟信号的相位差 ϕ ,经PI调节器计算后得到滞环宽度的修正值 h_p ;
第七步,将各相滞环宽度的估计值 h_r 与修正值 h_p 相加后获得实际滞环宽度值 h ,并反馈到各自的滞环比较器,控制其输出开关信号的频率为一固定值,结束后,进行下一次采样计算。
2. 根据权利要求1所述的柔性直流输电变流器的电流控制方法,其特征是,第二步所述的经PI调节器计算获得有功电流指令值 i_d^* 与无功电流指令值 i_q^* ,当被控电流跟踪其电流指令值时,实现变流器传输有功功率的控制以及对风电场无功功率的补偿。
3. 根据权利要求1所述的柔性直流输电变流器的电流控制方法,其特征是,第四步所述的滞环比较器是采用变限幅电路实现的可变滞环宽度的滞环比较器。
4. 根据权利要求1所述的柔性直流输电变流器的电流控制方法,其特征是,第五步所述的固定时钟信号,是一个占空比为1/2,频率、周期固定不变的单位方波信号,以该信号的频率做为开关频率的参考值,控制开关信号的相位和周期与该方波信号的相位和周期相等,实现开关频率的固定。
5. 根据权利要求1所述的柔性直流输电变流器的电流控制方法,其特征是,

第五步所述的滞环宽度估计电路通过估计滞环宽度的大小来控制开关周期稳定为固定参考值,第六步所述的 PLL 锁相环相位控制电路通过修正滞环比较器的滞环宽度,使得开关信号的相位与固定时钟信号 f_r 的相位保持同相,第五步所述的滞环宽度估计电路与第六步所述的 PLL 锁相环相位控制电路共同构成开关频率的闭环控制,在实现直接电流控制快速动态响应同时,保证了开关频率的固定。

6. 一种柔性直流输电变流器的电流控制装置,其特征在于:包括交流电压及电流传感器、DSP 数字信号处理器、功率计算模块、坐标变换模块、滞环比较器、滞环宽度估计电路、低通滤波器、PLL 锁相环控制电路,其中:

交流电压、电流传感器检测变流器交流网侧电压、电流,AD 转换后经数字通道将三相电压值及电流值输入 DSP 数字信号处理器;

功率计算模块计算出有功功率和无功功率后经内部数字 PI 调节器计算出有功电流指令值和无功电流指令值,并传输至坐标变换模块;

坐标变换模块将两相电流指令值转换为三相电流指令值,将其与三相电流检测值进行比较,得到三相电流偏差值;

DSP 数字信号处理器将三相电流偏差值经 DA 变换后以模拟信号形式输出至滞环比较器;

滞环比较器输出开关信号作用于变流器三相桥臂,同时滞环比较器输出的开关信号、实际滞环宽度值与固定时钟信号 f_r 共同输入至滞环宽度估计电路经低通滤波器滤波后得到滞环宽度的估计值;

PLL 锁相环相位控制电路检测开关信号的相位以及固定时钟信号 f_r 的相位,并通过其相位差计算出滞环宽度的修正值,上述滞环宽度的估计值与修正值相加后产生滞环宽度实际值输入至滞环比较器,形成开关信号频率的闭环控制。

7. 根据权利要求 6 所述的柔性直流输电变流器的电流控制装置,其特征是,所述滞环比较器,采用可变滞环宽度的变限幅比较电路,通过直接改变比较器输出限幅来改变滞环宽度,这样滞环宽度越大输出开关信号的频率越低。

8. 根据权利要求 6 所述的柔性直流输电变流器的电流控制装置,其特征是,所述的滞环宽度估计电路,采用一个单稳态振荡器,通过开关频率信号控制其输出的脉冲周期,通过固定时钟信号控制其输出脉冲的宽度,该滞环宽度估计电路输出的脉冲信号用于控制一个模拟开关,通过占空比来调节滞环宽度的估计值。

9. 根据权利要求6所述的柔性直流输电变流器的电流控制装置,其特征是,所述的PLL锁相环控制电路,由PLL相位检测电路和一个PI调节器串联组成,作用对象为滞环比较器,该电路检测开关信号与固定时钟频率信号之间的相位差,然后通过PI调节器计算输出滞环宽度的修正值。

柔性直流输电变流器的电流控制方法及装置

技术领域

本发明涉及一种电力传输技术领域的电流控制方法及装置，具体是一种海上风力发电电力传输的柔性直流输电变流器的电流控制方法及装置。

背景技术

随着海上风电场规模的日益扩大，风电场距离海岸的距离越来越远，容量也提升到几十乃至百万千瓦。柔性直流输电是一种以电压源换流器(VSC)、绝缘栅双极晶体管(IGBT)和脉宽调制(PWM)技术为基础地新型输电技术，该技术具有可向无源网络供电、能实现输电系统的有功功率和无功功率的独立控制、无需额外增加无功补偿设备等优点，符合海上风力发电场长距离输电的要求，成为海上风电场联网的首选技术。

采用传统的高压交流输电系统将海上风电场并入主电网的过程中，由于长距离海底交流电缆的分布电容作用导致电缆中的电容电流过大，而交流系统的无功补偿在海上难以实施，使得传统的高压交流输电系统在海上风电电力传输中无法应用。柔性直流输电是一种以电压源换流器、绝缘栅双极晶体管和脉宽调制技术为基础地新型输电技术，该技术具有可向无源网络供电、能实现输电系统的有功功率和无功功率的独立控制、无需额外增加无功补偿设备等优点，符合海上风力发电场长距离输电的要求，成为海上风电场联网的首选技术。海上风电柔性直流输电变流器是海上风电柔性直流输电系统的关键装置，主要作用是将风电场交流电能快速、准确地转换为直流电能。在风电场电压稳定的情况下，对风电场传输功率的控制实际上是对风电场输出交流电流的控制，因此该部分的电流控制方法及装置决定了柔性直流输电系统的性能指标。

目前变流器的电流控制方法普遍采用间接电流控制方法，该方法通过 PWM 控制，在变流器桥路交流侧生成幅值相位受控的正弦 PWM 电压；该 PWM 电压与交流网侧电动势共同作用于变流器交流侧生成基波电流，谐波电流则由变流器网侧电感滤除。该方法通过控制桥路 PWM 电压来间接地控制交流侧输出电流，因此有动

态响应慢,对参数敏感的缺点。针对间接电流控制的不足,有人提出了采用网侧电流闭环控制的直接电流控制方法,提高网侧电流的动、静态性能。

经对现有技术文献的检索发现, Marian P, Kazmierkowski 等人在 IEEE Transactions on Industrial Electronics 上所发表的 Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters (三相电压源 PWM 变流器电流控制技术), 提出了四种采用网侧电流闭环控制的直接电流控制方法, 可将这四种直接电流控制方法归结为固定开关频率 PWM 电流控制和滞环电流 PWM 控制这两类。其中, 固定开关频率 PWM 电流控制的物理意义清晰, 实现方便, 由于开关频率固定, 因而网侧变压器及滤波电感设计较容易, 并且有利于限制开关损耗。但该方法的主要缺点是, 在开关频率不高的条件下, 电流动态响应较慢, 且电流动态偏差随电流变化率而相应地变化。相比之下, 滞环 PWM 电流控制则具有较快的电流响应速度, 且电流动态偏差由滞环宽度确定。但该方案的主要不足体现在开关频率随电流变化率的波动而变化, 造成网侧滤波电感设计困难, 功率开关管应力及开关损耗增大。针对海上风电柔性直流输电变流器的大功率应用场合, 要求电流控制的动、静态响应迅速, 开关频率不宜太高, 并且应尽可能地保持开关频率固定, 以减少开关应力及开关损耗。因此这两类直接电流控制方法都难以直接应用。

发明内容

本发明的目的在于针对现有技术的不足, 提供一种柔性直流输电变流器的电流控制方法及装置。本发明采用了一种滞环宽度 h 可调的滞环比较器, 将电流偏差 Δi 和滞环宽度 h 相比较, 当电流偏差 Δi 超越滞环宽度 h 时, 滞环比较器输出开关信号改变变流器桥路开关管状态以减小电流偏差 Δi , 从而达到电流跟踪控制的目的; 同时引入开关频率闭环控制, 通过动态调整滞环宽度 h 来控制滞环比较器输出开关信号的相位及周期等于一个固定时钟信号的相位和周期, 使得开关信号的频率为一固定值。

本发明是通过以下技术方案实现的:

本发明所涉及的柔性直流输电变流器的电流控制方法, 包括如下步骤:

第一步, 检测风电场交流网侧电压及电流, 并计算有功功率 P 、无功功率 Q ;

第二步, 将有功功率 P 、无功功率 Q 与其相应参考值 P_{ref} 、 Q_{ref} 比较后, 经 PI

调节器计算获得有功电流指令值 i_d^* 与无功电流 i_q^* 指令值；

第三步，将电流指令值 i_d^* 、 i_q^* 经两项旋转 dq 坐标系到三相静止 abc 坐标系的坐标变换后，获得三相电流指令值 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* ，将其与第一步检测得到的网侧电流实际值 i_a 、 i_b 、 i_c 比较，获得三相电流偏差信号 Δi_a 、 Δi_b 、 Δi_c ；

第四步，每相滞环比较器分别将各相电流偏差与各自的滞环宽度比较后输出开关信号；

第五步，将每相的开关信号 f_s 及一固定时钟信号 f_r 输入到各自的滞环宽度估计电路，得到各相滞环宽度的估计值 h_r ；

第六步，每相各采用一个 PLL 锁相环相位控制电路检测其开关信号与一固定时钟信号的相位差 ϕ ，经 PI 调节器计算后得到滞环宽度的修正值 h_p ；

第七步，将各相滞环宽度的估计值 h_r 与修正值 h_p 相加后获得实际滞环宽度值 h ，并反馈到各自的滞环比较器，控制其输出开关信号的频率为一固定值。结束后，进行下一次采样计算。

第二步所述的经 PI 调节器计算获得有功电流指令值 i_d^* 与无功电流 i_q^* 指令值，当被控电流跟踪其电流指令值时，可实现对变流器传输有功功率的控制，以及对风电场无功功率的补偿。

第四步所述的滞环比较器是一种可变滞环宽度的滞环比较器，它采用变限幅电路，通过直接改变比较器输出限幅来改变滞环宽度 h 。

第五步所述的固定时钟信号，是一个占空比为 1/2，频率、周期固定不变的单位方波信号。以该信号的频率做为开关频率的参考值，控制开关信号的相位和周期与该方波信号的相位和周期相等，便可实现开关频率的固定。

第五步所述的滞环宽度估计电路的目的是为了通过估计滞环宽度的大小来控制开关周期稳定为固定参考值，其原理是由滞环宽度与开关周期关系式：

$$\frac{h_r}{T_r} = \frac{U_{dc}}{4L}(1-e_n^2) = \frac{h}{T_s} \Rightarrow h_r = h \frac{T_r}{T_s} = h \frac{f_s}{f_r}$$

式中， $T_r=1/f_r$ 为开关信号周期的参考值(也即固定时钟周期)； U_{dc} 为直流侧电压值； L 为变流器交流电感值； e_n 为交流侧电压标么值； $T_s=1/f_s$ 为开关信号周期的检测值。

第六步所述的 PLL 锁相环相位控制电路通过修正滞环比较器的滞环宽度，使

得开关信号的相位与固定时钟信号的相位保持同相。这种修正作用弥补了第五步所述的滞环宽度估计的不足，提高了系统的稳定性。

第五步所述的滞环宽度估计电路与第六步所述的 PLL 锁相环相位控制电路并行处理，共同构成开关频率的闭环控制，在实现直接电流控制快速动态响应同时，保证了开关频率的固定。

本发明所涉及的柔性直流输电变流器的电流控制装置，包括交流电压及电流传感器、DSP 数字信号处理器、功率计算模块、坐标变换模块、滞环比较器、滞环宽度估计电路、低通滤波器、PLL 锁相环控制电路，其中：

交流电压、电流传感器检测变流器交流网侧三相电压值及电流值，AD 变换后经数字通道输入 DSP 处理器；

DSP 处理器内部的功率计算模块通过电压、电流的检测值可计算出变流器交流侧的有功功率 P 和无功功率 Q ，将其与相应参考值 P_{ref} 、 Q_{ref} 比较后获得功率差值，功率差值经 DSP 内部数字 PI 调节计算后得到有功电流指令值 i_d^* 和无功电流指令值 i_q^* ，传输至内部坐标变换模块；

坐标变换模块将两相电流指令值 i_d^* 、 i_q^* 转换为三相电流指令值 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* ，并将其与三相电流值 i_a 、 i_b 、 i_c 进行比较，得到三相电流偏差值；

DSP 处理器将三相电流偏差值经 DA 变换后以模拟信号形式输出至滞环比较器；

滞环比较器将电流偏差信号与滞环宽度比较后，输出开关信号作用于变流器桥臂；同时滞环比较器输出的开关信号与固定时钟信号共同输入至滞环宽度估计电路，经低通滤波器滤波后得到滞环宽度的估计值 h_e ；

PLL 锁相环相位控制电路通过检测开关信号与固定时钟信号间的相位差 ϕ ，经 PI 调节器计算后得到滞环宽度的修正值 h_p ；上述滞环宽度的估计值 h_e 与修正值 h_p 相加后产生滞环宽度实际值 h ，将 h 反馈给滞环比较器，形成开关信号频率的闭环控制。

其中：

所述的滞环比较器采用可变滞环宽度的变限幅比较电路，通过直接改变比较器输出限幅来改变滞环宽度 h ，这样 h 越大输出开关信号的频率越低。

所述的滞环宽度估计电路采用一个单稳态振荡器，开关信号频率 f_s 控制振荡

器输出的脉冲周期为 T_s ，固定时钟信号频率 f_c 控制其输出脉冲的宽度大小，当 $T_r > T_s$ 时无法达到脉宽调整，因此引入滞环宽度 h 的检测增益 $1/K$ (其中 $K < 1$)。这样单稳态振荡器输出的脉冲周期为 T_s ，脉冲的宽度为 KT_r (小于 T_s)。该脉冲信号用于控制一个模拟开关，通过占空比 KT_r/T_s 来调节滞环宽度的估计值 h_e 。

所述的低通滤波器与滞环宽度估计电路电路串联，用于滤除滞环宽度估计值 h_e 中的高频扰动分量，提高抗系统的抗干扰能力。

所述的 PLL 锁相环控制电路由 PLL 相位检测电路和一个 PI 调节器组成，作用对象为滞环比较器，用于检测开关信号与固定时钟信号之间的相位差 ϕ ，然后通过 PI 调节器输出滞环宽度的修正值 h_o 。

根据本发明方法，只需要进行一次坐标变换就可以实现风电场交流侧有功功率和无功功率的独立控制；采用固定频率滞环比较的方法，只需对有功功率、无功功率进行计算便获得有功电流和无功电流指令值，而不需要对电流跟踪做任何数字计算，减少了 DSP 处理器的计算量和存储空间，提升了整个系统的效率；采取开关频率闭环的控制方法，在保留原有滞环电流控制快速、连续、准确等优点的前提下，固定了开关频率，减少了功率管的开关应力和损耗。

将本发明与现有技术比较，在相同的开关频率和工作条件下，本发明结构控制的电流跟踪响应时间比固定开关频率 PWM 电流控制结构的电流响应时间缩短了 30%；稳态时，实际电流与电流指令值之间的误差在 $\pm 2.4\%$ ，其精度较固定开关频率 PWM 电流控制中的电流 PI 调节器结构提高了近一倍；网侧电流谐波小，相电流的谐波总畸变 $\text{THD} < 3.1\%$ 。在与滞环电流 PWM 控制结构相同的电流响应速度和电流跟踪精度条件下，本发明结构中滞环比较器输出的开关信号频率稳定在 $100 \pm 0.1\%$ 范围内；而滞环电流 PWM 控制结构中滞环比较器输出的开关信号的频率在 $30\% \sim 170\%$ 之间波动。本发明还适用于海上风电发电容量大到百万千瓦的电力传输。

附图说明

图 1 是本发明的方法流程图；

图 2 是柔性直流输电变流器的主电路及本发明控制装置的结构示意图；

图 3 是本发明装置中单相定频滞环电流控制的结构示意图；

图 4 是本发明装置中可变宽度滞环比较器的示意图；

图 5 是本发明装置中滞环宽度估计电路的示意图。

具体实施方式

下面结合附图对本发明的实施例作详细说明：本实施例在以本发明技术方案为前提下进行实施，给出了详细的实施方式和具体的操作过程，但本发明的保护范围不限于下述的实施例。

图 1 所示为本发明的方法流程图，包括如下步骤：

第一步，检测风电场交流网侧电压及电流，并计算有功功率 P 、无功功率 Q ；

第二步，将有功功率 P 、无功功率 Q 与其相应参考值 P_{ref} 、 Q_{ref} 比较后，经 PI 调节器计算获得有功电流指令值 i_d^* 与无功电流 i_q^* 指令值；

第三步，将电流指令值 i_d^* 、 i_q^* 经两相旋转 dq 坐标系到三相静止 abc 坐标系进行坐标变换后，获得三相电流指令值 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* ，再与第一步检测得到的风电场交流网侧电流实际值 i_a 、 i_b 、 i_c 比较，获得三相电流偏差信号 Δi_a 、 Δi_b 、 Δi_c ；

第四步，每相滞环比较器分别将各相电流偏差与各自的滞环宽度比较后输出开关信号；

第五步，将每相的开关信号 f_s 及一固定时钟信号 f_r 输入到各自的滞环宽度估计电路，得到各相滞环宽度的估计值 h_r ；

第六步，每相各采用一个 PLL 锁相环相位控制电路检测其开关信号与一固定时钟信号的相位差 ϕ ，经 PI 调节器计算后得到滞环宽度的修正值 h_p ；

第七步，将各相滞环宽度的估计值 h_r 与修正值 h_p 相加后获得实际滞环宽度值 h ，并反馈到各自的滞环比较器，控制其输出开关信号的频率为一固定值。结束后，再进行下一次采样计算。

单次采样计算流程，可实现功率、电流、开关频率的三个闭环控制；滞环宽度估计和 PLL 锁相环相位控制实现并行处理，既提高了整个系统的稳定性，也提高了电流控制的响应速度；同时，开关频率的闭环控制将开关频率固定在一个给定值实现固定频率滞环电流的控制。

如图 2 所示，柔性直流输电变流器的主电路结构及本发明控制装置的结构，其中：

柔性直流输电变流器的主电路结构包括：风电场三相网侧电动势（ e_a 、 e_b 、 e_c ）、交流滤波电感 L 和三相等效电阻 R 组成变流器的交流网侧电路；6 只 IGBT

桥路开关 (S_k , $k=1\sim6$)、6 只反向并联续流二极管 (VD_k , $k=1\sim6$) 组成变流器三相全控桥。

变流器三相桥路直流侧经海底电缆接到岸上受端变流器, 同时, 直流侧并联滤波电容 C (采用两个电容值为 $2C$ 的电容串联以及中性点接地连接方式, 使得中性点电压无波动, 提高控制系统的稳定性)。柔性直流输电系统的直流侧电压的稳定性由岸上变流器的定直流电压控制实现, 因此, 可将岸上变流器端等效为一个稳定的直流电动势。

所述的交流滤波电感 L 、三相全控桥和直流滤波电容 C 对输电系统的作用和影响为:

(1) 交流滤波电感: VSC 正常工作时, 能量在交流网侧和整流桥之间流动, 部分能量存储在电感上, 然后通过整流桥释放到直流侧, 实现 PWM 变流。电感是保证三相 VSC 正常运行的必要条件。

(2) 三相全控桥: 快速切换功率开关来产生交流侧电压, 控制其基波的大小和相位, 从而获得所期望的交流侧电流和功率。

(3) 直流滤波电容: 为电压型 PWM 变流器主要采用的元件。其作用是稳定直流侧电压, 滤除直流电压脉动成分, 保证变流器正常工作。三相 VSC 输出直流母线电压中的 n 次谐波会经过 PWM 调制后在网侧输入电流中产生 $n+1$ 次谐波, 所以, 直流滤波电容也有助于减小输入电流谐波的作用。

本发明控制装置包括: 交流网侧电压及电流检测传感器、功率计算模块、坐标变换模块、单相定频滞环控制模块和开关驱动, 其中:

所述的交流电压、电流传感器, 采用瑞士 LEM 公司的非接触式霍尔型电压、电流传感器, 用于检测变流器交流网侧的三相电压、电流值。

所述的 DSP 处理器, 是控制系统的核心控制单元, 内部编程实现功率计算模块、数字 PI 调节器和坐标变换模块。

所述的功率计算模块, 其原理是由公式 $P = ei \cos \delta$ 、 $Q = ei \sin \delta$, 其中 e 为相电压有效值; i 为相电流有效值; δ 为电压滞后于电流的相位差。

所述的坐标变换模块是两相旋转 d-q 坐标系到三相静止 abc 坐标系的等量坐标变换模块, 用于将两相电流的指令值 i_d^* 、 i_q^* 变换为三相电流的指令值 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* 。其变换关系式如下:

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \cos(\theta-120^\circ) & \sin(\theta-120^\circ) \\ \cos(\theta+120^\circ) & \sin(\theta+120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix}$$

式中 θ 为电流矢量与 d 轴间的夹角。

功率计算模块、坐标变换模块由 DSP 处理器内部编程实现。功率计算模块通过公式计算后得到有功功率值 P 和无功功率值 Q ；将其分别与有功功率参考值 P_{ref} 和无功功率 Q_{ref} 参考值比较后经数字 PI 调节计算后得到有功功率指令值 i_d^* 和无功功率指令值 i_q^* ；通过两相旋 dq 转坐标系到三相静止 abc 坐标系的坐标变换模块计算后可得三相电流指令值 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* 。在单相定频滞环电流跟踪控制作用下，滞环比较器可输出三相开关信号 S_a 、 S_b 、 S_c 。通过开关驱动电路改变变流器三相桥路的开关状态，使得三相电流值 i_a 、 i_b 、 i_c 迅速跟随其指令值 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* ，消除电路偏差 Δi_a 、 Δi_b 、 Δi_c ，实现海上风电柔性直流变流器控制风电场有功功率 P 、无功功率 Q 与其相应参考值 P_{ref} 、 Q_{ref} 之间的无静差跟随控制。

下面结合附图 3、附图 4 和附图 5，以本发明方法和装置实现单相定频滞环电流跟踪控制的应用为例，对本发明的技术方案做进一步的详细描述（单相分析时相应参量省略下角标 a、b、c）。

如图 3 所示的单相定频滞环电流控制结构，包括了滞环比较器、滞环宽度估计电路和 PLL 锁相环相位控制电路。它用于输出固定频率的开关信号，通过变流器桥路作用将电流偏差 Δi 控制在滞环宽度 h 内。当开关频率远大于电网频率时，可近似认为一个开关周期 T_s 内电网电动势 e 恒定不变。若定义 $e_n = 2e/U_{dc}$ 可推导出 $T_s = 4hL/U_{dc}(1-e_n^2)$ 。其中： T_s 为开关周期； L 为交流网侧电抗值； U_{dc} 为直流侧电压值。

可以看出，若滞环宽度 h 固定，而 e_n 变化，则 PWM 开关周期一定变化。为了使开关周期频率不变，引入一个固定不变的参考基准时钟信号，其频率为 f_r ，周期为 T_r 。当开关信号的周期 $T_s = T_r$ 时，可得 $h = u_{dc} T_r (1 - e_n^2) / 4L$ 。显然控制滞环宽度 h 可以保持开关信号频率 $f_s = f_r$ 。

如图 4 所示为可变宽度滞环比较器的示意图，采用一个变限幅电路，通过直接改变比较器输出限幅就可以改变滞环宽度 h ，实现滞环宽度可控的滞环比较器，

该电路 h 越大开关信号频率 f_s 越低。

对于单相桥臂的固定频率滞环电流控制,要使得开关频率 f_s 等于一给定的固定时钟频率 f_r , 其滞环宽度 h 的控制应从两方面考虑:一方面,应控制 h 使得开关信号的周期 T_s 与固定基准时钟信号的周期 T_r 相等;另一方面,应控制 h 使得开关信号的脉冲序列与固定基准时钟信号脉冲序列的相位相等,也即相位差 $\phi = 0$ 。

所述的控制滞环宽度 h 使得开关信号的周期 T_s 与固定基准时钟信号的周期 T_r 相等,是通过图 5 所示的本发明装置中滞环宽度估计电路来实现的。所述的控制滞环宽度 h 使得开关信号的脉冲序列与固定时钟信号脉冲序列的相位差 $\phi = 0$, 是通过图 3 中上方虚线框内的 PLL 锁相环相位控制电路来实现的。

以下详细阐述这两个电路的具体实施方式:

如图 5 所示为本发明装置中滞环宽度估计电路的示意图,采用一个单稳态振荡器,开关频率 f_s 控制其输出的脉冲周期为 T_s , 固定时钟频率 f_r 控制其输出脉冲的宽度 T_r 。考虑到 $T_r > T_s$ 时无法实现脉宽控制,引入滞环宽度 h 的检测增益 $1/K$ (其中 $K < 1$)。这样单稳态振荡器输出的脉冲周期为 T_s , 脉冲的宽度为 $KT_r < T_s$ 。该脉冲信号用于控制一个模拟开关,通过占空比 KT_r/T_s 来调节滞环宽度的估计值 h_e 。图中的滤波器采用低通滤波器,用于滤除滞环宽度的估计值 h_e 高频扰动,提高系统稳定性。将滞环宽度的估计值 h_e 反馈给滞环比较器从而形成一个周期的闭环控制,使得滞环比较器输出的开关信号周期稳定在 T_r , 增加了整个系统的大范围稳定性。

所述的 PLL 锁相环相位控制电路由 PLL 相位检测电路和一个 PI 调节器组成,作用对象为滞环比较器,用于检测开关信号与固定时钟频率信号之间的相位差 ϕ , 然后通过 PI 调节器输出滞环宽度的修正值 h_p 。将滞环宽度的修正值 h_p 与估计值 h_e 相加后得到实际滞环宽度 h 输入到滞环比较器,从而形成一个相位的闭环控制,使得相位差 $\phi = 0$ 。

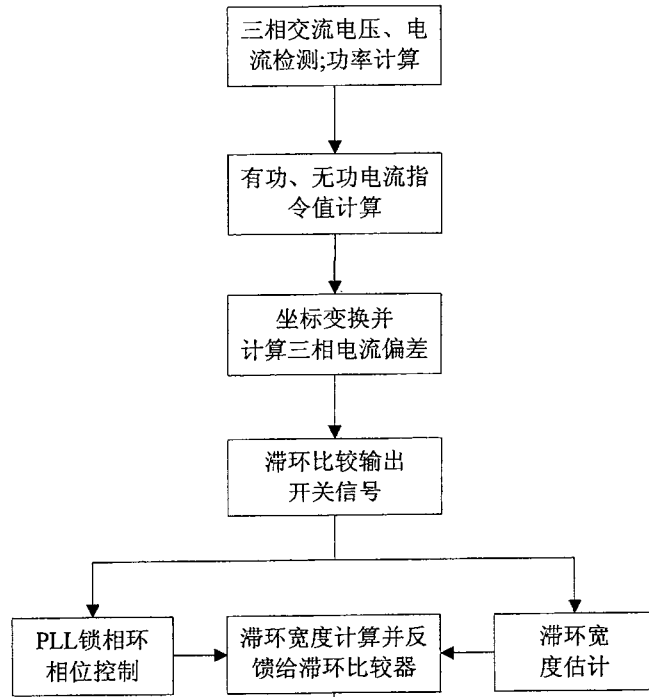


图 1

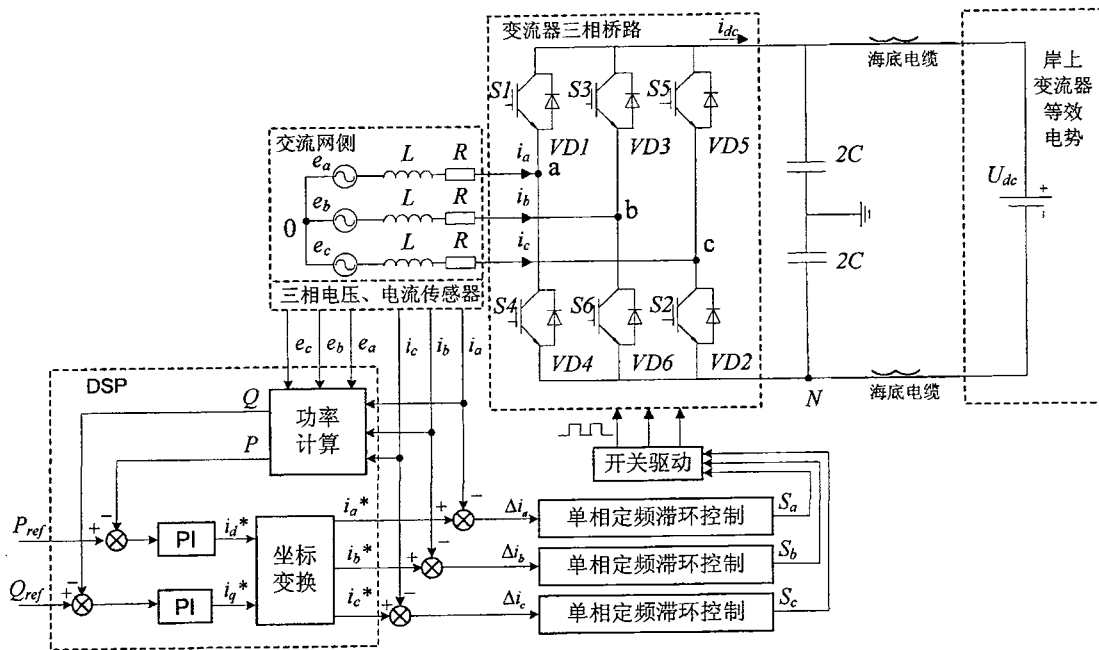


图 2

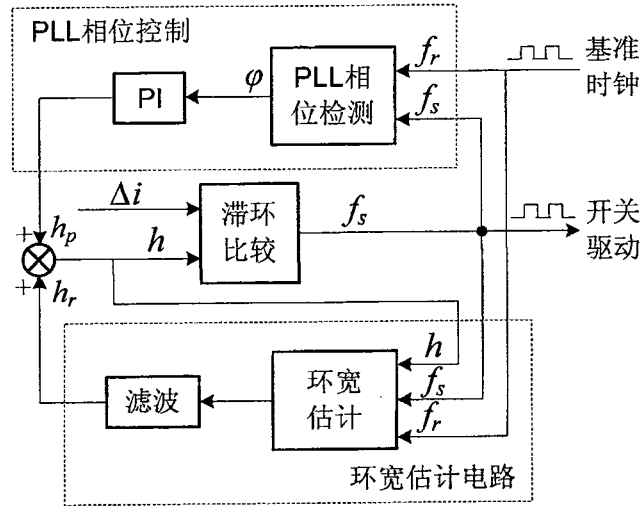


图 3

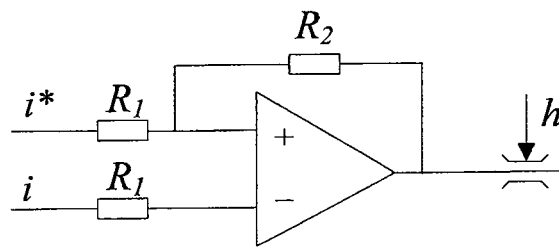


图 4

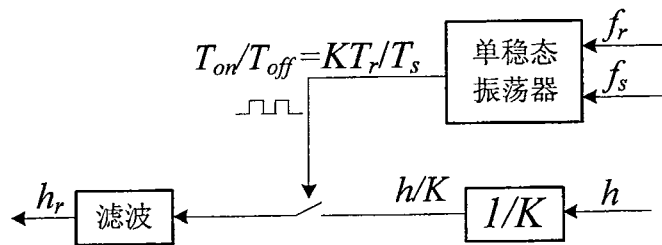


图 5