

用于0.4 kV微电网的四桥臂APF改进型控制策略研究

刘翼肇¹, 许 进², 王金浩¹, 雷 达¹, 李慧蓬¹

(1. 国网山西省电力公司电力科学研究院, 太原 030001; 2. 国网山西省电力公司计量中心, 太原 030032)

摘 要: 采用无谐波检测控制原理,提出一种基于多内模原理的四桥臂APF改进型控制策略。首先通过等量代换直接将网侧电流、直流母线电压作为状态变量,建立四桥臂APF在 $\alpha\beta\gamma$ 静止坐标系下的数学模型。然后,针对应用于0.4 kV微电网的四桥臂APF的特殊要求:功率波动频繁、动态响应速度快,在 $\alpha\beta\gamma$ 静止坐标系下采用所提出的四桥臂APF改进型控制策略,即由比例积分PI、矢量谐振VR、重复控制RC构成的多内模复合控制器作为四桥臂APF的电流环控制器,使得四桥臂APF具有动态响应速度快、稳态精度高、计算量小的特点,为0.4 kV微电网的优质电能提供保障。最后通过仿真和实验验证所提控制策略的可行性。

关键词: 微电网; 四桥臂APF; 无谐波检测; 多内模原理; 矢量谐振; 重复控制

中图分类号: TM77

文献标识码: A

0 引 言

微电网示范工程的广泛建立为规范、促进微电网健康有序发展做出了积极贡献。但微电网中由于并网逆变器等电力电子装置的大量接入,现代负荷存在强非线性、不平衡的特点,导致微电网与公共电网公共耦合点(point of common coupling, PCC)的谐波污染严重、功率因数降低、电压不平衡,严重危害微电网的安全稳定高效的运行^[1]。因此,迫切需要在微电网PCC处安装有源或无源滤波装置。无源滤波装置结构简单、价格低、可靠性高,然而有源滤波装置(active power filter, APF)由于运行灵活、动态补偿效果好、性能优良,在微电网中应用广泛^[2]。

补偿电流的快速跟踪是实现APF补偿的关键,典型的控制策略主要有滞环控制^[3]、比例积分控制(proportional integral, PI)^[4]、比例谐振控制(proportional resonant, PR)^[5],很多学者提出将模糊控制^[6]、滑膜变控制^[7]、自适应控制^[8,9]等用于提高APF电流跟踪性能,效果良好。滞环控制实现简单、系统稳定,但开关频率不固定,导致APF输出电流谐波含量大,滤波器设计困难、应用受限^[3];PI控

制对于直流信号动态响应速度快、跟踪性能好,但APF的参考电流信号为交流量,PI控制无法实现零稳态误差控制目标^[4];比例谐振PR控制能消除特定频率的交流信号的稳态误差,但每种谐波均需相应的调制器,占用系统资源过多,实际应用困难^[5,6]。基于内模原理的重复控制对于周期性信号跟踪性能良好,同时对于周期性干扰信号具有较强的抑制能力,相比上述控制方法,具有运算简单、可靠性好、稳态精度高等优点,在光伏逆变器、风电功率变换器、不间断电源中^[10,11]应用广泛。但是,典型的重复控制(repetitive control, RC)存在周期延时、动态响应速度慢、占用内存空间大、系统稳定性差等固有缺陷。文献[10,11]提出一种基于谐波检测的快速暂态重复控制策略,在不牺牲APF稳态精度的前提下提高其动态性能,改进后的重复控制只需典型的重复控制周期延时的1/6;同时,与PI控制结合消除任意次谐波,保证系统的稳定性,但该方法并不适用于0.4 kV微电网系统。文献[10]提出在单同步坐标系下PI和重复控制RC构成的复合控制器,能满足稳态精度要求和改善系统鲁棒性,但也存在动态响应速度慢的问题,需进一步改进。

收稿日期: 2017-06-02

通信作者: 刘翼肇(1991—), 男, 硕士、工程师, 主要从事新能源发电、微电网的运行与控制方面的研究。feixiang168899@163.com

为了有效解决 0.4 kV 微电网中谐波含量高、功率因数低、不平衡等电能质量问题,提高四桥臂 APF 的动态响应速度和稳态控制精度,采用无谐波检测控制原理,提出一种基于多内模原理的四桥臂 APF 改进型控制策略。首先直接将网侧电流、直流母线电压作为四桥臂 APF 的状态变量建立其在 $\alpha\beta\gamma$ 静止坐标系下的数学模型。接着直接在 $\alpha\beta\gamma$ 静止坐标系下,基于多内模原理进行四桥臂 APF 电流环控制器的设计,改进后的四桥臂 APF 电流内环利用 PI 控制来增强 APF 控制系统的稳定性同时提高其动态响应速率,利用矢量谐振控制频率适应性强和稳定裕度大的优点实现对基频交流分量及低次谐波的无静差跟踪控制,利用重复控制计算量小的特点实现对周期性谐波信号的有效跟踪控制,使得四桥臂 APF 具有动态响应速度快、稳态精度高、计算量小的特点,为 0.4 kV 微电网的优质电能提供保障。最后,通过仿真和实验验证本文所提控制策略的可行性。

1 四桥臂 APF 的数学模型

如图 1 所示为四桥臂 APF 的主电路结构,可等效为 3 个单相全桥逆变器共用 1 个桥臂后再并联的形式,具有直流电压利用率高、开关损耗小、能输出不平衡电流等优点,与传统的三相三桥臂变流器相似,但为能给三相四线制系统中零序电流提供回路,必须增加第 4 个桥臂。第 4 桥臂的引入虽然会增加脉宽调制(pulse width modulation, PWM)信号数量和控制的复杂度,但在不影响电容寿命的情况下,能实现微电网中单相、三相,平衡、不平衡,线性、非线性等复杂工况下的全补偿。

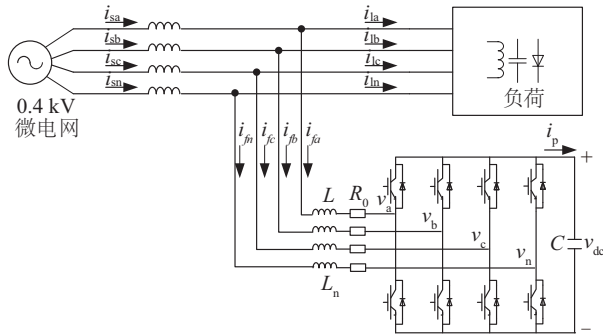


图 1 四桥臂 APF 主电路结构图

Fig. 1 Main circuit structure of four-legged APF

规定电流流入 APF 为正方向,则 i_{si} 、 i_{li} 、 i_{fi} 分别为网侧电流、负荷电流、APF 补偿电流($i=a, b, c, n$), APF 的直流母线电压、电流分别为 v_{dc} 、 i_p , L 、 L_n 为 APF 的连接电抗器(取 $L=L_n$), R_0 为考虑连接电抗器内阻、开关器件损耗、逆变器死区效应后的等效电阻, v_{an} 、 v_{bn} 、 v_{cn} 为逆变器出口的相电压, d_{an} 、 d_{bn} 、 d_{cn} 分别为 a、b、c 相桥臂对于第 4 桥臂 n 的占空比。

根据基尔霍夫电压定律(KVL)、基尔霍夫电流定律(KCL)定理,进一步结合 $i_{si}=i_{li}+i_{fi}$,通过变量替换后,直接以网侧电流 i_{si} 、直流母线电压 v_{dc} 作为四桥臂 APF 的状态变量,得到四桥臂 APF 在 $\alpha\beta\gamma$ 静止坐标系下的平均大信号数学模型如式(1)所示。此时,四桥臂 APF 的控制变量由 d_a 、 d_b 、 d_c 、 d_n 四维变量真正意义上降低为 d_α 、 d_β 、 d_γ 三维变量,第 4 桥臂 n 与其他 3 个桥臂已完全实现解耦,控制实现简单。但是,在 $\alpha\beta\gamma$ 静止坐标系下四桥臂 APF 控制变量仍为交流量,传统的 PI 控制无法实现零稳态误差跟踪控制,需采用其他先进控制算法。

$$L \begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{di_{s\gamma}}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ e_\gamma \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \\ d_\gamma \end{bmatrix} v_{dc} - \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s\gamma} \end{bmatrix} R_0 + L \begin{bmatrix} \frac{di_{l\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{l\beta}}{dt} \\ \frac{di_{l\gamma}}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \\ i_{l\gamma} \end{bmatrix} R_0$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} d_\alpha i_{s\alpha} + \frac{3}{2} d_\beta i_{s\beta} + 3 d_\gamma i_{s\gamma} - \left(\frac{3}{2} d_\alpha i_{l\alpha} + \frac{3}{2} d_\beta i_{l\beta} + 3 d_\gamma i_{l\gamma} \right) \quad (1)$$

2 四桥臂 APF 控制策略的改进

2.1 无谐波检测控制

无谐波检测控制原理如图 2 所示,考虑将 APF 与负载合二为一作为等效负荷,当微电网供能多于等效负荷所消耗的能量时,APF 充电储能,直流侧电压 v_{dc} 上升;反之亦然。APF 直流侧电压 v_{dc} 幅值的升降代表等效负荷的功率需求。因此,电压控制主要起维持 APF 直流侧电压和生成等效负荷有功电流参考信号两方面的作用;电流控制则是为了快速准确跟踪指令值,使 APF 快速精确地生成补偿电

流,实现电能质量治理目的。此时,四桥臂APF与同步电机相似:直流侧电压 v_{dc} 变化缓慢,但补偿电流变化较快。因此,无谐波检测控制是由电压外环、电流内环构成的双闭环串级控制系统。基于能量平衡原理,直接检测电源电流 i_{si} 、直流母线电压 v_{dc} ,免去了复杂的谐波检测环节,可有效提高APF的补偿性能、抗干扰能力。

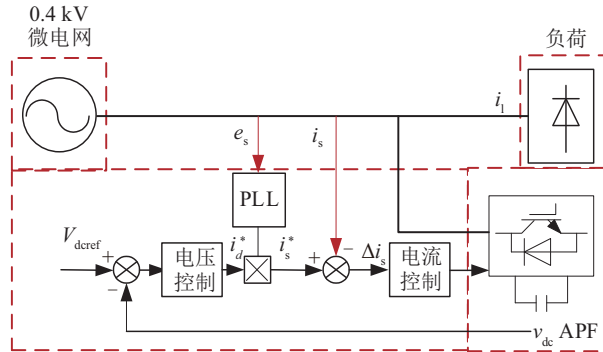


图2 无谐波检测控制原理

Fig. 2 Control principle of non-harmonic detection

如图3所示为四桥臂APF的控制框图。电压外环采用带有限幅特性的比例-积分PI控制,其输出 i_{sd}^* 代表等效负荷即负荷和APF二者的总有功功率。考虑实现等效负荷的单位功率因数将 q 轴电流参考值 i_{sq}^* 设为0,即负荷和APF从系统侧吸收的总无功功率为零。0轴即 γ 轴电流分量,表示系统中由不平衡引起的零序电流分量即中性线电流,考虑APF补偿后等效负荷三相对称平衡,将0轴电流参考值 i_{s0}^* 设为0。参考电流 i_{sd}^* 、 i_{sq}^* 、 i_{s0}^* 经过IPARK反坐标变换即 $T_{dq0/\alpha\beta\gamma}$ 后生成在 $\alpha\beta\gamma$ 静止坐标系下的电流参考值 $i_{s\alpha\beta\gamma}^*$ 。同样对电源电流 i_{si} ($i=a, b, c$)进行Clark变换即 $T_{abc/\alpha\beta\gamma}$ 得 $i_{s\alpha\beta\gamma}$,比较电流环的参考值 $i_{s\alpha\beta\gamma}^*$ 与电源电流 $i_{s\alpha\beta\gamma}$ 后,经过电流控制器运算处理生成调制信号 $m_{\alpha\beta\gamma}^*$ 。考虑到负荷突变、微电网电压波动情况下对四桥臂APF动态响应速度的要求,将负荷电流 $i_{l\alpha\beta\gamma}$ 、电网电压 $e_{\alpha\beta\gamma}$ 作前馈处理后得到调制信号 $m_{\alpha\beta\gamma}$,对 $m_{\alpha\beta}$ 进行 $T_{\alpha\beta/\alpha\beta}$ 变换生成调制信号 m_{abc} 控制ABC相桥臂, m_γ 用于控制n相桥臂,最后对调制信号 m_{abcn} 进行PWM调制生成驱动信号控制IGBT的导通关断,使APF输出期望的补偿电流。

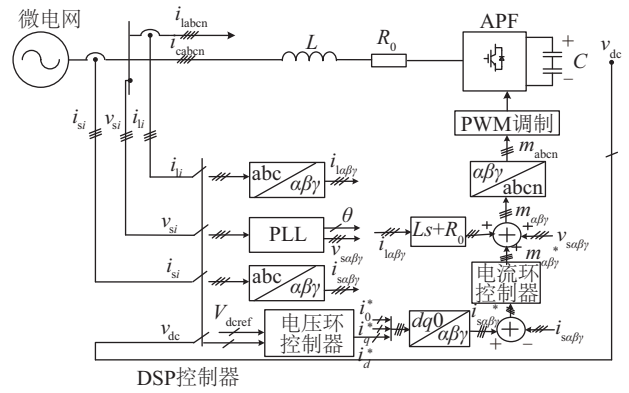


图3 四桥臂APF的控制框图

Fig. 3 Control block diagram of four-legged APF

2.2 矢量谐振与重复控制

2.2.1 矢量谐振控制

比例谐振PR控制能实现对交流信号的零稳态误差跟踪控制,在各类变换器中应用广泛,然而仍存在调节带宽低、频率选择特性不足等缺点。相较而言,文献[12~14]提出的矢量谐振(vector resonant, VR)控制兼具谐振调节器的优点,同时充分考虑被控对象的影响,具有调节带宽高和频率选择特性好的优点。

如式(2)所示,为矢量谐振VR控制所对应的表达式。其中, k_p 、 k_{VR} 分别为矢量谐振VR控制的比例系数、增益系数, $n\omega_0$ 为对应的谐振频率点, ω_c 为拓展带宽引入的阻尼因子, R_0 、 L 分别为被控对象的等效电阻、电感。图4所示为矢量谐振VR控制所对应的Bode图。矢量谐振VR控制能在谐振频率点 $n\omega_0$ 处产生较高增益,从而实现对交流信号的快速跟踪、控制,但对其他频次的信号,幅值增益几乎为零,不具备调节能力。矢量谐振VR控制在

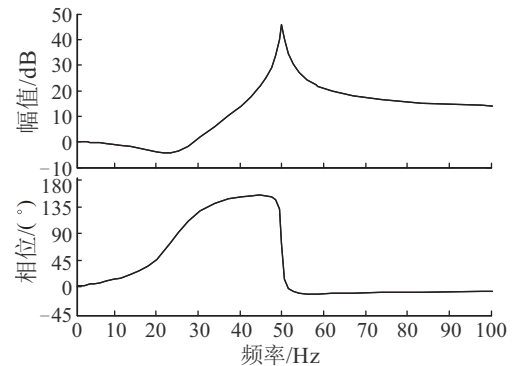


图4 矢量谐振控制Bode图

Fig. 4 Bode diagram of vector resonant control

谐振点处的相位滞后几乎为 0° 。因此,采用矢量谐振 VR 控制时,在谐振频率点 $n\omega_0$ 并不影响系统原本的相位裕度、稳定性。

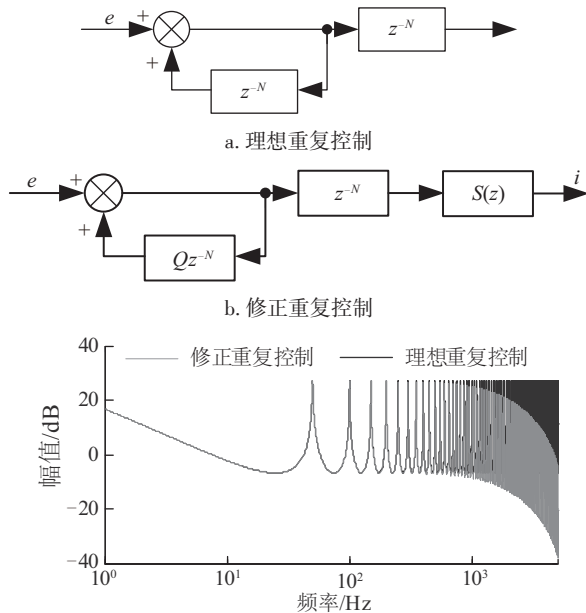
$$G_{VR(s)} = k_p + k_{vr} \frac{s(s + R_0/L)}{s^2 + \omega_c s + (n\omega_0)^2} \quad (2)$$

2.2.2 重复控制

文献[15]指出重复控制与一系列谐振控制的和互为等效。理想重复控制传递函数如式(3)所示,对应的 Bode 图如图 5c 所示,其中 N 为 1 个周期的采样次数,内部模型采用单位增益正反馈,使误差收敛于其重复周期,属于临界稳定系统,存在系统稳定性差的固有缺陷。如式(4)所示的修正重复控制,其内部模型经过衰减系数 Q 修正,虽然会降低对参考值的跟踪精度,但增加了系统的稳定性,结合实际工程经验, Q 值取 0.95。为了提高重复控制 RC 的性能,根据被控对象特性设计校正因子 $S(z)$ [16],对应的 Bode 图如图 5c 所示。

$$G_{RC}(z) = \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}} \quad (3)$$

$$G_{RC}^*(z) = \frac{z^{-N}}{1 - Qz^{-N}} S(z) \quad (4)$$



c. 修正的重复控制 Bode 图

图 5 重复控制

Fig. 5 Repetitive control

校正因子 $S(z)$ 实现对四桥臂 APF 控制系统的相位和幅值补偿,结合被控对象 $GP(z)$ 的特点进行

参数选取,主要目的是为了实现控制系统在中低频段单位增益和零相移,而在高频段迅速衰减。校正因子 $S(z)$ 分别由增益 k_r 、相位超前环节 z^k 和滤波器环节 $F(z)$ 构成,如式(5)。

$$S(z) = k_r z^k F(z) \quad (5)$$

控制器增益 k_r 起到调控重复控制器生成的补偿量幅值的作用,结合四桥臂 APF 稳定性与控制精度, k_r 取为 0.8 [16]。引入相位超前环节 z^k 则是为了对控制对象 $GP(z)$ 和滤波器环节 $F(z)$ 所引入的总相位滞后进行补偿,使得 $GP(z)$ 、 $S(z)$ 在中低频段相移近似为零,提高控制系统的稳定性, k 值取为 3 [16]。

滤波器环节 $F(z)$ 一方面可实现将控制对象 $GP(z)$ 中低频段的增益校正为 1 的目的,另一方面增强控制系统前向通道的高频衰减特性,使控制系统在高频段能迅速衰减,提高系统的稳定性和抗高频干扰能力,考虑四桥臂 APF 滤除 40 次即 2 kHz 及以下谐波,选用二阶低通滤波器 [17],阻尼比为 0.707,转折频率为 2.6 kHz,如式(6)所示。

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6)$$

2.3 控制策略的改进

在 $\alpha\beta\gamma$ 静止坐标系下四桥臂 APF 的 α 、 β 、 γ 轴的电流环具有一致性,以 α 轴为例进行分析, α 轴的电流内环控制结构如图 6 所示。

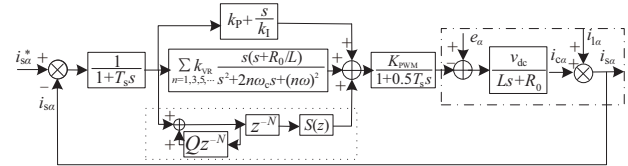


图 6 电流内环

Fig. 6 Current inner loop

根据式(1),负荷电流 i_l 、电源电压 e 看成 APF 控制过程的扰动量,给控制器设计造成一定困难,特别是 0.4 kV 微电网系统存在负荷随机性大、波动严重的问题。为此,必须采用前馈解耦控制策略,提高 APF 动态性能。根据式(1), v_α^* 、 v_β^* 、 v_γ^* 的控制方程可表示为:

$$\begin{cases} v_\alpha^* = -G_c(s)(i_{sa}^* - i_{sa}) + e_\alpha + (Ls + R_0)i_{sa} \\ v_\beta^* = -G_c(s)(i_{sb}^* - i_{sb}) + e_\beta + (Ls + R_0)i_{sb} \\ v_\gamma^* = -G_c(s)(i_{sy}^* - i_{sy}) + e_\gamma + (Ls + R_0)i_{sy} \end{cases} \quad (7)$$

通过上述分析可知, 矢量谐振 VR 控制具有实现对特定频次交流信号的无静差跟踪控制的优点, 但多个矢量谐振 VR 控制器存在相互干扰、相位滞后严重, 受到数字信号处理器性能的限制而不能大量应用。重复控制 RC 则能简化谐振控制, 同时处理多次谐波却存在固有的周期延时, 在 0.4 kV 微电网中各类电力电子负荷的广泛接入, 系统转动惯量小, 对四桥臂 APF 的动态响应速度和稳态精度有更高要求。因此, 提出直接在 $\alpha\beta\gamma$ 静止坐标系下进行四桥臂 APF 控制器的设计, 采用带限幅的比例-积分 PI 控制作为其电压外环控制器, 四桥臂 APF 的电流环控制器由比例积分 PI、矢量谐振 VR、重复控制 RC 构成即多内模复合控制。其中, PI 控制用于增强四桥臂 APF 控制系统的稳定性同时提高其动态响应速率, 矢量谐振 VR 控制用于实现对基频交流分量及低次谐波的无静差跟踪控制, 重复控制 RC 则能实现对谐波分量的跟踪控制。

不计扰动量负荷电流 i_l 和电源电压 e 的影响, 则控制系统的开环传递函数用式(8)表示, 幅频特性如图 7 所示, 可见采用多内模复合控制的四桥臂 APF 在高次谐波处依旧能够获得较大增益, 能够实现补偿目标。

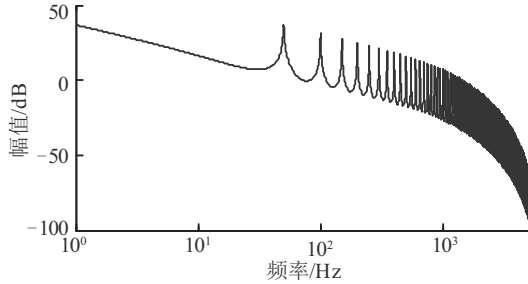


图7 系统开环幅频特性

Fig. 7 Open-loop Bode plot

$$O(s) = G_c(s) \frac{K_{PWM} V_{dc}}{(1 + 1.5T_s s) L s + R_0} \quad (8)$$

其中, $G_c(s)$ 即电流环中所采用的多内模复合控制器可用传递函数表示为:

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \sum_{n=1}^m k_{VRn} \frac{s(s + R_0/L)}{s^2 + \omega_c s + (n\omega_0)^2} + \frac{e^{-sT_s}}{1 - Qe^{-sT_s}} S(s) \quad (9)$$

采用双线性变换法 $s = \frac{2}{T_s} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)$ 对 PI 控制、矢量谐振 VR 控制、重复控制 RC 分别进行离散化处

理, 得到在 z 域对应的离散表达式。

$$G_{PI(z)} = \frac{\left(\frac{2k_p + k_i T_s}{2} \right) - \left(\frac{2k_p - k_i T_s}{2} \right) z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (10)$$

$$G_{VR(z)} = \frac{B_0 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2}}{A_0 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2}} \quad (11)$$

其中, $B_0 = (4k_{VR} L + 2k_{VR} R_0 T_s)/L$, $B_1 = -8k_{VR}$, $B_2 = (4k_{VR} L - 2k_{VR} R_0 T_s)/L$, $A_0 = 4 + 2\omega_c T_s + (n\omega_0 T_s)^2$, $A_1 = -(8 + 2(n\omega_0)^2 T_s)$, $A_2 = 4 - 2\omega_c T_s + (n\omega_0 T_s)^2$ 。

$$G_{RC(z)} = S(z) \frac{z^{-N}}{1 - Qz^{-N}} \quad (12)$$

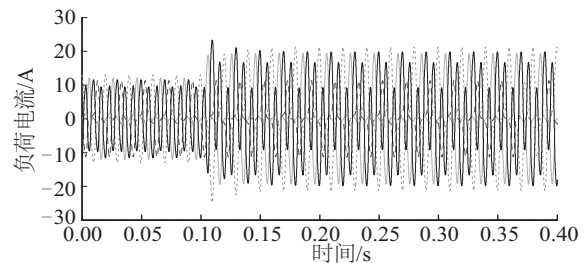
其中, $S(z) = 0.8z^3 \frac{0.1282z^{-2} + 0.2565z^{-1} + 0.1282}{z^{-2} + 0.8079z^{-1} + 0.3208}$, $Q = 0.95$, $N = 256$ 。

3 实验结果

为了验证本文所提出的在 $\alpha\beta\gamma$ 静止坐标系下的四桥臂 APF 改进型控制策略, 搭建四桥臂 APF 仿真模型及试验平台进行验证。选用 TMS320F28377D 作为核心处理器, IGBT 选择英飞凌公司的 FF150R12RT4, 直流电容选取 2 个 10000 μ F/450 V 电解电容串联形式, 参数见表 1。四桥臂 APF 的稳态补偿效果见图 8。如图 8 所示, 在 $t = 0.1$ s 时刻负

表1 四桥臂 APF 实验参数

Table 1 Parameter of experiment	
参数	取值
接线方式	三相四线制
交流侧相电压/V	110 V(RMS), 50 Hz
直流侧电压/V	400
APF 连接电感/mH	1
连接电感 L 的等效电阻 R/Ω	0.1
直流侧单个电容/ μ F	10000
采样频率/kHz	12.8
开关频率/kHz	12.8
负荷	单相整流桥等构成



a. 负荷电流波形

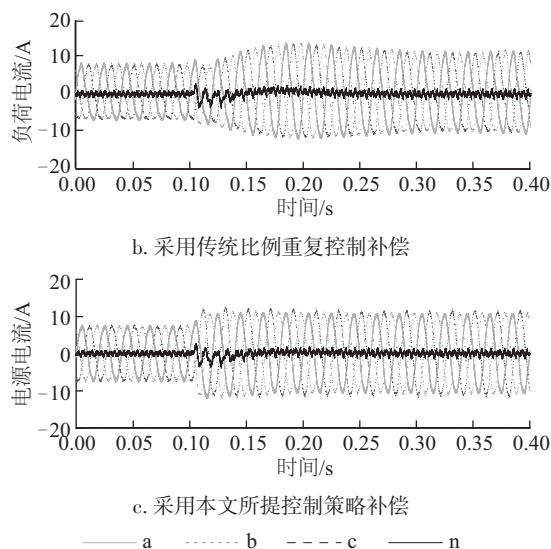


图8 仿真结果对比

Fig. 8 Comparison of simulation

荷电流有效值由 57.12、65.09、54.73 A 突变为 92.22、111.1、54.73 A,对应的总谐波畸变(THD)由 59.03%、56.26%、46.83%突变为 55.07%、56.26%、46.42%;采用传统比例重复控制的 APF 对三相不平

衡非线性负荷进行补偿,能有效降低网侧电流谐波含量及不平衡度,补偿后的网侧电流有效值由 51.60、51.65、51.60 A 渐变为 76.85、76.95、76.62 A, THD 含量由 14.26%、14.21%、14.04% 渐变为 12.02%、12.11%、12.02%,显著降低。具体数据见表 2。但采用本文改进控制策略的 APF 补偿后,网侧电流基本实现三相平衡标准正弦化补偿后的网侧电流有效值由 50.71、51.15、51.23 A 渐变为 75.01、75.95、77.98 A, THD 含量由 3.77%、3.75%、3.84%渐变为 3.64%、3.95%、4.14%,均满足国家标准 5%的限值,电能质量显著提高。同时可发现,在 $t=0.1$ s 时刻负荷突变过程中,采用传统比例重复控制的四桥臂 APF 在 $t=2.5$ s 时刻才进入稳态过程,但是采用本文改进控制策略的 APF 过渡过程仅需 2 个周波即 40 ms 便进入稳态补偿,动态响应速度更快。

如图 9 所示为采用本文所提出的改进控制策略的四桥臂 APF 补偿前后效果对比,补偿前负载电流有效值分别为 7.77、3.73、3.77 A,存在严重的三相不平衡,以 a 相电流为例进行 FFT 频谱分析,可见

表2 负荷参数

Table 2 Parameter of load

分类	负荷电流/A	THD/%	比例重复控制电流/A	THD/%	本文控制策略电流/A	THD/%
负荷 1	a	57.12	51.60	14.26	50.71	3.77
	b	65.09	51.65	14.21	51.15	3.75
	c	54.73	51.60	14.04	51.23	3.84
	n	77.71	4.02	—	3.80	—
负荷 2	a	92.22	76.85	12.02	75.01	3.64
	b	111.10	76.95	12.11	75.95	3.95
	c	54.73	76.62	12.02	77.98	4.14
	n	124.6	5.60	—	5.38	—

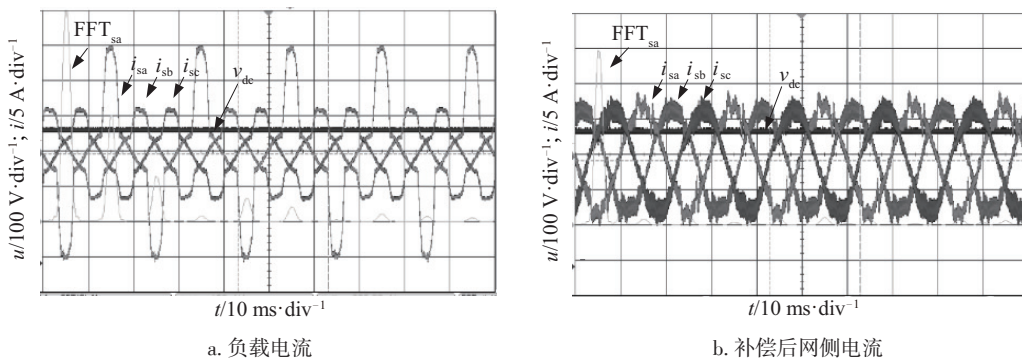


图9 采用本文改进控制策略补偿效果

Fig. 9 Compensation results of this paper

各次谐波含量较大,尤其是3、5、7等低次谐波,电流波形严重畸变。补偿后,网侧电流则实现三相平衡标准正弦化,电流有效值分别为5.26、5.26、5.22 A,FFT频谱分析表明各次谐波含量显著降低,电能质量明显改善。同时,四桥臂APF的直流母线电压维持在目标值400 V附近,保障其补偿性能。

4 结 论

1)针对0.4 kV微电网中谐波含量高、功率因数低、不平衡等电能质量问题的特殊性,采用无谐波检测控制原理,提出一种基于多内模原理的四桥臂APF改进型控制策略,直接以网侧电流、直流母线电压作为四桥臂APF的状态变量建立其在 $\alpha\beta\gamma$ 静止坐标系下的数学模型。

2)在 $\alpha\beta\gamma$ 静止坐标系下,提出的多内模复合控制策略利用矢量谐振控制频率适应性好和稳定裕度大的优点实现对基频分量的快速跟踪控制,利用重复控制计算量小的特点实现对周期性谐波信号的有效跟踪控制,具有动态响应速度快、稳态精度高、计算量小的特点。

3)通过建模分析、仿真验证和实验平台,实现采用多内模复合控制策略的四桥臂APF,并通过相关实验进行验证。

4)仿真及试验结果证明,采用所提的多内模复合控制的四桥臂APF能够有效解决0.4 kV微电网的谐波污染严重、功率因数低、不平衡等电能质量问题,对于保证微电网优质供电具有重要意义。

[参考文献]

- [1] 杨新法, 苏 剑, 吕志鹏, 等. 微电网技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 57—70.
- [1] Yang Xinfu, Su Jian, Lyu Zhipeng, et al. Overview on micro-grid technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 57—70.
- [2] El-Habrouk M, Darwish M K, Mehta P. Active power filters: A review[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2000, 147(5): 403—413.
- [3] 乐 健, 姜齐荣, 韩英铎. 基于统一数学模型的三相四线有源电力滤波器的电流滞环控制策略分析[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(10): 85—91.
- [3] Le Jian, Jiang Qirong, Han Yingduo. The analysis of hysteresis current control strategy of three-phase four-wire APF based on the unified mathematic model[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(10): 85—91.
- [4] 徐群伟, 钟晓剑, 胡 健, 等. 基于误差迭代PI和改进重复控制的APF补偿电流控制[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(3): 124—131.
- [4] Xu Qunwei, Zhong Xiaojian, Hu Jian, et al. Compensation current control of APF based on error iteration PI and improved repetitive control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(3): 124—131.
- [5] Leopold Herman, Igor Papic, Bostjan Blazic. A proportional-resonant current controller for selective harmonic compensation in a hybrid active power filter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2055—2065.
- [6] Trinh Quoc-Nam, Lee Hong-Hee. An advanced current control strategy for three-phase shunt active power filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5400—5410.
- [7] 全 宇, 年 珩. 不平衡及谐波电网下并网逆变器的谐振滑模控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(9): 1345—1352.
- [7] Quan Yu, Nian Heng. Resonance-based sliding mode control of grid connected inverters under unbalanced and harmonic grid voltages[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(9): 1345—1352.
- [8] 周卫平, 吴正国, 夏 立, 等. 基于DSP和滑模变结构控制的三相三线有源电力滤波器[J]. 电机与控制工程学报, 2006, 10(2): 130—133.
- [8] Zhou Weiping, Wu Zhengguo, Xia Li, et al. A three-phase three-wire active power filter based on DSP and sliding mode control strategy[J]. Electric Machines and Control, 2006, 10(2): 130—133.
- [9] Bhim Singh, Jitendra Solanki. An implementation of an adaptive control algorithm for a three-phase shunt active filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 2811—2820.
- [10] Griño R, Cardoner R, Costa-Castelló R, et al. Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(3): 1495—1503.
- [11] 武 健, 何 娜, 徐殿国. 重复控制在并联有源滤波器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(18): 66—72.
- [11] Wu Jian, He Na, Xu Dianguo. Application of repetitive control technique in shunt active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(18): 66—72.

- [12] Cristian Lascu, Lucian Asiminoaei, Ion Boldea, et al. Frequency response analysis of current controllers for selective Harmonic compensation in active power filters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(2): 337—347.
- [13] Cristian Lascu, Lucian Asiminoaei, Ion Boldea, et al. High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 22(5): 1826—1835.
- [14] 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.
- [14] Yi Hao, Zhuo Fang, Zhan Wenda, et al. Comparison analysis on selectivity of resonant controllers for parallel active power filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(30): 5320—5328.
- [15] Xu Mingxia, Xu Dehong, Lin Ping. Understanding repetitive control and resonant control [A]. 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) [C], Aalborg, Denmark, 2012, 621—627.
- [16] Zhang Kai, Kang Yong, Xiong Jian, et al. Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 784—792.
- [17] 倪建洵, 许明夏, 张 涛, 等. 有源电力滤波器重复控制的实验研究[J]. 机电工程, 2013, 30(9): 1118—1122.
- [17] Ni Jianxun, Xu Mingxia, Zhang Tao, et al. Application of repetitive control for APF [J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2013, 30(9): 1118—1122.

IMPROVED CONTROL STRATEGY OF FOUR-LEGGED ACTIVE POWER FILTERS IN 0.4 kV MICRO GRID

Liu Yizhao¹, Xu Jin², Wang Jinhao¹, Lei Da¹, Li Huipeng¹

(1. Electric Power Research Institute, State Grid Shanxi Electric Power Company, Taiyuan 030001, China;

2. Measurement Center of State Grid Shanxi Electric Power Company, Taiyuan 030032, China)

Abstract: In order to solve the deterioration of power quality caused by power electronic devices in 0.4 kV micro grid, it is necessary to improve the four-legged APF control strategy. This paper adopts the use of non-harmonic detection and proposes an improved control strategy of four-legged APF based on multi-model principle. Firstly, the mathematical model of the four-legged APF in the stationary coordinate system is established by replacing the network side current and the DC bus voltage directly as the state variables. Secondly, the four-legged APF in 0.4 kV micro grid requirements the power fluctuation and fast dynamic response, the proposed control strategy of the four-legged APF in the stationary coordinate system is applied, namely proportional integral, vector resonant and repetitive control composite controller as the current loop controller of the four-legged APF with fast dynamic response, high accuracy and small amount of calculation, provide guarantee for the power quality in 0.4 kV micro grid. Finally, the feasibility of the proposed control strategy is verified by simulation and experiments.

Keywords: micro grid; four-legged APF; non-harmonic detection; multi-internal model; vector resonant; repetitive control