



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 111948574 A

(43) 申请公布日 2020.11.17

(21) 申请号 202010756312.0

(22) 申请日 2020.07.31

(71) 申请人 电子科技大学

地址 611731 四川省成都市高新区(西区)
西源大道2006号

(72) 发明人 陈勇 尹浩然 李猛 陈章勇

(74) 专利代理机构 成都行之专利代理事务所
(普通合伙) 51220

代理人 温利平

(51) Int.Cl.

G01R 31/54 (2020.01)

G01R 19/165 (2006.01)

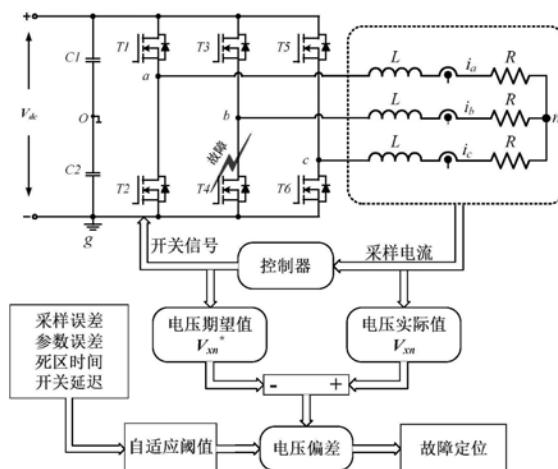
权利要求书2页 说明书6页 附图1页

(54) 发明名称

一种逆变器开路故障的快速定位方法

(57) 摘要

本发明公开了一种逆变器开路故障的快速定位方法，基于混合逻辑动态模型与自适应阈值构建，包括故障电压特征的分析、期望电压的建立、实际电压的计算以及自适应阈值的设计。在本发明中，针对逆变器的开路故障状态，分析了故障下的电压特征，之后分别通过混合逻辑动态模型和电流得到期望电压和实际电压。在每个采样周期中，计算出期望电压和实际电压间的电压偏差，并将其作为故障定位变量。通过这种方式，避免了使用额外的硬件，并且易于嵌入系统中。考虑到采样误差，参数误差，空载时间，延迟时间和过渡时间的影响，设计了自适应阈值。本发明能够快速而准确地定位到具体的故障开关管，可用于设备的容错系统。



1. 一种逆变器开路故障的快速定位方法, 其特征在于, 包括以下步骤:

(1)、逆变器开路故障电压分析

定义 s_i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$) 为六个开关的等效开关信号, $s_i=1$ 表示该开关处于打开状态, $s_i=0$ 代表该开关处于断开状态;

定义 i_k ($k=a, b, c$) 为三相电流, σ_k ($k=a, b, c$) 表示电流流向, $\bar{s}_k = 1 - s_k$, $\bar{\sigma}_k = 1 - \sigma_k$;

定义 V_{xn} ($x=a, b, c$) 代表期望相电压, V_{xn}^* ($x=a, b, c$) 为实际相电压, 电压偏差为 $\Delta V_{xn} = V_{xn} - V_{xn}^*$;

以开关管T1发生故障为例, 根据电流的正负和流向可以将电压偏差 ΔV_{xn} 分为两种情况: 情况1: 当 $i_a > 0$ 的时候, A相电压偏差 $\Delta V_{an} > 0$, B相电压偏差 $\Delta V_{bn} < 0$, C相电压偏差 $\Delta V_{cn} < 0$, 情况2: 当 $i_a \leq 0$ 的时候, 电压偏差不会受到故障的影响。所以一定有, A相电压偏差 $\Delta V_{an} \geq 0$, B相电压偏差 $\Delta V_{bn} \leq 0$, C相电压偏差 $\Delta V_{cn} \leq 0$;

(2)、期望电压的建立

根据电路拓扑和基尔霍夫定律, 可以获取期望电压为:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{s}_2(s_1 + \bar{s}_1\bar{\sigma}_a) \\ \bar{s}_4(s_3 + \bar{s}_3\bar{\sigma}_b) \\ \bar{s}_6(s_5 + \bar{s}_5\bar{\sigma}_c) \end{bmatrix};$$

所以, 每个采样周期内的相电压平均值可以表示为:

$$\begin{bmatrix} V_{an}(k) \\ V_{bn}(k) \\ V_{cn}(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \int_{t(k-1)}^{t(k)} \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{s}_2(s_1 + \bar{s}_1\bar{\sigma}_a) \\ \bar{s}_4(s_3 + \bar{s}_3\bar{\sigma}_b) \\ \bar{s}_6(s_5 + \bar{s}_5\bar{\sigma}_c) \end{bmatrix} dt;$$

其中, T_s 表示采样周期, $t(k)$ 代表第 k 个采样时刻;

(3)、实际电压的计算

根据电路拓扑, 实际相电压为:

$$V_{xn}^*(k) = \frac{1}{T_s} \int_{t(k-1)}^{t(k)} (L \cdot \frac{di_x}{dt} + R \cdot i_x) dt;$$

(4)、故障定位

定义 $T_{xn}(k)$ 为阈值, 设计故障定位的标志 F_x ($x=a, b, c$) 为:

$$F_x = \begin{cases} 1 & \Delta V_{xn}(k) - T_{xn}(k) > 0 \\ 0 & \Delta V_{xn}(k) - T_{xn}(k) \leq 0 \end{cases} \quad (1)$$

为了进一步保证鲁棒性, 设计故障检测标志 F_d 为:

$$F_d = \begin{cases} 1 & t_d \geq 2T_s \\ 0 & t_d < 2T_s \end{cases} \quad (2)$$

这里 t_d 代表着 $F_x=1$ 所持续的时间, 当 $F_d=1$ 时, 意味着检测到开路故障发生, 否则没有故障。

(5)、自适应阈值的设计

考虑参数误差、采样误差影响的时候, 定义 $\mu_{LX}, \mu_{RX}, \mu_{iX}$ 为 L_X, R_X, i_X 的误差; 所以, 负载的参数误差和电流的采样误差对相电压偏差造成的影响为:

$$\Delta V_{xn}^{p\&s}_{max}(k) = \frac{1}{T_s} \cdot \mu_{LX} \cdot |i_X(k) - i_X(k-1)| + \frac{1}{2} \cdot \mu_{RX} |i_X(k) + i_X(k-1)| + \mu_{iX} \cdot R_X + \frac{2}{T_s} \cdot \mu_{iX} \cdot L_X;$$

考虑死区时间、延迟和过渡时间影响的时候,定义 T_s 为采样周期, T_X^* 代表开关管在一个采样周期内的理想开通时间, T_X 为开关管在一个采样周期内的实际开通时间, t_{dead} 表示死区时间, t_{on} 为开通的延迟和过渡时间, t_{off} 代表关断的延迟和过渡时间;一个采样周期内开关的实际开通时间为:

$$T_X = T_X^* - (t_{dead} + t_{on} - t_{off}) \cdot \text{sgn}(i);$$

由死区时间,延迟和过渡时间引起的等效开关信号的最大误差可估算为:

$$s_{max} = \left| \frac{T_X - T_X^*}{T_s} \right| = \left| \frac{t_{dead} + t_{on} - t_{off}}{T_s} \right|;$$

所以,死区时间、延迟和过渡时间对相电压偏差造成的影响为:

$$\Delta V_{xn}^{time}_{max}(k) = \frac{V_{dc}}{3} \cdot s_{max};$$

其中 $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。所以,考虑到参数误差、采样误差、死区时间、延迟和过渡时间的影响,自适应阈值设计为 $T_{xn}(k) = \Delta V_{xn}^{p\&s}_{max}(k) + \Delta V_{xn}^{time}_{max}(k)$ 。

一种逆变器开路故障的快速定位方法

技术领域

[0001] 本发明属于逆变器故障检测技术领域,更为具体地讲,涉及一种逆变器开路故障的快速定位方法。

背景技术

[0002] 逆变器广泛地应用于电机系统、电网系统以及电源等领域。但是,因为相关的电力电子器件及其驱动电路的脆弱性,使得逆变器成为系统中容易发生故障的薄弱环节。逆变器发生故障后会工作在非正常状态,这将会导致系统出现波动,影响系统的性能,并且会增加系统中其他器件的电压应力和电流应力,严重的情况下将会使系统陷入崩溃。因此,逆变器的开路故障需要采取一系列的技术手段来提取系统中相关的故障信息进而实现故障的诊断和定位。目前,研究学者提出了许多种逆变器开路故障的检测和定位方法。基于电压信号的方法被采用,文献[“Real-time IGBT open-circuit fault diagnosis in three-level neutral-point-clamped voltage-source rectifiers based on instant voltage error”(L.M.A.Caseiro and A.M.S.Mendes, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.62,no.3,pp.1669–1678, March 2015)]利用相电流,相电压和直流母线电压,提出了一种基于瞬时电压误差的故障定位方法。然而,基于电压信号的方法有一定的局限性,一般需要添加额外的硬件,提高了成本。基于模型的方法被提出,文献[“Current residual vector-based open-switch fault diagnosis of inverters in PMSM drive systems”(Q.An,L.Sun and L.Sun, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.30, no.5,pp.2814–2827, May 2015)]中,作者引入了混合逻辑动态模型来构建观察者,并利用电流残差来检测故障,但该方法只能检测到故障,不能定位具体的故障开关管。

发明内容

[0003] 本发明的目的是针对逆变器开路故障的定位,提供一种逆变器开路故障的快速定位方法,以缩短故障定位时间。

[0004] 为实现上述发明目的,本发明逆变器开路故障的快速定位方法针对逆变器发生开路故障之后的相电压特征,建立起故障开关与电压偏差之间的关系,并基于混合逻辑动态模型获取期望电压,基于电流和电路拓扑计算得到实际电压;在考虑实际应用中参数误差、采样误差、死区时间、延迟和过渡时间的基础上,设计了自适应阈值提高鲁棒性。本发明能够有效解决逆变器开关管发生开路故障之后的快速定位问题。

[0005] 本发明逆变器开路故障的快速定位方法,其特征在于,包括以下步骤:

[0006] (1)、逆变器开路故障电压分析

[0007] 定义 s_i ($i=1,2,3,4,5,6$)为六个开关的等效开关信号, $s_i=1$ 表示该开关处于打开状态, $s_i=0$ 代表该开关处于断开状态;

[0008] 定义 i_k ($k=a,b,c$)为三相电流, σ_k ($k=a,b,c$)表示电流流向, $\bar{s}_k = 1 - s_k$, $\bar{\sigma}_k = 1 - \sigma_k$;

[0009] 定义 V_{xn} ($x=a,b,c$)代表期望相电压, V_{xn}^* ($x=a,b,c$)为实际相电压,电压偏差为 Δ

$$V_{xn} = V_{xn} - V_{xn}^*;$$

[0010] 以开关管T1发生故障为例,根据电流的正负和流向可以将电压偏差 ΔV_{xn} 分为两种情况:情况1:当*i_a*>0的时候,A相电压偏差 $\Delta V_{an}>0$,B相电压偏差 $\Delta V_{bn}<0$,C相电压偏差 $\Delta V_{cn}<0$,情况2:当*i_a*≤0的时候,电压偏差不会受到故障的影响。所以一定有,A相电压偏差 $\Delta V_{an} \geq 0$,B相电压偏差 $\Delta V_{bn} \leq 0$,C相电压偏差 $\Delta V_{cn} \leq 0$;

[0011] (2)、期望电压的建立

[0012] 根据电路拓扑和基尔霍夫定律,可以获取期望电压为:

$$[0013] \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{s}_2(s_1 + \bar{s}_1 \bar{\sigma}_a) \\ \bar{s}_4(s_3 + \bar{s}_3 \bar{\sigma}_b) \\ \bar{s}_6(s_5 + \bar{s}_5 \bar{\sigma}_c) \end{bmatrix};$$

[0014] 所以,每个采样周期内的相电压平均值可以表示为:

$$[0015] \begin{bmatrix} V_{an}(k) \\ V_{bn}(k) \\ V_{cn}(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \int_{t(k-1)}^{t(k)} \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{s}_2(s_1 + \bar{s}_1 \bar{\sigma}_a) \\ \bar{s}_4(s_3 + \bar{s}_3 \bar{\sigma}_b) \\ \bar{s}_6(s_5 + \bar{s}_5 \bar{\sigma}_c) \end{bmatrix} dt;$$

[0016] 其中,T_s表示采样周期,t(k)代表第k个采样时刻;

[0017] (3)、实际电压的计算

[0018] 根据电路拓扑,实际相电压为:

$$[0019] V_{xn}^*(k) = \frac{1}{T_s} \int_{t(k-1)}^{t(k)} (L \cdot \frac{di_x}{dt} + R \cdot i_x) dt;$$

[0020] (4)、故障定位

[0021] 定义T_{xn}(k)为阈值,设计故障定位的标志F_x(x=a,b,c)为:

$$[0022] F_x = \begin{cases} 1 & \Delta V_{xn}(k) - T_{xn}(k) > 0 \\ 0 & \Delta V_{xn}(k) - T_{xn}(k) \leq 0 \end{cases} \quad (1)$$

[0023] 为了进一步保证鲁棒性,设计故障检测标志F_d为:

$$[0024] F_d = \begin{cases} 1 & t_d \geq 2T_s \\ 0 & t_d < 2T_s \end{cases} \quad (2)$$

[0025] 这里t_d代表着F_x=1所持续的时间,当F_d=1时,意味着检测到开路故障发生,否则没有故障。

[0026] (5)、自适应阈值的设计

[0027] 考虑参数误差、采样误差影响的时候,定义μ_{LX},μ_{RX},μ_{iX}为L_X,R_X,i_X的误差;所以,负载的参数误差和电流的采样误差对相电压偏差造成的影响为:

$$[0028] \Delta V_{xn}^{p\&s}_{max}(k) = \frac{1}{T_s} \cdot \mu_{LX} \cdot |i_x(k) - i_x(k-1)| + \frac{1}{2} \cdot \mu_{RX} |i_x(k) + i_x(k-1)| + \mu_{iX} \cdot R_x + \frac{2}{T_s} \cdot \mu_{iX} \cdot L_x;$$

[0029] 考虑死区时间、延迟和过渡时间影响的时候,定义T_s为采样周期,T_{X*}代表开关管在一个采样周期内的理想开通时间,T_X为开关管在一个采样周期内的实际开通时间,t_{dead}表示死区时间,t_{on}为开通的延迟和过渡时间,t_{off}代表关断的延迟和过渡时间;一个采样周期内开关的实际开通时间为:

$$[0030] T_X = T_X^* - (t_{dead} + t_{on} - t_{off}) \cdot \text{sgn}(i);$$

[0031] 由死区时间,延迟和过渡时间引起的等效开关信号的最大误差可估算为:

$$[0032] s_{max} = \left| \frac{T_x - T_x^*}{T_s} \right| = \left| \frac{t_{dead} + t_{on} - t_{off}}{T_s} \right|;$$

[0033] 所以,死区时间、延迟和过渡时间对相电压偏差造成的影响为:

$$[0034] \Delta V_{xn}^{time\ max}(k) = \frac{V_{dc}}{3} \cdot s_{max};$$

[0035] 其中 $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。所以,考虑到参数误差、采样误差、死区时间、延迟和过渡时间的影响,自适应阈值设计为 $T_{xn}(k) = \Delta V_{xn}^{p\&s\ max}(k) + \Delta V_{xn}^{time\ max}(k)$ 。

[0036] 本发明的目的是这样实现的。

[0037] 本发明逆变器开路故障的快速定位方法,基于混合逻辑动态模型与自适应阈值构建,包括故障电压特征的分析、期望电压的建立、实际电压的计算以及自适应阈值的设计。在本发明中,针对逆变器的开路故障状态,分析了故障下的电压特征,之后分别通过混合逻辑动态模型和电流得到期望电压和实际电压。在每个采样周期中,计算出期望电压和实际电压间的电压偏差,并将其作为故障定位变量。通过这种方式,避免了使用额外的硬件,并且易于嵌入系统中。考虑到采样误差,参数误差,空载时间,延迟时间和过渡时间的影响,设计了自适应阈值。本发明能够快速而准确地定位到具体的故障开关管,可用于设备的容错系统。

附图说明

[0038] 图1是本发明逆变器开路故障的快速定位方法一种具体实施方式流程示意图;

[0039] 图2是本发明涉及的逆变器开关驱动信号工作模式波形图。

具体实施方式

[0040] 下面结合附图对本发明的具体实施方式进行描述,以便本领域的技术人员更好地理解本发明。需要特别提醒注意的是,在以下的描述中,当已知功能和设计的详细描述也许会淡化本发明的主要内容时,这些描述在这里将被忽略。

[0041] 如图1所示,本发明涉及故障电压特征的分析、期望电压的建立、实际电压的计算、故障定位以及自适应阈值的设计。

1、故障电压特征分析

[0043] 在本发明中,以T1发生故障为例,结合混合逻辑动态模型分析开路故障时的电压特征,定义 $V_{xn}(x=a,b,c)$ 代表期望相电压, $V_{xn}^*(x=a,b,c)$ 为实际相电压,电压偏差为 $\Delta V_{xn} = V_{xn} - V_{xn}^*$ 。定义 $s_i (i=1,2,3,4,5,6)$ 为六个开关的等效开关信号, $s_i = 1$ 表示该开关处于打开状态, $s_i = 0$ 代表该开关处于断开状态。定义 $i_k (k=a,b,c)$ 为三相电流, $\sigma_k (k=a,b,c)$ 表示电流流向, $\bar{s}_k = 1 - s_k$, $\bar{\sigma}_k = 1 - \sigma_k$ 。

[0044] 根据电路拓扑和基尔霍夫定律,可以得到正常工作情况下的理想相电压 V_{xn} 为:

$$[0045] \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{s}_2(s_1 + \bar{s}_1\bar{\sigma}_a) \\ \bar{s}_4(s_3 + \bar{s}_3\bar{\sigma}_b) \\ \bar{s}_6(s_5 + \bar{s}_5\bar{\sigma}_c) \end{bmatrix};$$

[0046] 正常状态下,未发生故障,电压偏差为0。但是当T1发生故障之后,等效于 $s'_1 \equiv 0$,这里 s'_i ($i=1,2,3,4,5,6$)代表故障后六个电源开关的等效开关信号,然后,实际电压 V_{xn}^* 可表示为:

$$[0047] V_{xn}^* = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{s}_2 \bar{\sigma}_a \\ \bar{s}_4(s_3 + \bar{s}_3 \bar{\sigma}_b) \\ \bar{s}_6(s_5 + \bar{s}_5 \bar{\sigma}_c) \end{bmatrix};$$

[0048] 因此,电压偏差 ΔV_{xn} 可计算得到为:

$$[0049] \Delta V_{xn} = V_{xn} - V_{xn}^* = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \bar{s}_2 \bar{\sigma}_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

[0050] 根据计算得到的电压偏差,将开路故障之后的电压特征分为两种情况。情况1:当 $i_a > 0$ 的时候,A相电压偏差 $\Delta V_{an} > 0$,B相电压偏差 $\Delta V_{bn} < 0$,C相电压偏差 $\Delta V_{cn} < 0$ 。情况2:当 $i_a \leq 0$ 的时候,电压偏差不会受到故障的影响。所以一定有,A相电压偏差 $\Delta V_{an} \geq 0$,B相电压偏差 $\Delta V_{bn} \leq 0$,C相电压偏差 $\Delta V_{cn} \leq 0$ 。

[0051] 同样,当其他开关管发生开路故障时,也可以得出类似的结论。电压偏差与故障开关之间的关系可以总结在表1中。

故障开关	ΔV_{an}	ΔV_{bn}	ΔV_{cn}
[0052]	T1 ≥ 0	≤ 0	≤ 0
	T2 ≤ 0	≥ 0	≥ 0
	T3 ≤ 0	≥ 0	≤ 0
	T4 ≥ 0	≤ 0	≥ 0
	T5 ≤ 0	≤ 0	≥ 0
	T6 ≥ 0	≥ 0	≤ 0

[0053] 表1

[0054] 2、期望电压的建立

[0055] 根据电路拓扑和基尔霍夫定律,可以获取期望电压为:

$$[0056] \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{s}_2(s_1 + \bar{s}_1 \bar{\sigma}_a) \\ \bar{s}_4(s_3 + \bar{s}_3 \bar{\sigma}_b) \\ \bar{s}_6(s_5 + \bar{s}_5 \bar{\sigma}_c) \end{bmatrix};$$

[0057] 每个采样周期的相电压平均值可以表示为:

$$[0058] \begin{bmatrix} V_{an}(k) \\ V_{bn}(k) \\ V_{cn}(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \int_{t(k-1)}^{t(k)} \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{s}_2(s_1 + \bar{s}_1 \bar{\sigma}_a) \\ \bar{s}_4(s_3 + \bar{s}_3 \bar{\sigma}_b) \\ \bar{s}_6(s_5 + \bar{s}_5 \bar{\sigma}_c) \end{bmatrix} dt;$$

[0059] 这里 T_s 表示采样周期, $t(k)$ 代表第 k 个采样时刻。

[0060] 3、实际电压的计算

[0061] 根据电路拓扑,实际相电压为:

$$[0062] V_{xn}^*(k) = \frac{1}{T_s} \int_{t(k-1)}^{t(k)} \left(L \cdot \frac{di_x}{dt} + R \cdot i_x \right) dt;$$

[0063] 4、故障定位

[0064] 定义 $T_{xn}(k)$ 为阈值, 设计故障定位的标志 $F_x(x=a,b,c)$ 为:

$$[0065] F_x = \begin{cases} 1 & \Delta V_{xn}(k) - T_{xn}(k) > 0 \\ 0 & \Delta V_{xn}(k) - T_{xn}(k) \leq 0 \end{cases} \quad (1)$$

[0066] 为了进一步保证鲁棒性, 设计故障检测标志 F_d 为:

$$[0067] F_d = \begin{cases} 1 & t_d \geq 2T_s \\ 0 & t_d < 2T_s \end{cases} \quad (2)$$

[0068] 这里 t_d 代表着 $F_x=1$ 所持续的时间, 当 $F_d=1$ 时, 意味着检测到开路故障发生, 否则没有故障。

[0069] 基于上述分析, 故障标志和故障开关之间的关系如表2所示

故障开关	F_d	F_a	F_b	F_c
[0070]	正常	0	0	0
	T1	1	1	0
	T2	1	0	1
	T3	1	0	0
	T4	1	1	0
	T5	1	0	1
	T6	1	1	0

[0071] 表2

[0072] 5、自适应阈值的设计

[0073] 实际应用中, 参数误差、采样误差、死区时间、延迟和过渡时间是无法避免的, 在设计阈值的时候需要考虑到这些影响。

[0074] 为了便于分析参数和采样误差的影响, 定义 $X = (x_1, \dots, x_n)^T$ 为系统的输入参数, $y = f(X)$ 代表系统输出。由于不可避免的环境, 测量, 老化和其他误差因素, 输入参数中存在一定误差, 并用 $\mu = (\mu_1, \dots, \mu_n)^T$ 表示, μ 与 X 有关, 因此 y 应当修正为 $y = f(X + \mu)$ 。

[0075] 根据泰勒公式可知:

$$[0076] y = f(X + \mu) \approx f(X) + \sum_{i=1}^n \left(\frac{dy}{dx_i} \cdot \mu_i \right) \quad (3)$$

[0077] 因此, 输出的误差为:

$$[0078] \Delta y^{p\&s}_{max} = |f(X + \mu) - f(X)| = \sum_{i=1}^n \left| \frac{dy}{dx_i} \cdot \mu_i \right| \quad (4)$$

[0079] 定义 $\mu_{LX}, \mu_{RX}, \mu_{iX}$ 为 L_X, R_X, i_X 的误差; 所以, 负载的参数误差和电流的采样误差对相电压偏差造成的影响为:

$$[0080] \Delta V_{xn}^{p\&s}_{max}(k) = \frac{1}{T_s} \cdot \mu_{LX} \cdot |i_X(k) - i_X(k-1)| + \frac{1}{2} \cdot \mu_{RX} |i_X(k) + i_X(k-1)| + \mu_{iX} \cdot R_X + \frac{2}{T_s} \cdot \mu_{iX} \cdot L_X \quad (5)$$

[0081] 为了便于死区时间、延迟和过渡时间造成的影响, 图2展示了逆变器开关驱动信号工作模式, 定义 T_s 为采样周期, T_X^* 代表开关管在一个采样周期内的理想开通时间, T_X 为开关管在一个采样周期内的实际开通时间, t_{dead} 表示死区时间, t_{on} 为开通的延迟和过渡时间, t_{off} 代表关断的延迟和过渡时间, $sgn(\cdot)$ 为符号函数。。

[0082] 开关管在一个采样周期内实际的开通时间为:

$$[0083] T_X = T_X^* - (t_{dead} + t_{on} - t_{off}) \cdot sgn(i) \quad (6)$$

[0084] 因此,死区时间、延迟和过渡时间对等效的开关信号所造成影响可以估计为:

$$[0085] s_{max} = \left| \frac{T_x - T_x^*}{T_s} \right| = \left| \frac{t_{dead} + t_{on} - t_{off}}{T_s} \right| \quad (7)$$

[0086] 所以,对电压偏差的造成的影响为:

$$[0087] \Delta V_{xn}^{time\ max}(k) = \frac{V_{dc}}{3} \cdot s_{max} \quad (8)$$

[0088] 结合(5)和(8),设计自适应阈值为:

$$[0089] T_{xn}(k) = \Delta V_{xn}^{p\&s\ max}(k) + \Delta V_{xn}^{time\ max}(k) \quad (9)$$

[0090] 尽管上面对本发明说明性的具体实施方式进行了描述,以便于本技术领域的技术人员理解本发明,但应该清楚,本发明不限于具体实施方式的范围,对本技术领域的普通技术人员来讲,只要各种变化在所附的权利要求限定和确定的本发明的精神和范围内,这些变化是显而易见的,一切利用本发明构思的发明创造均在保护之列。

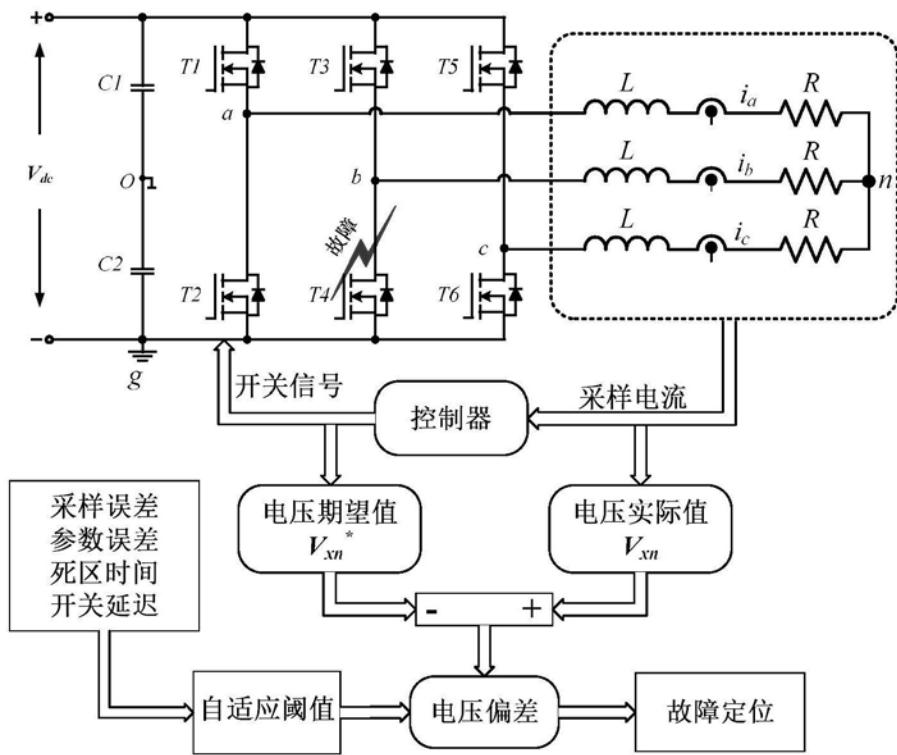


图1

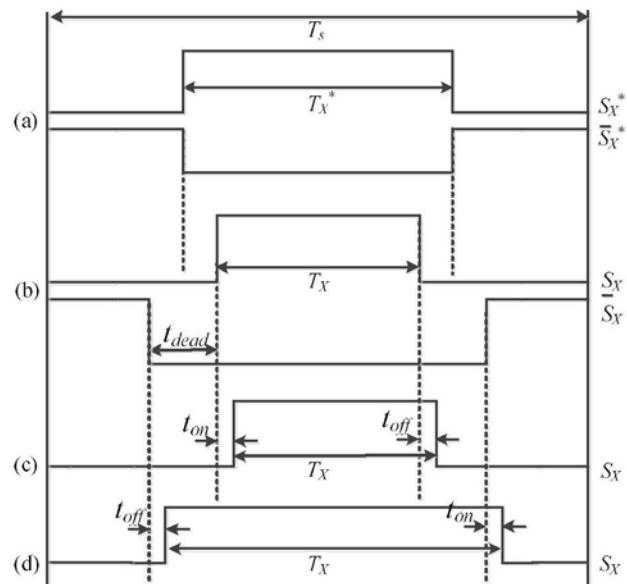


图2