



(12)实用新型专利

(10)授权公告号 CN 206060575 U

(45)授权公告日 2017.03.29

(21)申请号 201620865505.9

(22)申请日 2016.08.10

(73)专利权人 江苏林洋能源股份有限公司  
地址 226200 江苏省南通市启东市林洋路  
666号

专利权人 江苏林洋微网科技有限公司

(72)发明人 曾繁鹏 叶曙光 方壮志

(74)专利代理机构 南京天华专利代理有限责任  
公司 32218

代理人 刘畅 夏平

(51)Int.Cl.

H02M 7/219(2006.01)

H02M 3/155(2006.01)

H02J 7/34(2006.01)

(ESM)同样的发明创造已同日申请发明专利

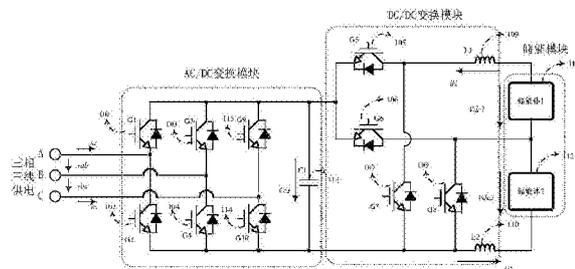
权利要求书1页 说明书11页 附图3页

(54)实用新型名称

双级三相储能变流器

(57)摘要

本实用新型公开了一种双级三相储能变流器,变流器包括AC/DC变换模块、DC/DC变换模块和储能体,三相交流连接AC/DC变换模块的输入端,AC/DC变换模块的输出端连接DC/DC变换模块的输入端,DC/DC变换模块的输出端连接储能体,储能体包括串接的第一储能体和第二储能体,第一储能体的负极端连接第二储能体的正极端。本实用新型针对三相三线或三相四线交流提出一种双级三相储能变流器,其DC/DC变换部分采用独创的可以实现电池模组冗余和串联的拓扑结构,降低了系统对直流电压波动的限制。并且DC/DC变换模块的功率开关不需要全时工作在高频状态,较大的提高了系统的效率,降低了功率损耗。



1. 一种双级三相储能变流器,其特征在于它包括AC/DC变换模块、DC/DC变换模块和储能体,三相交流连接AC/DC变换模块的输入端,AC/DC变换模块的输出端连接DC/DC变换模块的输入端,DC/DC变换模块的输出端连接储能体,储能体包括串接的第一储能体(111)和第二储能体(112),第一储能体(111)的负极端连接第二储能体(112)的正极端,其中:

AC/DC变换模块包括三相桥式整流电路,所述三相桥式整流电路包括第一功率开关管(101)、第二功率开关管(102)、第三功率开关管(103)、第四功率开关管(104)、第九功率开关管(115)和第十功率开关管(114);A相分别连接第一功率开关管(101)和第二功率开关管(102),B相分别连接第三功率开关管(103)和第四功率开关管(104),C相分别连接第九功率开关管(115)和第十功率开关管(114);

DC/DC变换模块包括第五功率开关管(105)、第六功率开关管(106)、第七功率开关管(107)、第八功率开关管(108),AC/DC变换模块的正电压输出端分别连接第五功率开关管(105)、第六功率开关管(106)的一端;第五功率开关管(105)的另一端:一方面通过第七功率开关管(107)接回AC/DC变换模块的低电压输出端,另一方面连接第一储能体(111)的正极端;第六功率开关管(106)的另一端:一方面通过第八功率开关管(108)接回AC/DC变换模块的低电压输出端,另一方面接于第一储能体(111)和第二储能体(112)之间;第二储能体(112)的负极端接回AC/DC变换模块的低电压输出端。

2. 根据权利要求1所述的一种双级三相储能变流器,其特征在于

所述三相交流为三相三线供电时:所述AC/DC变换模块还包括第一滤波电容(113),所述第一滤波电容(113)接于三相桥式整流电路直流输出侧两端,用于平抑直流电压;

所述三相交流为三相四线供电时:所述AC/DC变换模块还包括第一滤波电容(113)和第二滤波电容(116),所述第一滤波电容(113)和第二滤波电容(116)串接于三相桥式整流电路直流输出侧两端,用于平抑直流电压,三相四线的中性线N接于第一滤波电容(113)和第二滤波电容(116)之间;直流输出侧电压 $V_{c1}$ =第一滤波电容(113)两端电压 $V_{c01}$ +第二滤波电容(116)两端电压 $V_{c02}$ 。

3. 根据权利要求1所述的一种双级三相储能变流器,其特征在于所述DC/DC变换模块还包括第一滤波电感(109)和第二滤波电感(110),所述第一储能体(111)的正极端通过第一滤波电感(109)分别连接第五功率开关管(105)和第七功率开关管(107),所述第二储能体(112)的负极端通过第二滤波电感(110)接回AC/DC变换模块的低电压输出端;第一滤波电感(109)和第二滤波电感(110)用于平滑电流波形,限制电流的突变。

4. 根据权利要求1所述的一种双级三相储能变流器,其特征在于功率开关管是IGBT或者MOSFET。

## 双级三相储能变流器

### 技术领域

[0001] 本实用新型涉及电路技术领域,具体是一种双级三相储能变流器。

### 背景技术

[0002] 随着经济的发展、人口的增加,以及化石类能源的极少,各国开始注重可再生能源的发展。但是风能、太阳能等新能源的发展,无不受到了地理位置、气候等条件的影响,导致风能和太阳能具有很强的间歇性,为了最大利用风能和太阳能,储能成为了一种非常合理的解决方案,目前虽然各种储能技术各有优势和不足,但是随着技术的发展储能预计也会成为解决能源产生与负荷间冲突的有效措施。

[0003] 现有的储能技术方案中,包含两个比较关键的部分:储能电池部分和储能变流器部分。电池的功能就是把能量存储起来,变流器是用来连接电池和电网之间的设备,该设备可以实现电流、电压和功率的调节设备。

[0004] 在光伏发电系统和储能系统中,双向的直流-直流变换器都是不可或缺的一部分,双向直流-直流变换器的各项功能指标直接影响到整体系统的性能,例如变换效率、变换电压范围、是否具有冗余功能等,这些指标和功能在实际应用中具有较大的需求。在新能源的快速发展下,双向直流-直流变换器的性能也在不断的改善,随着应用场景的不同也提出了更有竞争力的设计方案。从上个世纪以来,美国学者首先提出了降压式的双向直流-直流变换器,并将其应用于卫星太阳能电源系统中。香港大学的教授和澳大利亚的学者也相继提出了多种双向直流-直流变换器的拓扑结构。后来美国弗吉尼亚的学者开始研究将双向直流-直流变换器应用于电池储能系统中。

[0005] 电池储能系统根据实际需求和控制系统控制命令,可以进行功率调节和能量调节,还可以快速响应,具有短时供电、平抑功率波动、改善微网内部的电能质量、提高系统稳定性等作用,因此得到了广泛的应用。分布式电池储能在增强微网系统的运行稳定性和提高电能质量方面具有更大的优势,可以得到更好的控制效果,目前电池储能系统的研究越来越得到了重视。电池储能系统包括电池及其管理系统和能量转换系统两个部分。能量转换系统作为电池与电网的接口,按照实际情况存储和释放能量,实现能量在电网和电池之间的交换,其本质就是大功率的储能变流器。

[0006] 电池储能熊的结构由电池及电池管理系统(BBMS,Battery and Battery Management System)和能量转换及控制系统(PCS,Power Conversion System)两个部分组成,电池通过 PCS与电网进行能量交换,PCS即为储能变流器,作为蓄电池与电网之间的接口设备,控制电池储能或者释放能量。

[0007] 储能变流器实现了直流和交流之间的双向能量交换和传递,其实质上是电压变换器,通过改变储能变换器交流侧电压幅值和电压相角来达到向电网注入或吸收有功和无功功率的目的。当控制储能系统的电压相角超前于接入点的电压相角时,有功功率变有储能系统流入到接入点;反之亦然。但需要向系统注入无功功率时,就控制储能变流器的电压幅值大于接入点的电压幅值,无功功率就由电池储能系统流入到接入点,反之亦然。可见,适

当的改变变流器的控制量既可以控制储能系统与电网之间的有功和无功。在储能系统工作过程中,储能变流器作为电池与电网之间的接口设备,其拓扑结构决定着整个系统的效率和成本,是影响系统经济可靠运行的关键因素。由于储能逆变器的拓扑结构种类繁多、性能各异,其原理分析和性能比较,对于结构的合理选择、提高系统效率和降低生产成本等有着极其重要的意义。储能变流器按照有无DC/DC环节可以分为单级式和双级式两种,拓扑结构上的差异导致两者在工作特性上的差异。

[0008] 单级式储能变流器直接利用DC/AC变流器将电池输出能量传递到电网,只需要一级的电能变换就可以实现。工作在放电状态下电池储能的电能通过DC/AC变流器逆变为交流回馈到电网,反之在充电状态下电网电压经过整流变为直流后存储在电池中。DC/AC模块可以工作在整流状态也可以工作逆变状态,从而实现能量的双向流动。

[0009] 单级式储能变流器拓扑有很多优点,如电路简单、元器件少、控制方法简单、可靠性高和效率高、功耗低等优点,但是在使用过程中,单级式储能变流器存在一定的不足:

[0010] 1、需要根据变流器的容量配置电池的容量,每个变流器容量固定后配置的电池容量基本不能改变。

[0011] 2、一个变流器只能连接一路电池,存在多路电池时就必须配置相同数目的储能变流器,增加成本的同时也会给控制系统增加难度。

[0012] 3、变流器直流侧电压要限制在一个较高的范围内,因此电池的电压不能太低,限制了电池电压的工作范围。

[0013] 4、当变流器接入大容量的电池时,无法进行电压和电流的均衡,也无法实现充放电的单独控制。

[0014] 5、变流器出现故障后,所接入电池都会停止工作,电路可靠性较低。

[0015] 6、电网侧发生故障时,有可能在PCS直流侧产生较大电流,对电池系统有较大冲击,造成电池组的损坏并缩短其寿命。

[0016] 为了更为灵活的能量控制,采用两级能量变换系统,成为双级变流器。前级是DC/DC变换器,用于实现电压大小调节和充/放电电流控制。后级是DC/AC变换器,用于实现输出电流的正弦化并且进行并网控制。根据控制方式的不同,也可以实现控制充电/放电电流,孤岛效应检测的功能。这种结构简化了每一级的控制难度,可以将系统控制解耦,使直流变换环节和直流/交流环节的控制目标和手段分开设计。控制系统比较容易设计和实现,但是相比单级变流器相比,功率开关器件较多,导致的损耗增大,降低了系统的效率。双极式变换器的直流变换结构可以分为:隔离式和非隔离式两种结构。带有隔离变压器的拓扑结构中直流变换器通过变压器与逆变器连接。变压器可以起到升压和隔离的作用,由于隔离变压器的引入增加了系统的成本和体积,也降低了能量转化效率。非隔离型直流变换器一般包含三种主要拓扑结构:半桥型、全桥型和Buck-Boost级联型,在一些文献中也提到了一些非主流的电路结构。非隔离型直流变换器的不足之处是电压变化不能太大,但是从提高能量转换效率的角度来看,更适合用于单纯或配合新能源接入电池储能系统。

[0017] 从储能变流器的结构上可以分为单相结构和三相结构,单相结构主要应用于小容量的储能变流器,用于户用或一些特殊场合的储能。三相结构的储能变流器一般的容量集中在50-500kw,应用于中大容量的电站级储能场合。对于三相结构,由于变流容量较大,对于效率的要求就比较高。并且由于采用两级变流方案可以取消变压器,在成本上有较大优

势,但是传统的控制方法都是采用较高的开关频率,这就造成了较大的功率损耗,整体系统的效率较低。

### 实用新型内容

[0018] 本专利针对背景技术中存在的问题,利用两级变流器结构,通过优化的控制算法,降低开关频率,提高系统效率,实现可以冗余的结构。本实用新型的目的在于提供一种,以克服现有技术中存在的缺陷。

[0019] 本实用新型的目的在于通过以下技术方案实现:

[0020] 一种双级三相储能变流器,它包括AC/DC变换模块、DC/DC变换模块和储能体,三相交流连接AC/DC变换模块的输入端,AC/DC变换模块的输出端连接DC/DC变换模块的输入端,DC/DC变换模块的输出端连接储能体,储能体包括串接的第一储能体和第二储能体,第一储能体的负极端连接第二储能体的正极端,其中:

[0021] AC/DC变换模块包括三相桥式整流电路,所述三相桥式整流电路包括第一功率开关管、第二功率开关管、第三功率开关管、第四功率开关管、第九功率开关管和第十功率开关管:A相分别连接第一功率开关管和第二功率开关管,B相分别连接第三功率开关管和第四功率开关管,C相分别连接第九功率开关管和第十功率开关管;

[0022] DC/DC变换模块包括第五功率开关管、第六功率开关管、第七功率开关管、第八功率开关管,AC/DC变换模块的正电压输出端分别连接第五功率开关管、第六功率开关管的一端;第五功率开关管的另一端:一方面通过第七功率开关管接回AC/DC变换模块的低电压输出端,另一方面连接第一储能体的正极端;第六功率开关管的另一端:一方面通过第八功率开关管接回AC/DC变换模块的低电压输出端,另一方面接于第一储能体和第二储能体之间;第二储能体的负极端接回AC/DC变换模块的低电压输出端。

[0023] 优选的,所述储能体为直流电池。

[0024] 优选的:

[0025] 所述三相交流为三相三线供电时:所述AC/DC变换模块还包括第一滤波电容,所述第一滤波电容接于三相桥式整流电路直流输出侧两端,用于平抑直流电压;

[0026] 所述三相交流为三相四线供电时:所述AC/DC变换模块还包括第一滤波电容和第二滤波电容,所述第一滤波电容和第二滤波电容串接于三相桥式整流电路直流输出侧两端,用于平抑直流电压,三相四线的中性线N接于第一滤波电容和第二滤波电容之间;直流输出侧电压 $V_{c1} = \text{第一滤波电容两端电压} V_{c01} + \text{第二滤波电容两端电压} V_{c02}$ 。

[0027] 优选的,所述DC/DC变换模块还包括第一滤波电感和第二滤波电感,所述第一储能体的正极端通过第一滤波电感分别连接第五功率开关管和第七功率开关管,所述第二储能体的负极端通过第二滤波电感接回AC/DC变换模块的低电压输出端;第一滤波电感和第二滤波电感用于平滑电流波形,限制电流的突变。

[0028] 优选的,功率开关管是IGBT或者MOSFET,也可以是实现开关功能的其他功率开关管。

[0029] 一种双级三相储能变流器的控制方法,基于本实用新型公开的双级三相储能变流器,它包括三种工作模式:

[0030] 在工作模式一中,第六功率开关管和第八功率开关管处于常断开状态,第五功率

开关管和第七功率开关管处于交替导通状态,第一储能体和第二储能体呈串联状态,二者共同参与电能变化;因此总体电压就会高于单一个储能体参与工作时的电压。电路的控制就更为灵活,并且可以实现的功能更加丰富,降低总体电路功能对单一储能体电压波动的依赖,可以在单一储能体电压较低的时候实现无功补偿、谐波抑制和正常的功率变换,无需交流侧的变压器。

[0031] 在工作模式二中,第六功率开关管处于常断开状态,第八功率开关管处于常导通状态,第五功率开关管和第七功率开关管处于交替导通状态,仅第一储能体参与电能转换;因此当第二储能体出现故障或者电压降为0时,就可以切入工作模式二中,利用第一储能体参与能量变换,不会影响电路工作。工作模式二中,第二储能体通过第二滤波电感和第八功率开关管形成了通路,由于这种开关状态中的第二储能体不参与工作,并且在切入这种开关状态前要判断第二储能体的剩余电量较低、电压较低、断路或人为切除第二储能体的情况下,才能进入这种工作模式。所以这个支路看似闭合,但是并没有电流或电流较小,可以忽略。

[0032] 在工作模式三中,第五功率开关管和第七功率开关管处于常断开状态,第六功率开关管和第七功率开关管处于交替导通状态,仅第二储能体参与电能转换。由于这种开关状态中的第一储能体不参与工作,并且在切入这种开关状态前要判断第一储能体的剩余电量过低、电压较低、断路或人为的切除第一储能体的情况下,才能进入这种开关状态。所以这个支路看似闭合,但是并没有电流或电流较小,并可以忽略。

[0033] 优选的,工作模式一包括两个开关状态:

[0034] 第一开关状态:第五功率开关管导通,第七功率开关管断开,第六功率开关管和第八功率开关管由于承受反向电压而呈截止状态,功率流向由第一储能体、第二储能体、第一滤波电感、第二滤波电感流向AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ ;第一滤波电感的电流 $i_{L1}$ 和第二滤波电感的电流 $i_{L2}$ 相同,均呈下降趋势,数值满足: $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{dc1}+V_{dc2}-V_{c1}}{L1+L2}$ ;输出电压 $V_{c1} = V_{dc1}+V_{dc2}$ ;其中: $V_{dc1}$ 为第一储能体的电压, $V_{dc2}$ 为第二储能体的电压;

[0035] 第二开关状态:第五功率开关管断开,第七功率开关管导通,第五功率开关管和第八功率开关管由于承受反向电压而呈截止状态,功率流向由第一储能体、第二储能体对第一滤波电感、第二滤波电感进行充电;第一滤波电感的电流 $i_{L1}$ 和第二滤波电感的电流 $i_{L2}$ 相同,均呈上升趋势,数值满足: $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{dc1}+V_{dc2}}{L1+L2}$ 。

[0036] 更优的,定义直流输出侧电压 $V_{c1}$ 的控制目标最小值为 $V_{c1\_Ref.min}$ ,第一开关状态和第二开关状态根据直流输出侧电压 $V_{c1}$ 而选择:

[0037] 当 $V_{dc1}+V_{dc2} > V_{c1\_Ref.min}$ 时,采用单级控制策略的方式,选择第一开关状态,这样就避免的功率开关管的频繁动作,较大的降低了功率开关管的开关损耗,提高了系统的效率;

[0038] 当 $V_{dc1}+V_{dc2} = V_{c1\_Ref.min}$ 时,电路切换到buck-boost工作,第五功率开关管和第七功率开关管呈交替导通,第一开关状态和第二开关状态交替出现。此时,第一滤波电感的电流 $i_{L1}$ 和第二滤波电感的电流 $i_{L2}$ 不会出现断续的情况,始终呈三角波状态,定义工作模式一中第五功率开关管的开关周期为 $T1$ ,第五功率开关管的占空比为 $D1$ ,共有以下三种电流的情况出现:

[0039] 1)、当 $i_{L1} = i_{L2} > 0$ 时,  $V_{c1} = V_{dc1} / (1-D1)$ ;

[0040] 2)、当 $i_{L1} = i_{L2} < 0$ 时,  $V_{c1} = V_{dc1} / D1$ ;

[0041] 3)、当 $i_{L1} = i_{L2}$ ,并且在0值上下交替出现时,能量流动取决于 $i_{L1} = i_{L2}$ 对时间的积分。如果积分值 $> 0$ ,则功率由第一储能体和第二储能体流向AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ , $V_{c1}$ 呈上升趋势;反之,当 $i_{L1} = i_{L2}$ 对时间的积分值 $< 0$ ,则功率由AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ 向第一储能体和第二储能体充电,系统整体的功率由交流侧向第一储能体和第二储能体充电,该系统工作在整流状态。

[0042] 优选的,工作模式二包括两个开关状态:

[0043] 第三开关状态:第五功率开关管导通,第七功率开关管断开,第六功率开关管和第七功率开关管由于承受反向电压而呈截止状态,功率流向由第一储能体流向AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ ;第一滤波电感的电流 $i_{L1}$ 呈下降趋势,数值满足: $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{dc1} - V_{c1}}{L1}$ ;其中: $V_{dc1}$ 为第一储能体的电压;

[0044] 第四开关状态:第五功率开关管断开,第七功率开关管导通,第一储能体通过功率开关管和第八功率开关管形成一个电流通路,第一储能体向第一滤波电感充电;第一滤波电感的电流 $i_{L1}$ 呈上升趋势,数值满足: $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{dc1}}{L1}$ ;

[0045] 在工作模式二中,第三开关状态和第四开关状态交替出现。第一滤波电感的电流 $i_{L1}$ 不会出现断续的情况,始终呈三角波状态,第二滤波电感连接的第二储能体或由于故障状态,退出电路工作,因此 $i_{L2}$ 近似为0,定义工作模式二中第五功率开关管的开关周期为 $T2$ ,第五功率开关管的占空比为 $D2$ ,共有以下三种电流的情况出现:

[0046] 1)、当 $i_{L1} > 0$ 时,  $V_{c1} = V_{dc1} / (1-D2)$ ;

[0047] 2)、当 $i_{L1} < 0$ 时,  $V_{c1} = V_{dc1} / D2$ ;

[0048] 3)、当 $i_{L1}$ 在0值上下交替出现时,能量流动取决于 $i_{L1}$ 对时间的积分。如果积分值 $> 0$ ,则功率由第一储能体流向AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ ,系统工作在逆变状态;反之,当 $i_{L1}$ 对时间的积分值 $< 0$ ,则功率由AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ 向第一储能体充电,系统工作在整流状态。

[0049] 优选的,工作模式三包括两个开关状态:

[0050] 第五开关状态:第六功率开关管导通,第八功率开关管断开,功率流向由第二储能体和第二滤波电感流向AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ ;第二滤波电感的电流 $i_{L2}$ 呈下降趋势,数值满足: $\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{dc} - V_{c1}}{L2}$ ;

[0051] 第六开关状态:第六功率开关管断开,第八功率开关管导通,第二储能体对第二滤波电感进行充电,第二滤波电感的电流 $i_{L2}$ 呈上升趋势,数值满足 $\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{dc2}}{L2}$ ;

[0052] 在工作模式三中,第五开关状态和第六开关状态交替出现。第二滤波电感的电流 $i_{L2}$ 不会出现断续的情况,始终呈三角波状态,第一滤波电感连接的第一储能体或由于故障状态,退出电路工作,因此 $i_{L1}$ 近似为0,定义工作模式三中第六功率开关管6的开关周期为 $T3$ ,第六功率开关管的占空比为 $D3$ ,共有以下三种电流的情况出现:

[0053] 1)、当 $i_{L2} > 0$ 时,  $V_{c1} = V_{dc2} / (1-D3)$ ;

[0054] 2)、当 $i_{L2} < 0$ 时,  $V_{c1} = V_{dc2} / D3$ ;

[0055] 3)、当 $i_{L2}$ 在0值上下交替出现时,能量流动取决于 $i_{L2}$ 对时间的积分。如果积分值 $>0$ ,则功率由第二储能体流向AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ ,系统工作在逆变状态;反之,当 $i_{L2}$ 对时间的积分值 $<0$ ,则功率由AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ 向第一储能体充电,系统工作在整流状态。

[0056] 一种双级三相储能变流器的控制系统,基于本实用新型公开的双级三相储能变流器,控制系统包括分开的AC/DC变换模块控制系统和DC/DC变换模块控制系统,二者采用信息交互的方式实现保护阈值之间的联动,首先,控制系统将外部输入的控制命令转换为有功电流参考值 $I_{d\_Ref}$ 和无功电流参考值 $I_{q\_Ref}$ ,有功电流参考值 $I_{d\_Ref}$ 和无功电流参考值 $I_{q\_Ref}$ 也可以是直接输入的,然后:

[0057] AC/DC变换模块控制系统:

[0058] 所述三相交流为三相三线供电时:控制系统实时采集 $V_{ab}$ 和 $V_{bc}$ 、电流 $i_a$ 和电流 $i_c$ 的实际信息, $V_{ab}$ 为A相和B相之间的电压实时值, $V_{bc}$ 为B相和C相之间的电压实时值,电流 $i_a$ 为A相的电流实时值,电流 $i_b$ 为B相的电流实时值;将 $V_{ab}$ 和 $V_{bc}$ 通过锁相环模块得到相位和幅值信息,包括: $\sin\_cos$ 、 $\omega$ 和 $U_m$ 的信息,这些信息用作 $T_{abc/dq}$ 变换时使用;将电流 $i_a$ 和电流 $i_c$ 做 $T_{abc/dq}$ 变换,得到实际检测的反馈电流:有功电流 $i_d$ 和无功电流 $i_q$ ;将有功电力 $i_d$ 和无功电流 $i_q$ 与有功电流参考值 $I_{d\_Ref}$ 和无功电流参考值 $I_{q\_Ref}$ 进行比较后得到误差;将误差分别经过两个PI模块进行解耦计算;解耦结果经过 $T_{abc/dq}$ 反变换模块后得到控制命令,并经过开关控制命令生成模块后,进入功率开关驱动模块;功率开关驱动模块将控制命令输出到AC/DC变换模块;此处的两个PI模块比较重要,起到了控制系统的核心作用,这两个PI模块的积分系数和比例系数可以灵活设置。

[0059] 所述三相交流为三相四线供电时:仅在控制系统实时采集电压、电流实时值时有所不同,三相四线供电时,控制系统实时采集相电压 $v_{aN}$ 、 $v_{bN}$ 、 $v_{cN}$ 、和相电流 $i_{aN}$ 、 $i_{bN}$ 、 $i_{cN}$ ,其他控制逻辑和控制过程都与三相三线制相同;

[0060] DC/DC变换模块控制系统,分为三个步骤:

[0061] 第一步、工作模式选择:如没有储能体故障,则选择工作模式一;如第一储能体故障,则选择工作模式三;如第二储能体故障,则选择工作模式二;如第一储能体和第二储能体均报故障,则系统停机;具体的实施例中:如果储能体是电池的话,可以利用电池管理系统给出的信号判断储能体是否处于故障状态;如果对于没有电池管理系统的储能体,可以通过储能体的电压和电流进行判断,具体判断方式采用阈值比较的方式。即无论对于哪种储能体,都会对应特性曲线,如果实时监测回来的电流和电压曲线偏离储能体特性曲线,就判断储能体故障,将故障信号输出给工作模式选择模块,作为工作模式选择的依据。

[0062] 第二步、开关状态选择:将实时检测的储能体电压作为判断依据,如在工作模式一种,储能体电压为 $v_{dc1}+v_{dc2}$ ;如果选择工作模式二,储能体电压为 $v_{dc1}$ ;如果选择工作模式三,储能体电压为 $v_{dc2}$ ;如储能体电压高于系统所能接受的最小直流电压值 $V_{c1\_Ref.min}$ ,则在工作模式一中选择第一开关状态;在工作模式二中选择第三开关状态;在工作模式三中选择第五开关状态;

[0063] 第三步、占空比计算;

[0064] 最后将开关状态选择和占空比计算的结果传输至控制命令生成模块,进而输出给功率开关驱动模块。

[0065] 本实用新型的有益效果

[0066] 本实用新型针对三相三线或三相四线交流提出一种双级三相储能变流器,其DC/DC变换部分采用独创的可以实现电池模组冗余和串联的拓扑结构,降低了系统对直流电压波动的限制,并且可以实现了直流电池的故障冗余,当其中一个直流电池出现故障时,整体电路仍可以利用另外的一个直流电池工作,提高了变流器的稳定性。并且DC/DC变换模块的功率开关不需要全时工作在高频状态,较大的提高了系统的效率,降低了功率损耗。

[0067] 同时基于该结构提出了创新的控制策略,可以较大提高系统的效率。

#### 附图说明

[0068] 图1为三相三线接法时双级三相储能变流器的电路图。

[0069] 图2为三相三线接法时双级三相储能变流器的控制系统图。

[0070] 图3为三相三线接法时双级三相储能变流器的AC/DC变换模块控制系统图。

[0071] 图4为三相三线接法时双级三相储能变流器的DC/DC变换模块控制系统图。

[0072] 图5为三相四线接法时双级三相储能变流器的电路图。

[0073] 图6为三相四线接法时双级三相储能变流器的控制系统图。

[0074] 图7为三相四线接法时双级三相储能变流器的AC/DC变换模块控制系统图。

[0075] 图8为三相四线接法时双级三相储能变流器的DC/DC变换模块控制系统图。

#### 具体实施方式

[0076] 下面结合实施例对本实用新型作进一步说明,但本实用新型的保护范围不限于此:

[0077] 实施例1:结合图1和图5,一种双级三相储能变流器,它包括AC/DC变换模块、DC/DC变换模块和储能体,三相交流连接AC/DC变换模块的输入端,AC/DC变换模块的输出端连接DC/DC变换模块的输入端,DC/DC变换模块的输出端连接储能体,储能体包括串接的第一储能体111和第二储能体112,第一储能体111的负极端连接第二储能体112的正极端,其中:

[0078] AC/DC变换模块包括三相桥式整流电路,所述三相桥式整流电路包括第一功率开关管101、第二功率开关管102、第三功率开关管103、第四功率开关管104、第九功率开关管115和第十功率开关管114:A相分别连接第一功率开关管101和第二功率开关管102,B相分别连接第三功率开关管103和第四功率开关管104,C相分别连接第九功率开关管115和第十功率开关管114;

[0079] DC/DC变换模块包括第五功率开关管105、第六功率开关管106、第七功率开关管107、第八功率开关管108,AC/DC变换模块的正电压输出端分别连接第五功率开关管105、第六功率开关管106的一端;第五功率开关管105的另一端:一方面通过第七功率开关管107接回AC/DC变换模块的低电压输出端,另一方面连接第一储能体111的正极端;第六功率开关管106的另一端:一方面通过第八功率开关管108接回AC/DC变换模块的低电压输出端,另一方面接于第一储能体111和第二储能体112之间;第二储能体112的负极端接回AC/DC变换模块的低电压输出端。

[0080] 优选的,所述储能体为直流电池。

[0081] 实施例2:如实施例1所述的一种双级三相储能变流器,

[0082] 所述三相交流为三相三线供电时:结合图1,所述AC/DC变换模块还包括第一滤波电容113,所述第一滤波电容113接于三相桥式整流电路直流输出侧Vc1两端,用于平抑直流电压;

[0083] 所述三相交流为三相四线供电时:结合图5,所述AC/DC变换模块还包括第一滤波电容113和第二滤波电容116,所述第一滤波电容113和第二滤波电容116串接于三相桥式整流电路直流输出侧Vc1两端,用于平抑直流电压,三相四线的中性线N接于第一滤波电容113和第二滤波电容116之间;直流输出侧Vc1=第一滤波电容113Vc01+第二滤波电容116Vc02。

[0084] 实施例3:如实施例1所述的一种双级三相储能变流器,所述DC/DC变换模块还包括第一滤波电感109和第二滤波电感110,所述第一储能体111的正极端通过第一滤波电感109分别连接第五功率开关管105和第七功率开关管107,所述第二储能体112的负极端通过第二滤波电感110接回AC/DC变换模块的低电压输出端;第一滤波电感109和第二滤波电感110用于平滑电流波形,限制电流的突变。

[0085] 实施例4:如实施例1所述的一种双级三相储能变流器,功率开关管是IGBT或者MOSFET,也可以是实现开关功能的其他功率开关管。

[0086] 实施例5:结合图2和图6,一种双级三相储能变流器的控制系统,基于本实用新型公开的双级三相储能变流器,控制系统包括分开的AC/DC变换模块控制系统和DC/DC变换模块控制系统,二者采用信息交互的方式实现保护阈值之间的联动,首先,控制系统将外部输入的控制命令(有功参考和无功参考,转换方法为现有技术)转换为有功电流参考值Id\_Ref和无功电流参考值Iq\_Ref,有功电流参考值Id\_Ref和无功电流参考值Iq\_Ref也可以是直接输入的,然后:

[0087] AC/DC变换模块控制系统:

[0088] 所述三相交流为三相三线供电时:结合图2-3,控制系统实时采集Vab和Vbc、电流ia和电流ic的实际信息,Vab为A相和B相之间的电压实时值,Vbc为B相和C相之间的电压实时值,电流ia为A相的电流实时值,电流ib为B相的电流实时值;将Vab和Vbc通过锁相环(PLL)模块得到相位和幅值信息,包括:sin\_cos、 $\omega$ 和Um的信息,这些信息用作Tabc/dq变换时使用(Tabc/dq变换及逆变换为现有技术,此处不再赘述);将电流ia和电流ic做Tabc/dq变换,得到实际检测的反馈电流:有功电流id和无功电流iq;将有功电力id和无功电流iq与有功电流参考值Id\_Ref和无功电流参考值Iq\_Ref进行比较后得到误差;将误差分别经过两个PI模块进行解耦计算;解耦结果经过Tabc/dq反变换模块后得到控制命令,并经过开关控制命令生成模块后,进入功率开关驱动模块;功率开关驱动模块将控制命令输出到AC/DC变换模块;此处的两个PI模块比较重要,起到了控制系统的核心作用,这两个PI模块的积分系数和比例系数可以灵活设置。

[0089] 所述三相交流为三相四线供电时:结合图6-7,仅在控制系统实时采集电压、电流实时值时有所不同,三相四线供电时,控制系统实时采集相电压vaN、vbN、vcN、和相电流iaN、ibN、icN,其他控制逻辑和控制过程都与三相三线制相同;

[0090] DC/DC变换模块控制系统,结合图4和图8,分为三个步骤:

[0091] 第一步、工作模式选择:如没有储能体故障,则选择工作模式一;如第一储能体111故障,则选择工作模式三;如第二储能体112故障,则选择工作模式二;如第一储能体111和第二储能体112均报故障,则系统停机;具体的实施例中:如果储能体是电池的话,可以利用

电池管理系统(BMS)给出的信号判断储能体是否处于故障状态;如果对于没有电池管理系统的储能体,可以通过储能体的电压和电流进行判断,具体判断方式采用阈值比较的方式。即无论对于哪种储能体,都会对应特性曲线,如果实时监测回来的电流和电压曲线偏离储能体特性曲线,就判断储能体故障,将故障信号输出给工作模式选择模块,作为工作模式选择的依据。

[0092] 第二步、开关状态选择:将实时检测的储能体电压作为判断依据,如在工作模式一种,储能体电压为 $v_{dc1}+v_{dc2}$ ;如果选择工作模式二,储能体电压为 $v_{dc1}$ ;如果选择工作模式三,储能体电压为 $v_{dc2}$ ;如储能体电压高于系统所能接受的最小直流电压值 $V_{c1\_Ref.min}$ ,则在工作模式一中选择第一开关状态;在工作模式二中选择第三开关状态;在工作模式三中选择第五开关状态;

[0093] 第三步、占空比计算;

[0094] 最后将开关状态选择和占空比计算的结果传输至控制命令生成模块,进而输出给功率开关驱动模块。

[0095] 实施例6:一种双级三相储能变流器的控制方法,基于本实用新型公开的双级三相储能变流器,它包括三种工作模式:

[0096] 在工作模式一中,第六功率开关管106和第八功率开关管108处于常断开状态,第五功率开关管105和第七功率开关管107处于交替导通状态,第一储能体111和第二储能体112呈串联状态,二者共同参与电能变化;因此总体电压就会高于单一一个储能体参与工作时的电压。电路的控制就更为灵活,并且可以实现的功能更加丰富,降低总体电路功能对单一储能体电压波动的依赖,可以在单一储能体电压较低的时候实现无功补偿、谐波抑制和正常的功率变换,无需交流侧的变压器。

[0097] 在工作模式二中,第六功率开关管106处于常断开状态,第八功率开关管108处于常导通状态,第五功率开关管105和第七功率开关管107处于交替导通状态,仅第一储能体111参与电能转换;因此当第二储能体112出现故障或者电压降为0时,就可以切入工作模式二中,利用第一储能体111参与能量变换,不会影响电路工作。工作模式二中,第二储能体112通过第二滤波电感110和第八功率开关管108形成了通路,由于这种开关状态中的第二储能体112不参与工作,并且在切入这种开关状态前要判断第二储能体112的剩余电量较低、电压较低、断路或人为切除第二储能体112的情况下,才能进入这种工作模式。所以这个支路看似闭合,但是并没有电流或电流较小,可以忽略。

[0098] 在工作模式三中,第五功率开关管105和第七功率开关管107处于常断开状态,第六功率开关管106和第七功率开关管107处于交替导通状态,仅第二储能体112参与电能转换。由于这种开关状态中的第一储能体111不参与工作,并且在切入这种开关状态前要判断第一储能体111的剩余电量过低、电压较低、断路或人为的切除第一储能体111的情况下,才能进入这种开关状态。所以这个支路看似闭合,但是并没有电流或电流较小,并可以忽略。

[0099] 实施例7:如实施例6所述的一种双级三相储能变流器的控制方法,工作模式一包括两个开关状态:

[0100] 第一开关状态:第五功率开关管105导通,第七功率开关管107断开,第六功率开关管106和第八功率开关管108由于承受反向电压而呈截止状态,功率流向由第一储能体111、第二储能体112、第一滤波电感109、第二滤波电感110流向AC/DC变换模块的直流输出侧

$V_{c1}$ ; 第一滤波电感109的电流 $i_{L1}$ 和第二滤波电感110的电流 $i_{L2}$ 相同,均呈下降趋势,数值满足:  $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{dc1}+V_{dc2}-V_{c1}}{L1+L2}$ ; 输出电压 $V_{c1} = V_{dc1}+V_{dc2}$ ; 其中: $V_{dc1}$ 为第一储能体111的电压, $V_{dc2}$ 为第二储能体112的电压;

[0101] 第二开关状态:第五功率开关管105断开,第七功率开关管107导通,第五功率开关管105和第八功率开关管108由于承受反向电压而呈截止状态,功率流向由第一储能体111、第二储能体112对第一滤波电感109、第二滤波电感110进行充电;第一滤波电感109的电流 $i_{L1}$ 和第二滤波电感110的电流 $i_{L2}$ 相同,均呈上升趋势,数值满足:  $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{dc1}+V_{dc2}}{L1+L2}$ 。

[0102] 实施例8:如实施例7所述的一种双级三相储能变流器的控制方法,定义直流输出侧电压 $V_{c1}$ 的控制目标最小值为 $V_{c1\_Ref.min}$ ,第一开关状态和第二开关状态根据直流输出侧电压 $V_{c1}$ 而选择:

[0103] 当 $V_{dc1}+V_{dc2} > V_{c1\_Ref.min}$ 时,采用单级控制策略的方式,选择第一开关状态,这样就避免的功率开关管的频繁动作,较大的降低了功率开关管的开关损耗,提高了系统的效率;

[0104] 当 $V_{dc1}+V_{dc2} = V_{c1\_Ref.min}$ 时,电路切换到buck-boost工作,第五功率开关管105和第七功率开关管107呈交替导通,第一开关状态和第二开关状态交替出现。此时,第一滤波电感109的电流 $i_{L1}$ 和第二滤波电感110的电流 $i_{L2}$ 不会出现断续的情况,始终呈三角波状态,定义工作模式一中第五功率开关管105的开关周期为 $T1$ ,第五功率开关管105的占空比为 $D1$ ,共有以下三种电流的情况出现:

[0105] 1)、当 $i_{L1} = i_{L2} > 0$ 时,  $V_{c1} = (V_{dc1}+V_{dc2}) / (1-D1)$ ;

[0106] 2)、当 $i_{L1} = i_{L2} < 0$ 时,  $V_{c1} = (V_{dc1}+V_{dc2}) / D1$ ;

[0107] 3)、当 $i_{L1} = i_{L2}$ ,并且在0值上下交替出现时,能量流动取决于 $i_{L1} = i_{L2}$ 对时间的积分。如果积分值 $> 0$ ,则功率由第一储能体111和第二储能体112流向AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ , $V_{c1}$ 呈上升趋势;反之,当 $i_{L1} = i_{L2}$ 对时间的积分值 $< 0$ ,则功率由AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ 向第一储能体111和第二储能体112充电,系统整体的功率由交流侧向第一储能体111和第二储能体112充电,该系统工作在整流状态。

[0108] 实施例9:如实施例6所述的一种双级三相储能变流器的控制方法,工作模式二包括两个开关状态:

[0109] 第三开关状态:第五功率开关管105导通,第七功率开关管107断开,第六功率开关管106和第七功率开关管107由于承受反向电压而呈截止状态,功率流向由第一储能体111流向AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ ;第一滤波电感109的电流 $i_{L1}$ 呈下降趋势,数值满足:  $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{dc1}-V_{c1}}{L1}$ ; 其中: $V_{dc1}$ 为第一储能体111的电压;

[0110] 第四开关状态:第五功率开关管105断开,第七功率开关管107导通,第一储能体111通过功率开关管107和第八功率开关管108形成一个电流通路,第一储能体111向第一滤波电感109充电;第一滤波电感109的电流 $i_{L1}$ 呈上升趋势,数值满足:  $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{dc1}}{L1}$ ;

[0111] 在工作模式二中,第三开关状态和第四开关状态交替出现。第一滤波电感109的电流 $i_{L1}$ 不会出现断续的情况,始终呈三角波状态,第二滤波电感110连接的第二储能体112或由于故障状态,退出电路工作,因此 $i_{L2}$ 近似为0,定义工作模式二中第五功率开关管105的

开关周期为 $T_2$ ,第五功率开关管105的占空比为 $D_2$ ,共有以下三种电流的情况出现:

[0112] 1)、当 $i_{L1} > 0$ 时, $V_{c1} = V_{dc1} / (1 - D_2)$ ;

[0113] 2)、当 $i_{L1} < 0$ 时, $V_{c1} = V_{dc1} / D_2$ ;

[0114] 3)、当 $i_{L1}$ 在0值上下交替出现时,能量流动取决于 $i_{L1}$ 对时间的积分。如果积分值 $> 0$ ,则功率由第一储能体111流向AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ ,系统工作在逆变状态;反之,当 $i_{L1}$ 对时间的积分值 $< 0$ ,则功率由AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ 向第一储能体111充电,系统工作在整流状态。

[0115] 实施例10:如实施例6所述的一种双级三相储能变流器的控制方法,工作模式三包括两个开关状态:

[0116] 第五开关状态:第六功率开关管106导通,第八功率开关管108断开,功率流向由第二储能体112和第二滤波电感110流向AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ ;第二滤波电感110的电流 $i_{L2}$ 呈下降趋势,数值满足:
$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{dc} - V_{c1}}{L_2};$$

[0117] 第六开关状态:第六功率开关管106断开,第八功率开关管108导通,第二储能体112对第二滤波电感110进行充电,第二滤波电感110的电流 $i_{L2}$ 呈上升趋势,数值满足
$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{dc2}}{L_2};$$

[0118] 在工作模式三中,第五开关状态和第六开关状态交替出现。第二滤波电感110的电流 $i_{L2}$ 不会出现断续的情况,始终呈三角波状态,第一滤波电感109连接的第一储能体111或由于故障状态,退出电路工作,因此 $i_{L1}$ 近似为0,定义工作模式三中第六功率开关管1056的开关周期为 $T_3$ ,第六功率开关管106的占空比为 $D_3$ ,共有以下三种电流的情况出现:

[0119] 1)、当 $i_{L2} > 0$ 时, $V_{c1} = V_{dc2} / (1 - D_3)$ ;

[0120] 2)、当 $i_{L2} < 0$ 时, $V_{c1} = V_{dc2} / D_3$ ;

[0121] 3)、当 $i_{L2}$ 在0值上下交替出现时,能量流动取决于 $i_{L2}$ 对时间的积分。如果积分值 $> 0$ ,则功率由第二储能体112流向AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ ,系统工作在逆变状态;反之,当 $i_{L2}$ 对时间的积分值 $< 0$ ,则功率由AC/DC变换模块的直流输出侧 $V_{c1}$ 向第一储能体111充电,系统工作在整流状态。

[0122] 以上实施例仅用于说明本实用新型的技术方案,而非对本实用新型保护范围的限制,尽管参照较佳实施例对本实用新型作了详细地说明,本领域的普通技术人员应当理解,可以对本实用新型的技术方案进行修改或等同替换,而不脱离本实用新型技术方案的实质和范围。

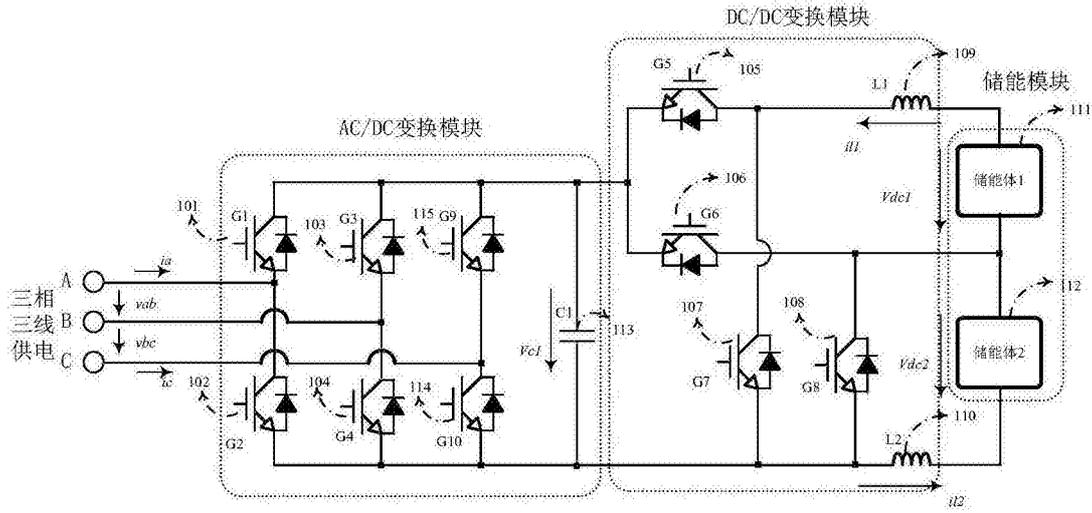


图1

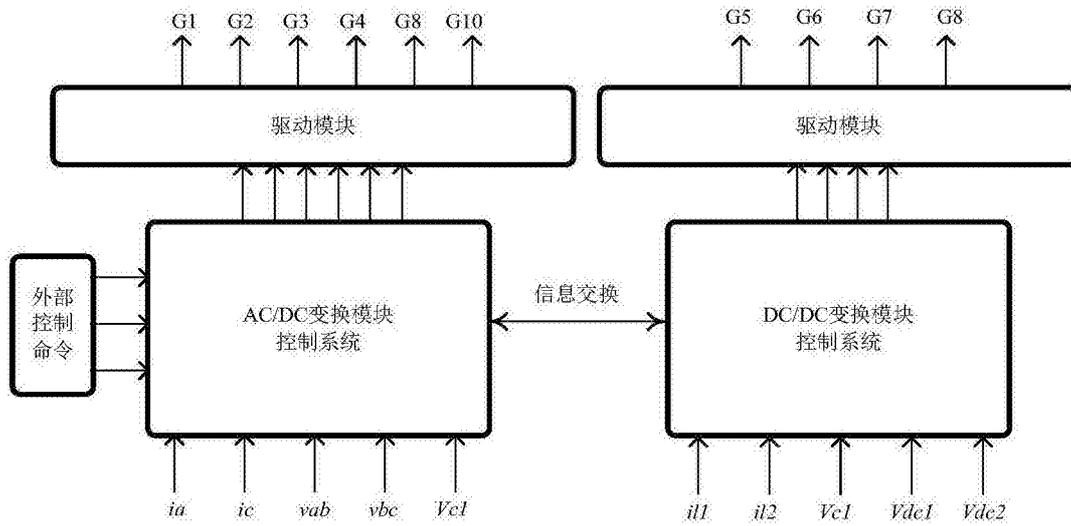


图2

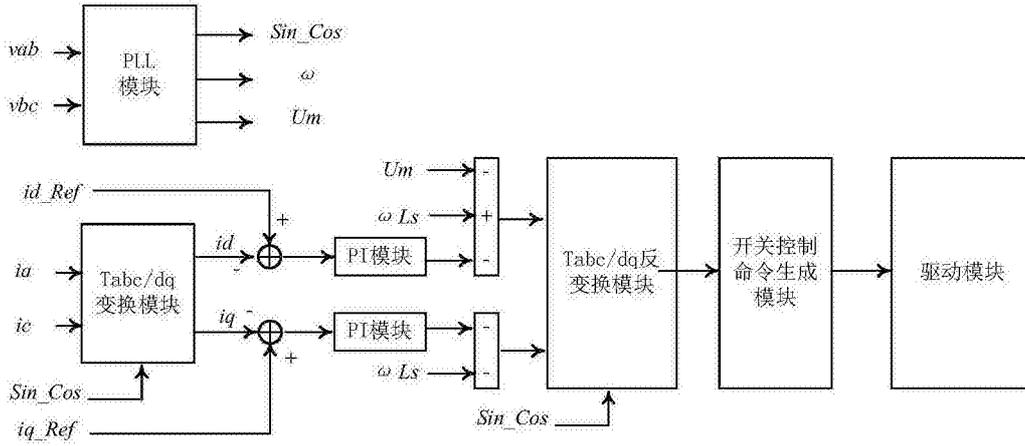


图3

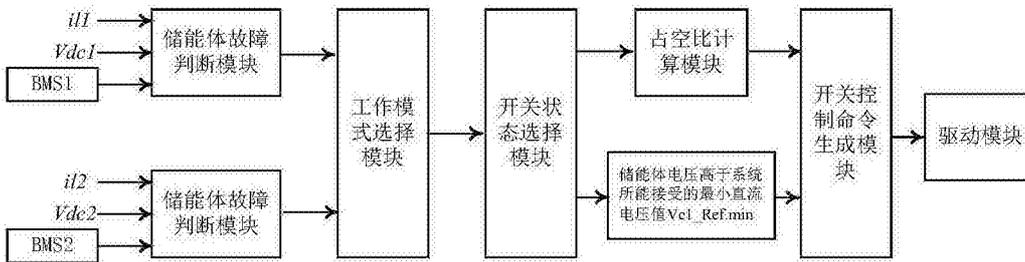


图4

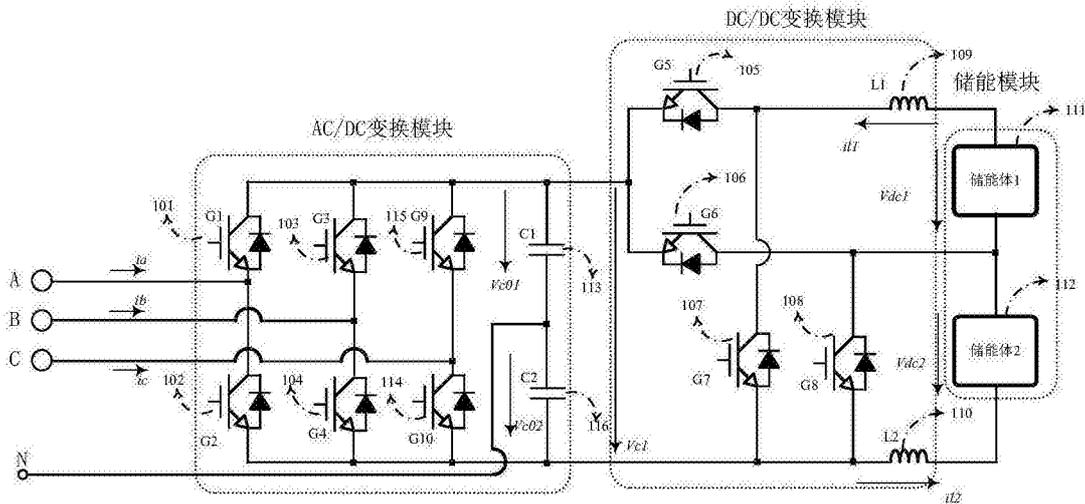


图5

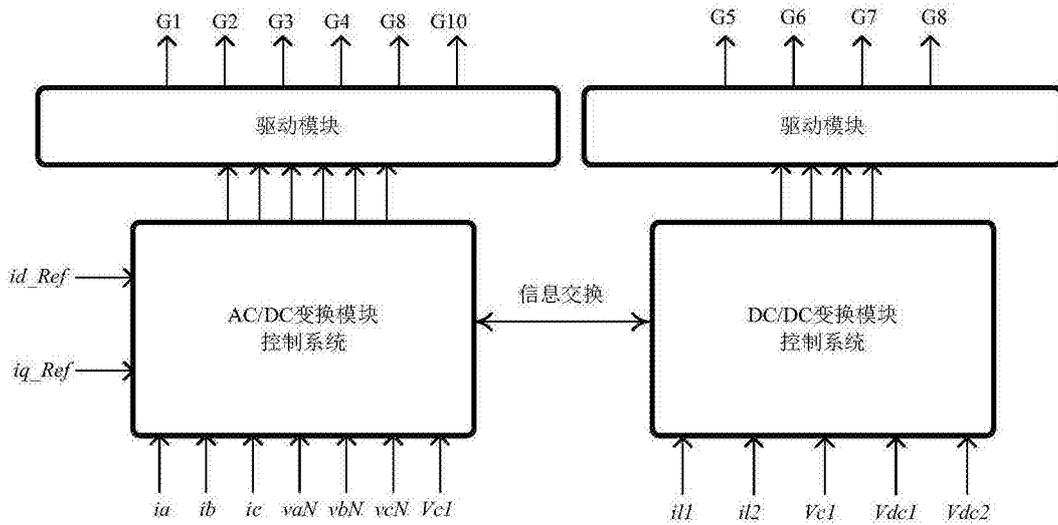


图6

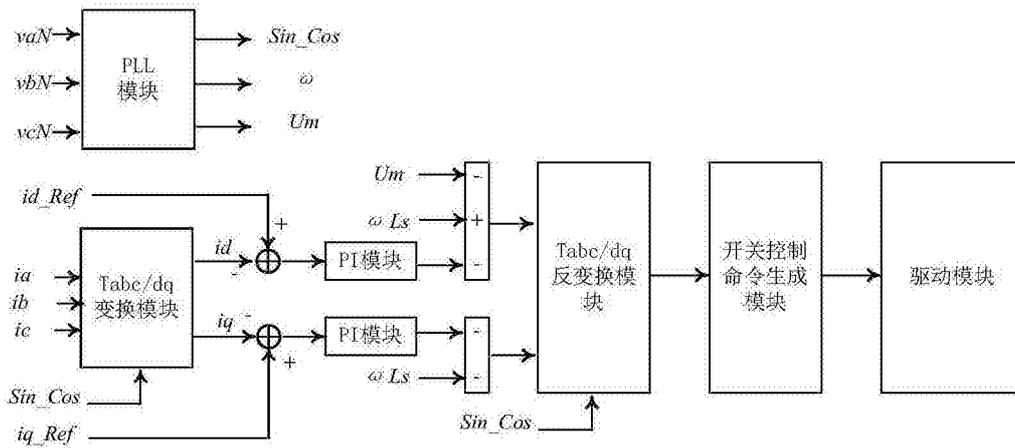


图7

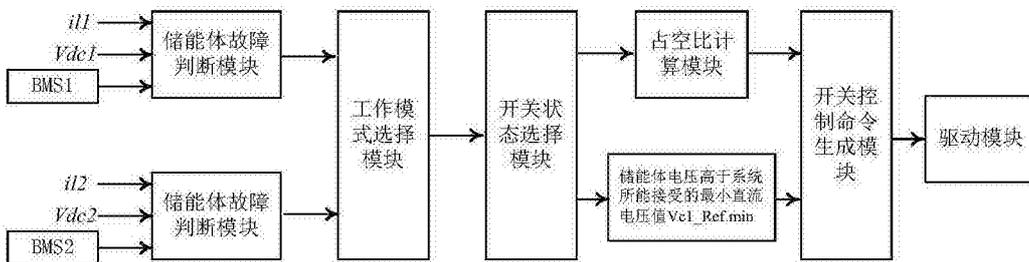


图8