



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 109802483 A

(43)申请公布日 2019.05.24

(21)申请号 201811651809.5

H02P 21/28(2016.01)

(22)申请日 2018.12.31

H02P 29/024(2016.01)

(71)申请人 武汉船用电力推进装置研究所(中国船舶重工集团公司第七一二研究所)

地址 430064 湖北省武汉市洪山区南湖汽校大院

(72)发明人 姬凯 许晓晖 何金平 林德荣 夏焕锦

(74)专利代理机构 武汉凌达知识产权事务所(特殊普通合伙) 42221

代理人 刘念涛 宋国荣

(51)Int.Cl.

H02J 9/06(2006.01)

H02P 21/05(2006.01)

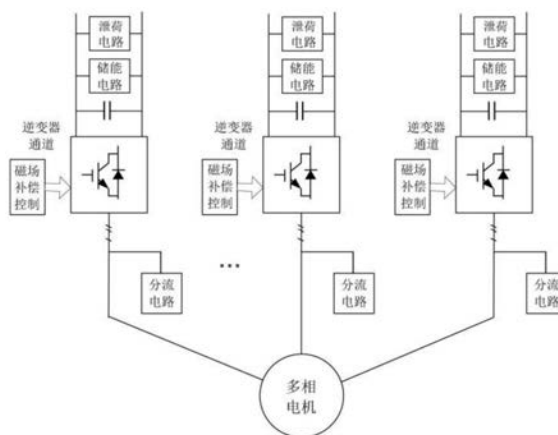
权利要求书4页 说明书11页 附图9页

(54)发明名称

一种多相电机通道故障穿越运行控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种多相电机通道故障穿越运行控制方法,能够在某一或几通道故障时,容错在线切通道不停机穿越运行;在通道故障及故障通道被切除过程中,实施剩余运行通道逆变器交流侧(即电机绕组侧)的过流保护、逆变器直流母线侧的稳压控制以及逆变器磁场补偿综合协调控制方案;该方法实现多相电机多通道快速、平稳、安全的容错在线切通道不停机穿越运行,可应用于船舶推进、轨道牵引、风力发电等大功率机电能量转换场合。



1. 一种多相电机通道故障穿越运行控制方法,基于与多相电机绕组连接的多个变换器通道,其特征在于:包括对非故障通道逆变器交流侧的过流保护,对非故障通道逆变器直流侧的稳压控制,以及非故障通道逆变器对多相电机在故障穿越过渡过程中实施磁场补偿控制;

所述逆变器交流侧的过流保护采用主动式分流电路为瞬态冲击浪涌电流提供通路,使流过剩余非故障通道定子绕组的冲击浪涌电流从逆变器旁路转移出来,消耗在限流电阻上;

所述的储能电路设有电压型储能介质,并采用三电平多重移相直流双向电压源变换器作为直流母线与储能介质的能量转换控制接口,所述的泄荷电路采用斩波器拓扑;

所述的磁场补偿控制在非故障通道中产生与故障通道定子暂态磁链反相位的电流空间矢量以及相应的磁链分量,抵消故障通道定子磁链的暂态分量对电机的影响;

系统通道故障及在线切通道过渡过程对电机的冲击抑制衰减后,多相电机非故障通道容错运行。

2. 根据权利要求1所述的一种多相电机通道故障穿越运行控制方法,其特征在于,所述的分流电路为多相全控功率开关器件和限流电阻组成的主动式拓扑,采用多相功率开关管反并联型双向开关结构,或多相开关管共射极串联型双向开关结构,或多相开关管并联接二极管桥型双向开关结构,或多相二极管整流接开关管型结构;各通道分流电路的控制器以该通道定子绕组电流 i_{ac} 作为输入,若绕组电流低于逆变器容量安全下限阈值电流,分流电路开关管封锁,分流电路关闭,逆变器工作,若绕组电流高于或等于逆变器容量安全上限阈值电流,分流电路开关管触发,分流电路导通,同时关断逆变器中所有器件,使暂态浪涌冲击电流流过限流电阻,而旁路逆变器,利用限流电阻消耗绕组多余的能量,加快绕组暂态浪涌电流的衰减;分流电路采用滞回的方式决定功率开关器件的导通或者关断。

3. 根据权利要求1所述的一种多相电机通道故障穿越运行控制方法,其特征在于,所述的三电平多重移相直流双向电压源变换器为电容箝位三电平多重移相直流双向电压源变换器,其电路拓扑为:开关管 S_{j1} 、 S_{j2} 在节点 A_j 串联构成上支路桥臂 P_j ,开关管 S_{j3} 、 S_{j4} 在节点 B_j 串联构成下支路桥臂 N_j , j 为桥臂编号, $j \in [1, k]$, k 为桥臂总数, $k \geq 2$,节点 A_j 和节点 B_j 连接箝位电容 C_{fj} ,上下支路桥臂在节点 O_j 串联,构成一个完整桥臂,并联在正负直流母线 P 、 N 上, O_j 接滤波均流电感 L_{pj} ,构成一个三电平双向斩波单元,所有斩波单元滤波均流电感另一端在节点 E 并联后接电压型储能介质正极,电压型储能介质负极接在负母线 N 上;开关管由全控功率开关器件反并联二极管构成;

直流变换器实施直流母线电压 u_{dc} 及滤波均流电感总电流 i_{1p} 即储能介质电流的双闭环控制,通过调节器实现快速跟踪和无差调节,维持直流环节稳定;

直流母线电压 u_{dc} 控制环为外环,直流母线电压调节器输出限幅后作为滤波均流电感总电流 i_{1p} 的参考指令,定义滤波均流电感总电流 i_{1p} 流入直流母线即流出储能介质的方向为正,滤波电感总电流调节器输出信号绝对值均分作为斩波器各桥臂共同的参考调制波 D ,将各桥臂的载波的相位顺序错开 $2\pi/k$,则各桥臂功率开关器件的通断时间、电压、电流的相位相差 $2\pi/k$;

各桥臂根据电容箝位三电平直流脉宽调制技术产生功率开关器件占空比,滤波均流电感总电流 i_{1p} 参考指令小于零,变换器桥臂上支路功率开关器件 S_{j1} 、 S_{j2} 按三电平直流脉宽调

制占空比触发,下支路功率开关器件 S_{j3} 、 S_{j4} 封锁,储能电路吸收直流能量;滤波均流电感总电流 i_{1p} 参考指令大于零,变换器桥臂下支路功率开关器件 S_{j3} 、 S_{j4} 按直流三电平直流脉宽调制占空比触发,上支路功率开关器件 S_{j1} 、 S_{j2} 封锁,储能电路释放直流能量;

电容箝位三电平直流变换器桥臂实施均压控制:箝位电容电压与直流母线电压一半的差值整定后作为占空比修正信号;滤波均流电感总电流参考指令小于零时,开关器件 S_{j2} 占空比加修正信号,开关器件 S_{j1} 占空比减修正信号;滤波均流电感总电流参考指令大于零时,开关器件 S_{j3} 占空比加修正信号,开关器件 S_{j4} 占空比减修正信号;

直流变换器各重桥臂实施均流控制:各桥臂电流与桥臂平均电流的差值整定后作为占空比修正信号,各桥臂导通开关管占空比减修正信号。

4. 根据权利要求1所述的一种多相电机通道故障穿越运行控制方法,其特征在于,所述的泄荷电路为采用箝位电容、全控开关管和耗能电阻组成的电容箝位式开关器件串联型斩波器拓扑电路,泄荷电路的控制器采用滞回的方式决定泄荷电路中的功率开关器件导通或者关断:以直流母线电压 u_{dc} 作为输入,若直流母线电压低于直流环节安全下限阈值电压,开关管 S_1 、 S_2 封锁,泄荷电路关闭,若直流母线电压高于或等于直流环节安全上限阈值电压,开关管 S_1 、 S_2 导通,泄荷电路导通。

5. 根据权利要求4所述的一种多相电机通道故障穿越运行控制方法,其特征在于,所述的泄荷电路拓扑为:支路1由开关管 S_1 和开关管 S_2 在节点A串联成桥臂作为上支路,支路2由二极管 D_1 和二极管 D_2 在节点B串联成桥臂作为下支路,支路1开关管桥臂和支路2二极管桥臂在O点串联后并连接在直流母线上,节点A、B并联箝位电容 C_f ,泄荷耗能电阻并联在二极管串联桥臂上,即支路节点O和负母线N间作为输出接泄荷耗能电阻;泄荷电路串联开关器件采用无源器件电容 C_f 箝位,实施桥臂均压控制,降低功率开关器件电压应力,若箝位电容 C_f 电压与直流母线电压一半的差值高于上限阈值,开关管 S_1 封锁, S_2 导通,若箝位电容 C_f 电压与直流母线电压一半的差值低于下限阈值,开关管 S_2 封锁, S_1 导通;均压控制采用滞回的方式决定功率开关器件的导通或者关断。

6. 根据权利要求4所述的一种多相电机通道故障穿越运行控制方法,其特征在于,所述的泄荷电路拓扑为:支路1由二极管 D_1 和二极管 D_2 在节点A串联成桥臂作为上支路,支路2由开关管 S_1 和开关管 S_2 在节点B串联成桥臂作为下支路,支路1二极管桥臂和支路2开关管桥臂在O点串联后并连接在直流母线上,节点A、B并联箝位电容 C_f ,泄荷耗能电阻并联在二极管串联桥臂上,即支路节点O和正母线P间作为输出接泄荷耗能电阻;泄荷电路串联开关器件采用无源器件电容 C_f 箝位,实施桥臂均压控制,降低功率开关器件电压应力,若箝位电容 C_f 电压与直流母线电压一半的差值高于上限阈值,开关管 S_2 封锁, S_1 导通,若箝位电容 C_f 电压与直流母线电压一半的差值低于下限阈值,开关管 S_1 封锁, S_2 导通;均压控制采用滞回的方式决定功率开关器件的导通或者关断。

7. 根据权利要求1所述的一种多相电机通道故障穿越运行控制方法,其特征在于,对于 z 个通道的多相电机系统, x 个通道故障,逆变器剩余 y 个运行通道在故障及在线切通道过渡过程中实施电机磁场补偿控制,通过对磁场补偿参考量的控制,在非故障通道定子绕组中产生与 x 个故障通道定子暂态磁链反相位的电流空间矢量以及相应的磁链分量,抵消故障通道定子磁链的暂态分量对电机的影响;观测 x 个故障通道定子磁链 $\psi_{x,dq}$,下标 d, q 分别表示转子磁场定向的基波同步旋转坐标系 d 轴和 q 轴参数,故障通道定子磁链的正序基波、暂

态直流和负序分量分别表征为直流量、角频率为 $-\omega$ 和 -2ω 的交流量， ω 为基波角频率，采用高通滤波器技术分离和提取故障通道定子磁链暂态直流和负序分量 $\psi_{x_dq_dc-}$ ，下标dc,+和-分别代表直流、正序和负序分量；

高通滤波器采用一阶或二阶滤波器，分别具有如下形式：

$$G_{hf_1}(s) = \frac{s}{s + \omega_c}$$

$$G_{hf_2}(s) = \frac{s^2}{s^2 + \xi\omega_c s + \omega_c^2}$$

其中， ω_c 为截止角频率， ξ 为阻尼系数，二阶滤波器相对于一阶滤波器具有更窄的过渡带宽；

剩余非故障通道定子磁链抵消故障通道定子磁链的暂态分量，则故障通道定子磁链的暂态直流和负序分量 $\psi_{x_dq_dc-}$ 的负数即为剩余运行通道定子绕组磁链抵消补偿量给定参考，如下式所示：

$$\psi_{y_dq_dc-}^* = -\psi_{x_dq_dc-}$$

由定子磁链和电流关系，得到表征为角频率为 $-\omega$ 和 -2ω 交流量的剩余运行通道定子磁场补偿电流给定参考值 $i_{y_dq_dc-}^*$ ：

$$i_{y_dq_dc-}^* = \frac{\psi_{y_dq_dc-}^*}{L_{y_dq}}$$

其中， L_{y_dq} 为剩余通道等效定子励磁电感矩阵，为定子自感矩阵；

剩余通道磁场补偿电流参考值叠加在原正常运行正序基波电流给定参考值 $i_{y_dq_+}^*$ 得到剩余通道定子绕组电流合成给定参考值：

$$i_{y_dq}^* = i_{y_dq_+}^* + i_{y_dq_dc-}^*$$

剩余通道定子绕组电流给定参考值限幅后作为剩余运行通道电流参考指令调节；

在转子磁场定向同步旋转坐标系，磁链及电流的基波正序分量表征为直流量，磁链及电流暂态直流和负序分量给定参考表征为角频率为 $-\omega$ 和 -2ω 的交流量，采用比例(P)+复矢量积分(CVI)+多重(M)二阶矢量谐振(广义积分)(SOVI)调节器，对正序、直流和负序分量表征为的一系列直流和交流量，提供足够大的幅值增益，统一进行无静差精准解耦控制，并引入截止角频率为 ω_{cf} 的谐振带宽系数，降低频率敏感性，提高控制鲁棒性，保证控制精度和瞬态性能；

采用调节器具备如下形式：

$$G_{p_cvi_msovi}(s) = K_p + \frac{K_{i1} + j\omega_a K_{i2}}{s} + \frac{(K_{r1}s + K_{r2}s^2)\omega_{cf1}}{s^2 + \omega_{cf1}s + (-\omega)^2} + \frac{(K_{r3}s + K_{r4}s^2)\omega_{cf2}}{s^2 + \omega_{cf2}s + (-2\omega)^2}$$

式中，K为增益系数，下标p、i、r分别表示比例、积分、谐振系数，下标cf表示为谐振带宽截止角频率系数，j表示为虚部，等式右边前两项，采用P+CVI调节器控制定子电流基波分

量;第三、四项,分别采用SOVI调节器,利用二阶矢量谐振(广义积分)调节器的频率识别选择性,仅分别解耦调节定子电流直流和负序分量,在同步旋转坐标系中分别表征为负序一次和负序二次谐波分量, ω_a 为耦合角频率,当控制电机为感应电机时, ω_a 为转差角频率 ω_s ,当控制电机为同步电机时, ω_a 为同步角频率 ω 。

一种多相电机通道故障穿越运行控制方法

技术领域

[0001] 本发明属于交流电机控制技术领域,具体涉及一种多相电机多通道运行通道故障在线切除不停机穿越运行控制方法,以实现电机多通道快速、平稳、安全的通道在线切除不停机穿越运行,应用于船舶推进、轨道牵引、矿山机械传动、冶金轧钢、风机泵类调速、风力发电等大功率机电能量转换场合。

背景技术

[0002] 随着电力电子器件与技术发展,功率变换器可突破传统三相模式而采用多相模式,使电机摆脱电网相数的限制。

[0003] 与三相电机相比,多相电机(相数 $m>3$)的显著优势在于:其一,采用多相模式可以使用低电压和功率等级器件实现低压大功率传动系统,供电电压受限的大功率应用场合;其二,随着相数的增加,电机基波电流产生的空间谐波磁动势的次数提高而幅值减小,从而使得转矩脉动频率增加且幅值减小,电机运行的效率也得到提高,振动噪声也得到改善;其三,由于多相电机相数的冗余,当多相电机或者逆变器的一相或者几相出现故障时,通过调整控制策略实现降额容错运行,提高了电机运行的可靠性;其四,由于电机的可控维数等于电机的独立相数。

[0004] 所以,多相电机的控制自由度更多,控制更灵活。例如对于整距绕组多相电机,以低次谐波注入的方式实现非正弦供电,使得气隙磁场分布为平顶波,提高铁心材料利用率,增加电机功率和转矩密度。鉴于此,多相电机系统在船舶推进、轨道牵引、矿山机械传动、冶金轧钢、风机泵类调速、风力发电等大功率机电能量转换领域具有广阔的应用价值,多相电机控制技术的研究亦由此展开。

[0005] 多相电机经典的控制策略包括磁场定向矢量控制、直接转矩/功率控制等。其中矢量控制通过坐标变换对磁链和电磁转矩分别采用闭环控制,实现磁场和电流的解耦,具有良好的动静态性能;而直接控制无需繁缛的坐标变换,通过磁链和转矩/功率的直接跟踪,具有较高的动态性能和鲁棒性。

[0006] 然而,掣肘于电机相数和控制维数的增加,多相系统也存在控制策略复杂和单一功率变换器控制系统庞大等缺点,增加了系统研制技术难度,其发展受到制约。

[0007] 多相电机多通道控制的思路是利用多套功率变换器驱动一台电机,将技术难度高的多相整体驱动转化为技术成熟的多通道分散驱动,这不仅较好的解决了多相系统复杂的技术难题,还因其各通道变换器是独立单元,提高了系统冗余和容错性。这种控制思路独辟蹊径,成为多相电机系统研究热点。

[0008] 为充分发挥多相系统高可靠性优势,要求系统在某一或几通道故障时能在线切通道不停机穿越运行,然而,电机是一个电磁耦合的整体,在通道故障或切通道瞬态过程中,由于电机定子绕组电压电流突变,导致定子绕组暂态磁链变化,在剩余运行通道中产生冲击电流和母线过电压,引发故障停机,使在线切通道失败。例如某通道定子绕组单相对地或相间短路导致机端电压骤变,会在电机中产生负序和瞬态直流静止磁场,导致转子绕组或

其余定子绕组感应出较高反电势,产生瞬态较大电流,引起电磁转矩剧变、脉动和振荡,直流母线电压泵升,引发过流或过压等故障,甚至损坏系统元部件。

[0009] 目前,尚缺乏对于正常、故障、容错工况之间进行过渡过程控制的详细研究,导致容错运行还难以应用到实际工程中。通道故障穿越运行中,各通道如何独立保护和协调控制,是伴随着电机采用多通道模式而出现的迫在眉睫的新问题,对此进行分析进而寻求解决方法既具理论意义又有实用价值。

发明内容

[0010] 本发明的目的在于提出一种多相电机多通道运行通道故障穿越运行控制方法,能够在某一或几通道故障时,容错在线切通道不停机穿越运行;在通道故障及故障通道被切除过程中,对剩余运行通道实施逆变器交流侧(即电机绕组侧)的过流保护、逆变器直流侧的稳压控制以及多相电机磁场补偿综合协调控制;迅速抑制定子磁链暂态分量对电机的影响,抑制和加快衰减通道的浪涌冲击电流,以实现多通道多相电机快速、平稳、安全的容错在线切通道过渡过程穿越运行。

[0011] 本发明解决其技术问题所采用的技术方案是:一种多相电机通道故障穿越运行控制方法,基于与多相电机桥臂及绕组连接的多个变换器通道,包括对非故障通道逆变器交流侧(即电机绕组侧)的过流保护,对非故障通道逆变器直流侧的稳压控制,以及非故障通道逆变器对多相电机在故障穿越过渡过程中实施磁场补偿控制;所述逆变器交流侧(即电机绕组侧)的过流保护采用主动式分流电路为瞬态冲击浪涌电流提供通路,使流过剩余非故障通道定子绕组的冲击浪涌电流从逆变器旁路转移出来,消耗在限流电阻上;所述的储能电路设有电压型储能介质,并采用三电平多重移相直流双向电压源变换器作为直流母线与储能介质的能量转换控制接口,降低开关器件电压和电流应力,提高纹波滤波品质,减小滤波器,并可以容错运行,所述的泄荷电路采用斩波器拓扑;所述的磁场补偿控制在非故障通道中产生与故障通道定子暂态磁链反相位的电流空间矢量以及相应的磁链分量,抵消故障通道定子磁链的暂态分量对电机的影响;系统通道故障及在线切通道过渡过程对电机的冲击抑制衰减后,多相电机非故障通道容错运行。

[0012] 进一步,所述的分流电路为多相(相数为一个通道的相数)全控功率开关器件和限流电阻组成的主动式拓扑,采用多相功率开关管例如双向绝缘栅双极型晶体管(IGBT)反并联型双向开关结构,或多相开关管共射极串联型双向开关结构,或多相开关管并联接二极管桥型双向开关结构,或多相二极管整流接开关管型结构;各通道分流电路的控制器以该通道定子绕组电流 i_{ac} 作为输入,若绕组电流低于逆变器容量安全下限阈值电流,分流电路开关管封锁,分流电路关闭,逆变器工作,若绕组电流高于或等于逆变器容量安全上限阈值电流,分流电路开关管触发,分流电路导通,同时关断逆变器中所有器件,使暂态浪涌冲击电流流过限流电阻,而旁路逆变器,利用限流电阻消耗绕组多余的能量,加快绕组暂态浪涌电流的衰减;分流电路采用滞回的方式决定功率开关器件的导通或者关断。

[0013] 进一步,所述的三电平多重移相直流双向电压源变换器为电容箝位三电平多重移相直流双向电压源变换器,其电路拓扑为:开关管 S_{j1} 、 S_{j2} 在节点 A_j 串联构成上支路桥臂 P_j ,开关管 S_{j3} 、 S_{j4} 在节点 B_j 串联构成下支路桥臂 N_j , j 为桥臂编号, $j \in [1, k]$, k 为桥臂总数, $k \geq 2$,节点 A_j 和节点 B_j 连接箝位电容 C_{fj} ,上下支路桥臂在节点 O_j 串联,构成一个完整桥臂,并联

在正负直流母线P、N上, O_j 接滤波均流电感 L_{pj} , 构成一个三电平双向斩波单元, 所有斩波单元均流电感另一端在节点E并联后接电压型储能介质(超级电容或化学电池等)正极, 电压型储能介质负极接在负母线N上。开关管由全控功率开关器件反并联二极管构成; 直流变换器实施直流母线电压 u_{dc} 及滤波均流电感总电流 i_{1p} 即储能介质电流的双闭环控制, 通过调节器实现快速跟踪和无差调节, 维持直流环节稳定; 直流母线电压 u_{dc} 控制环为外环, 直流母线电压调节器输出限幅后作为滤波均流电感总电流 i_{1p} 的参考指令, 定义滤波均流电感总电流 i_{1p} 流入直流母线即流出储能介质的方向为正, 滤波均流电感总电流调节器输出信号绝对值均分作为斩波器各桥臂共同的参考调制波D, 将各桥臂的载波的相位顺序错开 $2\pi/k$, 则各桥臂功率开关器件的通断时间、电压、电流的相位相差 $2\pi/k$; 各桥臂根据电容箝位三电平直流脉宽调制技术产生功率开关器件占空比, 滤波均流电感总电流 i_{1p} 参考指令小于零, 变换器桥臂上支路功率开关器件 S_{j1} 、 S_{j2} 按三电平直流脉宽调制占空比触发, 下支路功率开关器件 S_{j3} 、 S_{j4} 封锁, 储能电路吸收直流能量; 滤波均流电感总电流 i_{1p} 参考指令大于零, 变换器桥臂下支路功率开关器件 S_{j3} 、 S_{j4} 按直流三电平直流脉宽调制占空比触发, 上支路功率开关器件 S_{j1} 、 S_{j2} 封锁, 储能电路释放直流能量; 电容箝位三电平直流变换器桥臂实施均压控制: 箝位电容电压与直流母线电压一半的差值整定后作为占空比修正信号。滤波均流电感总电流参考指令小于零时, 开关器件 S_{j2} 占空比加修正信号, 开关器件 S_{j1} 占空比减修正信号。滤波均流电感总电流参考指令大于零时, 开关器件 S_{j3} 占空比加修正信号, 开关器件 S_{j4} 占空比减修正信号; 直流变换器各重桥臂实施均流控制: 各桥臂电流与桥臂平均电流的差值整定后作为占空比修正信号, 各桥臂导通开关管占空比减修正信号。

[0014] 进一步, 所述的泄荷电路为采用箝位电容、全控开关管和耗能电阻组成的电容箝位式开关器件串联型斩波器电路, 其拓扑形式一为: 支路1由开关管 S_1 和开关管 S_2 在节点A串联成桥臂作为上支路, 支路2由二极管 D_1 和二极管 D_2 在节点B串联成桥臂作为下支路, 支路1开关管桥臂和支路2二极管桥臂在O点串联后并连接在直流母线上, 节点A、B并联箝位电容 C_f , 泄荷耗能电阻并联在二极管串联桥臂上, 即支路节点O和负母线N间作为输出接泄荷耗能电阻; 其拓扑形式二为: 支路1由二极管 D_1 和二极管 D_2 在节点A串联成桥臂作为上支路, 支路2由开关管 S_1 和开关管 S_2 在节点B串联成桥臂作为下支路, 支路1二极管桥臂和支路2开关管桥臂在O点串联后并连接在直流母线上, 节点A、B并联箝位电容 C_f , 泄荷耗能电阻并联在二极管串联桥臂上, 即支路节点O和正母线P间作为输出接泄荷耗能电阻; 两种拓扑形式泄荷电路的控制器采用滞回的方式决定泄荷电路中的功率开关器件导通或者关断: 以直流母线电压 u_{dc} 作为输入, 若直流母线电压低于直流环节安全下限阈值电压, 开关管 S_1 、 S_2 封锁, 泄荷电路关闭, 若直流母线电压高于或等于直流环节安全上限阈值电压, 开关管 S_1 、 S_2 导通, 泄荷电路导通; 泄荷电路串联开关器件采用无源器件电容 C_f 箝位, 实施桥臂均压控制, 降低功率开关器件电压应力。拓扑形式一泄荷电路, 若箝位电容 C_f 电压与直流母线电压一半的差值高于上限阈值, 开关管 S_1 封锁, S_2 导通, 若箝位电容 C_f 电压与直流母线电压一半的差值低于下限阈值, 开关管 S_2 封锁, S_1 导通; 拓扑形式二泄荷电路, 若箝位电容 C_f 电压与直流母线电压一半的差值高于上限阈值, 开关管 S_2 封锁, S_1 导通, 若箝位电容 C_f 电压与直流母线电压一半的差值低于下限阈值, 开关管 S_1 封锁, S_2 导通; 均压控制采用滞回的方式决定功率开关器件的导通或者关断。

[0015] 所述的一种多相电机通道故障穿越运行控制方法, 对于z个通道的多相电机系统,

x个通道故障,逆变器剩余y个运行通道在故障及在线切通道过渡过程中实施电机磁场补偿控制,通过对磁场补偿参考量的控制,在非故障通道定子绕组中产生与x个故障通道定子暂态磁链反相位的电流空间矢量以及相应的磁链分量,抵消故障通道定子磁链的暂态分量对电机的影响;利用绕组电阻对被切除通道绕组磁链暂态分量进行最终灭磁。磁场补偿控制基于电机转子磁场定向矢量控制,在转子磁场定向同步旋转坐标系进行,观测x个故障通道定子磁链 Ψ_{x_dq} ,下标d,q分别表示转子磁场定向的基波同步旋转坐标系d轴和q轴参数,x表故障通道,y表剩余运行通道,故障通道定子磁链的正序基波、暂态直流和负序分量分别表征为直流量、角频率为 $-\omega$ 和 -2ω 的交流量, ω 为基波角频率,采用高通滤波器技术分离和提取故障通道定子磁链暂态直流和负序分量 $\Psi_{x_dq_dc-}$,下标dc,+和-分别代表直流、正序和负序分量;

[0016] 高通滤波器采用一阶或二阶滤波器,分别具有如下形式:

$$[0017] \quad G_{hf_1}(s) = \frac{s}{s + \omega_c}$$

$$[0018] \quad G_{hf_2}(s) = \frac{s^2}{s^2 + \xi\omega_c s + \omega_c^2}$$

[0019] 其中, ω_c 为截止角频率, ξ 为阻尼系数,二阶滤波器相对于一阶滤波器具有更窄的过渡带宽。

[0020] 剩余非故障通道定子磁链抵消故障通道定子磁链的暂态分量,则故障通道定子磁链的暂态直流和负序分量 $\Psi_{x_dq_dc-}$ 的负数即为剩余运行通道定子绕组磁链抵消补偿量给定参考,如下式所示:

$$[0021] \quad \Psi_{y_dq_dc-}^* = -\Psi_{x_dq_dc-}$$

[0022] 由定子磁链和电流关系,得到表征为角频率为 $-\omega$ 和 -2ω 交流量的剩余运行通道定子磁场补偿电流给定参考值 $i_{y_dq_dc-}^*$:

$$[0023] \quad i_{y_dq_dc-}^* = \frac{\Psi_{y_dq_dc-}^*}{L_{y_dq}}$$

[0024] 其中, L_{y_dq} 为剩余通道等效定子励磁电感矩阵,为定子自感矩阵;

[0025] 剩余通道磁场补偿电流参考值叠加在原正常运行正序基波电流给定参考值 $i_{y_dq_+}^*$ 得到剩余通道定子绕组电流合成给定参考值:

$$[0026] \quad i_{y_dq}^* = i_{y_dq_+}^* + i_{y_dq_dc-}^*$$

[0027] 剩余通道定子绕组电流给定参考值限幅后作为剩余运行通道电流参考指令调节;

[0028] 在转子磁场定向同步旋转坐标系,磁链及电流的基波正序分量表征为直流量,磁链及电流暂态直流和负序分量给定参考表征为角频率为 $-\omega$ 和 -2ω 的交流量,采用比例(P)+复矢量积分(CVI)+多重(M)二阶矢量谐振(广义积分)(SOVI)调节器,对正序、直流和负序分量表征为的一系列直流和交流量,提供足够大的幅值增益,统一进行无静差精准解耦控制,并引入截止角频率为 ω_{cf} 的谐振带宽系数,降低频率敏感性,提高控制鲁棒性,保证控制

精度和瞬态性能；

[0029] 采用调节器具备如下形式：

[0030]

$$G_{p_cvi_msovi}(s) = K_p + \frac{K_{i1} + j\omega_a K_{i2}}{s} + \frac{(K_{r1}s + K_{r2}s^2)\omega_{cf1}}{s^2 + \omega_{cf1}s + (-\omega)^2} + \frac{(K_{r3}s + K_{r4}s^2)\omega_{cf2}}{s^2 + \omega_{cf2}s + (-2\omega)^2}$$

[0031] 式中，K为增益系数，下标p、i、r分别表示比例、积分、谐振系数，下标cf表示为谐振带宽截止角频率系数，j表示为虚部，等式右边前两项，采用P+CVI 调节器控制定子电流基波分量；第三、四项，分别采用SOVI调节器，利用二阶矢量谐振（广义积分）调节器的频率识别选择性，仅分别解耦调节定子电流直流和负序分量，在同步旋转坐标系中分别表征为负序一次和负序二次谐波分量， ω_a 为耦合角频率，当控制电机为感应电机时， ω_a 为转差角频率 ω_s ，当控制电机为同步电机时， ω_a 为同步角频率 ω 。

[0032] 本发明的有益效果是：

[0033] 本发明控制方法，能够在某一或几通道故障时，容错在线切通道不停机穿越运行；在通道故障及故障通道被切除过程中，限制剩余通道定子绕组浪涌电流小于最大暂态峰值电流，稳定直流环节电压在安全合理范围之内，迅速抑制定子磁链暂态分量对电机的影响，抑制和加快衰减通道的浪涌冲击电流，以实现电机多通道快速、平稳、安全的容错在线切通道过渡过程穿越运行，扩大多相电机通道故障及在线切通道瞬态过程的可控运行范围，充分发挥多相电机多通道冗余容错运行而具备高可靠性的优势，提高了电机系统性能。

[0034] 所述逆变器交流侧（即电机绕组侧）的过流保护采用主动式分流电路为瞬态冲击浪涌电流提供通路，使流过剩余非故障通道定子绕组的冲击浪涌电流从逆变器旁路转移出来，消耗在限流电阻上；逆变器直流侧的稳压控制采用稳压电路将直流母线电压限制在安全合理范围之内，稳压电路通过储能电路吸收或释放直流母线能量，稳压电路通过泄荷电路释放直流母线上的过电压能量，而储能电路采用电容箝位三电平多重移相直流双向电压源变换器作为直流母线与储能介质的能量转换控制接口，泄荷电路采用电容箝位式开关器件串联构成的斩波器拓扑；逆变器剩余通道在线切通道过渡过程中实施磁场补偿控制，在剩余通道定子绕组中注入并调节磁场补偿电流，产生与故障通道定子暂态磁链反相位的电流空间矢量以及相应的磁链分量，抵消故障通道定子磁链的暂态分量对电机的影响；利用绕组电阻对被切除通道定子绕组磁链暂态分量进行最终灭磁。

[0035] 系统通道故障及在线切通道过渡过程对电机的冲击抑制衰减后，多相电机剩余通道容错运行。

附图说明

[0036] 图1为本发明控制方法总图；

[0037] 图2为采用多相IGBT反并联型双向开关主动式拓扑的交流侧分流电路示意图；

[0038] 图3为采用多相IGBT共射极串联型双向开关主动式拓扑的交流侧分流电路示意图；

[0039] 图4为采用多相IGBT并联接二极管桥型双向开关主动式拓扑的交流侧分流电路示意图；

- [0040] 图5为采用多相二极管整流接IGBT型主动式拓扑的交流侧分流电路示意图；
- [0041] 图6为所述交流侧分流电路滞环控制方法示意图；
- [0042] 图7为采用电容箝位式三电平多重移相双向直流电压源变换器的储能电路拓扑示意图；
- [0043] 图8为采用电容箝位式三电平多重移相双向直流电压源变换器控制策略示意图；
- [0044] 图9为滤波电感电流连续时，储能电路充电，电容箝位三电平直流变换器主要工作波形示意图；
- [0045] 图10为滤波电感电流断续时，储能电路充电，电容箝位三电平直流变换器主要工作波形示意图；
- [0046] 图11为滤波电感电流连续时，储能电路放电，电容箝位三电平直流变换器主要工作波形示意图；
- [0047] 图12为滤波电感电流断续时，储能电路放电，电容箝位三电平直流变换器主要工作波形示意图；
- [0048] 图13为采用电容箝位式开关器件串联型斩波器拓扑一的泄荷电路示意图；
- [0049] 图14为采用电容箝位式开关器件串联型斩波器拓扑二的泄荷电路示意图；
- [0050] 图15为采用电容箝位式开关器件串联型斩波器拓扑的泄荷电路滞环控制方法示意图；
- [0051] 图16为本发明故障通道定子磁链的观测示意图；
- [0052] 图17为采用高通滤波器提取故障通道定子磁链暂态直流和负序分量示意图；
- [0053] 图18为多相电机剩余运行通道电流指令参考值计算示意图；
- [0054] 图19为多相电机剩余运行通道电流调节示意图。

具体实施方式

- [0055] 结合附图和实施例对本发明作进一步说明如下：
- [0056] 实施例1
- [0057] 图1所示为本发明的一个基本实施例控制方法总图。
- [0058] 一种多相电机通道故障穿越运行控制方法，基于与多相电机桥臂及绕组连接的多个变换器通道，包括对剩余通道逆变器交流侧（即电机绕组侧）的过流保护，对剩余通道逆变器直流侧的稳压控制，以及剩余通道逆变器对多相电机在故障穿越过渡过程中实施磁场补偿控制。
- [0059] 所述逆变器交流侧（即电机绕组侧）的过流保护采用主动式分流电路为瞬态冲击浪涌电流提供通路，使流过剩余非故障通道定子绕组的冲击浪涌电流从逆变器旁路转移出来，消耗在限流电阻上。
- [0060] 所述逆变器直流侧的稳压控制采用稳压电路将直流母线电压限制在安全合理范围之内，稳压电路通过储能电路吸收或释放直流母线能量，稳压电路通过泄荷电路释放直流母线上的过电压能量，所述的储能电路采用电容箝位三电平多重移相直流双向电压源变换器作为直流母线与储能介质的能量转换控制接口，所述的泄荷电路采用电容箝位式开关器件串联型斩波器拓扑。
- [0061] 所述的磁场补偿控制在剩余通道中产生与故障通道定子暂态磁链反相位的电流

空间矢量以及相应的磁链分量,抵消故障通道定子磁链的暂态分量对电机的影响。

[0062] 系统通道故障及在线切通道过渡过程对电机的冲击抑制衰减后,多相电机剩余通道容错运行。

[0063] 实施例2

[0064] 图2所示为实施例1进一步的实施例。与实施例1不同的是:

[0065] 所述的分流电路为多相(相数为一个通道的相数)全控功率开关器件和限流电阻组成的主动式拓扑,此拓扑结构可为多相功率开关管例如双向绝缘栅双极型晶体管(IGBT)反并联型双向开关结构。各通道分流电路的控制器以该通道定子绕组电流 i_{ac} 作为输入,若绕组电流低于逆变器容量安全下限阈值电流 I_{ac_L} ,分流电路开关管封锁,分流电路关闭,逆变器工作,若绕组电流高于或等于逆变器容量安全上限阈值电流 I_{ac_H} ,分流电路开关管触发,分流电路导通,同时关断逆变器中所有器件,使暂态浪涌冲击电流流过限流电阻,而旁路逆变器,利用限流电阻消耗绕组多余的能量,加快绕组暂态浪涌电流的衰减;分流电路采用滞回的方式决定功率开关器件的导通或者关断。分流电路滞环控制方法如图6所示。

[0066] 此外拓扑结构可为如图3所示的多相开关管例如IGBT共射极串联型双向开关结构,如图4所示的多相开关管例如IGBT并连接二极管桥型双向开关结构,如图5所示的多相二极管整流接开关管例如IGBT型结构。

[0067] 实施例3

[0068] 实施例3为实施例1进一步的实施例。与实施例1不同的是:

[0069] 所述的储能电路设有电压型储能介质(超级电容或化学电池等),并采用三电平多重移相直流双向电压源变换器作为直流母线与储能介质的能量转换控制接口,降低开关器件电压和电流应力,提高纹波滤波品质,减小滤波器,并可以容错运行。

[0070] 实施例4

[0071] 作为实施例3的更进一步,储能电路采用电容箝位三电平多重移相直流双向电压源变换器作为直流母线与储能介质的能量转换控制接口,降低开关器件电压和电流应力,提高纹波滤波品质,减小滤波器,并可以容错运行。

[0072] 其电路拓扑为:如图7所示,开关管 S_{j1} 、 S_{j2} 在节点 A_j 串联构成上支路桥臂 P_j ,开关管 S_{j3} 、 S_{j4} 在节点 B_j 串联构成下支路桥臂 N_j , j 为桥臂编号, $j \in [1, k]$, k 为桥臂总数, $k \geq 2$,节点 A_j 和节点 B_j 连接箝位电容 C_{fj} ,上下支路桥臂在节点 O_j 串联,构成一个完整桥臂,并联在正负直流母线P、N上, O_j 接滤波均流电感 L_{pj} ,构成一个三电平双向斩波单元,所有斩波单元滤波均流电感另一端在节点E并联后接电压型储能介质(超级电容或化学电池等)正极,电压型储能介质负极接在负母线N上。开关管由全控电力电子器件反并联二极管构成。

[0073] 直流变换器实施直流母线电压 u_{dc} 及滤波均流电感总电流 i_{1p} 即储能介质电流的双闭环控制,通过调节器实现快速跟踪和无差调节,维持直流环节稳定。直流母线电压 u_{dc} 控制环为外环,直流母线电压调节器输出限幅后作为滤波均流电感总电流 i_{1p} 的参考指令,定义滤波均流电感总电流 i_{1p} 流入直流母线即流出储能介质的方向为正,滤波均流电感总电流调节器输出信号绝对值均分作为斩波器各桥臂共同的参考调制波D,如图8所示,ABS为取绝对值函数符号。将各桥臂的载波的相位顺序错开 $2\pi/k$,则各桥臂功率开关器件的通断时间、电压、电流的相位相差 $2\pi/k$ 。

[0074] 各桥臂根据电容箝位三电平直流脉宽调制技术产生功率开关器件占空比。滤波均

流电感总电流 i_{1p} 参考指令小于零,变换器桥臂上支路功率开关器件 S_{j1} 、 S_{j2} 按三电平直流脉宽调制占空比触发,下支路功率开关器件 S_{j3} 、 S_{j4} 封锁,储能电路吸收直流能量;滤波均流电感总电流 i_{1p} 参考指令大于零,变换器桥臂下支路功率开关器件 S_{j3} 、 S_{j4} 按直流三电平脉宽调制占空比触发,上支路功率开关器件 S_{j1} 、 S_{j2} 封锁,储能电路释放直流能量。

[0075] 电容箝位三电平双向直流变换器单桥臂各运行工况主要工作波形如图9-图 12所示。图中, T_s 代表开关周期, T_{on} 代表开通时间, T_{off} 代表关断时间,虚横线分别为电流、电压平均值。

[0076] 电容箝位式双向三电平变换器单桥臂开关状态表如下表所示。

[0077]	S_1	S_2	S_3	S_4	u_{EN}
$i_{1p} < 0$	1	1	0	0	u_{dc}
	1	0	0	0	$1/2 u_{dc}$
	0	1	0	0	$1/2 u_{dc}$
	0	0	0	0	0
$i_{1p} > 0$	0	0	1	1	u_{dc}
	0	0	0	1	$1/2 u_{dc}$
	0	0	1	0	$1/2 u_{dc}$
	0	0	0	0	0

[0079] 电容箝位三电平直流变换器上下支路桥臂实施均压控制:箝位电容电压与直流母线电压一半的差值整定后作为占空比修正信号。滤波均流电感总电流参考指令小于零时,开关器件 S_{j2} 占空比加修正信号,开关器件 S_{j1} 占空比减修正信号。滤波均流电感总电流参考指令大于零时,开关器件 S_{j3} 占空比加修正信号,开关器件 S_{j4} 占空比减修正信号。

[0080] 直流变换器各重桥臂实施均流控制:各桥臂电流与桥臂平均电流的差值整定后作为占空比修正信号,各桥臂导通开关管占空比减修正信号。

[0081] 实施例5

[0082] 实施例5为实施例1进一步的实施例。与实施例1不同的是:

[0083] 所述的泄荷电路为采用箝位电容、全控开关管和耗能电阻组成的电容箝位式开关器件串联型斩波电路,其拓扑形式一为:如图13所示,支路1由开关管 S_1 和开关管 S_2 在节点A串联成桥臂作为上支路,支路2由二极管 D_1 和二极管 D_2 在节点B串联成桥臂作为下支路,支路1开关管桥臂和支路2二极管桥臂在O 点串联后并连接在直流母线上,节点A、B并联箝位电容 C_f ,泄荷耗能电阻并联在二极管串联桥臂上,即支路节点O和负母线N间作为输出接泄荷耗能电阻。其拓扑形式二为:如图14所示,支路1由二极管 D_1 和二极管 D_2 在节点A串联成桥臂

作为上支路,支路2由开关管 S_1 和开关管 S_2 在节点B串联成桥臂作为下支路,支路1二极管桥臂和支路2开关管桥臂在O点串联后并连接在直流母线上,节点A、B并联箝位电容 C_f ,泄荷耗能电阻并联在二极管串联桥臂上,即支路节点O和正母线P间作为输出接泄荷耗能电阻。

[0084] 两种拓扑形式泄荷电路的控制器采用滞回的方式决定泄荷电路中的功率开关器件导通或者关断:如图15所示,以直流母线电压 u_{dc} 作为输入,若直流母线电压低于直流环节安全下限阈值电压 U_{dc_L} ,开关管 S_1 、 S_2 封锁,泄荷电路关闭,若直流母线电压高于或等于直流环节安全上限阈值电压 U_{dc_H} ,开关管 S_1 、 S_2 导通,泄荷电路导通。

[0085] 泄荷电路串联开关器件采用无源器件电容 C_f 箝位,实施桥臂均压控制,降低功率开关器件电压应力。拓扑形式一泄荷电路,若箝位电容 C_f 电压与直流母线电压一半的差值高于上限阈值,开关管 S_1 封锁, S_2 导通,若箝位电容 C_f 电压与直流母线电压一半的差值低于下限阈值,开关管 S_2 封锁, S_1 导通;拓扑形式二泄荷电路,若箝位电容 C_f 电压与直流母线电压一半的差值高于上限阈值,开关管 S_2 封锁, S_1 导通,若箝位电容 C_f 电压与直流母线电压一半的差值低于下限阈值,开关管 S_1 封锁, S_2 导通;均压控制采用滞回的方式决定功率开关器件的导通或者关断。

[0086] 实施例6

[0087] 实施例6为实施例1进一步的实施例。

[0088] 对于 z 个通道的多相电机系统, x 个通道故障,逆变器剩余 y 个运行通道在故障及在线切通道过渡过程中实施电机磁场补偿控制,通过对磁场补偿参考量的控制,在剩余通道定子绕组中产生与 x 个故障通道定子暂态磁链反相位的电流空间矢量以及相应的磁链分量,抵消故障通道定子磁链的暂态分量对电机的影响,利用绕组电阻对被切除通道绕组磁链暂态分量进行最终灭磁。磁场补偿控制基于电机转子磁场定向矢量控制,在转子磁场定向同步旋转坐标系进行。观测 x 个故障通道定子磁链 ψ_{x_dq} ,下标 α, β 分别表示静止坐标系 α 轴和 β 轴参数,下标 d, q 分别表示转子磁场定向的基波同步旋转坐标系 d 轴和 q 轴参数, x 表故障通道, y 表剩余运行通道,如图16所示,在静止坐标系中采用电压模型法观测定子磁链 $\psi_{x_a\beta}$,如下式所示:

$$[0089] \quad \psi_{x_a\beta} = \int e_{x_a\beta} dt = \int (u_{x_a\beta} - R_{x_a\beta} i_{x_a\beta}) dt$$

[0090] 其中, $e_{x_a\beta}$ 、 $u_{x_a\beta}$ 、 $i_{x_a\beta}$ 分别为静止坐标系中,故障通道定子反电动势、电压、电流, $R_{x_a\beta}$ 为静止坐标系中故障通道定子电阻矩阵。

[0091] 再通过静止到旋转坐标变换,得到转子磁场定向同步旋转坐标系中的故障通道定子磁链 ψ_{x_dq} :

$$[0092] \quad \psi_{x_dq} = T \psi_{x_a\beta}$$

[0093] 静止到同步旋转坐标变换矩阵 T 为如下形式:

$$[0094] \quad T = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

[0095] 坐标变换角度为转子磁链矢量与静止坐标系 α 轴线的相位角 θ_r 。在转子磁场定向同步旋转坐标系中,故障通道定子磁链的正序基波、暂态直流和负序分量分别表征为直流量、角频率为 $-\omega$ 和 -2ω 的交流量, ω 为基波角频率,采用高通滤波器技术分离和提取故障通道定子磁链暂态直流和负序分量 $\psi_{x_dq_dc-}$,如图17所示,下标 $dc, +$ 和 $-$ 分别代表直流、正序和负序分量;

[0096] 高通滤波器采用一阶或二阶滤波器,分别具有如下形式:

$$[0097] \quad G_{hf_1}(s) = \frac{s}{s + \omega_c}$$

$$[0098] \quad G_{hf_2}(s) = \frac{s^2}{s^2 + \xi\omega_c s + \omega_c^2}$$

[0099] 其中, ω_c 为截止角频率, ξ 为阻尼系数, 折衷考虑过渡带宽和频率敏感性, ξ 取在 0.4-0.8 之间。二阶滤波器相对于一阶滤波器具有更窄的过渡带宽。

[0100] 剩余通道定子磁链抵消故障通道定子磁链的暂态分量, 则故障通道定子磁链的暂态直流和负序分量 $\psi_{x_dq_dc-}$ 的负数即为剩余运行通道定子绕组磁链抵消补偿量给定参考, 如下式所示:

$$[0101] \quad \psi_{y_dq_dc-}^* = -\psi_{x_dq_dc-}$$

[0102] 考虑到在理想控制效果下, 同步旋转坐标系中, 转子磁场在定子中交链的磁链表征为基波直流量, 对表征为角频率为 $-\omega$ 和 -2ω 交流量的定子暂态直流和负序磁链及参考给定没有贡献, 定子暂态直流和负序磁链仅由定子电流产生。

[0103] 由定子磁链和电流关系, 得到表征为角频率为 $-\omega$ 和 -2ω 交流量的剩余运行通道定子磁场补偿电流给定参考值 $i_{y_dq_dc-}^*$:

$$[0104] \quad i_{y_dq_dc-}^* = \frac{\psi_{y_dq_dc-}^*}{L_{y_dq}}$$

[0105] 其中, L_{y_dq} 为等效定子励磁电感矩阵, 为定子自感矩阵。

[0106] 剩余通道磁场补偿电流参考值 $i_{y_dq_dc-}^*$ 叠加在原正常运行正序基波电流给定参考值 $i_{y_dq_+}^*$ 得到剩余通道定子绕组电流合成给定参考值 $i_{y_dq}^*$, 如图18所示, 如下式:

$$[0107] \quad i_{y_dq}^* = i_{y_dq_+}^* + i_{y_dq_dc-}^*$$

[0108] 剩余通道定子绕组电流给定参考值限幅后作为剩余运行通道电流参考指令调节。

[0109] 在转子磁场定向同步旋转坐标系, 磁链及电流的基波正序分量表征为直流量, 磁链及电流暂态直流和负序分量给定参考表征为角频率为 $-\omega$ 和 -2ω 的交流量, 采用比例 (P) + 复矢量积分 (CVI) + 多重 (M) 二阶矢量谐振 (广义积分) (SOVI) 调节器, 对正序、直流和负序分量表征为的一系列直流和交流量, 提供足够大的幅值增益, 统一进行无静差精准解耦控制, 并引入截止角频率为 ω_{cf} 的谐振带宽系数, 降低频率敏感性, 提高控制鲁棒性, 保证控制精度和瞬态性能。

[0110] 比例 (P) + 复矢量积分 (CVI) 调节器传递函数为:

$$[0111] \quad G_{p_cvi}(s) = K_p + \frac{K_{i1} + j\omega_a K_{i2}}{s}$$

[0112] 式中, K 为增益系数, 下标 p, i 分别表示比例、积分系数, ω_a 为耦合角频率。

[0113] 二阶矢量谐振 (广义积分) (SOVI) 调节器传递函数为:

$$[0114] \quad G_{sovi}(s) = \frac{(K_{r1}s + K_{r2}s^2)\omega_{cf}}{s^2 + \omega_{cf}s + \omega_x^2}$$

[0115] 式中, K为增益系数, 下标r表示谐振系数, ω_{cf} 为谐振带宽截止角频率, ω_x 为谐振角频率。

[0116] 则采用调节器具备如下形式:

[0117]

$$G_{p_cvi_msovi}(s) = K_p + \frac{K_{i1} + j\omega_a K_{i2}}{s} + \frac{(K_{r1}s + K_{r2}s^2)\omega_{cf1}}{s^2 + \omega_{cf1}s + (-\omega)^2} + \frac{(K_{r3}s + K_{r4}s^2)\omega_{cf2}}{s^2 + \omega_{cf2}s + (-2\omega)^2}$$

[0118] 式中, K为增益系数, 下标p、i、r分别表示比例、积分、谐振系数, 下标cf表示为谐振带宽截止角频率系数, j表示为虚部, 等式右边前两项, 采用P+CVI 调节器控制定子电流基波分量; 第三、四项, 采用SOVI调节器, 利用二阶矢量谐振(广义积分)调节器的频率识别选择性, 仅分别解耦调节定子电流直流和负序分量, 在同步旋转坐标系中分别表征为负序一次和负序二次谐波分量, 即令SOVI调节器谐振角频率 ω_x 分别为 $-\omega$ 和 -2ω 。 ω_a 为耦合角频率, 当控制电机为感应电机时, ω_a 为转差角频率 ω_s , 当控制电机为同步电机时, ω_a 为同步角频率 ω 。剩余运行通道电流调节如图19所示。剩余运行通道定子电流调节器输出为剩余运行通道定子电压参考 $\mathbf{u}_{y_dq}^*$ 通过旋转到静止坐标变换, 得到静止坐标系参考给定

$\mathbf{u}_{y_αβ}^*$:

$$[0119] \quad \mathbf{u}_{y_αβ}^* = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{u}_{y_dq}^*$$

[0120] 同步旋转到静止坐标变换矩阵T-1为如下形式:

$$[0121] \quad \mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

[0122] 坐标变换角度为转子磁链矢量与静止坐标系 α 轴线的相位角 θ_r 。再由空间电压矢量调制(SVPWM)得到剩余运行通道逆变器各功率开关器件占空比, 驱动剩余运行通道逆变器功率开关器件。

[0123] 尽管上面结合附图对本发明进行了描述, 但是本发明并不局限于上述的具体实施方式, 上述的具体实施方式仅仅是示意性的, 并不是限制的, 本领域的普通技术人员在本发明的启示下, 在不脱离本发明宗旨和权利要求所保护的范围的情况下, 还可以做出很多变形, 这些均属于本发明的保护范围之内。

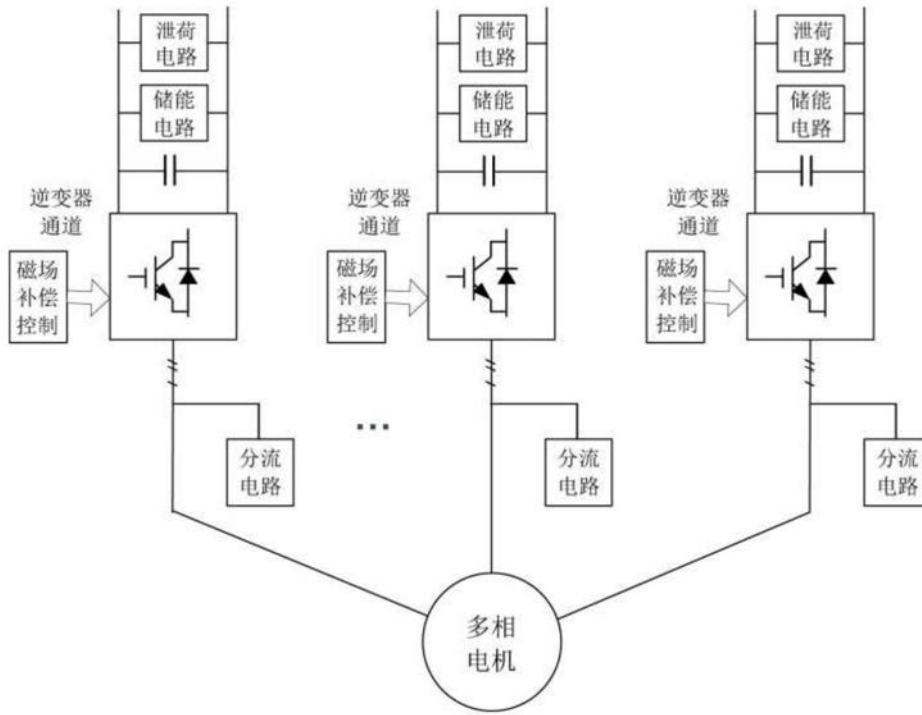


图1

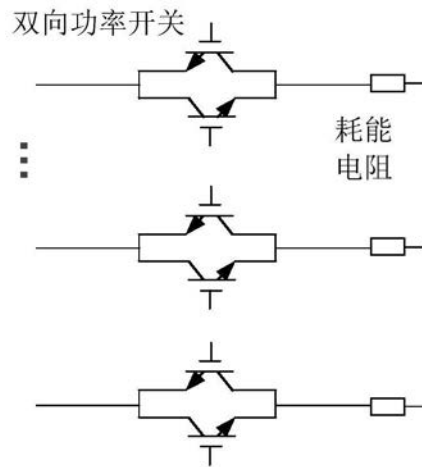


图2

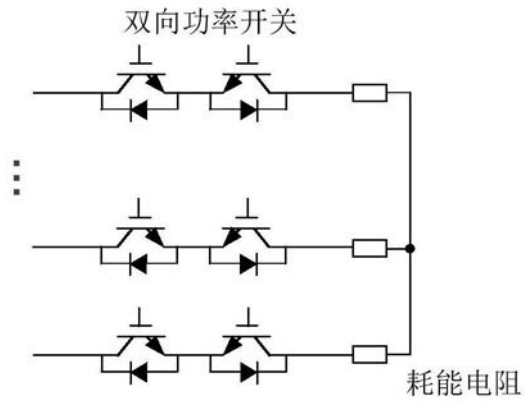


图3

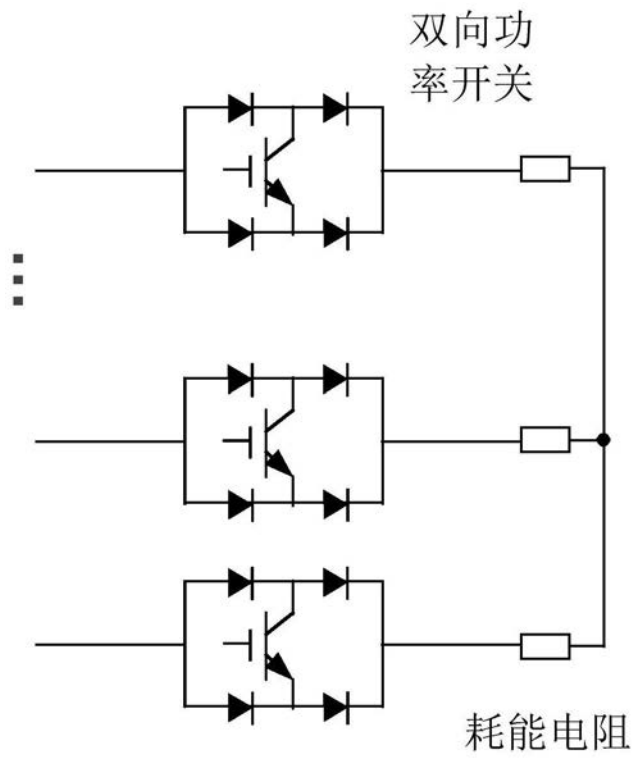


图4

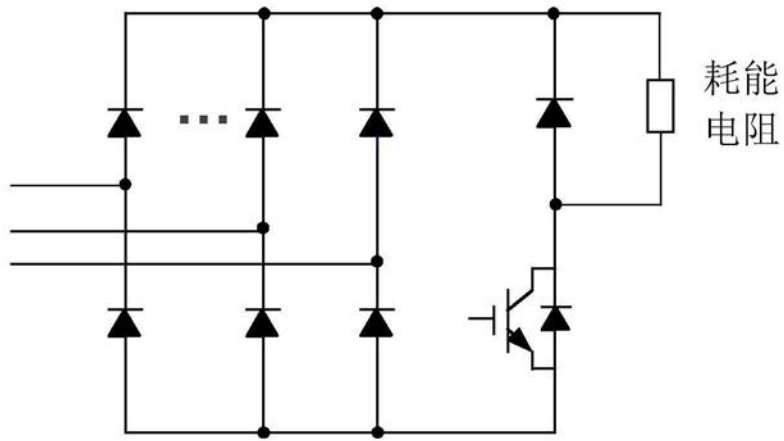


图5

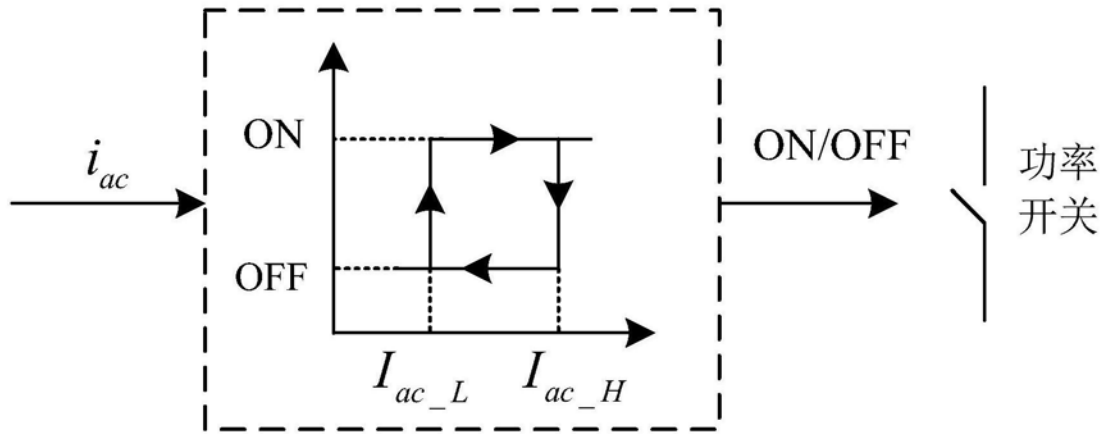


图6

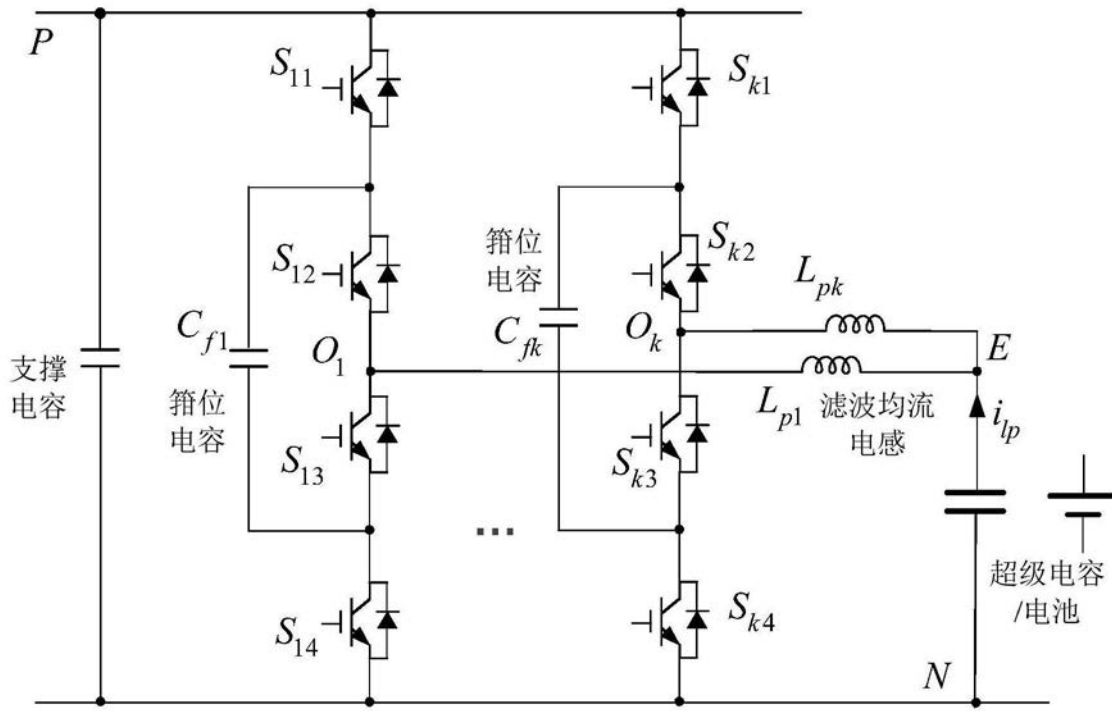


图7

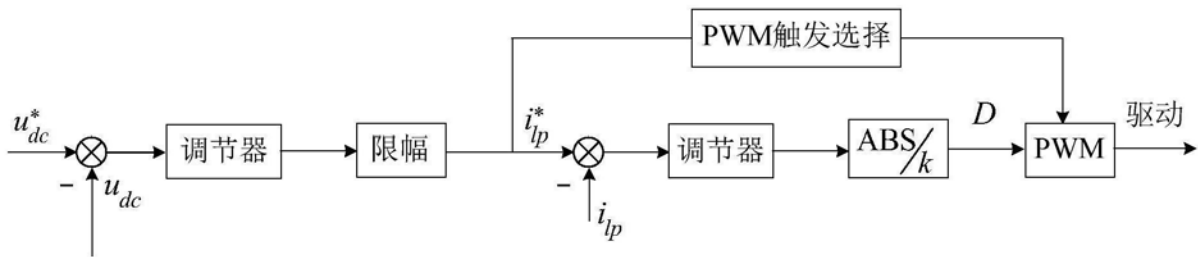


图8

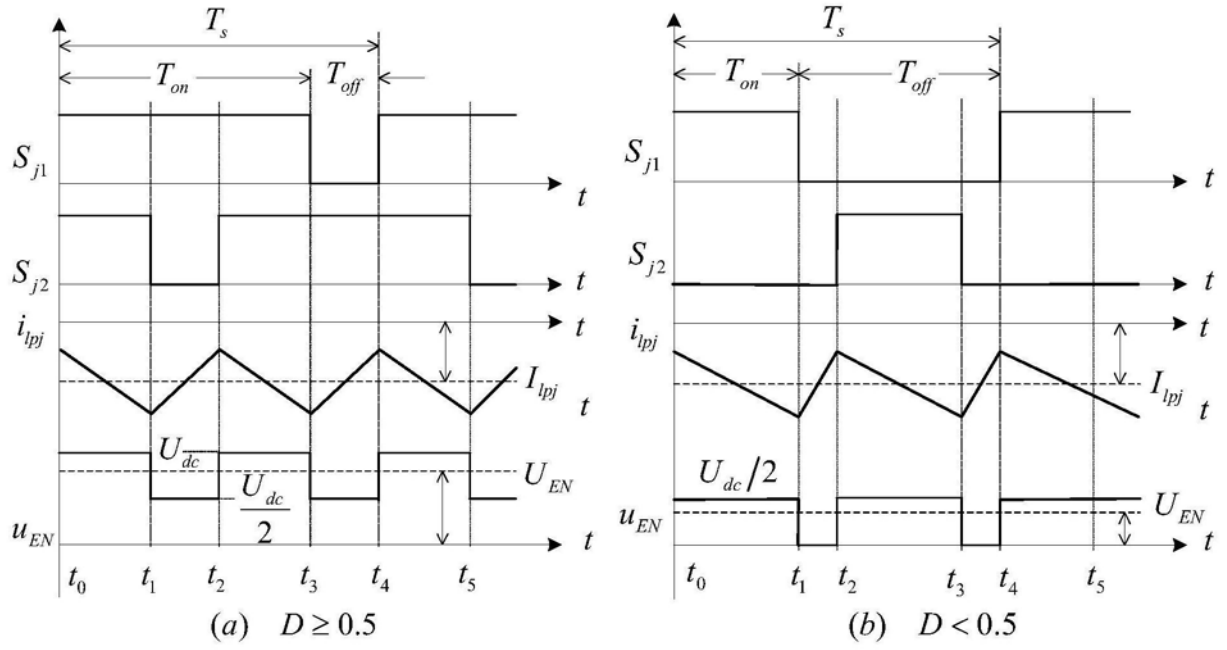


图9

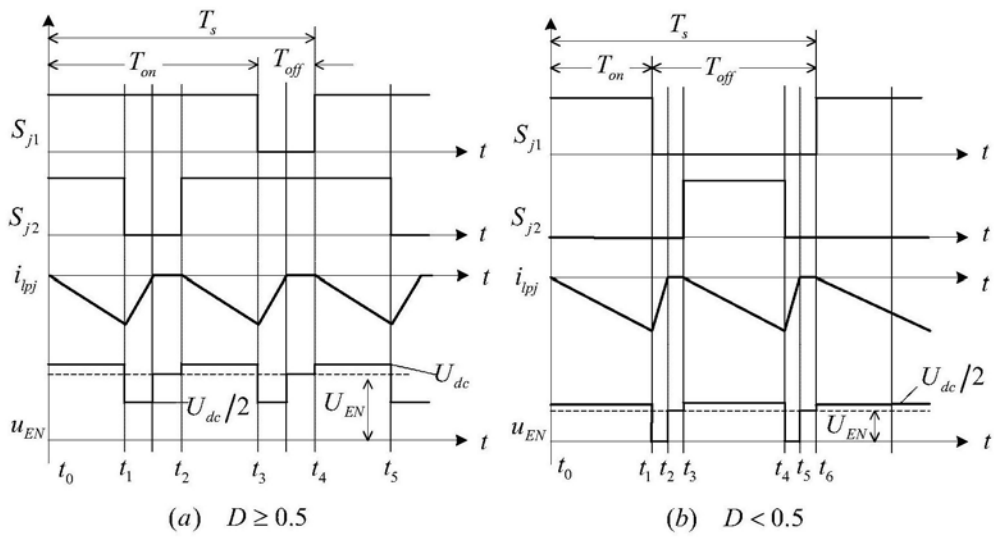


图10

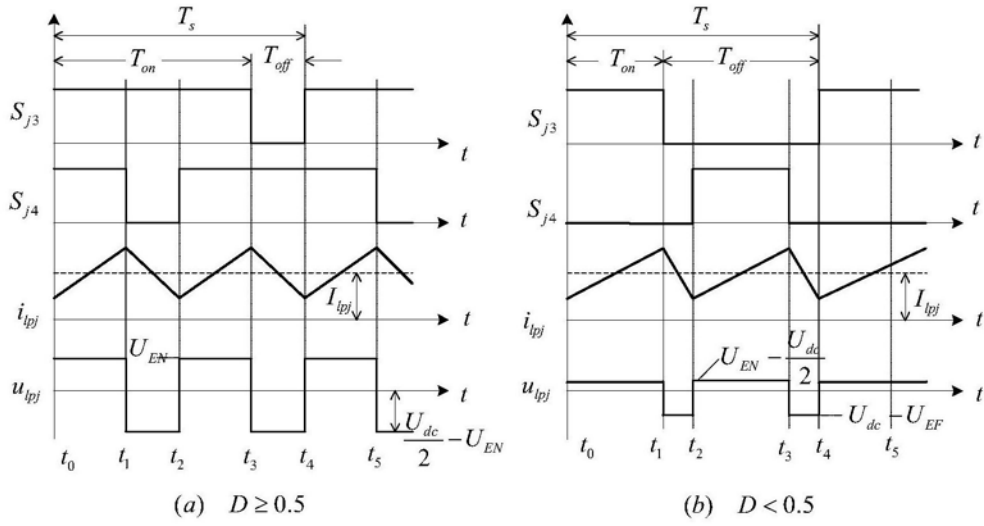


图11

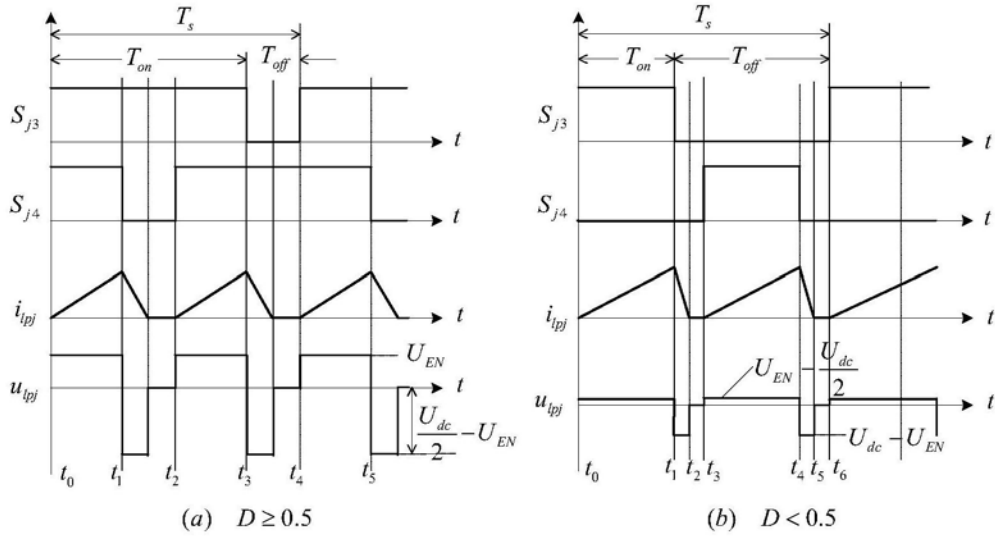


图12

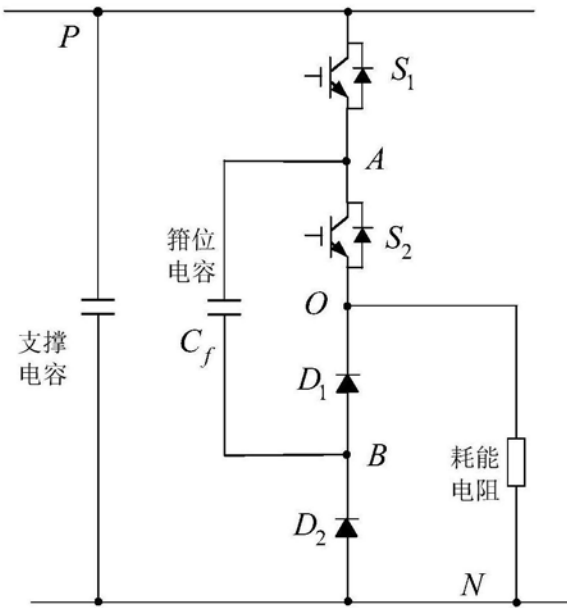


图13

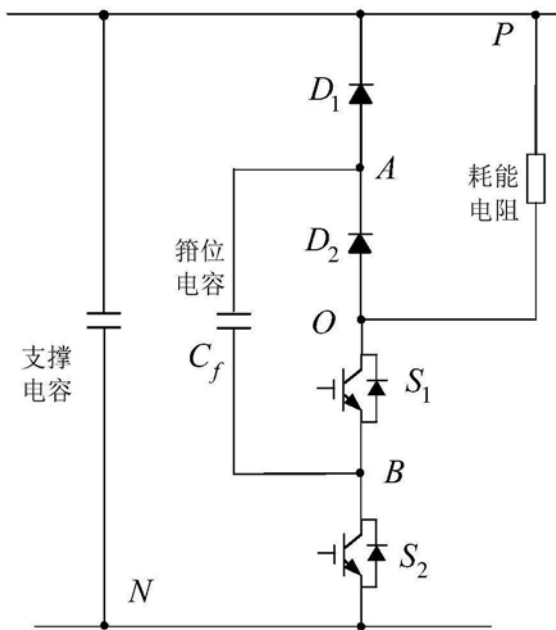


图14

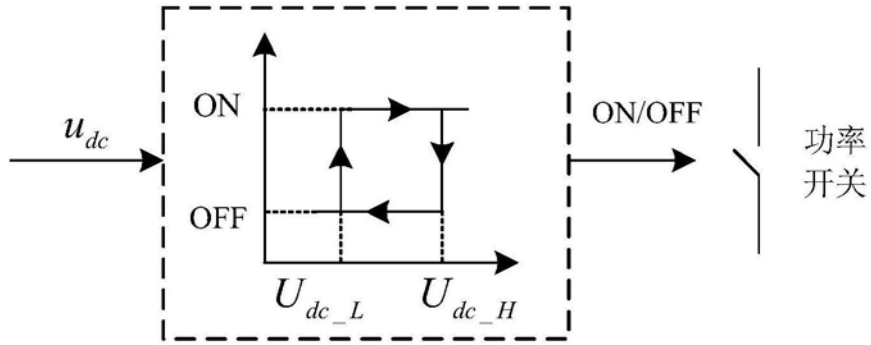


图15

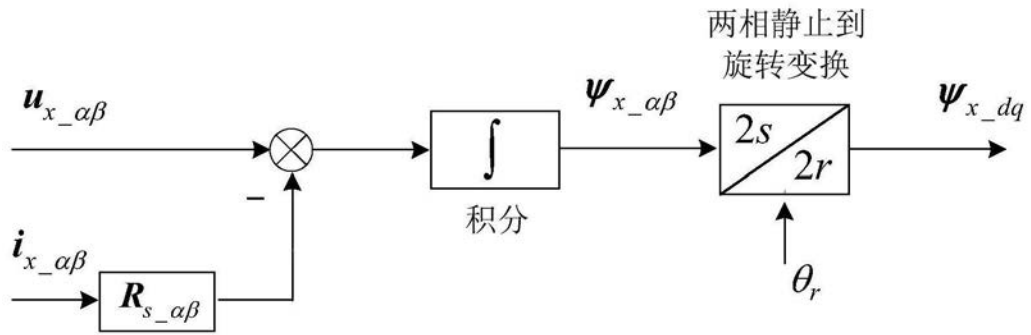


图16

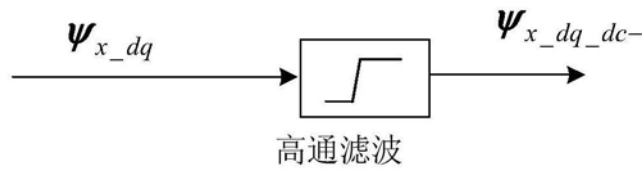


图17

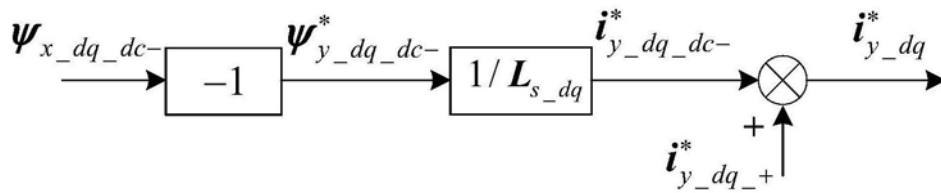


图18

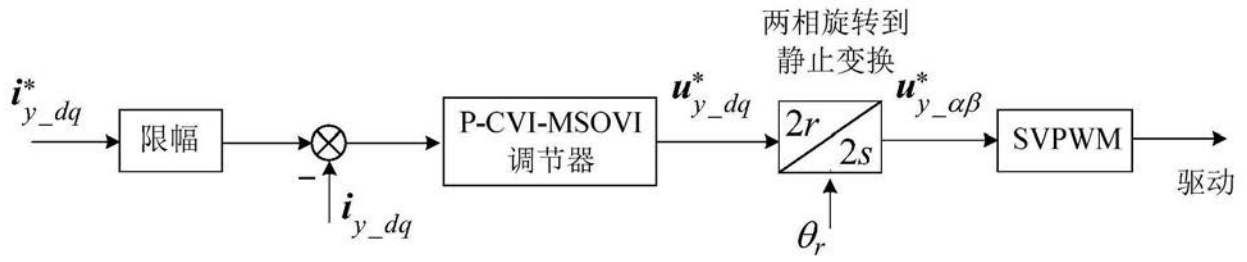


图19