

三相四开关有源电力滤波器的容错控制技术

王兰,陈俐

(河北石油职业技术学院 信息工程系,河北 廊坊 065000)

摘要:设计了基于 dq 电流谐波检测法、电流矢量轨迹斜率故障诊断法以及模糊自适应PR控制的容错型有源电力滤波器,并提出了利用电压差值前馈补偿方法消除直流母线中点电位偏移。搭建了容错型三相四开关有源电力滤波器的整体模型和实验平台,研究其在故障发生前、故障发生后以故障状态运行与故障发生后以拓扑重构状态运行时对谐波的补偿性能。结果表明,所设计的容错型有源电力滤波器在故障前与故障后拓扑重构运行时均有良好的谐波补偿效果。

关键词:有源电力滤波器;容错;模糊自适应PR控制;电压差值前馈

中图分类号:TM351 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed19201

Fault-tolerant Control Technology of the Three-phase Four-switch Active Power Filter

WANG Lan, CHEN Li

(Department of Information Engineering, Hebei Technical College of Petroleum Profession,
Langfang 065000, Hebei, China)

Abstract: The fault-tolerant active power filter (APF) based on dq current harmonics detection, current vector trajectory slope method and fuzzy adaptive PR control was designed. The compensation method of voltage difference feed-forward was proposed to eliminate the neutral point potential offset in DC bus. The overall model and the experimental platform of fault-tolerant three-phase four-switch active power filter were built, and the compensation performance of the harmonic when APF runs before the fault occurs, runs after the fault occurs and runs in topology reconfiguration state after the fault occurs were analyzed separately. The results show that the fault-tolerant active power filter has good harmonic compensation effect before and after the topology reconstruction operation.

Key words: active power filter (APF); fault-tolerant; fuzzy adaptive PR control; voltage difference feed-forward

目前,针对有源电力滤波器(APF)的研究多集中于检测与控制算法的讨论,而对APF的实用性与可靠性缺乏深入的研究与探讨。由于APF主电路中的功率开关器件长期处于高频工作状态,极易发生故障,将直接影响APF的输出电流,进而会影响整个系统的运行^[1]。因此,APF容错方案的研究逐渐受到了重视。

常见的APF故障诊断的方法主要有:简单直流法、归一化直流法、平均电流Park矢量法、电压解析模型法和下管电压检测法。这些方法存在计算量大、易出现误诊断现象、故障诊断的噪声特性和鲁棒性高、故障诊断较复杂等缺点,降低了故障诊断的效率^[2-6]。

目前,可行性较高的APF容错方案主要包括逆变器冗余^[7]、桥臂冗余^[8]、三相四桥臂冗余^[9]和四开关两相容错^[10]等方式。逆变器冗余采用备份逆变器保证系统运行的可靠性,对系统故障诊断的要求低且无需定位故障,但是逆变器利用率低,设备体积大且成本高。桥臂冗余需要在原有桥臂旁并联1个辅助桥臂,以便某相发生故障时使用,比起逆变器冗余,这种方式的补偿效果不变,并减少了硬件投入,成本较低,但控制和辅助设备较为复杂。三相四桥臂冗余和四开关两相容错的工作方式,在逆变器单相故障发生时,采用负载中点和辅助桥臂连接的方式,使系统工作于两相状态下,虽然这种方法故障检测及补偿的

基金项目:河北省教育厅基金资助项目(ZD2017081)

作者简介:王兰(1983-),女,硕士,讲师,Email:wanglan_66@126.com

可靠性高,但是由于其需要增加复杂的辅助设备,增加了系统成本,且不适用于三相六开关拓扑的并联型有源电力滤波器。

考虑到 APF 系统故障诊断的准确性和效率,以及故障补偿方法的可靠性和系统成本问题,本文基于三相三线制并联电压型有源电力滤波器,提出了电流矢量轨迹斜率故障诊断法,采用 dq 检测法对电流谐波进行检测;针对容错型有源电力滤波器故障前后拓扑结构不同造成 PR 参数不恒定的问题,采用模糊自适应 PR 控制器对其进行改进,针对直流母线电压偏移的问题,提出一种电压前馈补偿法对其进行抑制,并对该方法进行了数学推导以证明其有效性。搭建容错型有源电力滤波器系统模型,研究其在故障发生前后的补偿效果与补偿性能。通过实验验证了本文所提出的 APF 容错方案能够准确实时地检测到 APF 系统故障,并对故障进行定位,有效地完成故障补偿。

1 APF 故障诊断方法

1.1 电流矢量轨迹斜率诊断法

APF 主电路的故障采用电流矢量轨迹斜率法进行诊断,此方法简单易实现,1个电流周期内即可诊断和定位出 IGBT 的开路故障^[11-12]。考虑到 APF 主电路输出电流的基波分量为三相正弦波,可提取基波分量进行运算并将其矢量轨迹斜率作为故障诊断的判据,具体实现原理如下所述。

利用 Clark 变换将三相电流变换到两相坐标系下:

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c) \\ i_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}(\frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c) \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_a, i_b, i_c 为 APF 在三相静止坐标系下的电源输出电流; i_α, i_β 为 APF 在 $d-q$ 旋转坐标系下的电源输出电流。

电流矢量为

$$\mathbf{I}_s = i_\alpha + j i_\beta \quad (2)$$

对电流进行周期采样,电流矢量轨迹斜率为

$$\Psi = \frac{i_{\alpha(t)} - i_{\alpha(t-1)}}{i_{\beta(t)} - i_{\beta(t-1)}} \quad (3)$$

式中: $i(t), i(t-1)$ 分别为 t 及 $t-1$ 时刻的电流值。

Ψ 随时间变化,当采样量为三相正弦值时,其矢量轨迹为圆形^[13];当某相存在 IGBT 开路故

障导致采样量非三相正弦值时,其矢量轨迹根据开断相的不同分别呈现不同特征。图 1 为 APF 正常运行与某相故障时的电流矢量轨迹。

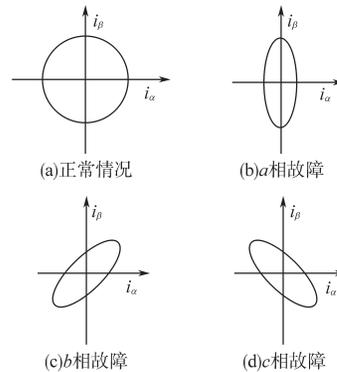


图 1 APF 正常运行与某相故障时的电流矢量轨迹

Fig.1 Current vector trajectory when APF runs in normal operation or a phase failure occurs

应用电流矢量轨迹斜率法对 APF 进行故障诊断。首先,通过电流矢量轨迹判断主电路 IGBT 是否存在故障,分别取轨迹与 $\alpha-\beta$ 平面的横、纵坐标轴交点 $[i_{\alpha(k)}, 0], [0, i_{\beta(p)}]$,在 APF 正常运行时,基波分量为三相正弦值,电流矢量轨迹为圆形,此时 $\|i_{\alpha(k)} - |i_{\beta(p)}|\| \leq \sigma$, σ 为消除误差所设定的阈值;若 $\|i_{\alpha(k)} - |i_{\beta(p)}|\| \geq \sigma$, 则判定 IGBT 存在开路故障。其次,在确定某相存在开路故障后,对轨迹的斜率进行求取。可以根据 Ψ 值对故障进行定位,但是,由于测量存在误差,只需要对 Ψ 值的正负进行判断即可判定故障开关器件所在相。表 1 为电流矢量轨迹斜率法故障定位方法。

表 1 电流矢量轨迹斜率法故障定位

Tab.1 Fault location of current vector trajectory slope method

$\ i_{\alpha(k)} - i_{\beta(p)} \ $	Ψ	故障相
$\leq \sigma$		无
$> \sigma$	0	a
$> \sigma$	+	b
$> \sigma$	-	c

1.2 $d-q$ 谐波检测法

目前,APF 的谐波电流大多使用基于瞬时无功功率理论的方法进行检测,而基于瞬时无功功率理论又衍生出多种检测性能更加优异的方法。当前使用较为普遍的是 $dq0$ 检测法,在电压失真与负载电流不对称的情况下仍能准确提取出谐波分量。

由于本文研究的是三相三线制系统,不存在零序分量,可略去零轴,即采用 dq 检测法进行谐波的检测。其实质是利用 Park 变换将待测的三相电流由静止的 abc 坐标系转变到旋转的 dq 坐

标系中,便于分离出电流的基波正序分量^[14]。图2为三相四开关APF拓扑结构,其中, u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} 为系统电源电压; i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} 为电源电流; i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 为负载电流; i_{ca}, i_{cb}, i_{cc} 为三相静止坐标系下容错型APF的补偿电流; u_{C_1}, u_{C_2} 为直流侧电容 C_1, C_2 的电压。

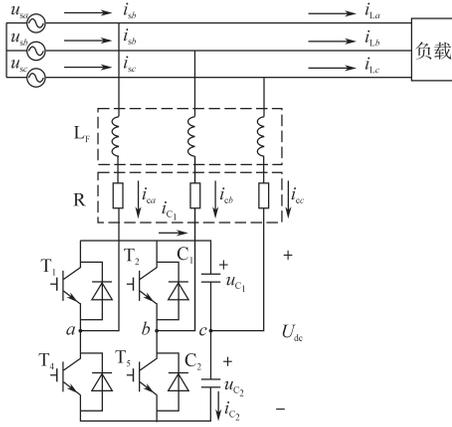


图2 三相四开关APF拓扑结构

Fig.2 Topology of three-phase four-switch APF

当三相负载电流含有各种不同频次的谐波时,可表示为

$$\begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1n} \sin(n\omega t + \varphi_{1n}) \\ i_{1n} \sin(n\omega t + \varphi_{1n} - \frac{2}{3}\pi) \\ i_{1n} \sin(n\omega t + \varphi_{1n} + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{2n} \sin(n\omega t + \varphi_{2n}) \\ i_{2n} \sin(n\omega t + \varphi_{2n} - \frac{2}{3}\pi) \\ i_{2n} \sin(n\omega t + \varphi_{2n} + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $i_{1n}, i_{2n}, \varphi_{1n}, \varphi_{2n}$ 分别为各次正、负序电流的有效值和初始相角; ω 为基波角频率。

对式(4)进行Park变换:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = C_{dq} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1n} \sin[(n-1)\omega t + \varphi_{1n}] \\ -i_{1n} \cos[(n-1)\omega t + \varphi_{1n}] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{2n} \sin[(n+1)\omega t + \varphi_{2n}] \\ -i_{2n} \cos[(n+1)\omega t + \varphi_{2n}] \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中

$$C_{dq} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \times \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

式中: C_{dq} 为Park变换矩阵。

由式(5)可以看出,变换后的正序分量会比原始的波次减1,而负序分量变换后的波次将会增1,据此,基波正序分量转化成了直流量,其他各分量仍为交流量。变换后得到的 d 轴与 q 轴的

电流由直流分量 \bar{i}_d 和交流分量 \hat{i}_d 2部分组成,即

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + \hat{i}_d \\ \bar{i}_q + \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

dq 检测法原理框图如图3所示。三相负载电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 经 dq 变换后得到的 i_d, i_q 均可分解为直流和交流2部分,经低通滤波器滤除交流分量得到直流分量,再对该直流分量进行 dq 反变换,即可得到三相负载电流中的基波正序分量 i_{af}, i_{bf}, i_{cf} 。从负载电流中减去所得基波正序电流,结果即为需要检测的谐波电流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} 。

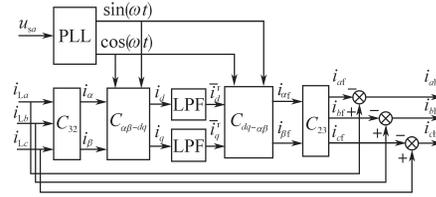


图3 dq检测法原理框图

Fig.3 Principle diagram of dq detection method

2 APF容错控制方法

2.1 模糊自适应PR控制

根据内膜原理,要实现对给定信号的无静差跟踪,PR控制器必须包含该信号的模型。给定信号为交流信号时,PR控制器要含有广义积分器才能实现无静差跟踪。广义积分器的传递函数为

$$G_0(s) = \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (7)$$

式中: ω 为角频率。

在本文所述系统中,由于谐波电流为交流信号,PI控制器无法实现对给定信号的精确控制,需要用到PR控制器,其传递函数为

$$G_1(s) = k_p + \frac{k_r s}{s^2 + \omega^2} \quad (8)$$

式中: k_p 为比例系数; k_r 为谐振系数。

$G_1(s)$ 在 ω 处开环增益无穷大,保证了对频率为 ω 的正弦信号的无静差跟踪。 k_p 可以增大除 ω 外其他频率处的开环增益, k_r 可以在根轨迹上为系统灵活地配置闭环极点^[15]。

由于容错型有源电力滤波器在故障发生后进行了拓扑重构,以三相四开关模式运行,与正常运行时的三相六开关模式有不同的控制参数或不同的控制方法。模糊自适应PR控制是一种利用模糊数学的基本理论来实时整定PR控制器参数的控制方法,PR控制器的参数随系统状态的变化而实时变化,使控制系统品质指标保持在理

想范围内^[16]。模糊自适应PR控制器以误差*e*与误差变化*ec*作为输入,利用已建立好的模糊控制规则在线对PR参数进行修改,以实现PR参数自整定的要求,模糊自适应PR控制器结构如图4所示。

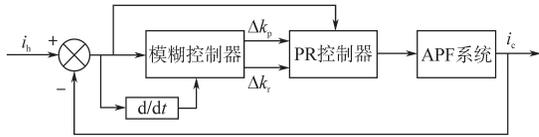


图4 模糊自适应PR控制器结构框图

Fig.4 The block diagram of fuzzy adaptive PR controller

模糊自适应PR控制整定后PR参数为

$$\begin{cases} k_p = k_p^* + \Delta k_p \\ k_r = k_r^* + \Delta k_r \end{cases} \quad (9)$$

式中: k_p^* , k_r^* 分别为PR参数的预设值; Δk_p , Δk_r 分别为PR参数的修正值; k_p , k_r 分别为整定后的PR参数值。

表2为 k_p 整定的模糊规则表,表3为 k_r 整定的模糊规则表。输入模糊子集为 e 与 ec ,取 e 的物理论域为 $[-9,9]$, ec 的物理论域为 $[-3,3]$,输出模糊子集为 Δk_p 与 Δk_r ,输入与输出的物理论域所对应的模糊论域均为 $[NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB]$ 。将模糊化后的 e 与 ec 通过表中规则进行模糊推理,得出 Δk_p 与 Δk_r 的模糊量,采用重心法对其进行解模糊化得到精确值,通过式(9)计算得出模糊自适应整定后的PR参数。 e 与 ec 分别表示谐波电流与APF输出的补偿电流的误差与误差变化率。

表2 k_p 的模糊规则表

Tab.2 Fuzzy rule table of k_p

	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	NB	NM	NS	ZO	ZO	NS	NS
ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB

表3 k_r 的模糊规则表

Tab.3 Fuzzy rule table of k_r

	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	ZO						
NM	ZO						
NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	NS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	PB
PM	ZO						
PB	ZO						

2.2 中点电压差值前馈补偿法

直流母线电压的大小及其变化会对APF的

补偿性能造成直接影响,为使APF直流母线电压保持稳定,需要与电网进行有功功率的能量交换。在APF的实际应用中,最常用PI闭环对直流母线电压进行控制。由于直流母线侧由两电容串联组成,两电容电压不可能维持恒定,会存在电压偏差与电压波动。直流母线中点电位不平衡会使APF输出电压不平衡,从而引起输出电流不对称,进而导致电网电流谐波补偿效果变差,甚至会对运行系统造成威胁。因此需要通过一定手段对直流母线中点电压偏移进行有效抑制,实现均压。

定义功率开关器件的开关函数为

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{上管开通下管关断} \\ -1 & \text{下管开通上管关断} \end{cases} \quad j=a,b \quad (10)$$

直流母线上、下两电容电流分别为 i_{c1} , i_{c2} , 其与开关函数的关系如表4所示。

表4 直流母线电容电流与开关函数的关系

Tab.4 Relationship between capacitance current of DC bus and switching function

S_a	S_b	i_{c1}	i_{c2}
1	1	$i_{ca} + i_{cb}$	0
1	-1	i_{ca}	$-i_{cb}$
-1	1	i_{cb}	$-i_{ca}$
-1	-1	0	$-i_{ca} - i_{cb}$

设 C_1, C_2 电容值均为 C ,由图2可知 $i_{c2} = i_{cc} + i_{c1}$, 综合 $i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0$ 与表4可得直流母线两电容电流为

$$\begin{cases} i_{c1} = C \frac{du_{c1}}{dt} = \frac{1}{2}(S_a i_{ca} + S_b i_{cb} - i_{cc}) \\ i_{c2} = C \frac{du_{c2}}{dt} = \frac{1}{2}(S_a i_{ca} + S_b i_{cb} + i_{cc}) \end{cases} \quad (11)$$

对补偿电流进行dq变换,结合式(11)可得:

$$\begin{cases} \frac{du_{c1}}{dt} = \frac{1}{2C}(\lambda_{11} i_{cd} - \lambda_{12} i_{cq}) \\ \frac{du_{c2}}{dt} = \frac{1}{2C}(\lambda_{21} i_{cd} - \lambda_{22} i_{cq}) \end{cases} \quad (12)$$

其中

$$\lambda_{11} = S_a \cos \omega t + S_b \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) - \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi)$$

$$\lambda_{12} = -S_a \sin \omega t - S_b \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)$$

$$\lambda_{21} = S_a \cos \omega t + S_b \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi)$$

$$\lambda_{22} = -S_a \sin \omega t - S_b \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) - \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)$$

式中: i_{cd}, i_{cq} 分别为dq旋转坐标系下容错型APF的直轴和交轴补偿电流。

假设电路处于稳态运行,则令 $i_{cd} = I_d^*$, $i_{cq} = I_q^* = 0$,根据式(12)可得:

$$\frac{d\Delta u}{dt} = -\frac{1}{C} \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) I_d^* \quad (13)$$

其中

$$\Delta u = u_{c1} - u_{c2}$$

对式(13)进行积分,可得:

$$\Delta u(t) = -\frac{I_d^*}{\omega C} \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) + \frac{\sqrt{3} I_d^*}{2\omega C} \quad (14)$$

根据式(14)可知, Δu 含有正弦分量与初始直流流量,需对直流中点电位进行平衡补偿。在 I_d^* 中加入一补偿量进行前馈补偿,令 $I_{dref}^* = I_d^* + f(\Delta u)$, 并且为了使 Δu 成为 $d\Delta u/dt$ 的线性函数,则令 $f(\Delta u) = k\omega C \sec(\omega t + 2\pi/3) \Delta u$ 。根据式(13)和式(14)可得:

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta u}{dt} &= -\frac{1}{C} \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) I_d^* - k\omega \Delta u \\ &= \frac{I_d^*}{C} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} k + k \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) - \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \right] \end{aligned} \quad (15)$$

使 Δu 与 $d\Delta u/dt$ 不同正负号即可控制 Δu 趋于稳定, Δu 与 $d\Delta u/dt$ 的关系如表5所示。

表5 Δu 与 $d\Delta u/dt$ 关系

Tab.5 Relationship between Δu and $d\Delta u/dt$

Δu	$\theta = \omega t + \frac{2}{3}\pi$	$\frac{\sqrt{3}}{2}k + k \sin \theta - \cos \theta$	$\frac{d\Delta u}{dt}$
+	$(-\frac{4\pi}{3} + 2k\pi, \frac{\pi}{3} + 2k\pi)$	$-, k < -\frac{2}{2 + \sqrt{3}}$	-
		$+, k > -\frac{2}{2 + \sqrt{3}}$	+
-	$(\frac{\pi}{3} + 2k\pi, \frac{2\pi}{3} + 2k\pi)$	$+, k > \frac{1}{2\sqrt{3}}$	+
		$-, k < \frac{1}{2\sqrt{3}}$	-

由表5可见,控制 k 的取值即可控制 $d\Delta u/dt$ 的正负,令 $k=0.6k_1$ (k_1 为调整系数, $k_1 > 1$)。 $\Delta u > 0$ 时,补入 $-k$ 使 $d\Delta u/dt < 0$; $\Delta u < 0$ 时,补入 $+k$ 使 $d\Delta u/dt > 0$, 最终使偏差 Δu 趋于稳定甚至降为0。由于 $f(\Delta u)$ 中含有 $\sec(\omega t + 2\pi/3)$ 项,可能会使补偿值异常大而导致系统振荡,需要对其进行限幅。

控制系统完整结构框图如图5所示。系统的工作原理为:若 c 相发生故障, APF 由三相六开关拓扑结构切换到三相四开关拓扑结构下工作,见图2。首先,经过 dq 谐波检测法从负载电流中提取谐波电流,同时对直流母线电压进行补偿;然后,根据指令电流 i_c 利用模糊自适应 PR 控制方法产生相应的占空比,控制有源滤波器的功率开关管 IGBT,使之产生与谐波反向的补偿电流,将此补偿电流送至电网从而达到消除电网中谐波的目的,使三相电流为正弦波。

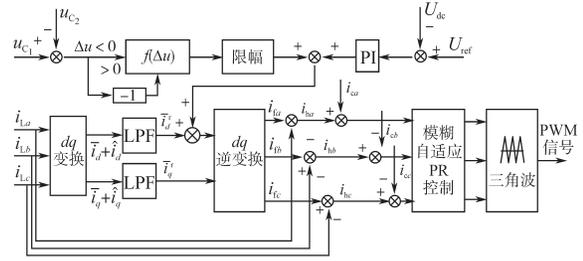


图5 控制系统完整结构框图

Fig.5 Complete block diagram of control system

3 仿真及结果分析

为了验证基于所提方法的容错型 APF 补偿性能与容错能力,在 PSCAD/EMTDC 与 Matlab 仿真平台上对其进行联合仿真研究,并对故障发生前、故障发生后故障状态运行与故障发生后容错状态运行3种状况进行了对比分析。

根据所用元件参数的设计规则,确定了仿真系统各参数的具体数值,具体参数为:电网相电压 220 V,直流母线总电压 700 V,交流侧电感 0.5 mH,直流侧电容 $5\ 000 \times 2 \mu\text{F}$,电网频率 50 Hz 开关频率 10 kHz。

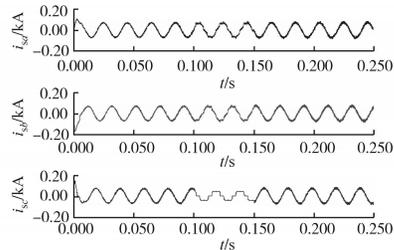


图6 APF发生故障前后的电源电流

Fig.6 Source current before and after the failure of APF

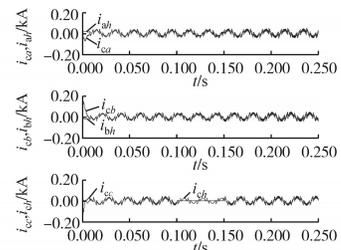


图7 APF发生故障前后的补偿电流与指令电流

Fig.7 Compensation current and reference current before and after the failure of APF

仿真时间为 0.25 s, c 相在 0.1 s 时发生故障,在 0.15 s 时进行拓扑重构,将 APF 切换到容错三相四开关拓扑结构下继续运行,得到的电源电流波形如图6所示, APF 输出补偿电流跟踪指令电流情况如图7所示。可以看出,所设计的 APF 补

偿效果良好,经过补偿后的电源电流波形呈现正弦趋势。在发生单相故障时,APF输出的补偿电流不能对指令电流进行实时跟踪导致电源电流波形发生畸变;而在发生单相故障时,APF进行拓扑重构后仍然能够对谐波进行实时跟踪补偿,保证了所设计APF的容错运行能力。

APF故障发生前与故障发生拓扑重构后的THD与频谱如图8所示。

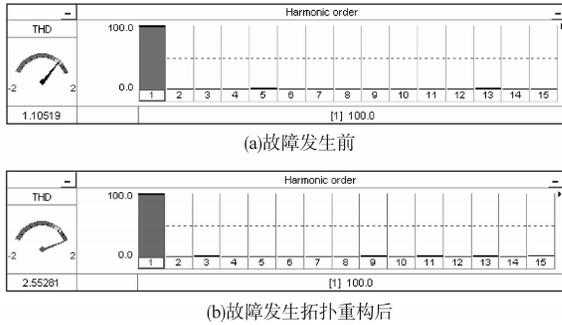


图8 APF故障发生前与故障发生拓扑重构后的THD与频谱
Fig.8 THD and spectrum before a fault occurred and after the fault when topology reconfiguration of APF

由图8可知,APF发生故障前对电源电流进行谐波补偿后的THD值为1.11%,发生单相故障并进行了APF的拓扑重构后,对电源电流进行谐波补偿得到的THD值为2.55%。虽然谐波含量稍有上升,但是仍然满足国家标准5%以下的要求。

直流母线总电压波形和两分裂电容电压波形如图9所示。由图9可以看出,APF突发故障时,直流母线总电压与两分裂电容电压均产生波动,而后又均逐渐趋于稳定,最终稳定于给定电压参考值附近,保证了APF与电网的能量交换,同时又说明了所提方法能够有效抑制直流母线中点电位的偏移,进而保证了APF对谐波的准确补偿。

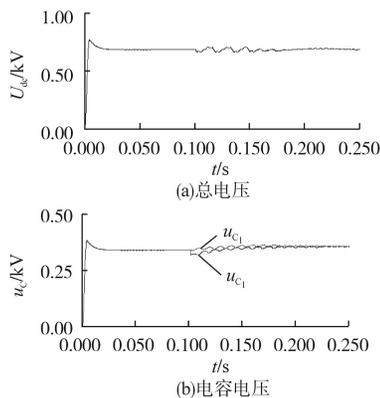


图9 直流母线总电压和直流母线两分裂电容电压波形
Fig.9 The waveforms of DC bus voltage and two capacitors' voltage of DC bus

为了验证模糊自适应PR控制方法对APF故障补偿的有效性,保持其他各参数不变,只改变控制方法,分别对传统PR控制的APF与本文所设计的模糊自适应PR控制的APF进行故障补偿的仿真分析。将APF在0.1s时设置c相故障,使其处于三相四开关状态运行,根据2种控制方法进行仿真得到的电源电流波形如图10所示。由于经过谐波补偿后的电源电流三相基本对称,所以可以仅对一相进行分析。从图10中可明显看出,传统PR控制的APF在发生单相故障时对谐波进行补偿后得到的电源电流畸变明显,波形已不呈正弦趋势;而模糊自适应PR控制的APF能够自动调整PR参数,使APF的输出能够实时跟踪指令电流,保证APF在不同状态下的补偿效果。

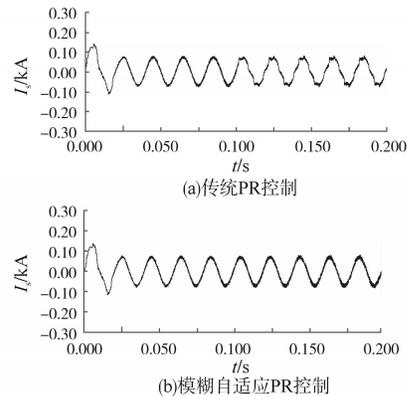


图10 传统PR控制和模糊自适应PR控制方法下的电源电流波形

Fig.10 The power supply current waveforms under traditional PR control and fuzzy adaptive PR control method

4 实验及结果分析

搭建基于DSP处理器的实验平台,对本文所设计的容错型三相四开关有源电力滤波器系统的谐波补偿功能做进一步研究。

在APF系统进入稳定运行状态后,对各部分进行实时检测,系统接入三相不可控整流桥带阻感负载时,图11为a相负载电流波形及其频谱分析。从图11中可以看出,电流波形已经不是正弦波,产生了严重畸变,THD值高达28.8%。将APF接入系统进行谐波补偿,经APF补偿后的电网电流波形和电流频谱分析如图12所示。经补偿后的电网电流波形已趋于正弦,THD值降至3.98%,说明本系统对谐波做到了准确且有效的补偿。

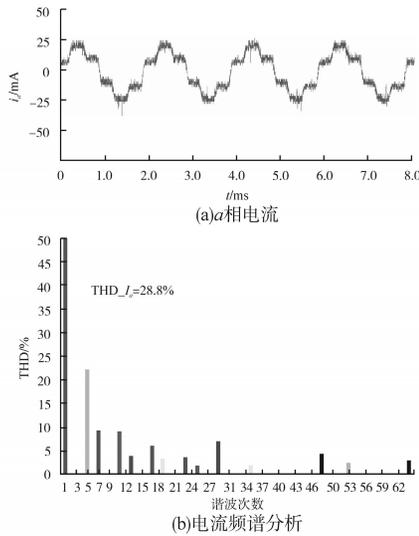


图11 a相负载电流波形和电流频谱分析

Fig.11 The a-phase load current waveform and spectrum analysis

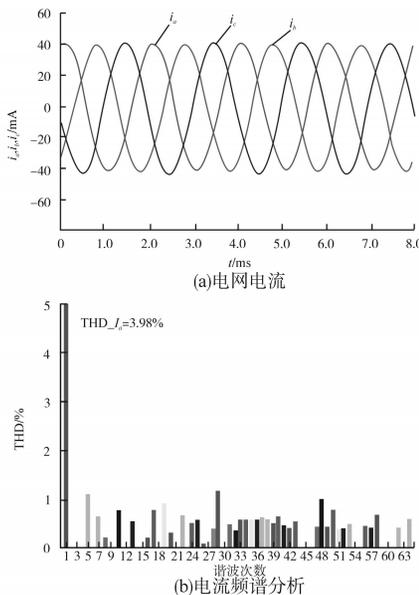


图12 经APF补偿后电网电流波形和电流频谱分析

Fig.12 Waveform of power grid current after APF compensation and spectrum analysis

切断a相开关管对容错运行进行验证,图13为故障容错实验波形与相应频谱分析,将APF故障容错运行补偿后的电网电流与未经补偿的电网电流作对比,可以明显地看出经补偿后的电网电流谐波含量大大降低,低次谐波基本被消除,THD值降为4.32%,符合国家标准,同时也验证了容错运行方案的可行性与正确性。

为了验证所提出的直流中点电压差值前馈的控制方法的正确性与有效性,对直流母线两分裂电容电压进行分析,实验结果如图14所示。从图14中可以看出,在直流侧稳压及均压的控制下,容错型APF稳定运行时,分裂电容电压波动

很小,保证了APF的可靠运行。

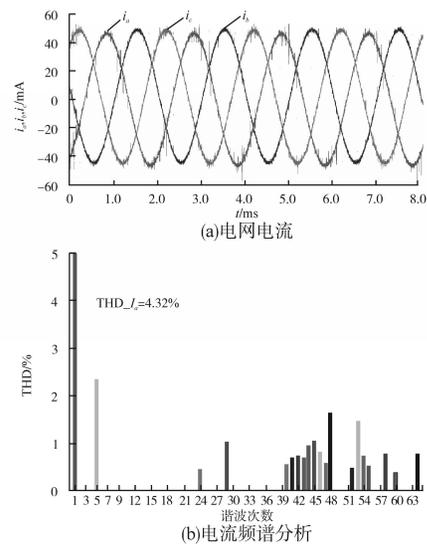


图13 a相故障容错运行时电网电流波形和电流频谱分析

Fig.13 Waveforms of power grid current and current spectrum analysis during a phase fault tolerant operation

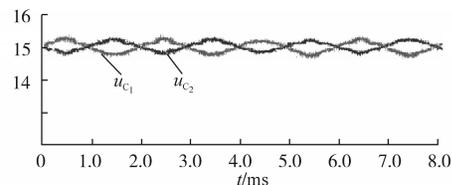


图14 直流母线两分裂电容电压波形

Fig.14 Waveforms of DC bus two split capacitor voltages

5 结论

本文研究了三相四开关有源滤波器在故障发生前后的补偿性能,结果表明:系统在故障发生前后均能够有效降低谐波含量,满足国家标准。对所提中点电压差值前馈补偿法的正确性进行了验证,结果表明:该方法能够对直流母线电压偏移进行有效抑制。并且搭建了实验平台,实验结果符合仿真结果,表明所设计的有源电力滤波器能够满足设计要求,实现预期目标。

参考文献

- [1] Kim N H, Yabg O, Kim M H, et al. Low Cost Fault Detection System for Inverter Driven Induction Motor Using Currents Signal [C]// 7th International Conference on Power Electronics, 2007: 385-361.
- [2] Rothenhagen K, Fuchs F W. Performance of Diagnosis Methods for IGBT Open Circuit Faults in Voltage Source Active Rectifiers [C]//2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004: 4348-4354.
- [3] Sobanski P, Orłowska-Kowalska T. Open Switch Fault Diagno-

- sis Methods for an AC/DC Line-side Converter [C]//2017 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2017:1580-1585.
- [4] Gritli Y, Bellini A, Rossi C, *et al.* Condition Monitoring of Mechanical Faults in Induction Machines from Electrical Signatures: Review of Different Techniques [C]//2017 IEEE 11th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2017:77-84.
- [5] Ribeiro R L A, Jacobina C B, Silva E R C, *et al.* Fault Detection of Open-switch Damage in Voltage-fed PWM Motor Drive Systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(2):587-593.
- [6] Yu O K, Park N J, Hyun D S. A Novel Fault Detection Scheme for Voltage Fed PWM Inverter [C]//Proceedings of the IEEE 32nd Annual Conference on Industrial Electronics, 2006: 2654-2659.
- [7] 周元钧, 刘宇杰. 双通道永磁同步伺服系统的容错性能 [J]. 电工技术学报, 2005, 20(9):98-102.
- [8] 安群涛, 孙醒涛, 赵克, 等. 容错三相四开关逆变器控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(3):14-20.
- [9] Bianchi N, Bolognani S, Zigliotto M, *et al.* Innovative Remedial Strategies for Inverter Faults in IPM Synchronous Motor Drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(2):2980-2988.
- [10] 赵文祥, 程明, 朱孝勇, 等. 驱动用微特电机及其控制系统的可靠性技术研究综述 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(4):38-46.
- [11] Tommaso D, Genduso F, Miceli R, *et al.* A Review of Multiple Faults Diagnosis Methods in Voltage Source Inverters [C]//2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015:1376-1381.
- [12] Choi U M, Lee J S, Blaabjerg F, *et al.* Open-circuit Fault Diagnosis and Fault-tolerant Control for a Grid-connected NPC Inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10):7234-7247.
- [13] 秦娟英, 王胜东. 一种基于电流矢量轨迹的PWM逆变器故障诊断方法 [J]. 电子质量, 2004, 22(4):69-70.
- [14] 李文江, 姜波, 刘尹霞. 基于 $d-q$ 变换的谐波检测方法研究 [J]. 电气传动, 2013, 43(2):44-47.
- [15] 易皓, 卓放, 詹文达, 等. 用于并联型有源电力滤波器的谐振调节器选择性特性比较分析 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30):5320-5328.
- [16] 刘金琨. 先进PID控制 MATLAB 仿真 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2016.

收稿日期:2018-06-19

修改稿日期:2018-07-25

(上接第54页)

- [14] Qin J, Saedifard M. Reduced Switching-frequency Voltage-balancing Strategies for Modular Multilevel HVDC Converters [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(4):2403-2410.
- [15] 栗时平, 魏新伟, 牛鼎, 等. 模块化多电平换流器电容电压改进排序平衡方法 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13):3874-3882.
- [16] 公铮, 伍小杰, 戴鹏. 模块化多电平换流器的快速电压模型预测控制策略 [J]. 电力系统自动化, 2017, 41(1):122-127.
- [17] Gao C, Jiang X, Li Y, *et al.* A DC-link Voltage Self-balance Method for a Diode-clamped Modular Multilevel Converter with Minimum Number of Voltage Sensors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(5):2125-2139.
- [18] 赵昕, 赵成勇, 李广凯, 等. 采用载波移相技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21):48-55.
- [19] 魏承志, 练睿, 杨桦, 等. 一种混合型模块化多电平换流器的改进载波移相调制方法 [J]. 电力系统自动化, 2016, 40(7):68-73.
- [20] 崔福博, 郭剑波, 荆平, 等. 基于模块化多电平换流器的统一潮流控制器桥臂电容电压平衡控制策略 [J]. 电网技术, 2014, 38(7):1939-1945.

收稿日期:2018-05-21

修改稿日期:2018-06-16