



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101860318 B

(45) 授权公告日 2012. 01. 04

(21) 申请号 201010179481. 9

审查员 段冠男

(22) 申请日 2010. 05. 21

(73) 专利权人 中南大学

地址 410083 湖南省长沙市岳麓区麓山南路
932 号

专利权人 长沙中南升华科技发展有限公司

(72) 发明人 粟梅 孙尧 于晶荣 刘见 韩华

王辉 桂卫华 危初勇 王一军

李幸 周锋 罗朝旭

(74) 专利代理机构 长沙市融智专利事务所

43114

代理人 黄美成

(51) Int. Cl.

H02P 27/06 (2006. 01)

H02M 5/458 (2006. 01)

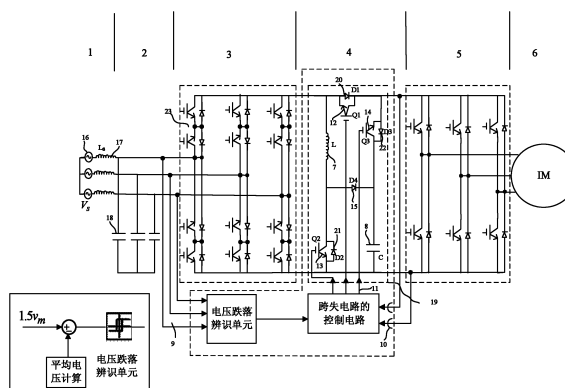
权利要求书 1 页 说明书 4 页 附图 3 页

(54) 发明名称

具有跨失能力的双级矩阵变换器的交流调速系统

(57) 摘要

本发明提供了一种具有跨失能力的双级矩阵变换器的交流调速系统,其特征在于,由三相电源、滤波电路、三相 PWM 整流电路、跨失电路、PWM 逆变电路和感应电机依次连接而成;所述的跨失电路由跨失电路主电路和跨失电路的控制电路组成。它是在现有的双级矩阵变换器中间直流箝位电路的基础上增添一些辅助元器件而构成的跨失电路。该跨失电路硬件电路包括三个 IGBT、三个二极管、一个电感和一个电容。本发明可以在保持双级矩阵变换器驱动系统系能的同时,使系统能够在电网电压跌落时仍然正常工作。



1. 一种具有跨失能力的双级矩阵变换器的交流调速系统,其特征在于,由三相电源(1)、滤波电路(2)、三相PWM整流电路(3)、跨失电路(4)、PWM逆变电路(5)和感应电机(6)依次连接而成;所述的跨失电路由跨失电路主电路(19)和跨失电路的控制电路组成;

跨失电路主电路(19)包括:

连接三相PWM整流电路(3)直流端正极和PWM逆变电路(5)直流端正极的第一二极管(20)、第一IGBT(12),第一二极管(20)与第一IGBT(12)并联;

与三相PWM整流电路(3)直流端并联的第一支路:连接三相PWM整流电路(3)输出端正极的电感(7)串联第二二极管(21)、第二IGBT(13)再接三相PWM整流电路(3)输出端负极;第二二极管(21)与第二IGBT(13)并联;

与PWM逆变电路(5)直流端并联的第二支路:连接PWM逆变电路(5)直流端负极的电容(8)串联第三二极管(22)、第三IGBT(14)再接PWM逆变电路(5)的直流端正极;在电感(7)和电容(8)的正极之间接有一个第四二极管(15);

跨失电路的控制电路为两输入三输出的组合电路:两输入分别为三相输入电源和跨失电路的输出电压,三输出分别连接跨失电路主电路(19)中的第一IGBT(12)、第二IGBT(13)和第三IGBT(14)的触发端。

2. 根据权利要求1所述的具有跨失能力的双级矩阵变换器的交流调速系统,其特征在于,所述的跨失电路的控制电路为:

交流电压互感器(23)的输入端接三相电源电压(9),输出端接虚拟整流器(24),虚拟整流器(24)的输出端接第一比较器(27)和第二比较器(28)的第一输入端;

期望整流输出电压信号接第一比较器(27)的第二输入端、锯齿波发生器(25)的输入端以及第三比较器(29)的第一输入端;锯齿波发生器(25)的输出端接第二比较器(28)的第二输入端;直流电压霍尔传感器(26)的输入端接跨失电路的输出电压,直流电压霍尔传感器(26)的输出端接第三比较器(29)的第二输入端;

第一比较器(27)的一输出直接接第一IGBT(12)的驱动单元,另一输出接非门(34)后再接第三IGBT(14)的驱动单元;

与门(30)的2个输入端分别接第二比较器(28)和第三比较器(29)的输出端;与门(30)的输出端接第二IGBT(13)的驱动单元。

具有跨失能力的双级矩阵变换器的交流调速系统

技术领域

[0001] 本发明属于交流调速技术领域,涉及一种具有跨失能力的双级矩阵变换器的交流调速系统。

技术背景

[0002] 矩阵变换器是近十年来电力电子领域里的研究热点,它具有很多优良特性,能量可以双向流通、输入输出电流正弦、输入功率因数可控,且无需大容量的储能元件、结构紧凑、体积小。特别是在单级矩阵变换器基础上发展起来的双级矩阵变换器,它不仅具备了单级矩阵变换器的优良特性,而且克服了单级矩阵变换器存在的钳位电路庞大,换流控制复杂等不足,成为目前最有发展潜力的一种电力变换器。在众多应用场合中,矩阵变换器在交流调速中是最有应用前景的,这是由双级矩阵变换器本身特点以及交流调速的广泛应用所决定的。但是,由现有的双级矩阵变换器结构以及感应电机构成的交流调速系统在现阶段并没有得到工业上的实际应用,很大一部分原因是受到双级矩阵变换器本身电路结构和实际应用中电网波动限制。而在众多类型的电网波动中,电压跌落是最为常见的一种,并且是对交流调速系统影响最为频繁的一种,为解决抑制电网电压跌落的影响,需要改变双级矩阵变换器电路结构或增加一些辅助电路才能使得由双级矩阵变换器构成的交流调速系统能承受电网的波动。

[0003] 电压跌落,是指在某一时刻电压的幅值突然偏离正常工作范围,经很短的一段时间后又恢复到正常水平的现象。根据 IEEE 1159-1995 在电力质量监控中推荐的标准对电压跌落特征量的界定范围是电压减小幅度为幅值标么值的 10% -90%,持续时间为半个周期到一分钟。通常情况下,电压跌落维持时间在几秒钟范围内,不会对设备产生损坏,但是对交流调速这样对电网扰动十分敏感的负载却带来很大的影响。对于传统的交流调速系统,已经有很多的科学工作者对此进行研究并给出了实际可行的方案,从而使得交流调速系统得到广泛应用。但对于还在发展中的由双级矩阵变换器构成的,具有克服电压跌落,即具有跨失能力的交流调速系统还未曾见有所报导。

发明内容

[0004] 本发明的目的是提出一种具有跨失能力的双级矩阵变换器的交流调速系统,该具有跨失能力的双级矩阵变换器的交流调速系统能克服电压跌落,具有跨失能力。

[0005] 本发明的技术解决方案如下:

[0006] 一种具有跨失能力的双级矩阵变换器的交流调速系统,其特征在于,由三相电源、滤波电路、三相 PWM 整流电路、跨失电路、PWM 逆变电路和感应电机依次连接而成;所述的跨失电路由跨失电路主电路和跨失电路的控制电路组成;

[0007] 跨失电路主电路包括:

[0008] 连接三相 PWM 整流电路直流端正极和 PWM 逆变电路直流端正极的二极管、第一 IGBT,二极管与第一 IGBT 并联;

[0009] 与三相 PWM 整流电路直流端并联的第一支路 :连接三相 PWM 整流电路输出端正极的电感串联一对二极管、第二 IGBT 再接三相 PWM 整流电路输出端负极 ;二极管与第二 IGBT 并联 ;

[0010] 与 PWM 逆变电路直流端并联的第二支路 :连接 PWM 逆变电路直流端负极的电容串联一对二极管、第三 IGBT 再接 PWM 逆变电路的直流端正极 ;

[0011] 在电感和电容的正极之间接有一个二极管 ;

[0012] 跨失电路的控制电路为两输入三输出的组合电路 :两输入分别为三相输入电源和跨失电路的输出电压,三输出分别连接跨失电路主电路中的第一 IGBT、第二 IGBT 和第三 IGBT 的触发端。

[0013] 所述的跨失电路的控制电路为 :

[0014] 交流电压互感器的输入端接三相电源电压,输出端接虚拟整流器,虚拟整流器的输出端接第一比较器和第二比较器的第一输入端 ;

[0015] 期望整流输出电压信号接第一比较器的第二输入端、锯齿波发生器的输入端以及第三比较器的第一输入端 ;锯齿波发生器的输出端接第二比较器的第二输入端 ;直流电压霍尔传感器的输入端接跨失电路的输出电压,直流电压霍尔传感器的输出端接第三比较器的第二输入端 ;

[0016] 第一比较器的一输出直接接第一 IGBT 的驱动单元,另一输出接非门后再接第三 IGBT 的驱动单元 ;

[0017] 与门的 2 个输入端分别接第二比较器和第三比较器的输出端 ;与门的输出端接第二 IGBT 的驱动单元。

[0018] 有益效果 :

[0019] 该具有跨失能力的双级矩阵变换器的交流调速系统由于采用了跨失电路,跨失电路是在现有的双级矩阵变换器中间直流箝位电路的基础上增添一些辅助元器件而构成的。该跨失电路硬件电路包括三个 IGBT、三个二极管、一个电感和一个电容。当电网电压出现跌落时,跨失电路发挥作用,通过泵升 PWM 整流电路输出的电压,保障逆变级维持期望的输入电压,使系统能够在电网电压跌落时仍然正常工作。

附图说明

[0020] 图 1 为由现有双级矩阵变换器构成的交流调速系统结构示意图 ;

[0021] 图 2 为由双级矩阵变换器基本结构和跨失电路构成的交流调速系统结构示意图 ;

[0022] 图 3 为跨失电路中控制单元的结构示意图。

具体实施方式

[0023] 以下将结合图和具体实施过程对本发明做进一步详细说明 :

[0024] 实施例 1 :

[0025] 如图 1,图 1 描述的为由双级矩阵变换器构成的交流调速系统,它由三相电源 1、滤波电路 2、三相 PWM 整流电路 3、箝位电路 41、PWM 逆变电路 5 和感应电机 6 组成。

[0026] 很明显,与传统交流调速系统不同的是,它的整流级的三相每相上下桥臂都是由两个 IGBT 和两个二极管 34 耦合而成,构成电流可以双向流通的电路 ;中间直流端连接整流

级和逆变级的为由一个电容 8 和一个二极管 35 组成的箝位电路 41。此外,它还多了与三相电源 16 连接的由三相电容 18 和电感 17 组成的输入滤波器。由于中间缺少了大电容和电感,系统显得紧凑,事实上相比于传统的交流调速系统,它不光具有输入输出性能上的多种优点,而且高的功率密度比也是它的一大特点。

[0027] 尽管如此,由于它中间缺少了大电容,PWM 逆变电路的输出电压直接受输入电网电压影响。当输入电压有扰动时,直接反映在输出电压,造成系统性能恶化。当电压跌落时,整流级按照 PWM 整流原理进行整流,此时整流级输出整流电压减小;而逆变级仍然按照正常情况下进行空间矢量调制,但是由于此时可利用的直流电压小于正常情况时的值,因此逆变级不仅仅输出电压减小,而且可能导致输出电流的畸变。因此,为了安全度过电压跌落时段,需要对电路拓扑结构进行改正。

[0028] 图 2:为加入了跨失电路 4 的双级矩阵变换器构成的交流调速系统的结构示意图。跨失电路 4 代替了原来的图 1 中的箝位电路 41,仔细比较可知,跨失电路 4 中仍然包含箝位电路。跨失电路 4 由跨失电路主电路 19 和跨失电路的控制电路组成:跨失电路主电路 19 由串联整流级和逆变级的一对二极管 20、第一 IGBT12,与整流级并联的一条支路:连接直流端正极的电感 7 串联一对二极管 21、第二 IGBT13 再串联直流端负极,与逆变级并联的一条支路:连接直流端负极的电容 8 串联一对二极管 22、第三 IGBT14 再串联直流端正极,连接两条支路的电感 7、电容 8 的一个二极管 15 组成;跨失电路的控制电路为两输入三输出的组合电路:两输入分别为三相输入电源 9 和跨失电路输出电压 10,三输出 11 分别连接跨失电路主电路 19 中的三个 IGBT,根据系统的功率不同,跨失电路中的 IGBT、二极管、电感和电容不同,对于小功率场合,系统连接三相市电时,跨失电路 4 中的电感 7 可选为 200 μ H,而电容 8 可选为 30 μ F,这样的电容电感体积不是很大,对实际系统的体积影响不大。

[0029] 当三相电源 16 正常时,串联整流级和逆变级的第一 IGBT12 一直处于导通状态,使得能量能够从逆变级流向整流级,与此同时由于与它反向并联的二极管 20 的作用,能量也能够从整流级流向逆变级,从而保证了能量的双向流通;与此同时,电感 7 的第二 IGBT13 和电容 8 的第三 IGBT14 都一直处于断开状态,这样电容 8 的二极管 22 和电容 8 仍然形成图 1 中的箝位电路 41;此时,系统的工作状态和图 1 中的由现有双级矩阵变换器构成的交流调速系统工作状态相同。

[0030] 当三相电源发生扰动,输出电压发生跌落时,串联整流级和逆变级的第一 IGBT12 处于断开状态,此时由于二极管 20 阴极电压高于阳极电压,因此整流级和逆变级之间没有直接的能量传递;与此同时,与电容 8 串联的第三 IGBT14 一直处于导通状态,使得能量能够由电容 8 传递到逆变级;此时,与电感 7 串联的第二 IGBT13 在开通与断开两种状态之间高速变化:当它处于导通状态时,电流通过整流级上桥臂再通过电感流向整流级下桥臂,此时电感 7 能储存一定的能量,而电容 8 则在此时通过第三 IGBT14 为逆变级提供能量;当它处于断开状态时,电流通过电感 7 和电容 8 之间的二极管 15 续流,此时电感 7 上储存的能量转移到电容 8 上,这样,通过适当控制第二 IGBT13 就能够使得在电压跌落过程中,电容 8 能够维持期望的逆变级期望的输入电压。

[0031] 三个 IGBT 的驱动信号是由跨失控制单元提供的,跨失控制单元输入信息来源于跌落辨识单元的和跨失主电路输出电容电压后者具有两个输入端,一旦检测到电压跌落,则输出相应驱动信号控制三个 IGBT 的开通与断开,跨失控制单元的另一个作用是同时输

出跨失力矩给定,以提高跨失能力。

[0032] 图 3 表示的是跨失控制单元的基本原理框图。交流电压互感器 23 的输入为三相电源电压 9,将高电压转换成低电压信号输出给虚拟整流器 24,虚拟整流器 24 的功能类似实际三相 PWM 整流器,都是将三相交流信号整流成直流信号,它们的数学模型是一样的,都是 $u_{dc} = \vec{d}_r \bullet \vec{u}_{in}$,其中 u_{dc} 为整流输出的直流电压,为标量, \vec{d}_r 为整流占空比矢量,它是按照正常工作时三相 PWM 整流器的电流空间矢量调制策略确定的, \vec{u}_{in} 为整流输入的电压矢量,其中实际三相 PWM 整流器的 \vec{u}_{in} 为滤波电路中的三相电容 18 上的电压合成的电压矢量,而虚拟整流器的输入电压为交流电压互感器 23 检测得到的三相电容 18 上的三相电压合成的电压矢量,二者之间存在倍数关系,而且最重要的区别是,对于实际三相 PWM 整流器,占空比矢量 \vec{d}_r 是通过实际调制来实现的,而虚拟整流器 24 仅仅为纯数学的运算,计算得到的结果即为虚拟整流器 24 的输出电压 u_{dc} ,这样虚拟整流器 24 得出的为与实际整流级的输出电压成正比的值;锯齿波发生器 25 的输入为期望的整流输出电压,即电压正常情况下的整流级 3 的输出电压,此时输入的期望输出电压范围与交流电压互感器 23 输出电压经整流后的范围一致,作为锯齿波发生器 25 的幅值,锯齿波发生器 25 的频率可以根据实际需求确定,电网电压跌落时,锯齿波发生器 25 的频率就是跨失电路的 PWM 调制频率,而跨失电路 4 工作时为一个 Boost 电路,按照设计 Boost 电路的一般要求,同时考虑到 PWM 逆变电路实际调制时在一个 PWM 周期中分两段调制的特点,可以低于一般 Boost 电路设计的频率,选 10K-30K 即可满足要求;虚拟整流器 24 输出和锯齿波发生器 25 输出作为第二比较器 28 的输入,当虚拟整流器 24 输出高于锯齿波发生器 25 输出时,第二比较器 28 输出为高电平,反之则输出低电平。这样当发生电压跌落时,锯齿波发生器 25 在一个周期内的输出从零增加到期望幅值,第二比较器 28 输出的高低电平在一个周期内各维持一段时间。当电压正常时,虚拟整流器 24 的输出等于锯齿波发生器 25 输出,因而第二比较器 28 输出低电平。第二比较器 28 的输出接与门 30 的一端。当虚拟整流级 24 输出和期望整流输出电压作为第一比较器 27 的输入,当前者等于后者时,第一比较器 27 输出为高电平,反之输出低电平,第一比较器 27 的一输出直接接 IGBT12 的第二驱动单元 32,另一输出接非门 34 后再接第三 IGBT14 的第一驱动单元 31。

[0033] 与门 30 的另一输入为第三比较器 29 的输出,第三比较器 29 的两输入分别为期望的整流级 3 输出电压和跨失电路 4 的输出电压 10,后者 10 经直流电压霍尔传感器 26 后已转换成与期望整流输出电压范围相同的电压值;当跨失电路 4 的输出电压 10 高于期望整流输出电压时,第三比较器 29 输出为低电平,反之输出为高电平。与门 30 的输出接 IGBT13 的第三驱动单元 33。这样,当电压跌落时,并且跨失电路 4 输出电压 10,即逆变级 5 输入电压 9 低于期望整流级输出电压时,一个锯齿波周期内与门 30 输出为高电平和低电平;其他情况,与门 30 输出的始终为低电平。和与门 30 输出高低电平对应的是第二 IGBT13 的导通与关断。

[0034] 上述对本发明进行了详述,但是需要申明的一点是,本发明中的跨失电路 4 主电路 19 是基础,虽然上面给出了它的控制单元,但这仅仅只是一种控制方案,对跨失电路 4 主电路 19 的控制可以与对双级矩阵变换器的控制结合起来进行,即控制方法不是唯一的。

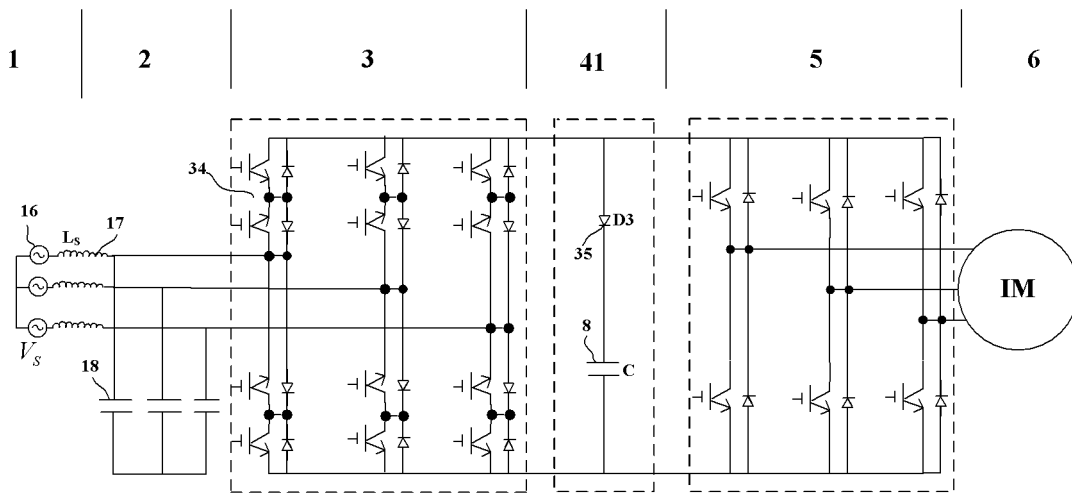


图 1

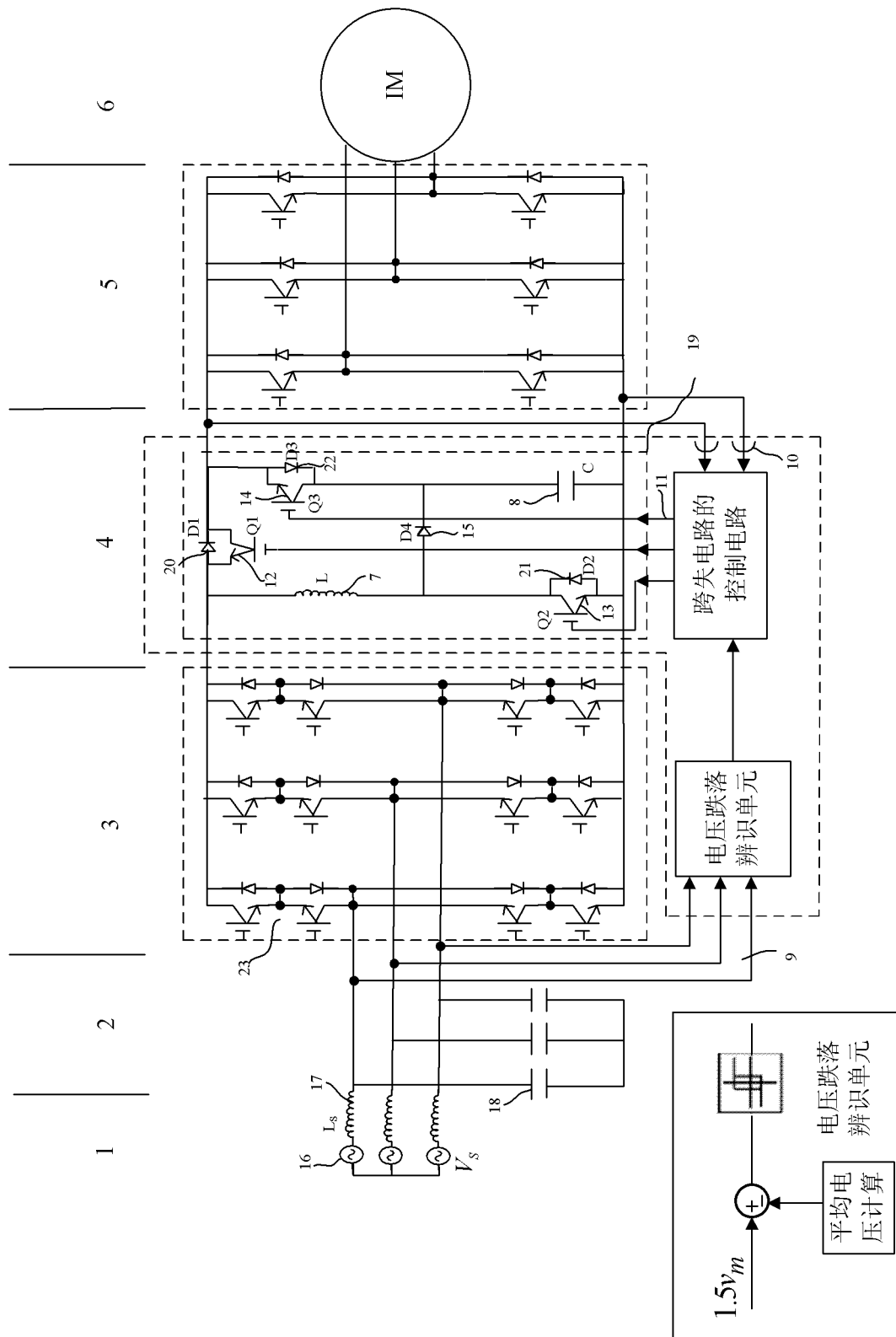


图 2

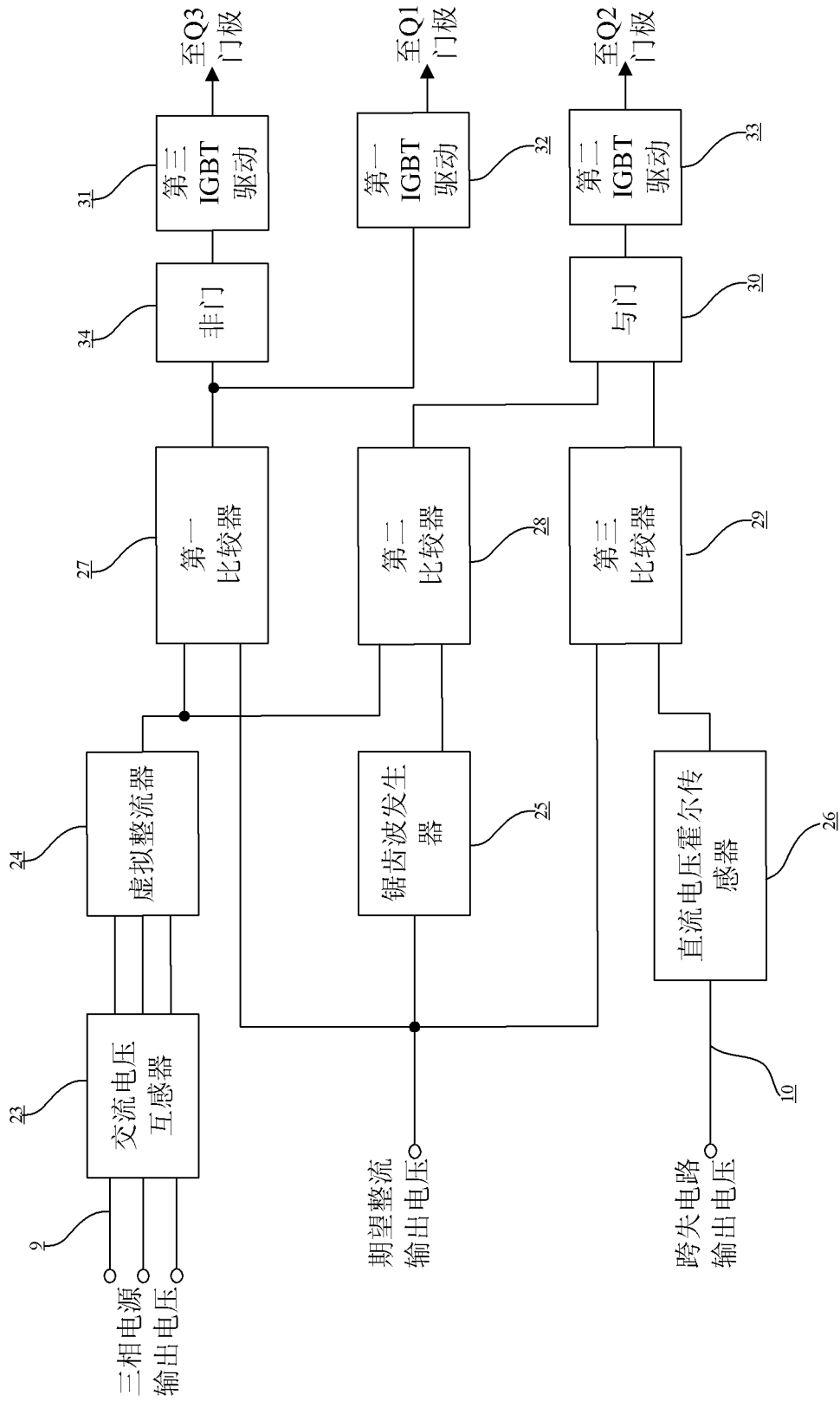


图 3