

# UPQC 并联变流器频域无源控制策略研究

慕小斌<sup>1</sup>,王久和<sup>1,2</sup>,孙 凯<sup>3</sup>,吴卫民<sup>4</sup>,吴学智<sup>1</sup>

(1.北京交通大学 电气工程学院,北京 100044;2.北京信息科技大学 自动化学院,北京 100192;  
3.清华大学 电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室,北京 100084;  
4.上海海事大学 电力传动与控制研究所,上海 201306)

**摘 要:**为了提高统一电能质量控制器(UPQC)中并联变流器的频域补偿性能,本文提出在频域中设计一种多频无源控制策略.采用傅里叶变换技术对其交流数学模型进行频谱分解及多频直流建模,在被指定频率的直流模型上实施所提的控制器设计,理论分析表明该控制策略能够实现对并联变流器的指定频率控制,而且除了适用于三相系统外也适用于单相系统,可实现分相控制.该策略改善了传统在基频模型上设计的无源控制策略在跟踪多频指令信号时控制性能下降的现象.实验结果表明所提的控制策略可将谐波补偿率提高到 95%.

**关键词:**统一电能质量控制器;傅里叶变换;频域;无源控制

**中图分类号:**TM761      **文献标志码:**A

## Study on passivity-based control strategy in frequency domain for the shunt converter of UPQC

MU Xiaobin<sup>1</sup>,WANG Jiuhe<sup>1,2</sup>,SUN Kai<sup>3</sup>,WU Weimin<sup>4</sup>,WU Xuezhi<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044,China;  
2.School of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192,China;  
3. State Key Laboratory of Control and Simulation of Power Systems and Generation Equipments,  
Tsinghua University, Beijing 100084, China;  
4. Power Electronics and Control Research Institute, Shanghai Maritime University, Shanghai 201306, China)

**Abstract:**In order to improve the compensation performance of shunt converter of unified power quality controller (UPQC) in frequency domain, this paper proposes a multi-frequency passivity-based control (PBC) strategy implemented in frequency domain. Firstly, with the Fourier transform technique, spectral decomposition on the mathematical model of AC shunt converter is conducted, its multi-frequency DC model established. Then the proposed PBC controller is designed based on the DC model at assigned frequency. According to theoretical analysis, the strategy can not only realize assigned frequency control for the shunt converter but also achieve individual phase control applicable to three phases and single phase system. Besides, the strategy can surmount

收稿日期:2017-06-06  
基金项目:国家自然科学基金项目(51477011);北京市自然科学基金重点项目(KZ201511232035)  
Foundation items:National Natural Science Foundation of China (51477011);Beijing Municipal Natural Science Foundation (KZ201511232035)  
第一作者:慕小斌(1986—),男,河南焦作人,博士生.研究方向为电能质量控制技术和分布式发电与变流器现代控制技术.  
email:muxb2009@126.com.

引用格式:慕小斌,王久和,孙凯,等. UPQC 并联变流器频域无源控制策略研究[J].北京交通大学学报, 2017, 41(5): 93—99.  
MU Xiaobin,WANG Jiuhe,SUN Kai,et al. Study on passivity-based control strategy in frequency domain for the shunt converter of UPQC[J].Journal of Beijing Jiaotong University, 2017, 41(5): 93—99.(in Chinese)

the deficiencies that the significant performance degradation of traditional PBC designed at the fundamental frequency model when tracking multi-frequency control signal. Finally, experimental results verify that the proposed control strategy could improve the harmonic compensation rcde to 95%.

**Keywords:** unified power quality controller; Fourier transform; frequency domain; passivity-based control

当今配电网结构及负荷用电方式发生了很大变化,随之而来的电能质量问题越来越成为许多学者和电气工程师们关注的重要问题.通常将电能质量分为电压质量和电流质量,UPQC 中的并联变流器可以解决非线性负载产生的电流质量问题,串联变流器可以解决电网的电压质量问题.然而 UPQC 对电能质量的控制效果取决于控制策略的控制性能.

无源控制<sup>[1-9]</sup>的提出为诸如变流器之类的非线性系统给出了一种新的控制器设计方法,所以得到了许多国内外学者的关注.实质上它是一种含有参考信号前馈控制、干扰信号前馈控制、参考信号解耦控制和输出信号负反馈控制的复合控制技术.其控制思路是:类比物理系统的无源性,通过控制系统的能量分布和耗散使系统的输出能量满足期望的分布特征.该控制策略的实施能简化此类非线性系统的控制器设计.

文献[1-8]证实了无源控制在变流器的控制方案中的有效性和可行性.文献[1]将其应用于光伏并网逆变器的电流跟踪控制方案中,取得了较好的控制效果,但其指令信号仅含基频信号.文献[2]在脉宽调制(Pulse-Width Modulation, PWM)整流器的控制方案中采用了两种无源控制器设计方法,并对其控制效果进行了比较.采用无源控制设计电压源型变流器的控制器时,如果注入系统的阻尼是固定的,那么所设计的控制器存在稳定范围较宽的现象.文献[3-4]设计了两种非线性阻尼注入策略,从而保证了系统能稳定在期望的范围内.文献[5]采用端口受控哈密尔顿耗散(Port-Controlled Hamilton Dissipation, PCHD)模型对高压直流输电中的变流器进行了建模,并且使用了互联和阻尼分配的设计方法对变流器进行了无源控制器设计.上述文献更侧重基波信号的跟踪控制,而关于无源控制器的谐波跟踪技术研究.文献[6-8]在有源电力滤波器(Active Power Filter, APF)的控制方案中使用了无源控制技术,文献[6]为了提高存在外界干扰时的无源控制性能,采用了与自适应控制相结合的复合无源控制方案.文献[7]通过控制直流侧电压间接实现了无源控制对谐波信号指令的跟踪.文献[8]采用无

源控制器实现了对一种混合型 APF 的控制. 尽管上述文献中的研究均验证了无源控制在变流器非线性系统中应用的可行性,同时也得出了无源控制器具有较少的可调参数、较快的动态响应和较强的鲁棒性等优点.然而以往关于变流器的无源控制器设计是在基频交流模型或者在基波直流模型上实施的,考虑到其性能较依赖模型参数的稳定性,当跟踪谐波指令信号时其性能将退化.本文作者选择三相三线制 UPQC 并联变流器作为控制对象,在频域中提出了对其进行多频控制的无源控制策略.

1 多频直流建模及频谱无源性

在 UPQC 结构中,如果仅对并联侧变流器进行分析时,可将串联侧变流器进行短路,此时并联变流器的系统结构如图 1 所示,此结构本质上与 APF 结构相同.图 1 中,直流侧  $C_1$ 、 $C_2$  为直流储能电容,选择三电平变流器作为功率变换单元,三相变流器输出电压为  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$ ,滤波电感为  $L_a$ 、 $L_b$ 、 $L_c$ ,线路等效阻抗为  $R_a$ 、 $R_b$ 、 $R_c$ ,输出电流为  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ ,负载电压为  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ ,负载电流为  $i_{La}$ 、 $i_{Lb}$ 、 $i_{Lc}$ , $R_g$  和  $L_g$  为电网的等效阻抗和感抗, $R$  为负载.根据图 1,有

$$L \frac{di_k}{dt} + R_k i_k = u_k - e_k \tag{1}$$

式中:  $u_k = f_k(S_a, S_b, S_c, u_{dc1}, u_{dc2})$ , 且  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  是每相的功率管开关函数;  $f_k$  表示调制策略为空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM);  $k = a, b, c$  表示三相.

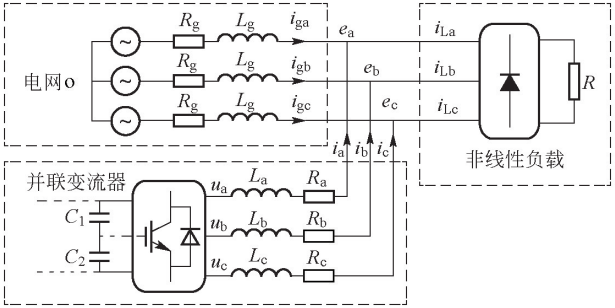


图 1 UPQC 并联变流器系统结构

Fig.1 System structure of the shunt converter of UPQC

## 1.1 多频直流建模

在此采用快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 对并联变流器进行频域建模的原因有:1) 可实现对串联变流器交流数学模型的频谱分解, 便于进行指定频率控制; 2) 可实现从交流模型到直流模型的变换, 便于进行直流控制。另外, 采用该方法能克服传统瞬时功率变换建模方法的一些弊端, 如仅适用于对三相系统的建模, 并且建模过程中产生相间耦合, 不便实现分相控制; 建模前要求三相系统的每相模型参数 (如输出滤波电感、电容和线路电阻等) 对称<sup>[10]</sup>。

假设  $\mathbf{F}_{k-k_p}^n$  为每相的正傅里叶变换矩阵,  $\mathbf{F}_{k-k_q}^n$  为逆傅里叶变换矩阵, 如

$$\begin{cases} \mathbf{F}_{k-k_p}^n = \begin{bmatrix} X_p \\ X_q \end{bmatrix} = \frac{2}{T} \begin{bmatrix} \int_0^T x(t) \sin(n\omega t + \frac{2\gamma}{3}\pi) dt \\ \int_0^T x(t) \cos(n\omega t + \frac{2\gamma}{3}\pi) dt \end{bmatrix} \\ \mathbf{F}_{k-k_q}^n = \begin{bmatrix} \sin(n\omega t + \frac{2\gamma}{3}\pi) & \cos(n\omega t + \frac{2\gamma}{3}\pi) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $k=a, \gamma=0; k=b, \gamma=-1; k=c, \gamma=1; x(t)$  为有限带宽周期变量, 且周期为  $T$ ; 带度从基波角频率  $\omega$  到  $N_m\omega, N_m$  为变流器谐波系统的最大阶次

采用其对交流系统式(1)进行频谱分解时, 先将其展开为各次谐波系统之和的形式

$$L_k \sum_{n=1}^{N_m} \frac{di_k^n}{dt} + R_k \sum_{n=1}^{N_m} i_k^n = \sum_{n=1}^{N_m} (u_k^n - e_k^n) \quad (3)$$

式中:  $i_k^n$  为输出的  $n$  次谐波电流;  $u_k^n$  为输出的  $n$  次谐波电压;  $e_k^n$  为负载端  $n$  次谐波电压。

在式(3)中的第  $n$  次谐波子系统上, 分别对变量  $L_k (di_k^n/dt)$ 、 $R_k i_k^n$ 、 $u_k^n$ 、 $e_k^n$ 、 $i_k^n$  进行傅里叶正变换, 则谐波子系统可变换为欧拉-拉格朗日 (EL) 的形式, 如

$$\mathbf{M}_k \dot{\mathbf{x}}_k^n + \mathbf{J}_k \mathbf{x}_k^n + \mathbf{R}_k \mathbf{x}_k^n = \mathbf{u}_k^n \quad (4)$$

其中  $\mathbf{M}_k = \begin{bmatrix} L_k & 0 \\ 0 & L_k \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{x}_k^n = \begin{bmatrix} I_{kp}^n \\ I_{kq}^n \end{bmatrix}$ ,

$$\mathbf{J}_k = \begin{bmatrix} 0 & -n\omega L_k \\ n\omega L_k & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_k = \begin{bmatrix} R_k & 0 \\ 0 & R_k \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{u}_k^n = \begin{bmatrix} U_{kp}^n - E_{kp}^n \\ U_{kq}^n - E_{kq}^n \end{bmatrix}.$$

式中:  $\mathbf{M}_k$  为正定的对角矩阵, 表示系统内部的惯性环节;  $\mathbf{J}_k$  为反对称矩阵,  $\mathbf{J}_k = -\mathbf{J}_k^T$ , 表示系统内部的互联耦合结构;  $\mathbf{R}_k$  为对称正定矩阵, 表示系统的耗散特性;  $\mathbf{u}_{kn}$  表示系统与外部能量的交换,  $I_{kp}^n$ 、 $I_{kq}^n$  分别为每相电感  $n$  次谐波电流的正余弦分量;  $U_{kp}^n$

和  $U_{kq}^n$ 、 $E_{kp}^n$  和  $E_{kq}^n$  分别为每相  $n$  次输出谐波电压、电网电压的正余弦电压分量。

## 1.2 频谱无源性

根据式(3)、式(4)可知, 系统每相的第  $n$  次谐波交流模型到直流模型的变换过程, 可表示为图 2 所示的传递函数框图。

为了验证  $n$  次谐波系统的无源性, 选择  $n$  次谐波能量函数为

$$H_k^n = \frac{1}{2} (\mathbf{x}_k^n)^T \mathbf{M}_k \mathbf{x}_k^n \quad (5)$$

由式(4)、式(5)可得

$$\dot{H}_k^n = (\mathbf{x}_k^n)^T \mathbf{M}_k \dot{\mathbf{x}}_k^n = (\mathbf{x}_k^n)^T \mathbf{u}_k^n - (\mathbf{x}_k^n)^T \mathbf{R}_k \mathbf{x}_k^n \quad (6)$$

根据无源性条件<sup>[10]</sup>和式(6)可判断  $n$  次谐波直流系统是严格无源的, 所以在变换的模型上可进行无源控制器设计。

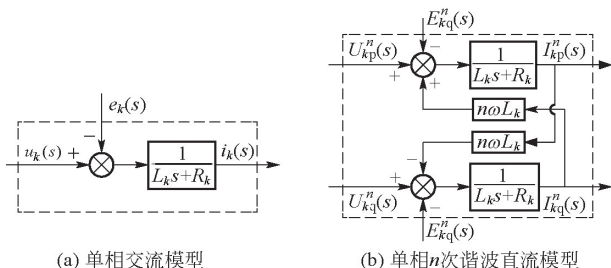


图 2 单相模型傅里叶变换过程

Fig.2 Single phase model using FFT

## 2 多频无源控制策略

### 2.1 传统无源控制与多频无源控制策略

如果仅对负载电流中的 5、7 次谐波进行抑制, 则所形成的控制方案如图 3 所示。图 3(a)为传统的无源控制方案<sup>[11]</sup>, 图 3(b)为本文所提的多频无源控制方案。传统方案中首先对负载电流的 5、7 次谐波进行提取, 然后将其进行 dq 变换后作为控制器的指令信号。而所提的多频无源控制方案是基于傅里叶变换实现的, 在指定的频率处均有一个控制器对相应频率的指令谐波进行跟踪控制。

### 2.2 多频无源控制器设计

定义  $n$  次谐波电感电流的指令矢量和误差矢量分别为

$$\mathbf{x}_k^{n*} = [I_{kp}^{n*} \quad I_{kq}^{n*}]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{x}_{ke}^n = \mathbf{x}_k^{n*} - \mathbf{x}_k^n \quad (8)$$

将式(7)、式(8)带入式(4), 得到并联变流器  $n$  次谐波误差系统 EL 方程

$$\mathbf{M}_k \dot{\mathbf{x}}_{ke}^n + (\mathbf{J}_k + \mathbf{R}_k) \mathbf{x}_{ke}^n =$$

$$\mathbf{M}_k \dot{\mathbf{x}}_k^{n*} + (\mathbf{J}_k + \mathbf{R}_k) \mathbf{x}_k^{n*} - \mathbf{u}_k^n \quad (9)$$

为了使  $\mathbf{x}_{ke}^n$  快速收敛到零, 在式(9)等号两端各

附加一个指定频率的阻尼耗散项  $\mathbf{r}_k^n \mathbf{x}_{ke}^n$ , 其中  $\mathbf{r}_k^n$  是 所提多频无源控制器的控制参数.

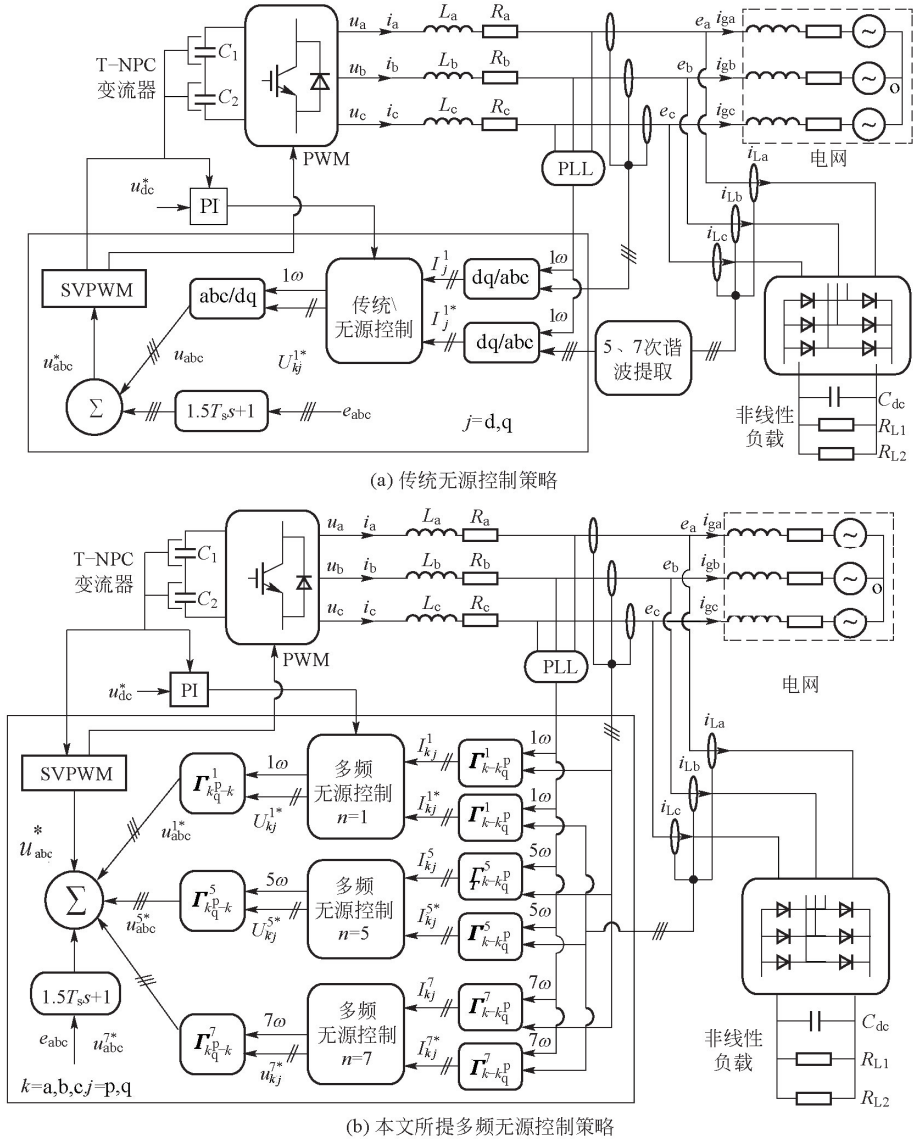


图 3 无源控制方案

Fig.3 Scheme of PBC

$$\mathbf{M}_k \dot{\mathbf{x}}_{ke}^n + (\mathbf{J}_k + \mathbf{R}_k + \mathbf{r}_k^n) \mathbf{x}_{ke}^n = \mathbf{u}_k^n \quad (10)$$

$$\mathbf{M}_k \dot{\mathbf{x}}_k^{n*} + (\mathbf{J}_k + \mathbf{R}_k) \mathbf{x}_k^{n*} + \mathbf{r}_k^n \mathbf{x}_{ke}^n - \mathbf{u}_k^n = 0 \quad (11)$$

式中,  $\mathbf{r}_k^n = \text{diag}(r_k^n > 0, r_k^n > 0)$  如果令式(10)等号右侧式子等于零,则可保证新的误差系统

$$\mathbf{M}_k \dot{\mathbf{x}}_{ke}^n + (\mathbf{J}_k + \mathbf{R}_k + \mathbf{r}_k^n) \mathbf{x}_{ke}^n = 0 \quad (12)$$

即,式(12)的成立条件为

$$\mathbf{u}_k^n = \mathbf{M}_k \dot{\mathbf{x}}_k^{n*} + (\mathbf{J}_k + \mathbf{R}_k) \mathbf{x}_k^{n*} + \mathbf{r}_k^n \mathbf{x}_{ke}^n \quad (13)$$

为了验证式(10)的稳定性,首先选取一个误差能量存储函数

$$H_{ke}^n = 1/2 (\mathbf{x}_{ke}^n)^T \mathbf{M}_k \mathbf{x}_{ke}^n \quad (14)$$

对其进行求导计算

$$\dot{H}_{ke}^n = (\mathbf{x}_{ke}^n)^T \mathbf{M}_k \dot{\mathbf{x}}_{ke}^n = -(\mathbf{x}_{ke}^n)^T (\mathbf{R}_k + \mathbf{r}_k^n) \mathbf{x}_{ke}^n < 0 \quad (15)$$

因为  $H_{ke}^n > 0, \dot{H}_{ke}^n < 0$ , 根据李雅普诺夫稳定性原理,可知误差矢量  $\mathbf{x}_{ke}^n$  是渐进稳定的.

综上,式(13)即为  $n$  次谐波系统的无源控制律. 将其对图 2 所示的控制对象进行控制,最终在  $n$  次谐波直流系统上形成的无源控制策略如图 4 所示.

因为式(13)中,电网电压的傅里叶变换值  $E_{kp}^n$  是  $n$  次谐波直流系统上的扰动量,在此为了减少计算量,可以直接将三相交流电压在交流模型中进行前馈控制,如图 3(b)所示,图中将  $e_k$  与超前环节  $1.5T_s s + 1$  的乘积叠加到 PWM 调制信号上即可省去电网电压的傅里叶变换过程.此外,因对系统进行 FFT 变换时引入了惯性延时,所以在变直流模型中加入了  $1/(T_\omega s + 1)$  惯性环节,且图中  $K_{PWM}/(1.5T_s s + 1)$  表示处理器采样、控制计算引



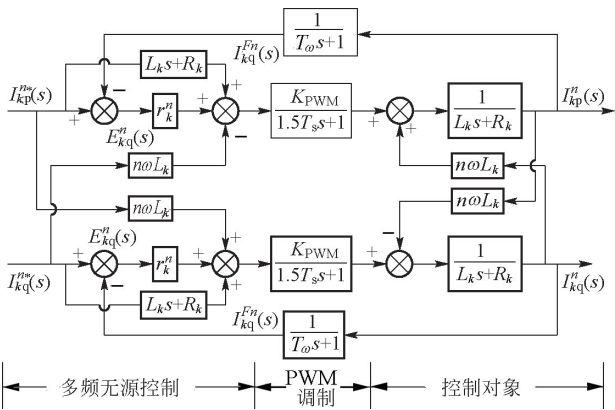


图 4 多频无源控制系统传递函数框图  
Fig.4 Block diagram of transfer function  
the multi-freqeunc PBC

入的延迟,其中  $T_s$  表示采样时间.

2.3 控制增益选取及性能分析

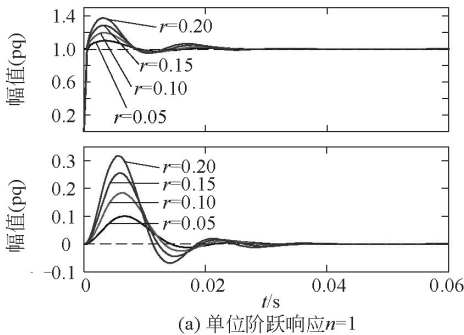
$n$  次谐波系统的误差信号  $E_{kp}^n(s)$ 、 $E_{kq}^n(s)$  到反馈信号  $I_{kp}^{Fn}(s)$ 、 $I_{kq}^{Fn}(s)$  之间的传递函数关系为

$$\begin{bmatrix} I_{kp}^{Fn}(s) \\ I_{kq}^{Fn}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{opp}^n & G_{opq}^n \\ G_{oqp}^n & G_{oqq}^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{kp}^n(s) \\ E_{kq}^n(s) \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中:  $G_{opp}^n$ 、 $G_{oqq}^n$  为前向通道开环传递函数,  $G_{opq}^n$ 、 $G_{oqp}^n$  为耦合通道的开环传递函数,并且  $G_{opp}^n = G_{oqq}^n$ ,  $G_{opq}^n = -G_{oqp}^n$ .

绘制出不同频率(以  $n = 1, 9, 17, 25$  为例)时开环传递函数的离散根轨迹图如图 5 所示,仿真参数见表 1.图 5(a)和图 5(b)分别为前向通道和耦合通道的开环传递函数根轨迹图,根据根轨迹与单位圆的交点可得到对应频率处的最大控制器增益  $r_k^n$ .注意,满足系统稳定条件应选择图 5(a)和图 5(b)中的较小值.可以看出 4 个频率对应的增益( $r_k^n = r$ )分别为 0.29、0.89、7.35、16.3.

因系统是一个高阶系统,所以传统的根轨迹优选法则不适合用于分析合适的增益.所以为了确定出合适的控制器增益,需进一步求出图 4 所示系统的精确闭环传递函数.图 4 中指令信号和反馈信号之间的闭环关系可表示为



(a) 单位阶跃响应  $n=1$

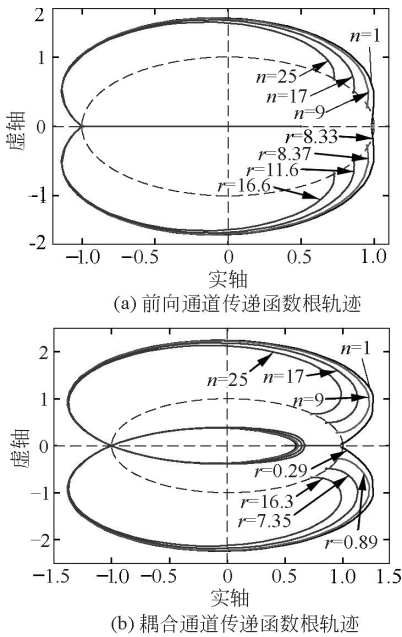


图 5 开环传递函数的离散根轨迹

Fig.5 Discrete root locus of the open-loop transfer functions

$$\begin{bmatrix} I_{kp}^n(s) \\ I_{kq}^n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{pp}^n & G_{pq}^n \\ G_{qp}^n & G_{qq}^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{kp}^{*n}(s) \\ I_{kq}^{*n}(s) \end{bmatrix} \quad (17)$$

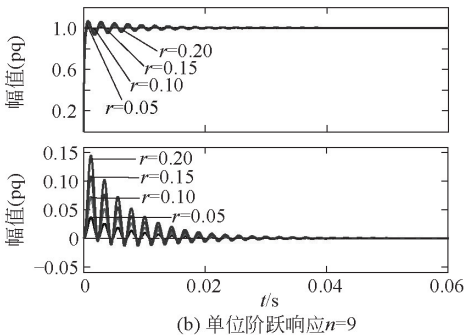
式中:  $G_{pp}^n$ 、 $G_{qq}^n$  为前向通道闭环传递函数;  $G_{pq}^n$ 、 $G_{qp}^n$  为耦合通道闭环传递函数,并且  $G_{pp}^n = G_{qq}^n$ ,  $G_{pq}^n = -G_{qp}^n$ .

表 1 根轨迹仿真计算参数

Tab.1 Simulation parameters for the root locus

参数	值	参数	值	参数	值
$R / \Omega$	0.1	$T_o / s$	0.005	$T_s / \mu s$	100
$L / H$	0.8	$T / s$	0.2	$\omega / (rad/s)$	$100\pi$

可根据闭环传递函数的单位阶跃响应情况选出合适的控制器增益.将表 1 中的仿真计算参数带入式(17),同样在此选择  $n = 1, 9, 17, 25$  共 4 个频率进行仿真,且在每个频率处选择增益( $r_k^n = r$ )分别为 0.05、0.10、0.15、0.20 共 4 种增益进行阶跃响应比较,得到前向通道和耦合通道的单位阶跃响应如图 6 所示.通过图 6 可以看出本文所提的多频无源控制



(b) 单位阶跃响应  $n=9$

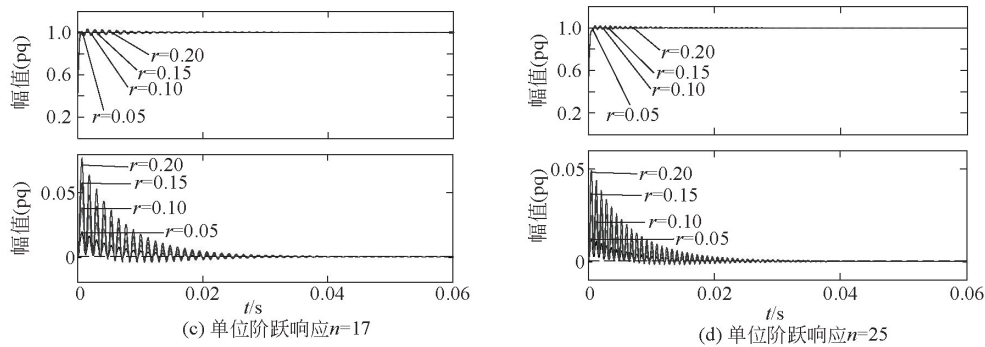


图 6 不同频率不同增益时的单位阶跃响应

Fig.6 Unit step responses at different frequencies with different gains

器具有较好的动静态性能,在不同的频率处不同增益时前向通道的阶跃响应曲线稳态时能趋于单位 1,耦合通道的阶跃响应曲线稳态时能趋于 0,说明所提的多频控制器既实现了指令的跟踪又实现了解耦.从图 6 中可以看出在基波频率处阶跃响应的超调量与振荡周期受不同增益的影响的较大,而在其他谐波频率处的阶跃响应超调量受增益的变化影响较小,所以在进行增益选取时应根据超调量、振荡周期及过渡时间进行折中选择.实验中选取的增益见表 2.

表 2 实验参数

Tab.2 Experimental parameters

参数	值	参数	值	参数	值
$r_k^1$	0.1	$r$	0.10	$C_{dc} / \mu\text{F}$	10
$r_k^5$	0.2	$R_L^1, R_L^2 / \Omega$	14.4	$U_{dc} / \text{V}$	720
$r_k^7$	0.3	$C_1, C_2 / \text{mF}$	5.44	$e_{abc} / \text{V}$	220

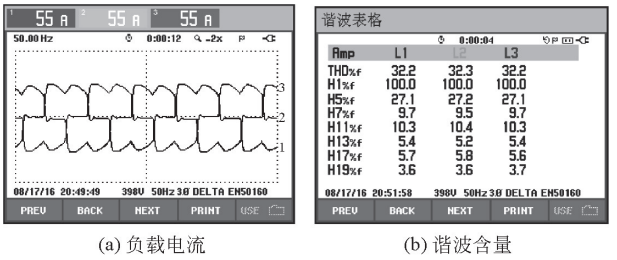
3 实验验证

本节将对传统的无源控制和本文所提的多频无源控制应用于 UPQC 并联变流器的控制效果进行实验对比验证.采用的实验平台结构如图 1 所示,其中变流器采用 T 型二极管中点电压钳位三电平拓扑(T-NPC)结构,非线性负载采用三相不控整流桥及直流电容电阻实现.

根据表 1 和表 2 中的参数,得到的三相负载电流  $i_{Labc}$  如图 7(a) 所示,其主要的谐波含量如图 7(b) 所示.从图 7 中可以看出谐波主要集中在  $6m+1$  倍频处( $m=1,2,3,\dots$ ),实验中以 5 倍频和 7 倍频为控制对象进行研究.

实验采用补偿率  $\eta(n)=(H(n)_{i_L}-H(n)_{i_g})/H(n)_{i_L} \times 100\%$  衡量控制效果.其中,  $H(n)_{i_L}$  和  $H(n)_{i_g}$  分别表示负载和电网第  $n$  次谐波电流的含有率.

采用传统无源控制时对应的 a 相负载、电网、并联变流器输出电流波形及入网电流主要次谐波百分比含量如图 8 所示;本文所提的多频无源控制算法时的控制结果如图 9 所示,补偿前后的数据对比如



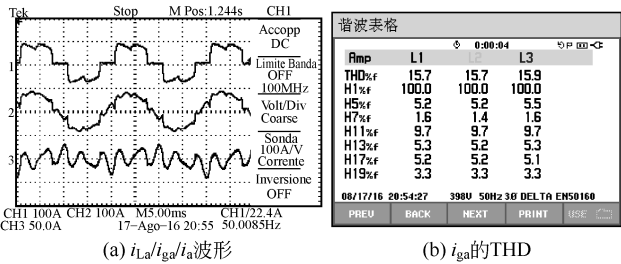
(a) 负载电流

(b) 谐波含量

图 7 负载电流及  $n$  阶谐波含量

Fig.7 Load current and  $n$ -order harmonic content

表 3 所示.

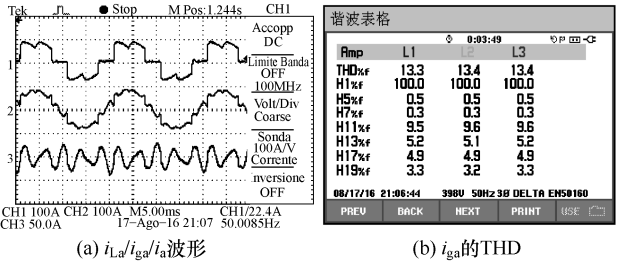


(a)  $i_{La}/i_{ga}/i_a$  波形

(b)  $i_{ga}$  的 THD

图 8 传统控制策略实验结果

Fig. 8 Experimental results of traditional control strategy



(a)  $i_{La}/i_{ga}/i_a$  波形

(b)  $i_{ga}$  的 THD

图 9 本文所提控制策略实验结果

Fig. 9 Experimental results of the proposed control strategy

从表 3 中可以看出:采用传统控制策略时,5、7 次的补偿率分别为 81.1% 和 83.5%;采用本文所提的频域无源控制策略时,5、7 次的补偿率分别达到了 98.2 和 96.9%,可见改进后的控制系统具有较好的补偿效果.

另外,在此给出采用频域无源控制策略时的动态响应,图 10 中的 1、2、3 通道分别给出了 a 相负载突增时对应的负载电流、网侧电流、输出电流波形,

可以看出当负载突变时,控制系统及时进行了响应,响应时间小于 10 ms.

表 3 改进前后控制策略的效果对比

Tab. 3 Results comparison between traditional PBC and the proposed PBC

次数	改进前控制策略				改进后控制策略			
	$H(n)_{i_L} / \%$	$H(n)_{i_g} / \%$	$\eta(n) / \%$		$H(n)_{i_g} / \%$	$\eta(n) / \%$		
5	27.1	5.2	81.1		0.5	98.2		
7	9.7	1.6	83.5		0.3	96.9		

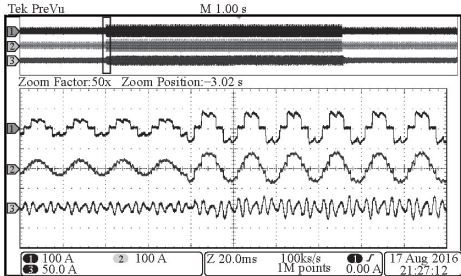


图 10 动态响应

Fig.10 Dynamic response

4 结论

本文作者提出了如何将传统的无源控制器设计方法拓展到频域上对 UPQC 并联变流器进行多频无源控制器设计,结论有以下几点:

- 1)提出采用傅里叶变换技术对其交流数学模型进行频谱分解及多频直流建模;
- 2)在被指定频率的直流模型上实施了所提的频域无源控制器设计,理论分析表明该控制策略既实现了对并联变流器的指定频率控制,而且该控制策略除了适用于三相系统外也适用于单相系统,即可实现分相控制.
- 3)相比于传统在基频模型上设计的无源控制策略跟踪多频指令信号,稳态时所提的控制策略补偿可提高至 95%以上,动静态性能较好.

参考文献(References):

[1] 王久和,慕小斌.基于无源性的光伏并网逆变器电流控制[J].电工技术学报,2012,27(11):176—182.  
WANG Jiuhe, MU Xiaobin. Current control strategy of photovoltaic grid-connected inverter based on passivity [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012,27(11):176—182.(in Chinese)

[2] GENSIOR A, SIRA-RAMÍREZ H, RUDOLPH J, et al. On some nonlinear current controllers for three-phase boost rectifiers[J]. IEEE Transactions Industrial Electronics, 2009,56(2):360—370.

[3] PUERTO-FLORES D D, SCHERPEN J M A, LISERRE M, et al. Passivity-based control by series/parallel damping of single-phase PWM voltage source converter [J]. IEEE Transactions on Control System Technology, 2014,22(4): 1310—1322.

[4] GUI Y, KIM W, CHUNG C C. Passivity-based control with nonlinear damping for type 2 STATCOM systems [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016,31(4): 2824—2833.

[5] FAN X, LIN G, XIA C, et al. IDA-PB control design for VSC-HVDC transmission based on PCHD model[J]. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2015,25(10):2133—2143.

[6] 薛花,姜建国.并联型有源滤波器的自适应无源性控制方法研究[J].中国电机工程学报,2007,27(25):114—118.

XUE Hua, JIANG Jianguo. Study on adaptive passivity-based control strategies of shunt active filters[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2007,27(25):114—118.(in Chinese)

[7] 马兴,刘会金,张振环,等.无源性控制策略在谐波/间谐波统一补偿的单相有源电力滤波器中的应用[J].电网技术,2015,39(5):1419—1424.

MA Xing, LIU Huijin, ZHANG Zhenhuan, et al. Application of passive control strategy in single-phase active power filter for harmonic and inter-harmonics unity compensation[J]. Power System Technology, 2015, 39 (5):1419—1424.(in Chinese)

[8] 鲁伟,徐长波,李春文.并联混合有源滤波器哈密顿系统建模及无源控制[J].控制理论与应用,2012,29(11): 1397—1402.

LU Wei, XU Changbo, LI Chunwen. Hamiltonian modeling and passivity-based on control of shunt hybrid active power filter[J]. Control Theory and Applications, 2012,29(11):1397—1402.(in Chinese)

[9] ORTEGA R, LORIA A, NICKLASSON P J, et al. Passivity-based control of Euler-lagrange systems[M]. Berlin: Springer-Verlag, 1998: 230—231.

[10] AKAGI H, KANAZAWA Y, NABAE A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008,IA-20(3): 625—630.

[11] SUN J J, LI C, ZHA X M, et al. Study on passivity-based control and its robust analyzing of active power filter[C]// IEEE Conference on Industrial Electronics & Applications, 2009: 2227—2231.