



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107994798 A

(43)申请公布日 2018.05.04

(21)申请号 201810027553.4

G01R 31/26(2014.01)

(22)申请日 2018.01.11

(71)申请人 福州大学

地址 350108 福建省福州市闽侯县福州地区大学城学园路2号

申请人 厦门科华恒盛股份有限公司

(72)发明人 林琼斌 曾星岚 苏先进 陈四雄 王武 蔡逢煌

(74)专利代理机构 福州元创专利商标代理有限公司 35100

代理人 蔡学俊 薛金才

(51)Int. Cl.

H02M 7/537(2006.01)

H02M 1/32(2007.01)

H02J 3/38(2006.01)

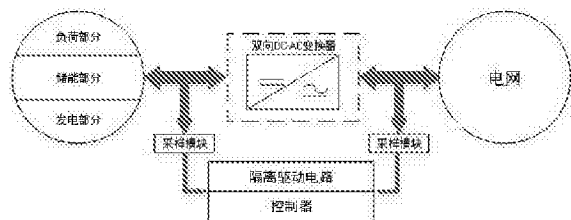
权利要求书2页 说明书5页 附图3页

(54)发明名称

一种含在线故障诊断的双向双buck逆变器及其工作方法

(57)摘要

本发明公开了一种含在线故障诊断的双向双buck逆变器及其工作方法,系统包含了逆变器、采样电路、隔离驱动电路和控制器,控制器基于双向工作模式读取目标输入输出值,基于MPC确定用于目标预测操作参数,分别确定用于目标的预测成本值,根据成本值选择可能目标值中最优的一个并设置目标值;控制器根据所设置的目标值来调整输出实现对逆变器功率开关管的控制。控制器根据数据分析、特征提取以及特征融合进行故障判断,包括阈值判断和残差判断,完成故障报警与定位。本发明系统响应快,实时性和可靠性高,诊断时所需输入量少,无需增加额外的检测电路,快速诊断和定位出逆变器系统的故障,可以有效的提升直流微网的运行环境,保证系统安全可靠运行。



1. 一种含在线故障诊断的双向双buck逆变器,其特征在于,包括:直流源 U_d 、功率开关管VT1、功率开关管VT2、功率开关管VT3、功率开关管VT4、二极管D1、二极管D2、二极管D3、二极管D4、滤波电容 C_d 、滤波电感 L_1 和滤波电感 L_2 ,所述直流源 U_d 与滤波电容 C_d 并联,所述直流源 U_d 的一端与二极管D1的阴极、二极管D2的阴极、功率开关管VT3的漏极以及功率开关管VT4的漏极连接,所述直流源 U_d 的另一端与功率开关管VT1的源极、功率开关管VT2的源极、二极管D3的阳极以及二极管D4的阳极连接,所述二极管D1的阳极与功率开关管VT1的漏极、滤波电感 L_1 的一端连接,所述二极管D2的阳极与功率开关管VT2的漏极、滤波电感 L_2 的一端连接,所述二极管D3的阴极与功率开关管VT3的源极、滤波电感 L_1 的另一端连接,所述二极管D4的阴极与功率开关管VT4的源极、滤波电感 L_2 的另一端连接,所述滤波电感 L_1 的另一端和滤波电感 L_2 的另一端与电网 U_g 连接。

2. 根据权利要求1所述的双向双buck逆变器,其特征在于,所述功率开关管VT1、功率开关管VT2、功率开关管VT3和功率开关管VT4的驱动端连接一控制终端。

3. 根据权利要求2所述的双向双buck逆变器,其特征在于,所述控制终端包括用于检测逆变器直流母线电压的电压传感器、用于检测逆变器交流并网电流的电流传感器、控制器以及隔离驱动电路,所述电压传感器和电流传感器的输出端均经一采样电路与控制器连接,所述控制器经隔离驱动电路与功率开关管VT1、功率开关管VT2、功率开关管VT3和功率开关管VT4的驱动端连接。

4. 根据权利要求3所述的双向双buck逆变器,其特征在于,所述采样电路包括电阻 R_1 、电阻 R_2 、电阻 R_3 、电容 C_1 、电容 C_2 和跟随器,电阻 R_1 的一端作为采样电路的输入端,电阻 R_1 的另一端与电阻 R_2 的一端、电容 C_1 的一端、跟随器的正极连接,跟随器的负极与跟随器的输出端、电阻 R_3 的一端连接,电阻 R_3 的另一端与电容 C_2 的一端、控制器连接,作为采样电路的输出端,电阻 R_2 的另一端、电容 C_1 的另一端、电容 C_2 的另一端均接地。

5. 根据权利要求3所述的双向双buck逆变器,其特征在于,所述隔离驱动电路包括光耦驱动器和推挽输出电路,所述光耦驱动器与控制器连接,用于将控制器输出的PWM信号进行光电隔离,产生的隔离信号驱动推挽输出电路的三极管导通或截止,使推挽输出电路输出开关信号至功率开关管VT1、功率开关管VT2、功率开关管VT3和功率开关管VT4的驱动端,所述光耦驱动器和推挽输出电路由一隔离驱动电源供电。

6. 一种根据权利要求1所述的含在线故障诊断的双向双buck逆变器的工作方法,其特征在于,包括:

步骤S1:功率开关管VT1、VT2、VT3、VT4和二极管D1、D2、D3、D4组成双向DC-AC逆变器,在直流侧设置有一电压传感器用于检测逆变器的直流母线电压 v ,在交流侧设置有一电流传感器用于检测逆变器的交流并网电流 i ,将所述直流母线电压 v 和交流并网电流 i 均经一采样电路反馈给一控制器,所述控制器输出理想开关信号 $S(j) = [S_1 \ S_2 \ S_3 \ S_4]^T$,经一隔离驱动电路输出到功率开关管VT1至功率开关管VT4的驱动端,其中, S_r 为输出到功率开关管VT r 的驱动端的开关信号,在开关信号 S_r 中,PWM波形的占空比为 D_r ,其中, r 为自然数且 $1 \leq r \leq 4$;

步骤S2:构建逆变器电路的参考模型,利用模型观测器,获取逆变器工作状态变量 $x_j = [x_v \ x_i]^T$,并由所有可能的开关信号 $S(j) = [S_1 \ S_2 \ S_3 \ S_4]^T$ 以及其对应的占空比 $D(j) = [D_1$

D2 D3 D4]^T经控制器基于MPC预测出正常工作状态下期望输出的状态变量 $x^p=[x_v^p \quad x_i^p]^T$,其中 x_v 为电压型变量值, x_v^p 为其对应的期望变量值; x_i 为电流型变量值, x_i^p 为其对应的期望变量值;其中 j 表示所有可能的开关信号输出序号, $j=1,2,\dots,16$,包含了正常工作状态 m 种与单管故障工作状态 n 种, $m=8,n=4$,对应的开关信号分别组成控制序列与单管故障序列;

步骤S3:控制器在采样得到逆变器第 k 个控制周期的状态变量 $x(k)=[x_v^k \quad x_i^k]^T$ 的同时,根据预测可能值计算状态变量可能成本值 $jop(k)=|x(k)-x^p| \quad j \in m$,并且基于可能成本值选出一个最优目标对应的最优控制序列;

步骤S4:控制器将优选的控制序列设置为逆变器的功率开关管的驱动信号,并通过连续采样得到系统下个周期的状态变量 $x(k+1)=[x_v^{k+1} \quad x_i^{k+1}]^T$;

步骤S5:将更新后的状态变量 $x(k+1)=[x_v^{k+1} \quad x_i^{k+1}]^T$ 与最优控制目标 $x_{gop}^p=[x_v^p \quad x_i^p]^T$ 相比较,得到状态残差 $z(k)=[z_v \quad z_i]^T$,将残差值与阈值 σ 相比较,若 $z(k) > \sigma$,则逆变器电路发生故障,否则电路工作正常,继续下一周期的预测控制;

步骤S6:若判定电路发生故障,控制器将更新后的状态变量 $x(k+1)=[x_v^{k+1} \quad x_i^{k+1}]^T$ 与全部故障状态预测值 $x_{fj}^p=[x_{fv}^p \quad x_{fi}^p]^T$ 相比较,其中 $fj \in n$,同时所述控制器发出报警信号,进行故障类型识别与定位。

7.根据权利要求6所述的含在线故障诊断的双向双buck逆变器的工作方法,其特征在于,所述步骤S6具体包括:

步骤S61:首先获取当前周期更新控制序列后传感器测量的实际状态变量

$$x(k+1)=[x_v^{k+1} \quad x_i^{k+1}]^T;$$

步骤S62:获取当前周期更新控制序列后控制器输出各开关信号的占空比信号 $D=D(k+1)=[D_1 \quad D_2 \quad D_3 \quad D_4]$;

步骤S63:读取所有预设的单管故障开关序列 $S_f=[S_{f1} \quad S_{f2} \quad S_{f3} \quad S_{f4}]$,即有一个功率开关器件开路导致的系统状态变量变化的开关管故障有4种情况;

步骤S64:控制器根据单管故障开关序列 S_f 与当前周期更新控制序列后控制器输出各开关信号的占空比信号 D ,预测出全部可能的故障状态变量值 $x_{fj}^p=[x_{fv}^p \quad x_{fi}^p]^T, fj \in n$;

步骤S65:设置目标函数初始值 gop ;

步骤S66:故障诊断目标函数表示为 $g(j)=|x_{fj}^p - x(k+1)|$,对 n 种故障分别求取目标函数,保存所得结果;

步骤S67:对所有故障诊断目标函数 $g(j)$ 进行比较,选取最优故障目标函数值,保存该状态条件对应的故障开关序列 $S_f=[S_{f1} \quad S_{f2} \quad S_{f3} \quad S_{f4}]$;

步骤S68:报警显示故障开关管序号,完成故障开关器件的诊断与定位。

一种含在线故障诊断的双向双buck逆变器及其工作方法

技术领域

[0001] 本发明涉及双向电力电子变换器技术领域,尤其涉及一种含在线故障诊断的双向双buck逆变器及其工作方法。

背景技术

[0002] 环境恶化、能源短缺等问题促使电力行业积极寻找能源建设突破口。近年来,我国不断减少电力行业的碳排放量,大力推进可再生能源和新能源发展,为了适应国家新能源发展战略,使分布式电源得到充分开发和利用,将各类分布式电源通过不同层次的微电网接入电网并网运行,可以高效利用分布式电源。

[0003] 微网作为一种新型高效的新能源架构,将分布式电源、相关负荷、电力电子变换器、储能设备以及监控保护模块聚集在一起而组成可实现高度自治的小型发配电系统。而直流微网中需要一个双向DC-AC接口变换器来接入交流电网以确保能量交互。而直流微网中大量的随机波动性的可再生能源以及负荷单元,会对直流母线电压乃至整个微网造成扰动冲击,为了保证直流微网的安全稳定运行,一款直流母线电压以及双向功率流可控的高效率、高可靠性并网双向DC-AC变换器就显得至关重要。

[0004] 双向双buck逆变器克服了桥式结构的缺点,不存在开关管串接现象,无桥臂直通问题,无需设置死区时间,且续流回路由二极管代替体二极管,在传统双buck逆变器的基础上进一步提升功率密度。而逆变器常作为能源系统中的关键设备也是较为薄弱的环节,因装置故障造成的损失巨大。因此在线故障诊断能够诊断和定位出逆变器系统的故障,做到及时维修或在线补救,减少意外停机时间,保护设备以及人员的安全,并且在故障诊断的基础上进行冗余设计和调整容错控制,可以大大提高系统的可靠性。

发明内容

[0005] 针对上述现有技术不足,本发明提供一种含在线故障诊断的双向双buck逆变器及其工作方法,无需增加额外的检测电路,实现对故障开关器件的故障报警与定位。

[0006] 为实现上述目的,本发明的技术方案是:一种含在线故障诊断的双向双buck逆变器,包括:直流源 U_d 、功率开关管VT1、功率开关管VT2、功率开关管VT3、功率开关管VT4、二极管D1、二极管D2、二极管D3、二极管D4、滤波电容 C_d 、滤波电感L1和滤波电感L2,所述直流源 U_d 与滤波电容 C_d 并联,所述直流源 U_d 的一端与二极管D1的阴极、二极管D2的阴极、功率开关管VT3的漏极以及功率开关管VT4的漏极连接,所述直流源 U_d 的另一端与功率开关管VT1的源极、功率开关管VT2的源极、二极管D3的阳极以及二极管D4的阳极连接,所述二极管D1的阳极与功率开关管VT1的漏极、滤波电感L1的一端连接,所述二极管D2的阳极与功率开关管VT2的漏极、滤波电感L2的一端连接,所述二极管D3的阴极与功率开关管VT3的源极、滤波电感L1的另一端连接,所述二极管D4的阴极与功率开关管VT4的源极、滤波电感L2的另一端连接,所述滤波电感L1的另一端和滤波电感L2的另一端与电网 U_g 连接。

[0007] 进一步地,所述功率开关管VT1、功率开关管VT2、功率开关管VT3和功率开关管VT4

的驱动端连接一控制终端。

[0008] 进一步地,所述控制终端包括用于检测逆变器直流母线电压的电压传感器、用于检测逆变器交流并网电流的电流传感器、控制器以及隔离驱动电路,所述电压传感器和电流传感器的输出端均经一采样电路与控制器连接,所述控制器经隔离驱动电路与功率开关管VT1、功率开关管VT2、功率开关管VT3和功率开关管VT4的驱动端连接。

[0009] 进一步地,所述采样电路包括电阻R1、电阻R2、电阻R3、电容C1、电容C2和跟随器,电阻R1的一端作为采样电路的输入端,电阻R1的另一端与电阻R2的一端、电容C1的一端、跟随器的正极连接,跟随器的负极与跟随器的输出端、电阻R3的一端连接,电阻R3的另一端与电容C2的一端、控制器连接,作为采样电路的输出端,电阻R2的另一端、电容C1的另一端、电容C2的另一端均接地。

[0010] 进一步地,所述隔离驱动电路包括光耦驱动器和推挽输出电路,所述光耦驱动器与控制器连接,用于将控制器输出的PWM信号进行光电隔离,产生的隔离信号驱动推挽输出电路的三极管导通或截止,使推挽输出电路输出开关信号至功率开关管VT1、功率开关管VT2、功率开关管VT3和功率开关管VT4的驱动端,所述光耦驱动器和推挽输出电路由一隔离驱动电源供电。

[0011] 一种根据上述的含在线故障诊断的双向双buck逆变器的工作方法,包括:

[0012] 步骤S1:功率开关管VT1、VT2、VT3、VT4和二极管D1、D2、D3、D4组成双向DC-AC逆变器,在直流侧设置有一电压传感器用于检测逆变器的直流母线电压 v ,在交流侧设置有一电流传感器用于检测逆变器的交流并网电流 i ,将所述直流母线电压 v 和交流并网电流 i 均经一采样电路反馈给一控制器,所述控制器输出理想开关信号 $S(j)=[S1 S2 S3 S4]^T$,经一隔离驱动电路输出到功率开关管VT1至功率开关管VT4的驱动端,其中, S_r 为输出到功率开关管VT r 的驱动端的开关信号,在开关信号 S_r 中,PWM波形的占空比为 D_r ,其中, r 为自然数且 $1 \leq r \leq 4$;

[0013] 步骤S2:构建逆变器电路的参考模型,利用模型观测器,获取逆变器工作状态变量 $x_j=[x_v x_i]^T$,并由所有可能的开关信号 $S(j)=[S1 S2 S3 S4]^T$ 以及其对应的占空比 $D(j)=[D1 D2 D3 D4]^T$ 经控制器基于MPC预测出正常工作状态下期望输出的状态变量 $x_j^p=[x_v^p x_i^p]^T$,其中 x_v 为电压型变量值, x_v^p 为其对应的期望变量值; x_i 为电流型变量值, x_i^p 为其对应的期望变量值;其中 j 表示所有可能的开关信号输出序号, $j=1,2 \cdots 16$,包含了正常工作状态 m 种与单管故障工作状态 n 种, $m=8, n=4$,对应的开关信号分别组成控制序列与单管故障序列;步骤S3:控制器在采样得到逆变器第 k 个控制周期的状态变量 $x(k)=[x_v^k x_i^k]^T$ 的同时,根据预测可能值计算状态变量可能成本值 $J_{op}(k)=\|x(k)-x_j^p\|, j \in m$,并且基于可能成本值选出一个最优目标对应的最优控制序列;

[0014] 步骤S4:控制器将优选的控制序列设置为逆变器的功率开关管的驱动信号,并通过连续采样得到系统下个周期的状态变量 $x(k+1)=[x_v^{k+1} x_i^{k+1}]^T$;

[0015] 步骤S5:将更新后的状态变量 $x(k+1)=[x_v^{k+1} x_i^{k+1}]^T$ 与最优控制目标 $x_{go}^p=[x_v^p x_i^p]^T$ 相比较,得到状态残差 $z(k)=[z_v z_i]^T$,将残差值与阈值 σ 相比较,若 $z(k) > \sigma$,则逆变器电路发生故障,否则电路工作正常,继续下一周期的预测控制;

[0016] 步骤S6:若判定电路发生故障,控制器将更新后的状态变量 $x(k+1)=[x_v^{k+1} x_i^{k+1}]^T$

与全部故障状态预测值 $x_{ff}^p = [x_v^p \quad x_i^p]^T$ 相比较, 其中 $f, j \in n$, 同时所述控制器发出报警信号, 进行故障类型识别与定位。

[0017] 进一步地, 所述步骤S6具体包括:

[0018] 步骤S61: 首先获取当前周期更新控制序列后传感器测量的实际状态变量 $x(k+1) = [x_v^{k+1} \quad x_i^{k+1}]^T$;

[0019] 步骤S62: 获取当前周期更新控制序列后控制器输出各开关信号的占空比信号 $D = D(k+1) = [D_1 \quad D_2 \quad D_3 \quad D_4]$;

[0020] 步骤S63: 读取所有预设的单管故障开关序列 $S_F = [S_{F1} \quad S_{F2} \quad S_{F3} \quad S_{F4}]$, 即有一个功率开关器件开路导致的系统状态变量变化的开关管故障有4种情况;

[0021] 步骤S64: 控制器根据单管故障开关序列 S_F 与当前周期更新控制序列后控制器输出各开关信号的占空比信号 D , 预测出全部可能的故障状态变量值 $x_{ff}^p = [x_{fv}^p \quad x_{fi}^p]^T$, 其中 $f, j \in n$;

[0022] 步骤S65: 设置目标函数初始值 g_{op} ;

[0023] 步骤S66: 故障诊断目标函数表示为 $g(j) = |x_{ff}^p - x(k+1)|$, 对 n 种故障分别求取目标函数, 保存所得结果;

[0024] 步骤S67: 对所有故障诊断目标函数 $g(j)$ 进行比较, 选取最优故障目标函数值, 保存该状态条件对应的故障开关序列 $S_F = [S_{F1} \quad S_{F2} \quad S_{F3} \quad S_{F4}]$;

[0025] 步骤S68: 报警显示故障开关管序号, 完成故障开关器件的诊断与定位。

[0026] 与现有技术相比, 本发明具有有益效果:

[0027] (1) 所述双向双buck逆变器系统采用数字控制, 相较于传统的模拟控制, 大大简化了系统硬件设计;

[0028] (2) 双向双buck逆变器系统采用MPC控制策略, 相较于传统的PI控制, 简化设计环节与参数整定环节, 暂态响应快, 实时性高;

[0029] (3) 利用原有的双向双buck闭环控制系统搭建在线式故障诊断, 不必增加多余的硬件电路, 节约资源和成本;

[0030] (4) 输入量要求少, 可行性高, 利用软件设计即可方便实现故障诊断与定位; 在线式诊断机制特别适合双向双buck逆变器系统, 可以保证系统的实时性和快速响应;

[0031] (5) 可以保存诊断记录, 改进容错算法, 保证双向双buck逆变器系统的可靠性与诊断准确性。

附图说明

[0032] 图1是本发明含在线故障诊断的双向双buck逆变器系统结构示意图;

[0033] 图2是本发明一实施例双向双buck逆变器主电路示意图;

[0034] 图3是本发明一实施例双向双buck逆变器控制器示意图;

[0035] 图4是本发明一实施例双向双buck逆变器隔离驱动电路示意图;

[0036] 图5是本发明一实施例双向双buck逆变器电压采样电路示意图;

[0037] 图6是本发明一实施例双向双buck逆变器电流采样电路示意图;

[0038] 图7是本发明工作方法流程示意图。

具体实施方式

[0039] 下面结合附图及实施例对本发明做进一步说明。

[0040] 如图1至6所示,一种含在线故障诊断的双向双buck逆变器,包括:直流源 U_d 、功率开关管VT1、功率开关管VT2、功率开关管VT3、功率开关管VT4、二极管D1、二极管D2、二极管D3、二极管D4、滤波电容 C_d 、滤波电感L1和滤波电感L2,所述直流源 U_d 与滤波电容 C_d 并联,所述直流源 U_d 的一端与二极管D1的阴极、二极管D2的阴极、功率开关管VT3的漏极以及功率开关管VT4的漏极连接,所述直流源 U_d 的另一端与功率开关管VT1的源极、功率开关管VT2的源极、二极管D3的阳极以及二极管D4的阳极连接,所述二极管D1的阳极与功率开关管VT1的漏极、滤波电感L1的一端连接,所述二极管D2的阳极与功率开关管VT2的漏极、滤波电感L2的一端连接,所述二极管D3的阴极与功率开关管VT3的源极、滤波电感L1的另一端连接,所述二极管D4的阴极与功率开关管VT4的源极、滤波电感L2的另一端连接,所述滤波电感L1的另一端和滤波电感L2的另一端与电网 U_g 连接。

[0041] 所述功率开关管VT1、功率开关管VT2、功率开关管VT3和功率开关管VT4的驱动端连接一控制终端。

[0042] 所述控制终端包括用于检测逆变器直流母线电压的电压传感器、用于检测逆变器交流并网电流的电流传感器、控制器以及隔离驱动电路,所述电压传感器和电流传感器的输出端均经一采样电路与控制器连接,所述控制器经隔离驱动电路与功率开关管VT1、功率开关管VT2、功率开关管VT3和功率开关管VT4的驱动端连接。

[0043] 在本实施例中,控制器为单片机。

[0044] 所述采样电路包括电阻R1、电阻R2、电阻R3、电容C1、电容C2和跟随器,电阻R1的一端作为采样电路的输入端,电阻R1的另一端与电阻R2的一端、电容C1的一端、跟随器的正极连接,跟随器的负极与跟随器的输出端、电阻R3的一端连接,电阻R3的另一端与电容C2的一端、控制器连接,作为采样电路的输出端,电阻R2的另一端、电容C1的另一端、电容C2的另一端均接地。

[0045] 所述隔离驱动电路包括光耦驱动器和推挽输出电路,所述光耦驱动器与控制器连接,用于将控制器输出的PWM信号进行光电隔离,产生的隔离信号驱动推挽输出电路的三极管导通或截止,使推挽输出电路输出开关信号至功率开关管VT1、功率开关管VT2、功率开关管VT3和功率开关管VT4的驱动端,所述光耦驱动器和推挽输出电路由一隔离驱动电源供电。

[0046] 如图7所示,上述的含在线故障诊断的双向双buck逆变器的工作方法,具体包括:

[0047] 步骤S1:功率开关管VT1、VT2、VT3、VT4和二极管D1、D2、D3、D4组成双向DC-AC逆变器,在直流侧设置有一电压传感器用于检测逆变器的直流母线电压 v ,在交流侧设置有一电流传感器用于检测逆变器的交流并网电流 i ,将所述直流母线电压 v 和交流并网电流 i 均经一采样电路反馈给一控制器,所述控制器输出理想开关信号 $S(j) = [S_1 \ S_2 \ S_3 \ S_4]^T$,经一隔离驱动电路输出到功率开关管VT1至功率开关管VT4的驱动端,其中, S_r 为输出到功率开关管VT r 的驱动端的开关信号,在开关信号 S_r 中,PWM波形的占空比为 D_r ,其中, r 为自然数且 $1 \leq r \leq 4$;

[0048] 步骤S2:构建逆变器电路的参考模型,利用模型观测器,获取逆变器工作状态变量

$x_j = [x_v \ x_i]^T$, 并由所有可能的开关信号 $S(j) = [S1 \ S2 \ S3 \ S4]^T$ 以及其对应的占空比 $D(j) = [D1 \ D2 \ D3 \ D4]^T$ 经控制器基于MPC预测出正常工作状态下期望输出的状态变量 $x_j^p = [x_v^p \ x_i^p]^T$, 其中 x_v 为电压型变量值, x_v^p 为其对应的期望变量值; x_i 为电流型变量值, x_i^p 为其对应的期望变量值; 其中 j 表示所有可能的开关信号输出序号, $j=1, 2 \dots 16$, 包含了正常工作状态 m 种与单管故障工作状态 n 种, $m=8, n=4$, 对应的开关信号分别组成控制序列与单管故障序列; 步骤S3: 控制器在采样得到逆变器第 k 个控制周期的状态变量 $x(k) = [x_v^k \ x_i^k]^T$ 的同时, 根据预测可能值计算状态变量可能成本值 $jop(k) = |x(k) - x_j^p| \ j \in m$, 并且基于可能成本值选出一个最优目标对应的最优控制序列;

[0049] 步骤S4: 控制器将优选的控制序列设置为逆变器的功率开关管的驱动信号, 并通过连续采样得到系统下个周期的状态变量 $x(k+1) = [x_v^{k+1} \ x_i^{k+1}]^T$;

[0050] 步骤S5: 将更新后的状态变量 $x(k+1) = [x_v^{k+1} \ x_i^{k+1}]^T$ 与最优控制目标 $x_{gop}^p = [x_v^p \ x_i^p]^T$ 相比较, 得到状态残差 $z(k) = [z_v \ z_i]^T$, 将残差值与阈值 σ 相比较, 若 $z(k) > \sigma$, 则逆变器电路发生故障, 否则电路工作正常, 继续下一周期的预测控制;

[0051] 步骤S6: 若判定电路发生故障, 控制器将更新后的状态变量 $x(k+1) = [x_v^{k+1} \ x_i^{k+1}]^T$ 与全部故障状态预测值 $x_{ff}^p = [x_{fv}^p \ x_{fi}^p]^T$ 相比较, 其中 $f, j \in n$, 同时所述控制器发出报警信号, 进行故障类型识别与定位。

[0052] 所述步骤S6具体包括:

[0053] 步骤S61: 首先获取当前周期更新控制序列后传感器测量的实际状态变量 $x(k+1) = [x_v^{k+1} \ x_i^{k+1}]^T$;

[0054] 步骤S62: 获取当前周期更新控制序列后控制器输出各开关信号的占空比信号 $D = D(k+1) = [D1 \ D2 \ D3 \ D4]$;

[0055] 步骤S63: 读取所有预设的单管故障开关序列 $S_f = [S_{f1} \ S_{f2} \ S_{f3} \ S_{f4}]$, 即有一个功率开关器件开路导致的系统状态变量变化的开关管故障有4种情况;

[0056] 步骤S64: 控制器根据单管故障开关序列 S_f 与当前周期更新控制序列后控制器输出各开关信号的占空比信号 D , 预测出全部可能的故障状态变量值 $x_{ff}^p = [x_{fv}^p \ x_{fi}^p]^T$, 其中 $f, j \in n$;

[0057] 步骤S65: 设置目标函数初始值 gop ;

[0058] 步骤S66: 故障诊断目标函数表示为 $g(j) = |x_{ff}^p - x(k+1)|$, 对 n 种故障分别求取目标函数, 保存所得结果;

[0059] 步骤S67: 对所有故障诊断目标函数 $g(j)$ 进行比较, 选取最优故障目标函数值, 保存该状态条件对应的故障开关序列 $S_f = [S_{f1} \ S_{f2} \ S_{f3} \ S_{f4}]$;

[0060] 步骤S68: 报警显示故障开关管序号, 完成故障开关器件的诊断与定位。

[0061] 以上是本发明的较佳实施例, 凡依本发明技术方案所作的改变, 所产生的功能作用未超出本发明技术方案的范围时, 均属于本发明的保护范围。

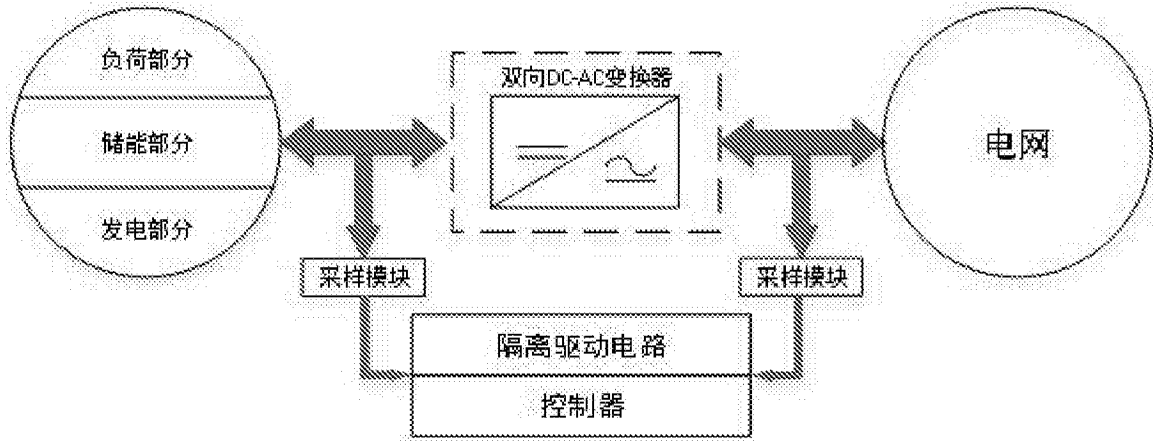


图1

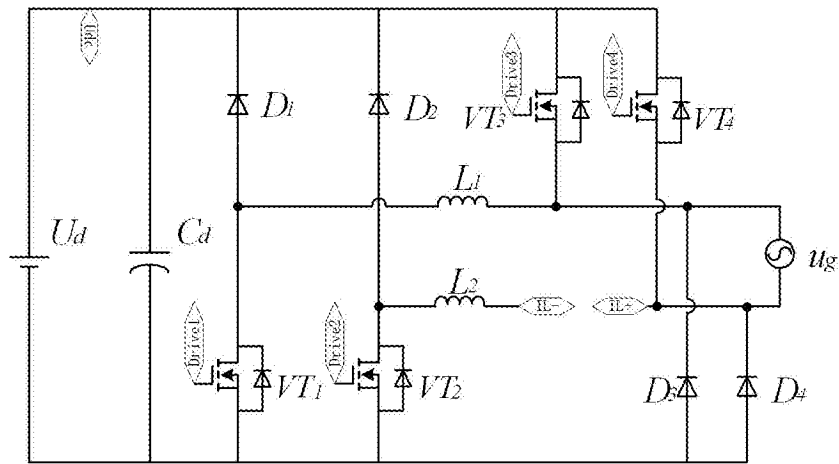


图2

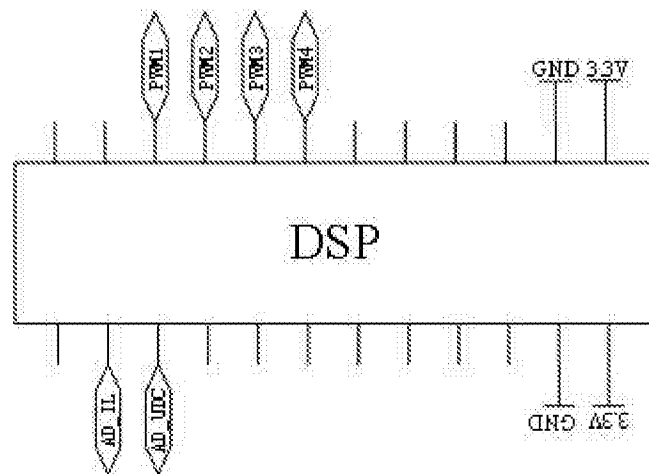


图3

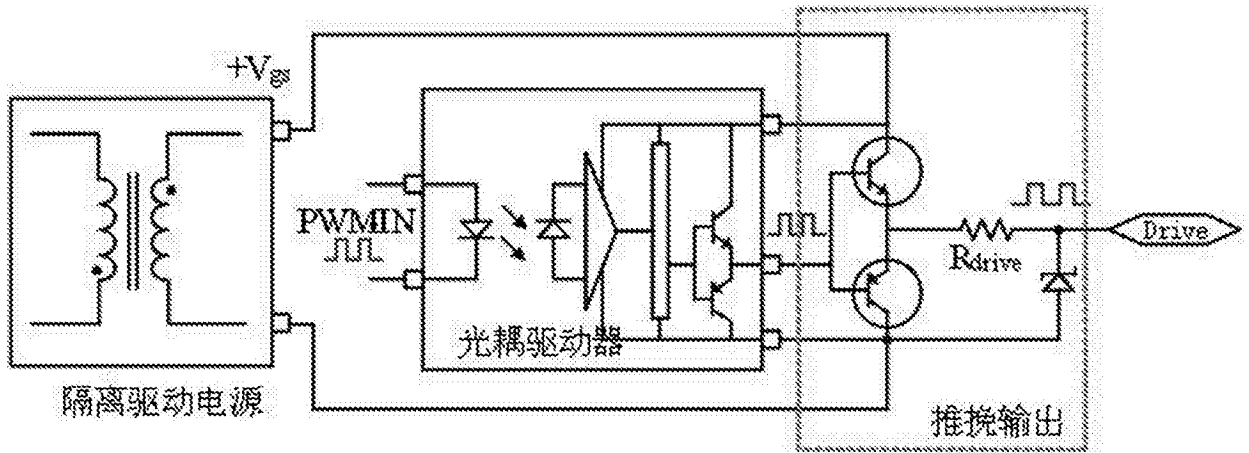


图4

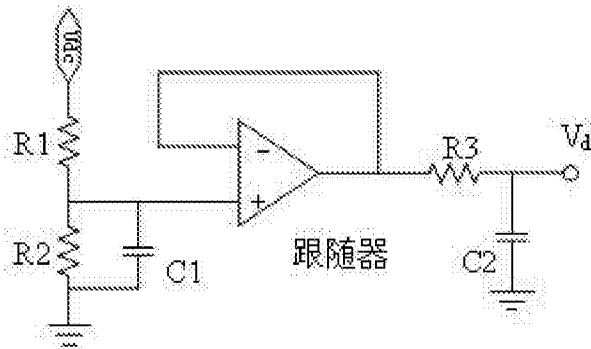


图5

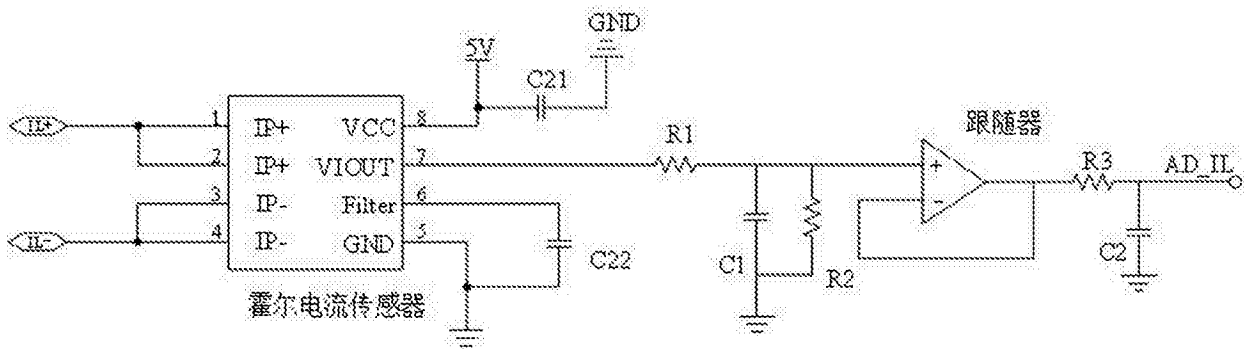


图6

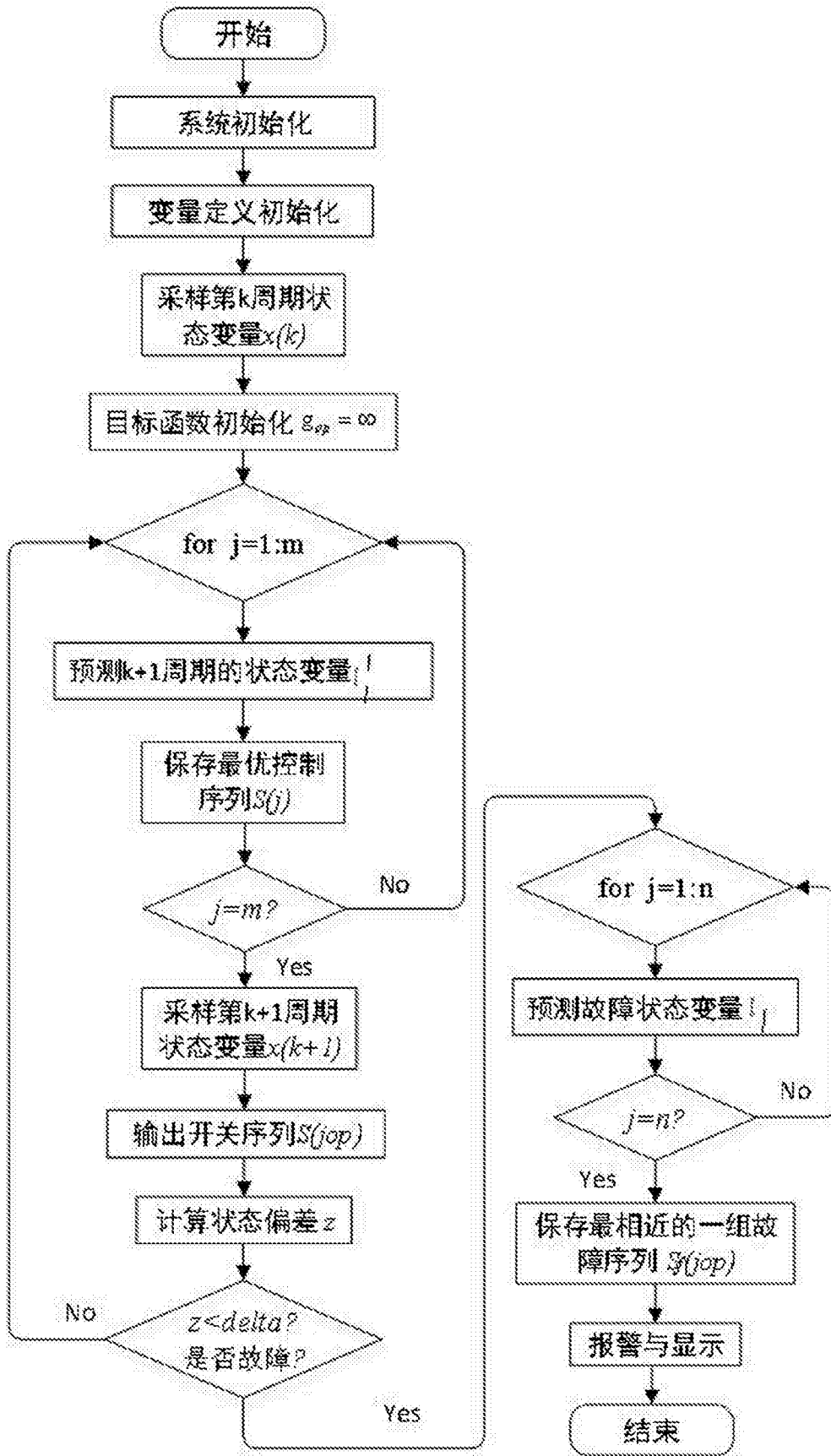


图7