



# [12] 实用新型专利说明书

专利号 ZL 200720103436.9

[45] 授权公告日 2008年2月6日

[11] 授权公告号 CN 201018419Y

[22] 申请日 2007.2.2

[21] 申请号 200720103436.9

[73] 专利权人 清华大学

地址 100084 北京市 100084 信箱 82 分箱清  
华大学专利办公室

[72] 发明人 李永东 饶建业

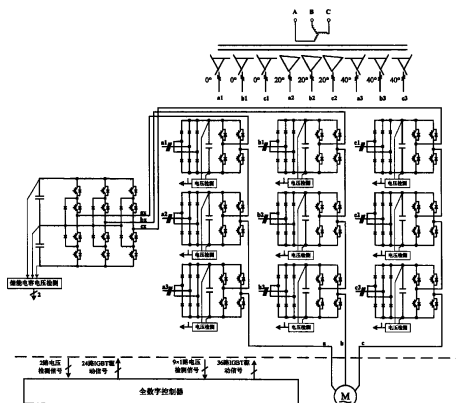
权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 9 页

## [54] 实用新型名称

带储能单元的多电平变频驱动装置

## [57] 摘要

本实用新型属于高压多电平变频技术领域，其特征在于主电路由 H 桥串联型变频器和一组储能逆变器装置组成。H 桥串联型变频器由多绕组隔离变压器供电，储能逆变器装置连接有无源的储能电容，储能电容可根据相应系统的功率等级选取。该变频驱动装置三相桥臂的主开关器件根据输出电压等级和通过电流的不同，可选用相应的功率半导体开关器件。控制器以高性能数字信号微处理器为核心生成 PWM 控制信号。该结构在传统 H 桥串联型变频器基础上，增加了一组储能逆变器装置，不仅可以实现利用储能电容动态存储能量的目的，同时还可以使得电压谐波含量小，提高了变频驱动装置的效率和性能。



1、带储能单元的多电平变频驱动装置，其特征在于，所述多电平变频驱动装置含有：多绕组副边移相隔离变压器，H桥串联变频器，储能逆变器以及全数字控制器，其中：

多绕组副边移相隔离变压器，原边为三相绕组，输入电网电压，副边为多组三相绕组，每一组三相绕组输出的线电压相位依次移过相同相位角；

H桥串联变频器，是一个控制电机用的三相变频器，该变频器的每一相由多级H桥功率变换单元串联而成，所述每一相中的H桥功率变换单元的个数与所述变压器副边的三相绕组的组数相等，每一组三相绕组连接一个H桥功率变换单元，其中，所述的每一个H桥功率变换单元包括：整流部分，逆变部分和直流母线电容及其检测环节，其中：

整流部分，是三相功率二极管不可控整流器，其三相输入端和所述多绕组副边移相隔离变压器副边的输出端相连，而输出端并联到所述直流母线电容及其检测环节内的直流母线电容上，

直流母线电容及其检测环节，含有：直流母线电容以及电压传感器，电压传感器并联在该直流母线电容上，检测母线电容的电压并输出到所述全数字控制器的相应模块输入端，

逆变部分，是一种多电平H桥结构，其桥臂与所述整流部分的输出端相并联，各相桥臂上串联的各功率开关器件根据输出电压的等级的不同采用相应等级的功率半导体开关元件；

储能逆变器，含有：储能电容部分，储能用逆变器部分和储能电容的电压检测环节，其中，

电压检测环节是一个电压传感器，并联在所述储能电容上检测储能电容的电压，并输出到所述全数字控制器的相应模块的输入端，

储能用逆变器部分，采用二极管箝位型多电平结构，或者一级H桥功率单元结构，各相桥臂上串联的各功率开关器件根据输出电压等级的不同而采用相应等级的功率半导体开关元件，所述储能用逆变器部分的三个输出端分别接到所述H桥串联变频器的三相中的一端；

全数字控制器，含有：数字信号微处理器DSP，脉宽调制信号扩展电路，以及分别驱动储能逆变器中各半导体功率开关器件和H桥串联变频器中各半导体功率开关器件的两个脉宽信号PWM驱动电路，其中：

数字信号微处理器DSP，设有两组模拟输入端，分别输入所述储能电容电压的反馈信号以及H桥串联变频器中母线电容电压的反馈信号，

脉宽调制信号扩展电路，采用 FPGA 或者 CPLD，输入端与所述数字信号微处理器 DSP 的 PWM 信号输出端相连，

第一 PWM 信号驱动电路，输入端与所述脉宽调制信号扩展电路的相应输出端相连，输出用于驱动储能逆变器中的半导体功率开关器件，

第二 PWM 信号驱动电路，输入端与所述脉宽调制信号扩展电路的另一路输出端相连，输出用于驱动 H 桥串联变频器中各 H 桥功率变换单元内的半导体功率开关器件。

2、根据权利要求 1 所述的带储能单元的多电平变频驱动装置，其特征在于，所述 H 桥串联变频器用二极管箝位型多电平结构代替。

3、根据权利要求 1 所述的带储能单元的多电平变频驱动装置，其特征在于，所述 H 桥串联变频器中的逆变器部分是一种两电平 H 桥结构。

## 带储能单元的多电平变频驱动装置

### 技术领域

本实用新型涉及电力电子多电平拓扑结构，具体是指一种带储能单元的多电平变频调速装置的拓扑。

### 背景技术

能源短缺和环境污染是人类当前面临的共同的世纪难题。我国能源生产和消费已列世界前茅，但仍远远满足不了工业生产和人民生活发展的需要。而我国工业用的高压大容量交流电动机目前大部分为直接恒速拖动，每年造成大量的能源浪费，如果能采用变频调速技术实现变速运行，则节能效果明显。因此，开发高性能高效率的大容量交流电机变频调速系统并推广应用，对我国工业降低单产能耗具有重大意义。

我国现有的交流电动机 200kW 以下是低压 380V，200kW 以上电机电压等级多为 6kV 和 10kV。由于受功率器件耐压水平和载流能力的限制，传统两电平逆变器的变换装置难以满足高压大功率电能变换的要求。相比之下，多电平变换器及其相关技术具有诸多显著优点，包括：（1）、输出电压更加接近正弦，电压谐波含量小；（2）、输出电压  $dv/dt$  小，对负载（比如电机）的绝缘影响小，同时大大降低电磁干扰的水平；（3）、以低耐压水平的单管构成高压系统，解决高压系统的单管耐压问题。因此，多电平逆变器及其相关技术被业界认为在高压大容量领域中具有广阔的应用前景。

目前，多电平变换器及其相关技术在大容量变频调速领域中已取得了良好的效果和显著的经济效益，然而事实上，多电平变频调速技术仍然还有进一步节能和提高效率的潜力，这就是将生产过程中的制动能量存储再利用。对于一些要求电机快速启动，制动，和频繁正反转的系统，如高速电梯、矿井提升机、大型龙门刨床等，实现制动能量的高效利用具有十分重要的现实意义。

目前采用多电平技术的中高压变频装置有交—直—交电压型多电平结构的变频装置和电压型 H 桥串联的变频装置。

已有的交—直—交电压型多电平变频装置结构，前级的交—直部分多采用不可控整流器，通过电网或恒定的交流电压源来供电，后级的直—交部分采用多电平逆变器，以获得相应的

多电平电压输出。对于后级的多电平逆变器结构，目前主要应用的是二极管箝位型结构。附图 1 所示的是传统的三电平二极管箝位型交—直—交电压型变频装置。

已有的 H 桥串联型变频器的主电路一般结构如图 2 所示，图 2a 中副边多重化移相隔离变压器为各 H 桥功率单元提供三相交流输入，每个 H 桥功率单元为三相不可控整流、两电平 H 桥逆变器和直流母线电容结构，如图 2b 所示，每个 H 桥使用低压开关器件，多个 H 桥单元输出串联实现高压输出，输出电压波形更接近正弦，不用输出滤波器，同时网侧电流谐波小。

交—直—交电压型多电平结构的变频装置和电压型 H 桥串联的变频装置，他们的应用已经取得了一定的效果，但也存在着一些问题。如上述这两类变频装置，前级输入都采用的是不可控整流器，由于不可控整流器各桥臂使用的是单向导通的二极管，所以在电机制动时，制动能量无法反向流动。对于这部分制动能量，传统的做法是在电机处于制动状态时，将一个制动电阻串联开关再并联接到直流母线上，如图 3 所示，将制动能量完全转化为制动电阻上的热能损耗掉。这种结构对于需要电机频繁启动制动的调速系统而言，能量的浪费是巨大的。

#### 实用新型内容：

本实用新型的目的是设计一种高效节能的多电平变频调速装置的拓扑结构，本实用新型解决了大容量电机变频调速中制动能量的储存及再利用的问题，同时在不增加系统输入电源的前提下，实现了输出电压电平数的增加，还可以提高系统的可靠性，该变频装置可以应用于中高压调速领域。

本实用新型的特征在于，其系统结构如图 4a 所示，包含有：多绕组副边移相隔离变压器 1，H 桥串联变频装置 2，一组储能逆变器装置 3 以及全数字控制器 4：

所述的多绕组副边移相隔离变压器，是指其原边绕组为三相绕组，输入为电网电压，副边绕组为多组三相绕组，每一组三相绕组输出的线电压相位依次移过相同相位角；

所述的 H 桥串联变频装置，将上述每一组三相绕组连接一个 H 桥功率变换单元，把不同相移的三相绕组连接的多级两电平 H 桥功率变换单元的输出进行串联，如图 4a 中 2 所示，其中所述的每一个两电平 H 桥功率变换单元，如图 2b 所示，包括整流部分 1，逆变部分 2 和直流母线电容及其检测环节 3；

所述整流部分为三相功率二极管不控整流部分，其三相输入端和多绕组副边移相隔离变压器副边的输出端相连接，其输出电压母线端与逆变部分连接；

所述逆变部分，是一种两电平 H 桥结构，逆变部分的单个桥臂由两个功率开关器件串联而成，逆变部分的桥臂与整流部分的输出相并联，各功率开关器件根据输出电压等级的不同而采用相应等级的功率半导体开关元件；

所述直流母线电容及其检测环节，是指在两电平 H 功率变换单元的母线上并联电容，并且由电压传感器接在电容上，检测母线电容电压；

将上述的 H 桥串联变频装置的三相的一端接电机（负载）三相的输入端，将上述的 H 桥串联变频装置的三相的另一端接储能逆变器装置的输出端；

所述的储能逆变器装置，如图 4b 所示，分为储能电容部分 1、逆变器部分 2 和储能电容电压检测环节 3，该装置的特点是直流母线侧不需要电源供电，而只是在母线上并联具有较大容量值的储能电容，并且在每个储能电容上接有电压检测环节，所述逆变器部分可以采用二极管箝位型多电平结构，如图 5a 所示，也可采用一级 H 桥功率单元结构，如图 5b 所示，各相桥臂上串联的各功率开关器件根据输出电压等级的不同而采用相应等级的功率半导体开关元件，所述储能逆变器装置的输出端 ax, bx, cx 接上述的 H 桥串联变频装置的三相的一端；

其中，上述储能逆变装置的储能电容电压检测环节，由电压传感器并接在储能电容上，采样检测储能电容电压，将其作为反馈信号输入全数字控制器，由全数字控制器计算并发出相应的 PWM 脉宽调制信号，来控制变频调速装置的工作状态。

所述的全数字控制器，如图 6 所示，包括数字信号微处理器、脉宽调制信号扩展电路及脉宽调制信号的驱动电路；

所述数字信号微处理器，其模拟输入为  $N_1$  路储能逆变器装置母线电容电压值和  $3 \times N_2$  路 H 桥功率单元的母线电容电压值，经过模拟输入接口电路进行变换，然后输入到数字信号微处理器的模数转换接口；数字信号微处理器包括 6 路脉宽调制输出口和作为辅助控制线的 1 条 I/O 口；

所述脉宽调制信号扩展电路，是一个现场可编程门阵列器件，数字信号微处理器的 6 路脉宽调制输出口和作为辅助控制线的 1 条 I/O 口连接到脉宽调制信号扩展电路，所述脉宽调制信号扩展电路输出  $6 \times N_1$  路脉宽调制脉冲信号，控制上述储能逆变器装置，同时，所述脉宽调制信号扩展电路还输出  $12 \times N_2$  路脉宽调制脉冲信号，控制上述 H 桥串联变频装置，所述 1 条 I/O 口作为故障时控制封锁 PWM 脉冲输出；

所述脉宽调制信号的驱动电路，输入所述脉宽调制信号扩展电路输出的  $6 \times N_1$  以及  $12 \times N_2$  路脉宽调制脉冲信号，输出相应的脉宽调制功率驱动信号，所述的脉宽调制功率驱动信号

分别连接到所述储能逆变器装置和 H 桥串联变频装置各相桥臂上对应的功率开关器件；

其中，所述的  $N_1$  为储能逆变器装置的储能电容的数目，取值在 1~4 之间，所述的  $N_2$  为每三相串联两电平 H 桥功率变换单元的级数，取值在 2~10 之间。

本实用新型具有的优点和创新之处：

1、相对于传统的 H 桥变频装置，本实用新型通过增加一组储能逆变器装置，解决了大容量电机变频调速过程中制动能量的储存及再利用问题。该变频调速装置可以应用于中高压调速领域；

2、由于本实用新型提出的一组储能逆变器装置是不需要电源供电的，因此，本实用新型可以在不增加原有 H 桥串联变频装置输入电源的前提下，增加系统输出电压的电平数，减小输出电压谐波，提高系统的性能；

3、当 H 桥串联变频装置出现故障时，储能逆变器装置可以在短时间内为负载提供能量，起到备份电源的作用，提高了系统的可靠性。

附图 8a、8b、8c，附图 9a、9b 为本方案采用的控制技术在一个实验系统上的波形。图 8a 为电机快速启动时储能电容电压的仿真波形，图 8b 为电机快速制动时储能电容电压的仿真波形，图 8c 为电机正常工作时储能电容电压的仿真波形，波形表明，在电机快速启动时，储能电容将能量迅速释放给电机，提供启动能量，电容电压下降，在电机快速制动时，电机的制动能量存储到储能电容中，储能电容吸收制动能量，电容电压上升，在电机正常工作时，储能电容电压可以稳定在一个范围内，可增加了系统输出电压的电平数。图 9a 为变频装置输出到的异步电机的线电压仿真波形，图 9b 为其输出线电压的实验波形，波形表明本系统方案可以实现高压多电平输出，同时具有上文所述优点。

附图说明：

图 1 为传统的三电平二极管箝位型交—直—交电压型变频装置结构；

图 2a 已有的 H 桥串联型高压变频器的主电路一般结构，其中 1 为副边多绕组移相隔离变压器，2 为两电平 H 桥功率单元串联结构；

图 2b 两电平 H 桥功率单元，其中 1 为不可控整流部分，2 为逆变部分，3 为直流母线电容及其检测环节；

图 3 带制动电阻的电压型变频装置结构；

图 4a 为带储能单元的多电平变频驱动装置系统结构图，其中 1 为副边多绕组移相隔离变压器，2 为两电平 H 桥功率单元串联结构，3 为储能逆变器装置；4 为全数字控制器；

图 4b 储能逆变器装置的结构图；

图 5a 二极管箝位型储能逆变器装置的结构；

图 5b 一级 H 桥功率单元储能逆变器装置的结构；

图 6 全数字控制器的电路逻辑原理框图；

图 7a 采用二极管箝位型三电平结构的储能逆变器装置的 10kV 变频装置的结构图；

图 7b 为其对应的全数字控制器的电路逻辑原理图；

图 8a 电机快速启动时储能电容的仿真波形；

图 8b 电机快速制动时储能电容的仿真波形；

图 8c 电机正常工作时储能电容的仿真波形；

图 9a 变频装置输出的线电压的仿真波形；

图 9b 变频装置输出的线电压的实验波形。

### 具体实施方式：

为实现上述目的，本实用新型采用以下方案：

本实用新型拓扑由多绕组副边移相隔离变压器、多个两电平 H 桥功率变换单元（以下简称两电平 H 桥功率单元）、一组储能逆变器装置及全数字控制器组成，见图 4a 所示。

所述多绕组副边移相隔离变压器（以下简称移相隔离变压器），其副边绕组为多组三相绕组，每三组绕组输出电压相位依次移过相同相位角；每一个输出三相绕组连接一个两电平 H 桥功率单元，将不同相移的三相绕组连接的两电平 H 桥功率单元的输出串联。

所述两电平 H 桥功率单元如图 2b 所示，分为整流部分 1、两电平 H 桥逆变部分 2 和直流母线电容电压检测环节 3， $a_1$ 、 $b_1$ 、 $c_1$  为三相交流输入，整流部分为三相功率二极管不控整流；中间直流环节并联母线电容及其电压检测环节，逆变部分为两电平 H 桥结构， $x_1$ 、 $x_2$  为单元电压输出。

所述一组储能逆变器装置如图 4b 所示，分为储能电容部分 1、逆变部分 2 和储能电容电压检测环节 3，直流母线侧不需要电源供电，而只是在母线上并联具有较大容量值的电容以及电容电压检测环节，上述逆变部分为一组 N 电平逆变器结构，其中，所述 N 是指储能逆变器装置输出相电压的电平数，所述储能逆变器装置的三相输出端  $a_x$ ， $b_x$ ， $c_x$  接上述的 H 桥串



联变频装置的一端。

在实现储能变频器装置上，可以采用二极管箝位型多电平结构，以二极管箝位型三电平为例，如图 5a，储能电容电压检测环节 1 输出两路检测信号，功率开关  $S_{11}\sim S_{14}$ 、 $S_{21}\sim S_{24}$  和  $S_{31}\sim S_{34}$  构成三相三电平桥臂，12 路 PWM 驱动信号  $g_{11}\sim g_{14}$ 、 $g_{21}\sim g_{24}$ 、 $g_{31}\sim g_{34}$  作为相应功率开关的驱动触发信号， $a_x$ 、 $b_x$ 、 $c_x$  为装置电压输出端子。

也可以采用一级 H 功率单元结构，如图 5b 所示，储能电容电压检测环节 1 输出三路检测信号，功率开关  $S_{11}\sim S_{14}$ 、 $S_{21}\sim S_{24}$  和  $S_{31}\sim S_{34}$  分别构成三相 H 桥功率单元的三电平桥臂，12 路 PWM 驱动信号  $g_{11}\sim g_{14}$ 、 $g_{21}\sim g_{24}$ 、 $g_{31}\sim g_{34}$  作为相应功率开关的驱动触发信号， $a_x$ 、 $b_x$ 、 $c_x$  为装置电压输出端子。

所述全数字控制器的电路逻辑原理框图见附图 6，以高性能数字信号微处理器（Digital Signal Processor）如 TI 公司的 TMS320LF2812 为核心，以 6 路 PWM 输出口和 1 条 I/O 口作为辅助控制线，通过现场可编程门阵列器件（Field Programmable Gate Array/Complex Programmable Logic Device）如 EPM7128S 扩展为  $6\times N_1$  和  $12\times N_2$  路 PWM 输出，然后经驱动电路生成  $6\times N_1$  以及  $12\times N_2$  路驱动 PWM 脉冲信号，去触发  $6\times N_1$  以及  $12\times N_2$  个功率半导体开关，其中 1 条 I/O 口作为故障时控制封锁 PWM 脉冲输出。模拟输入接口电路完成信号调理和隔离的功能，将  $N_1$  路检测到的储能变频装置母线上的  $N_1$  个电容电压信号，以及  $3\times N_2$  路两电平 H 桥功率单元母线上  $3\times N_2$  个母线电容电压信号进行变换后输入到 DSP 的模数转换口。软件实时计算出各个电容电压值与设定的偏差，预测并发出实时的 PWM 控制脉冲，以此动态控制各个电容电压在设定值，完成在电机快速启动、制动及稳定运行时，各电容电压的动态控制，实现整个变频调速装置的稳定运行，同时，也由软件生成的 PWM 信号控制变频装置的交流电压输出。人机接口和通信单元通过串行通信接口完成键盘显示以及和 PC 机通信和监控的功能；开关量输入输出单元完成系统运行状态的监控、功率器件过流、过热等故障保护功能，其他外围控制功能，视具体实现要求而定。

附图 7a，7b 为一个 10kV 高压多电平变频驱动装置的实现：移相隔离变压器的副边输出 9 组三相交流电压分别为  $a_1$ 、 $b_1$ 、 $c_1$ 、 $a_2$ 、 $b_2$ 、 $c_2$ 、 $a_3$ 、 $b_3$ 、 $c_3$ ，原边输入 10kV，副边输出线电压有效值为 2200V，线电压移相角度每三组分别为 0 度、20 度、40 度，可以使输入功率因数达到 95%。储能逆变器装置采用二极管箝位型三电平结构，如图 7a 所示，中间直流环节电容由两组耐压和容量相同的储能电容组串联，串联中性点引出，作为三电平逆变桥的中点，采用电压传感器检测单元电容电压； $S_{11}\sim S_{14}$ 、 $S_{21}\sim S_{24}$  和  $S_{31}\sim S_{34}$  为 12 个 3300V 耐压的 IGBT，分别构成三相三电平桥臂，由 PWM 驱动单元发出的触发信号  $g_{11}\sim g_{14}$ 、 $g_{21}\sim g_{24}$  和  $g_{31}\sim g_{34}$

分别触发开关管  $S_{11} \sim S_{14}$ 、 $S_{21} \sim S_{24}$  和  $S_{31} \sim S_{34}$ ，箝位支路二极管为 6 个相同电压等级的快恢复功率二极管。两电平 H 桥逆变单元结构如图 2b 所示，各个开关管采用 3300V 耐压的 IGBT，每单元输出交流电压大于 2000V，每相为三个两电平 H 桥功率单元串联，串联后三相一端与储能逆变器装置的输出端相连，保证相连叠加后输出相电压大于 6000V，输出线电压达到 10kV。

图 7b 为其对应的全数字控制器电路逻辑原理图，以高性能数字信号微处理器 TMS320LF2407A 为核心，其 6 路 PWM 输出口和 1 条 I/O 口作为辅助控制线，通过 FPGA/CPLD 器件 EPM7128S 扩展为 48 路 PWM 输出，经驱动电路生成 48 路驱动信号，分别触发储能逆变器装置的 12 个 IGBT 以及 9 个两电平 H 桥功率单元的 36 个 IGBT，2 路检测到的储能电容电压信号以及 9 路 H 桥功率单元的母线电容电压信号调理后，经模数转换进入 DSP，其串口输出到键盘显示，同时和 PC 机通信，开关量输入输出单元为系统运行状态的监控、IGBT 过流、热保护功能。

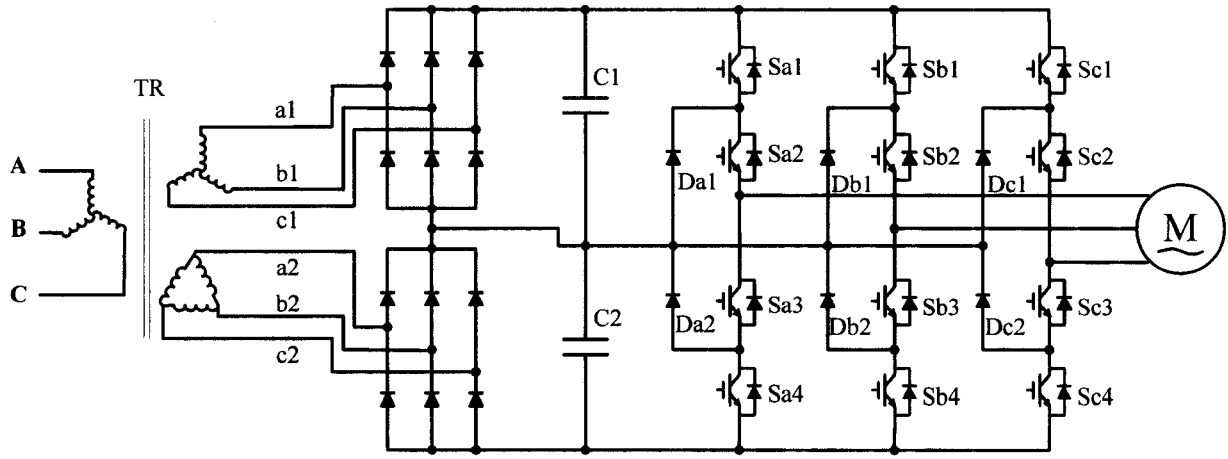


图 1

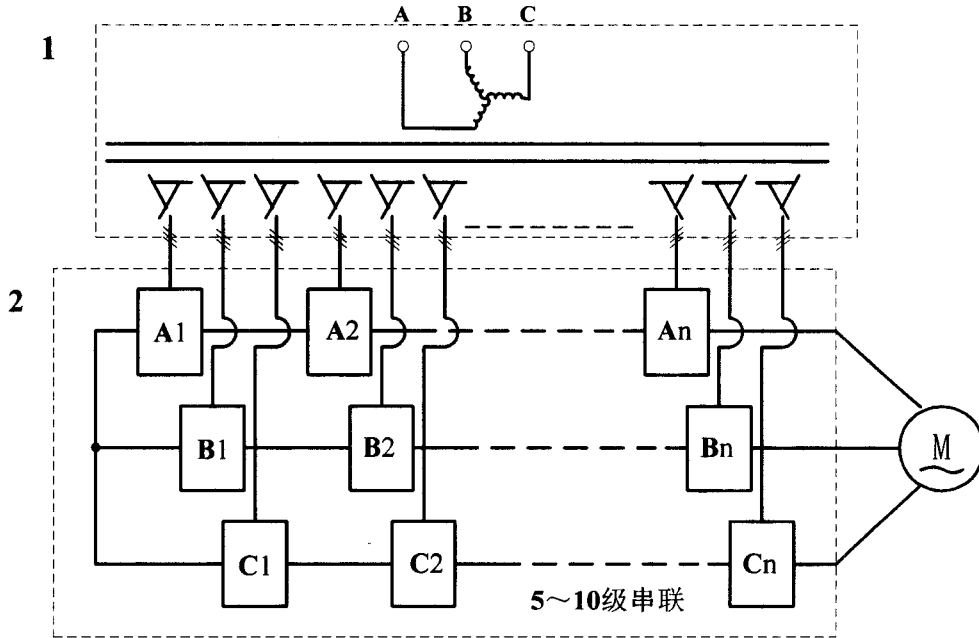


图 2a

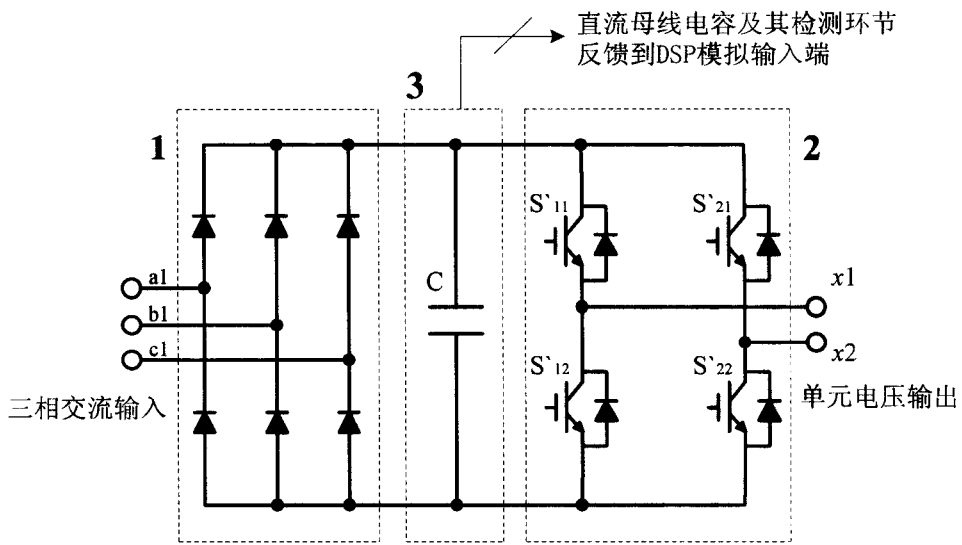
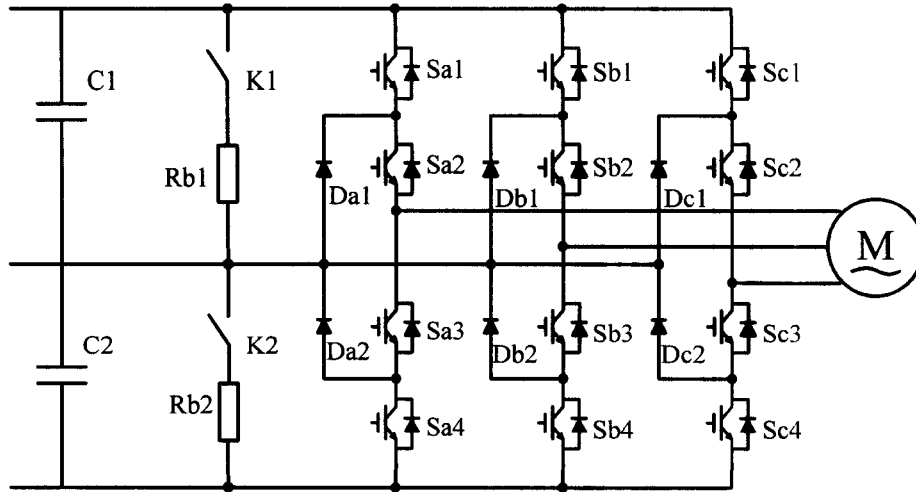


图 2b



Rb1, Rb2为制动电阻

图 3

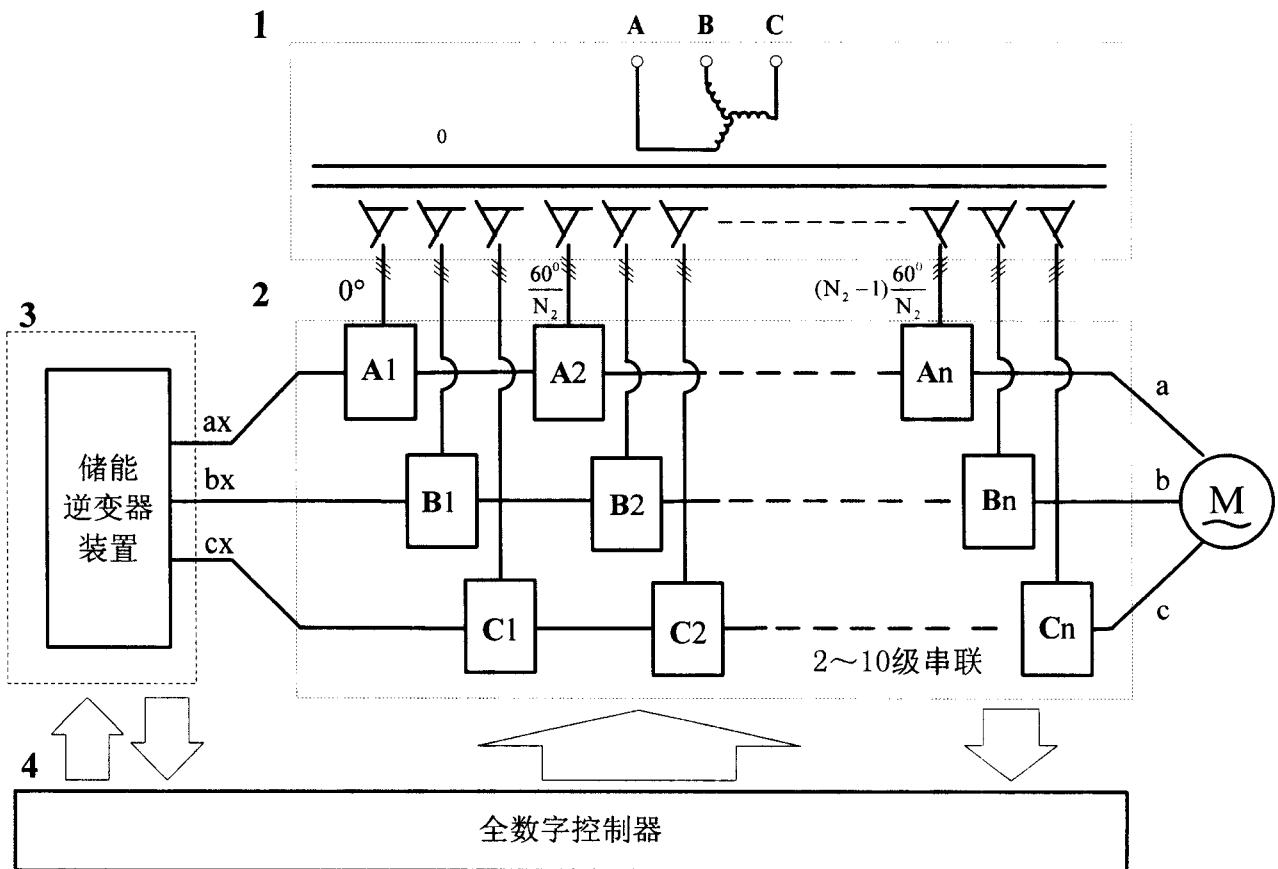


图 4a

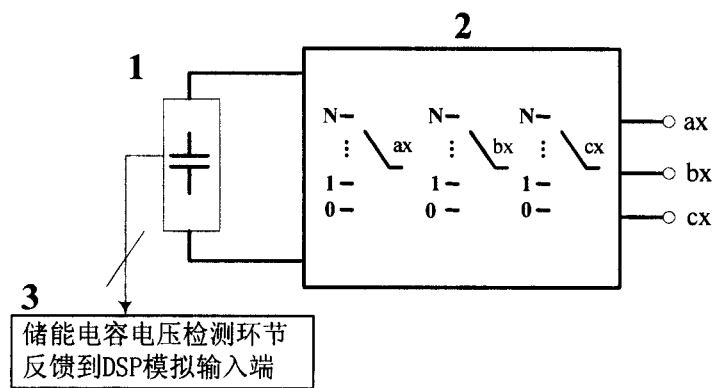


图 4b

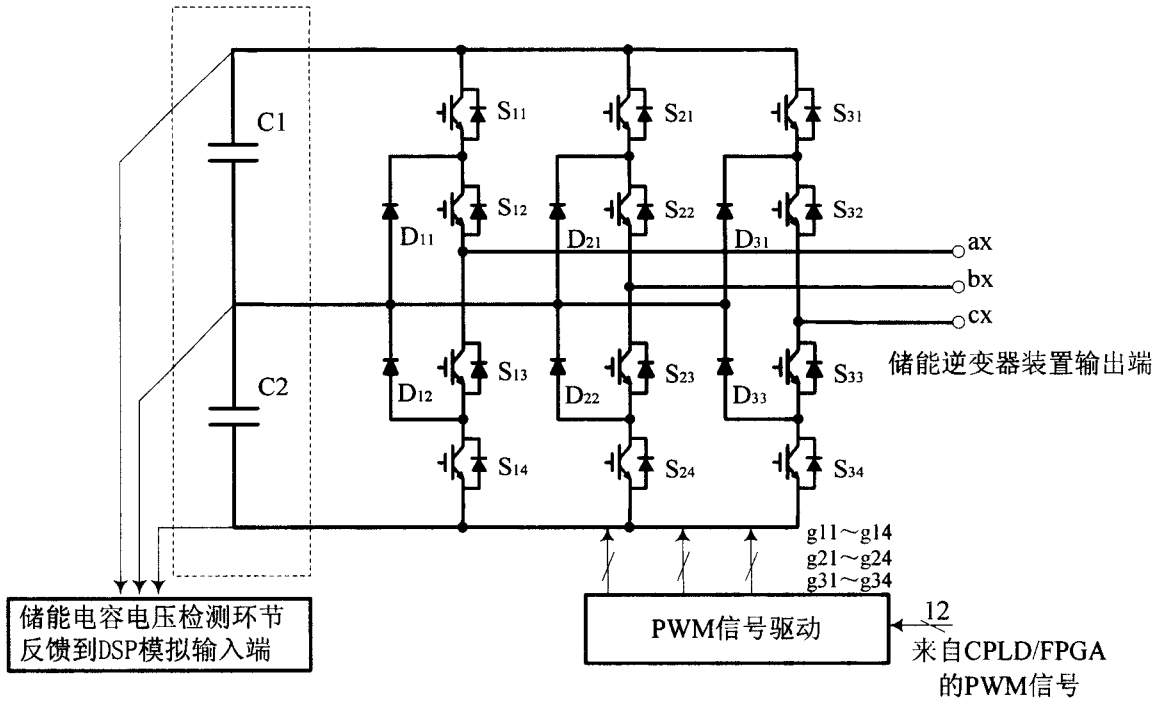


图 5a

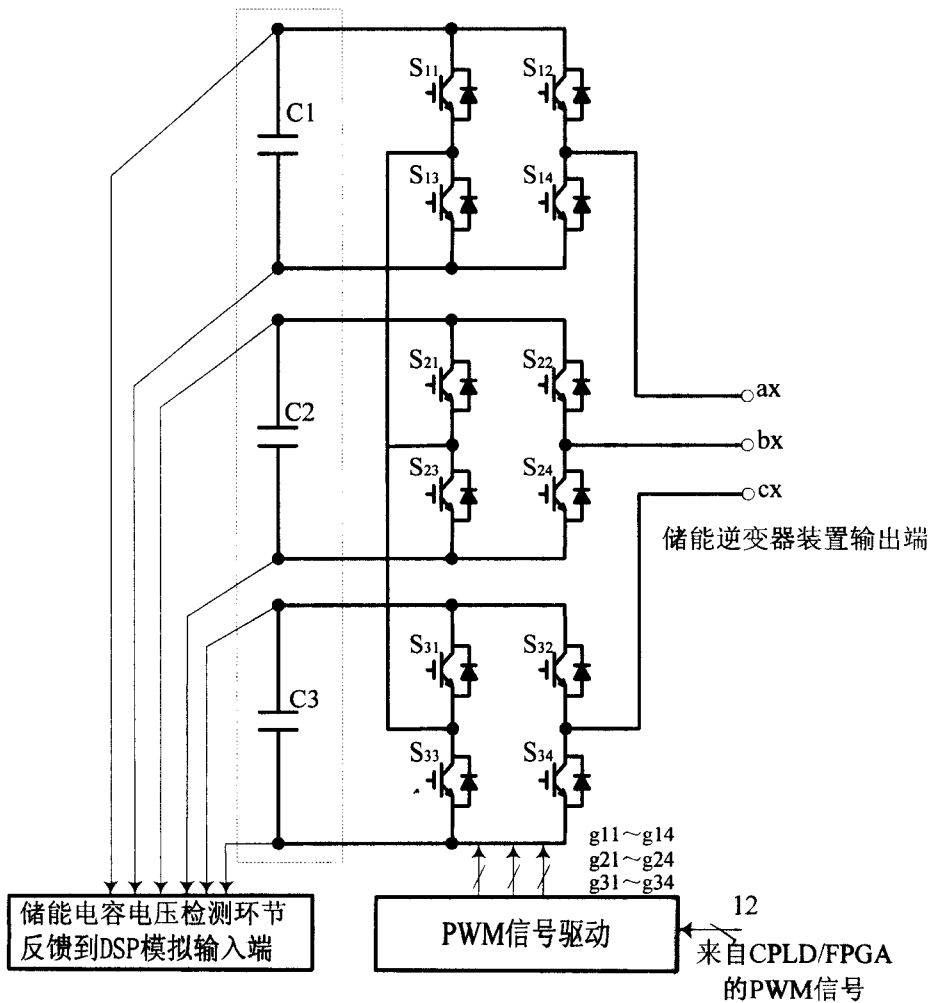


图 5b

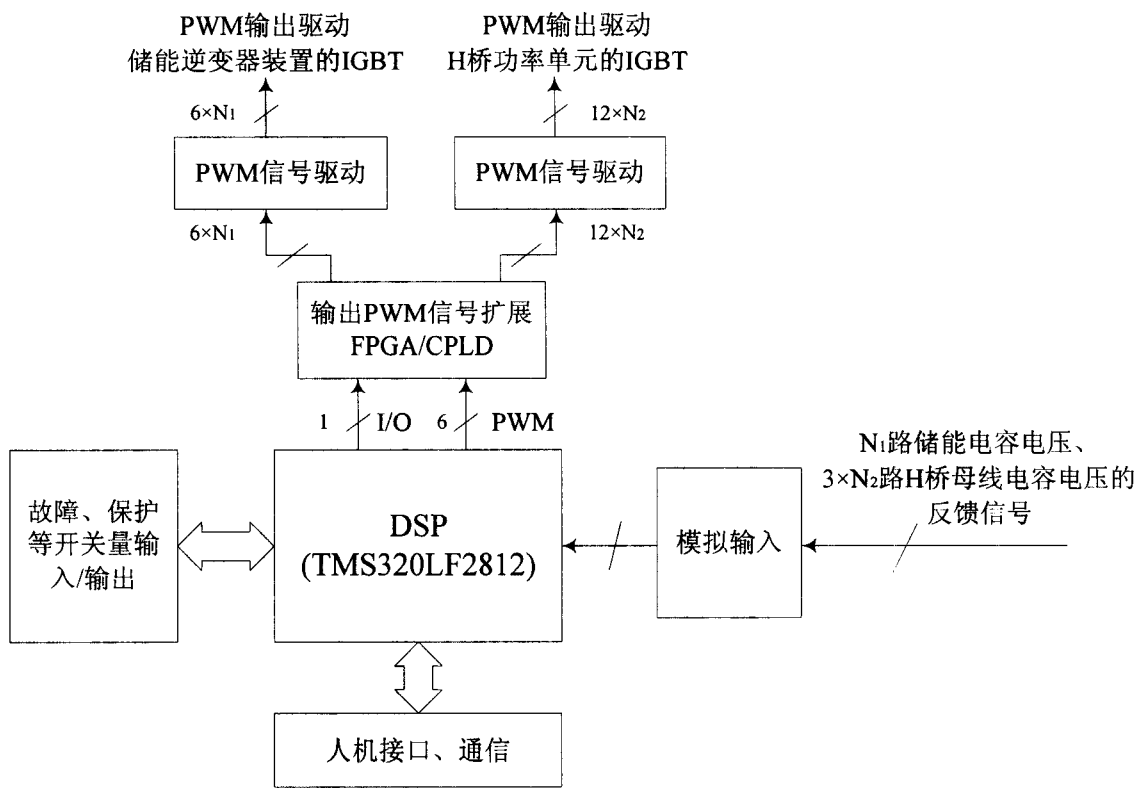


图 6

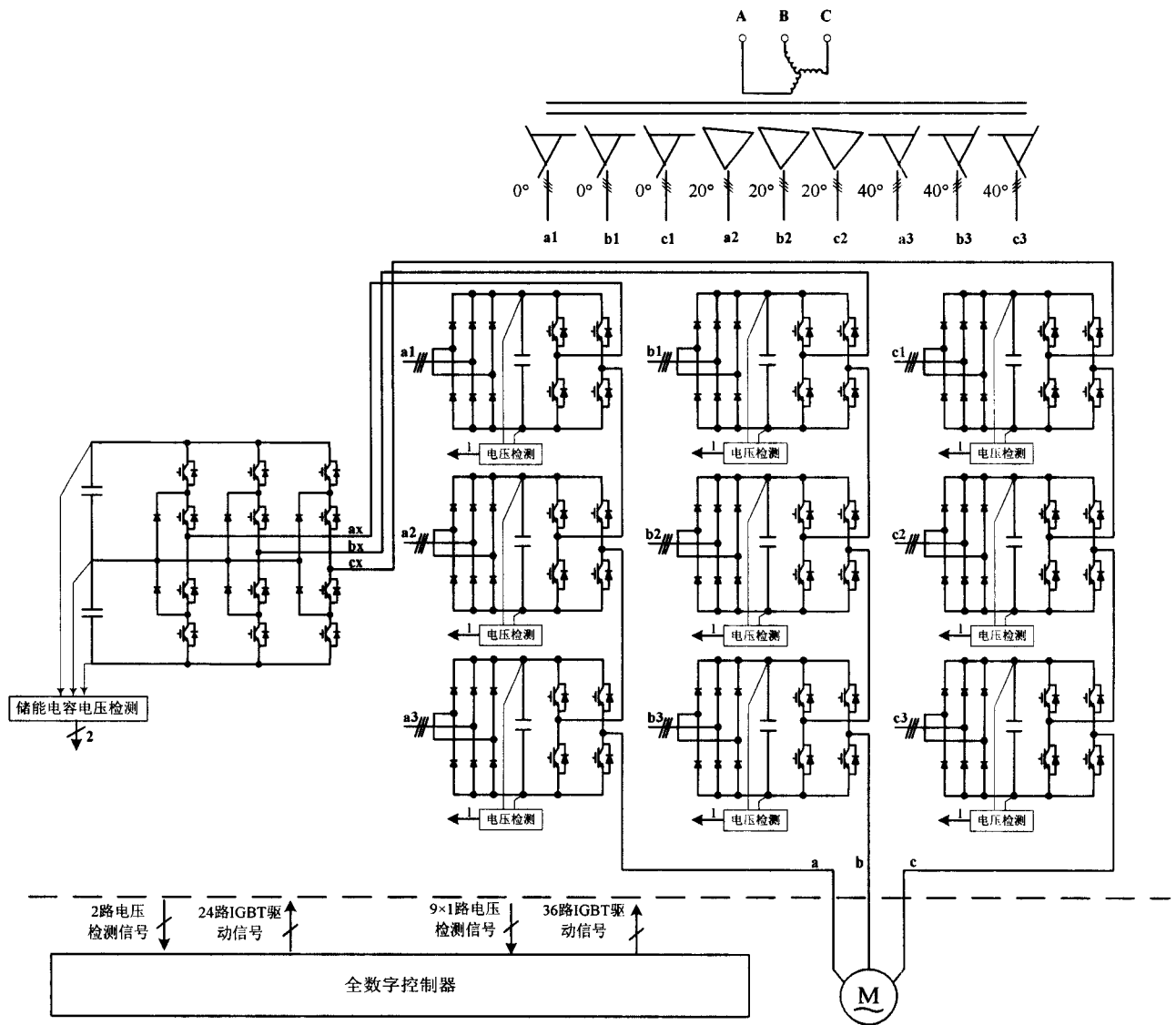


图 7a



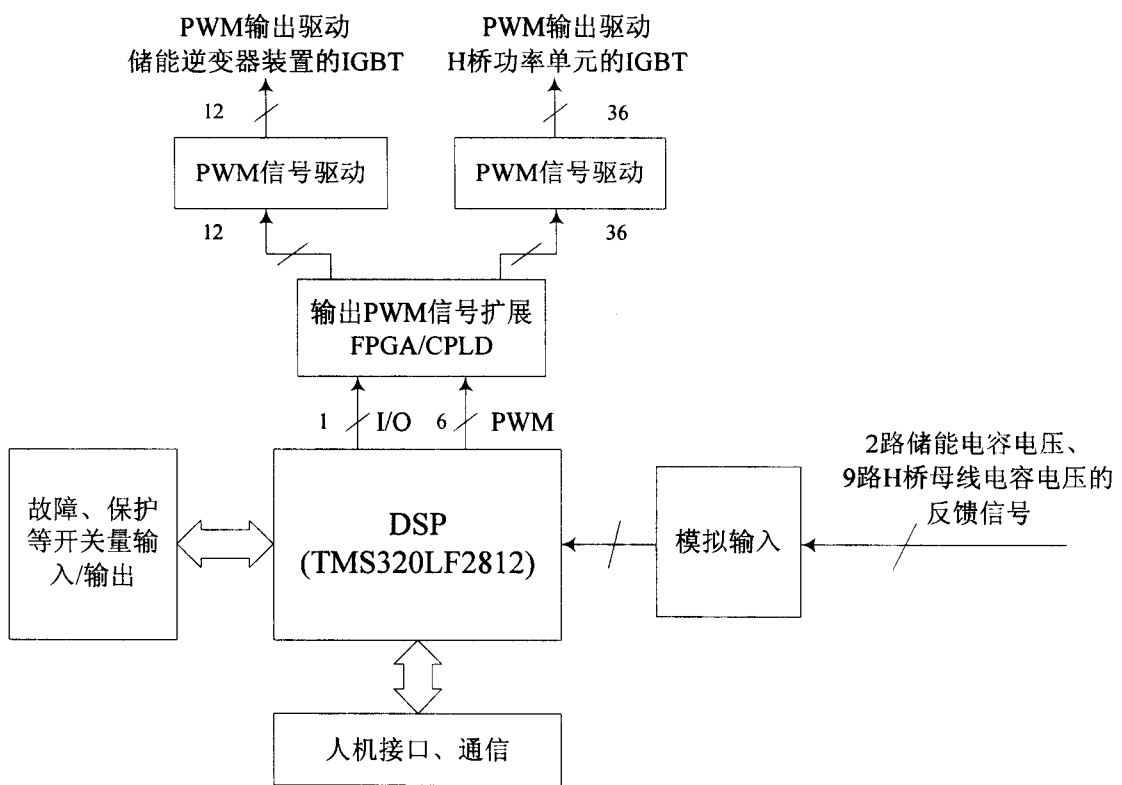


图 7b

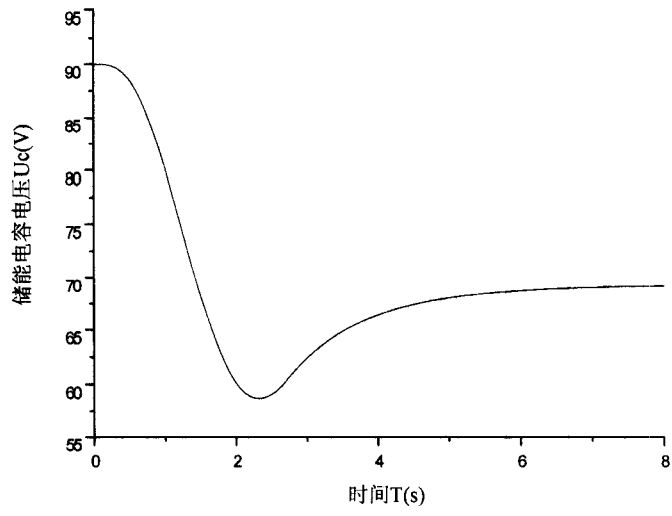


图 8a

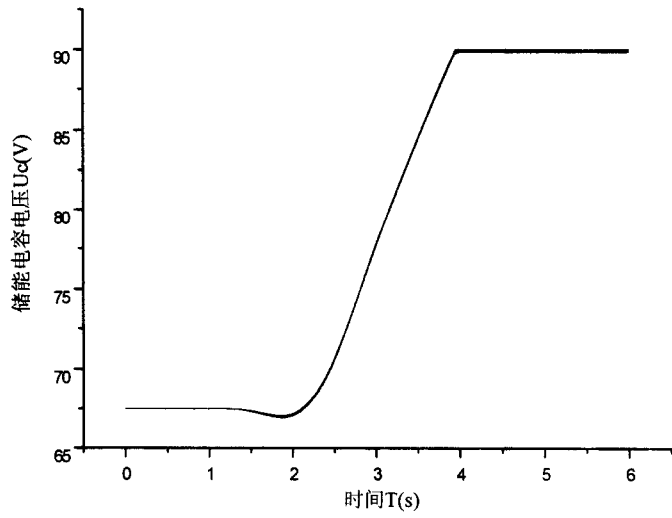


图 8b

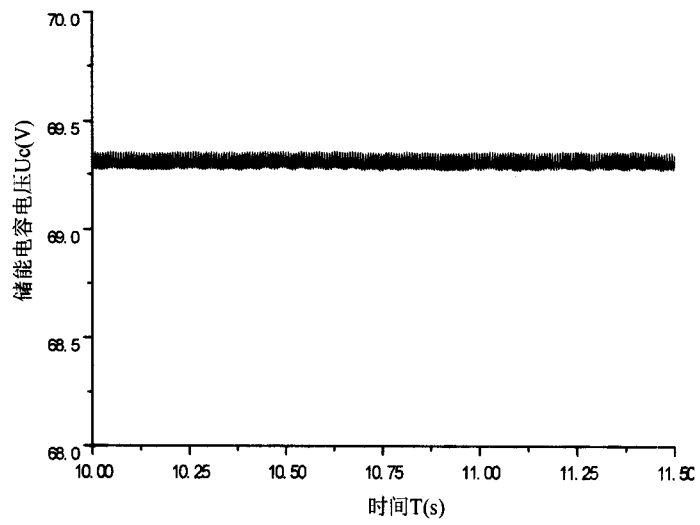


图 8c

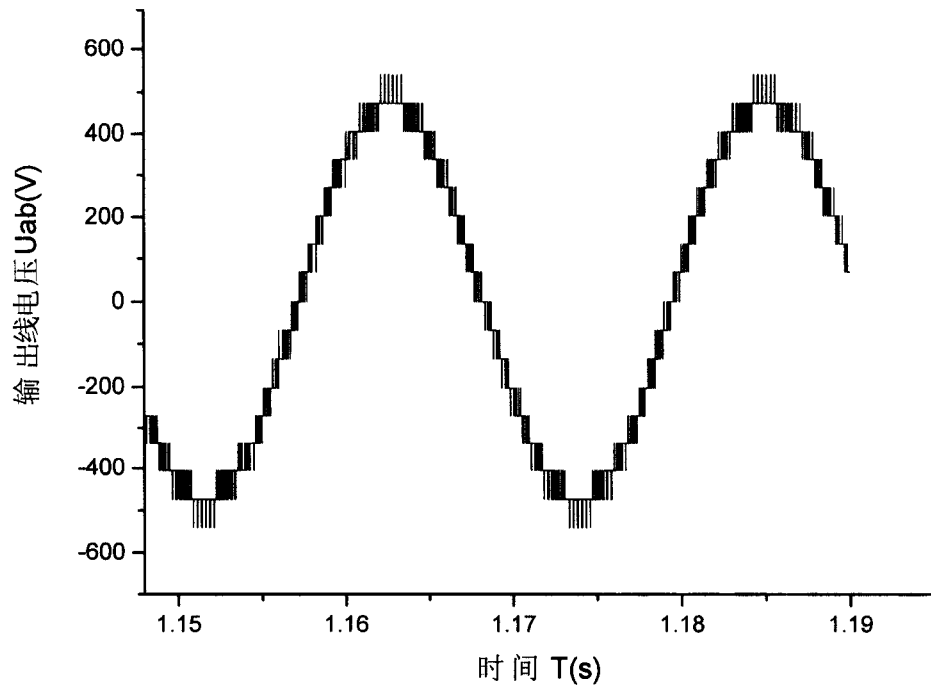


图 9a

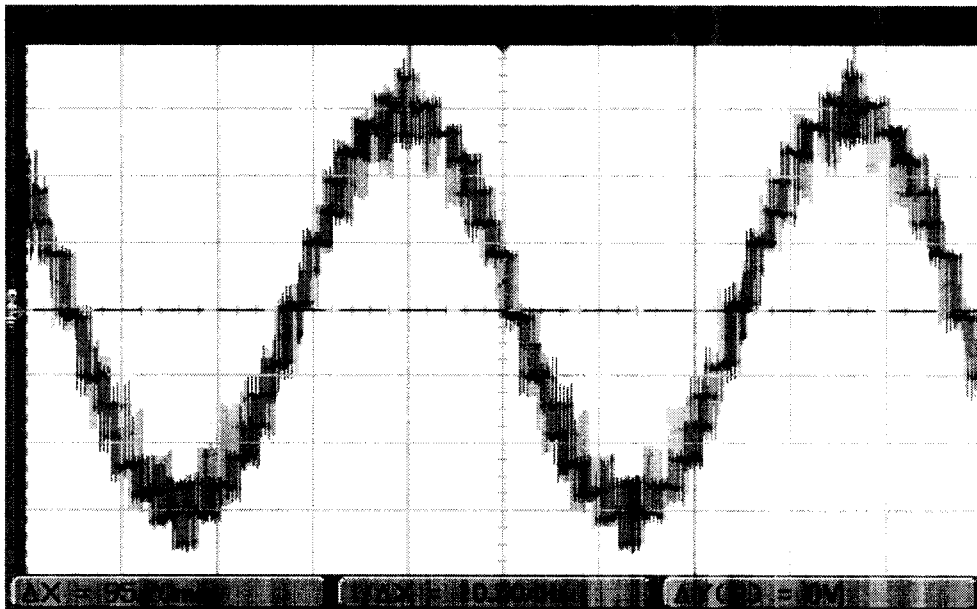


图 9b