

# 基于简化 $p$ - $q$ - $r$ 理论的统一电能质量调节器控制策略

谭智力, 李 勋, 陈 坚, 康 勇

(华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北省 武汉市 430074)

## A New Control Strategy of UPQC by Using Simplified $p$ - $q$ - $r$ Theory

TAN Zhi-li, LI Xun, CHEN Jian, KANG Yong

(School of Electrical & Electronics Engineering, Huazhong University of Science & Technology, Wuhan 430074, Hubei Province, China)

**ABSTRACT:** The  $p$ - $q$ - $r$  instantaneous power theory is introduced firstly, and then a simplified  $p$ - $q$ - $r$  theory is proposed under a special condition. Based on this theory, it presents a composite control strategy of unified power quality conditioner (UPQC), which is the combination of the ordinary direct and indirect control strategy. An algorithm of calculating the compensation current and the compensation voltage are introduced. A principle analysis of the proposed control strategy is described in particular. Meanwhile the control formulas on the  $p$ - $q$ - $r$  coordinate are deduced in detail. The control schematic diagram based on these formulas is presented. Simulation results show that, when the UPQC applying such control strategy is used for the compensation of the nonlinear and unbalance three-phase four-wire system, the harmonic current, reactive power of loads as well as neutral current are compensated well, load voltage get balanced and rated, power factor of power source is about unity, which verified the effectiveness of applying such control strategy in UPQC.

**KEY WORDS:** simplified  $p$ - $q$ - $r$  theory; three-phase four-wire system; unified power quality conditioner; the composite control strategy

**摘要:** 阐述了  $p$ - $q$ - $r$  瞬时功率理论的原理, 提出一种特殊情况下的简化  $p$ - $q$ - $r$  理论, 基于这一理论, 提出一种统一电能质量调节器(unified power quality conditioner, UPQC)的综合控制策略, 此策略综合了通常的直接控制策略和间接控制策略的特点。重点介绍了补偿电流及补偿电压的计算方法, 详细分析了控制策略的原理, 推导出  $p$ - $q$ - $r$  坐标下的相关运算公式, 给出了在该坐标轴上的详细控制框图。仿真结果显示, 将采用这种控制策略的 UPQC 用于补偿三相四线非线性及不平衡系统, 可以实现对负载谐波、无功及中线电流较好的补偿, 使负载获得额定端电压, 同时提高电源侧功率因数, 表明这种控制策略是可行、有效的。

**关键词:** 简化  $p$ - $q$ - $r$  理论; 三相四线系统; 统一电能质量调节器; 综合控制策略

## 0 引言

统一电能质量调节器(UPQC)能够补偿电压跌落、电压波动、谐波电压和电流, 控制功率流动和电压稳定性, 改善电能质量<sup>[1-5]</sup>。对 UPQC 的研究目前主要集中在电路拓扑和补偿信号检测及控制方法的研究。常规的 UPQC 采用串联补偿器和并联补偿器的结构形式, 如图 1 所示。电路上有三相三线制、三相四线制, 也有单相独立控制的结构, 直流侧采用储能电容, 也有通过蓄电池或分布式发电机经整流获得, 此时, UPQC 还具备了后备电源或 UPS 的特点<sup>[5-7]</sup>。另一方面, 电能质量补偿器的控制方法及电流电压补偿方法也是研究的重点。常用的方法有直接控制策略和间接控制策略。间接控制策略是最常用的方案, 它将串联补偿器作为电压源, 补偿电网电压畸变以及负载电压与电网电压的基波偏差, 给负载提供额定平衡正弦电压, 并联补偿器控制为电流源, 用以补偿负载侧无功和谐波电流, 使电网输入电流为正弦电流; 直接控制策略将串联补偿器控制为正弦电流源, 使电网输入电流为正弦且功率因数为 1, 并联补偿器为正弦电压源, 输出平衡、额定幅值的正弦电压于负载端<sup>[8-15]</sup>。

本文以图 1 所示的三相四线 UPQC 为研究对象, 探讨基于  $p$ - $q$ - $r$  理论的串、并联补偿器的补偿信号检测及控制方法。由于  $p$ - $q$ - $r$  变换计算复杂, 提出一种简化的  $p$ - $q$ - $r$  算法, 减少了变换过程中的计算量。以这种简化的  $p$ - $q$ - $r$  理论为基础, 给出了 UPQC 中补偿电流和电压的计算方法, 提出一种综合直接控制和间接控制的综合控制方案, 并给出了原理分析及控制方框图。仿真结果表明, 采用这种简化  $p$ - $q$ - $r$  理论的综合控制策略能很好地补偿电压跌落、波动及负载谐波和无功功率, 改善电能质量。

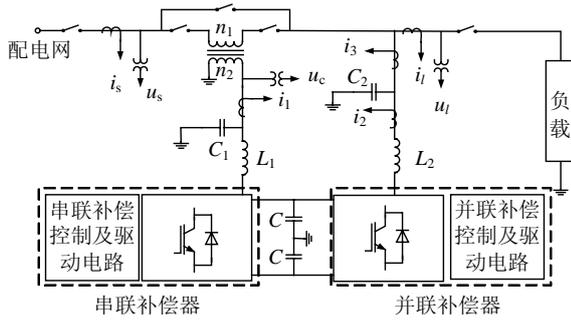


图1 电能质量控制器主电路图

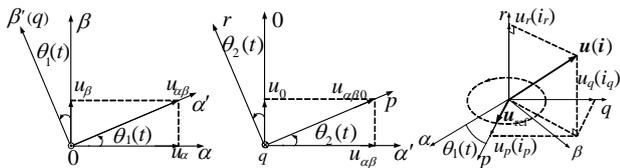
Fig.1 Circuit configuration of the proposed UPQC

## 1 $p$ - $q$ - $r$ 理论及其在特殊情况下的简化

选择电压 $u_a$ 、 $u_b$ 及 $u_c$ 为 $p$ - $q$ - $r$ 坐标变换的参考电压,可以用式(1)将其转换到 $\alpha$ - $\beta$ -0坐标:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

将 $\alpha$ - $\beta$ -0坐标平面中的 $\alpha$ 轴旋转 $\theta_1(t)$ 至与 $\mathbf{u}$  ( $u_a$ 、 $u_b$ 及 $u_c$ 合成的空间电压矢量)在 $\alpha$ - $\beta$ 平面上的分量同向的方向,形成 $\alpha'$ 轴,  $\theta_1(t) = \arccos(u_\alpha/u_{\alpha\beta})$ , 其中 $u_{\alpha\beta} = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}$ ,  $\beta$ 轴旋转 $\theta_1(t)$ 形成 $\beta'$ ( $q$ )轴,如图2(a)所示。然后,以 $\beta'$ ( $q$ )轴为轴心,将 $\alpha'$ 轴在 $\alpha'$ -0平面旋转 $\theta_2(t)$ 至与电压向量方向重合形成 $p$ 轴,  $\theta_2(t) = \arcsin(u_0/u_{\alpha\beta 0})$ ,  $u_{\alpha\beta 0} = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2 + u_0^2}$ , 同时0轴旋转 $\theta_2(t)$ 形成 $r$ 轴,如图2(b)所示。这样,经过2次旋转,就形成 $p$ - $q$ - $r$ 坐标。

(a)  $\alpha$ - $\beta$ 轴旋转到 $\alpha'$ - $\beta'$ 轴 (b)  $\alpha'$ -0轴旋转到 $p$ - $r$ 轴 (c) 特殊情况下 $p$ - $q$ - $r$ 轴图2  $p$ - $q$ - $r$ 变换的物理意义Fig.2 Physical meaning of the  $p$ - $q$ - $r$  transformation

任意电压或电流旋转向量 $\mathbf{x}$ 变换到 $\alpha$ - $\beta$ -0后,经过式(2)变换可获得以电压 $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$ 为坐标参考电压的 $p$ 、 $q$ 、 $r$ 轴分量 $x_p$ 、 $x_q$ 、 $x_r$ :

$$\begin{bmatrix} x_p \\ x_q \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{u_\alpha}{u_{\alpha\beta 0}} & \frac{u_\beta}{u_{\alpha\beta 0}} & \frac{u_0}{u_{\alpha\beta 0}} \\ -\frac{u_\beta}{u_{\alpha\beta}} & \frac{u_\alpha}{u_{\alpha\beta}} & 0 \\ -\frac{u_0 u_\alpha}{u_{\alpha\beta} u_{\alpha\beta 0}} & -\frac{u_0 u_\beta}{u_{\alpha\beta} u_{\alpha\beta 0}} & \frac{u_{\alpha\beta}}{u_{\alpha\beta 0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

如果 $\mathbf{x}$ 与旋转向量 $\mathbf{u}$ 同相,则

$$\begin{bmatrix} x_p \\ x_q \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{\alpha\beta 0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中 $x_{\alpha\beta 0} = \sqrt{x_\alpha^2 + x_\beta^2 + x_0^2}$ 。

如果选择系统电压 $\mathbf{u}$ 作为坐标参考,瞬时有功功率 $p$ 、 $q$ 轴的瞬时无功功率 $q_q$ 、 $r$ 轴的瞬时无功功率 $q_r$ 为

$$\begin{bmatrix} p \\ q_q \\ q_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_p i_p \\ -u_p i_r \\ u_p i_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

其视在功率为 $s = \sqrt{p^2 + q_q^2 + q_r^2}$

这种情况下,瞬时有功功率及瞬时无功功率的概念变得更为清晰, $i_q$ 、 $i_r$ 是跟 $p$ 轴及参考电压 $\mathbf{u}$ 正交的电流分量,对有功功率没有影响, $q$ 轴和 $r$ 轴属于无功分量,其中 $q$ 轴位于 $\alpha$ - $\beta$ 平面上,与偏离参考电压的相位角及谐波有关, $r$ 轴跟零序或中线电流有关。一般情况下,对于检测量 $\mathbf{x}$ (如系统的电压或电流量), $x_p$ 、 $x_q$ 包含直流分量和交流分量, $x_r$ 只包含交流分量。 $x_p$ 、 $x_q$ 包含的直流分量来自正序分量,而交流分量来自于负序及谐波分量, $x_q$ 包含的直流分量与参考波形的相位差有关, $x_r$ 则是检测量的零序部分<sup>[16-19]</sup>。

从上面的分析可以看出, $p$ - $q$ - $r$ 变换运算比较复杂。考虑一种特殊情况,如图2(c)所示,参考电压 $u_{\alpha\text{ref}}$ 、 $u_{\beta\text{ref}}$ 及 $u_{0\text{ref}}$ 三相对称且平衡,通过变换到 $\alpha\beta$ 0轴上,其 $u_{\alpha\text{ref}}$ 与 $u_{\beta\text{ref}}$ 满足式(5):

$$\begin{cases} u_{\alpha\text{ref}} = \sqrt{3}U \sin \omega t \\ u_{\beta\text{ref}} = -\sqrt{3}U \cos \omega t \\ u_{0\text{ref}} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中 $U$ 为相电压有效值。因此式(2)可以改写为

$$\begin{bmatrix} x_p \\ x_q \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t & 0 \\ \cos \omega t & \sin \omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = C_{pqr} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

式(6)就是简化的 $p$ - $q$ - $r$ 变换式。显然这种方法比直接的 $p$ - $q$ - $r$ 变换要简单得多。

## 2 控制器设计

### 2.1 坐标参考电压的选取

UPQC的补偿目的包含2个方面:①当电源电压出现跌落、波动、畸变或不平衡时,通过其补偿,

负载端仍能获得三相平衡的额定电压；②即使负载不平衡或为非线性，通过其补偿，电源电流仍能保持正弦且平衡，并与电源电压正序同相，即保证电源侧功率因数为 1。从上面分析可知，理想情况下，电源电流和负载端电压都是与电源电压正序同相的三相平衡正弦波。如果选择正序电源电压  $u_{sa}^+$ 、 $u_{sb}^+$ 、 $u_{sc}^+$  作为坐标参考电压，理想情况下，由式(3)可知，补偿后的电源电流  $i_s$  和负载电压  $u_l$  经 p-q-r 变换后，只存在 p 轴上的直流分量。这种坐标参考电压的选择方法，物理意义明确，还可以简化计算，此时，UPQC 的补偿目的就变成补偿电源电流和负载电压在 p 轴上的交流分量及 q 轴分量和 r 轴分量，使  $i_s$  和  $u_l$  经过变换后，只存在 p 轴上的直流分量。本文

选择  $u_{sa}^+$ 、 $u_{sb}^+$ 、 $u_{sc}^+$  作为坐标参考电压  $u_{aref}$ 、 $u_{bref}$  及  $u_{cref}$ ，从式(5)可知，参考电压  $\alpha$  轴分量  $u_{\alpha ref}$  与 a 相电压同相，要获得式(6)的  $\sin\omega t$ 、 $-\cos\omega t$ ，常规的方法是通过锁相环 PLL 得到  $\omega t$ ，然后计算获得。但普通锁相环具有明显的时延，如果采用过零比较的方法还有可能出现偏差，所以本文利用参考文献[19]，按如图 3 所示的方法获得  $\sin\omega t$ 、 $-\cos\omega t$ 。图中， $\sqrt{u_{\alpha}^{\prime 2} + u_{\beta}^{\prime 2}}$  始终为 1，因此  $u_{\alpha}^{\prime}$  和  $u_{\beta}^{\prime}$  的峰值始终为 1，但  $u_{\alpha}^{\prime}$  和  $u_{\beta}^{\prime}$  不一定是正弦信号，通过两个带通滤波器可获得  $u_{\alpha}^{\prime}$  和  $u_{\beta}^{\prime}$  的基波分量，即  $\sin\omega t$ 、 $-\cos\omega t$ 。在后面的分析中，记

$$\mathbf{X} = [x_a \ x_b \ x_c]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta 0} = [x_{\alpha} \ x_{\beta} \ x_0]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{X}_{pqr} = [x_p \ x_q \ x_r]^T \quad (9)$$

式中  $x$  代表电压或电流量，如  $\mathbf{U}_1 = [u_{1a} \ u_{1b} \ u_{1c}]^T$ 、 $\mathbf{I}_1 = [i_{1a} \ i_{1b} \ i_{1c}]^T$ 。

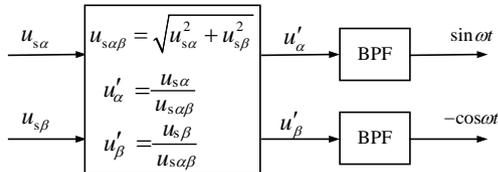


图 3  $\sin\alpha t$ 、 $-\cos\alpha t$  形成电路

Fig. 3 Circuit implementation for  $\sin\alpha t$ 、 $-\cos\alpha t$

### 2.2 串联补偿器的控制

串联补偿器的等效电路如图 4 所示。对串联补偿器，根据 UPQC 的补偿目的，其原边的电压应为额定负载电压与电源电压之差，电流应与电源电压正序同相，这样才能达到补偿负载无功功率的目的。由于选择电源电压正序分量为坐标参考电压，所以负载有功电流的直流分量  $\bar{i}_{lp}$  由其正序分量经变换

得到，该正序分量与电源电流同相，可见，电源电流应提供负载电流的正序分量，即  $i_{sp}$  应包含  $\bar{i}_{lp}$ 。另外，电源电流还应提供变换器消耗的有功电流及维持直流侧电压恒定的有功电流。考虑串联侧变压器的变比  $n_2:n_1=N$ ，忽略滤波电容电流，则换算到串联补偿器侧的指令电流值可用式(10)表示：

$$\begin{cases} i_{1p}^* = i_{sp}^* / N = \bar{i}_{lp} / N + I_{comp} \\ i_{1q}^* = i_{sq}^* / N = 0 \\ i_{1r}^* = i_{sr}^* / N = 0 \end{cases} \quad (10)$$

式中： $I_{comp}$  为补偿电容及变换器的损耗，可由检测直流侧电容电压与给定值比较，经调节器获得。

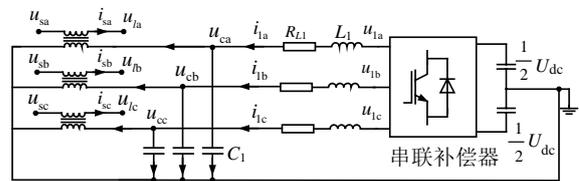


图 4 串联补偿器等效电路

Fig. 4 Series compensator equivalent circuit

由图 4 可知，串联补偿器的输出电压  $U_1$  为

$$U_1 = U_c + L_1 \frac{dI_1}{dt} + R_{L1} I_1 = U_c + \frac{L_1}{N} \frac{dI_s}{dt} + \frac{R_{L1}}{N} I_s \quad (11)$$

由式(6)可得到

$$\frac{d\mathbf{X}_{pqr}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{X}_{pqr} + \mathbf{C}_{pqr} \frac{d\mathbf{X}_{\alpha\beta 0}}{dt} \quad (12)$$

将式(11)变换到  $\alpha$ - $\beta$ -0 坐标，利用式(12)，可得

$$L \begin{bmatrix} \frac{di_{1p}}{dt} \\ \frac{di_{1q}}{dt} \\ \frac{di_{1r}}{dt} \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{L1}}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{L1}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{1q} \\ i_{1r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{1p} \\ u_{1q} \\ u_{1r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{cp} \\ u_{cq} \\ u_{cr} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{cases} u_{1p} = u_{cp} - \omega L i_{1q} + L_1 \frac{di_{1p}}{dt} + R_{L1} i_{1p} \\ u_{1q} = u_{cq} + \omega L i_{1p} + L_1 \frac{di_{1q}}{dt} + R_{L1} i_{1q} \\ u_{1r} = u_{cr} + L_1 \frac{di_{1r}}{dt} + R_{L1} i_{1r} \end{cases} \quad (14)$$

对串联补偿电压  $U_c$ ，理想值  $U_c^* = N(U_l^* - U_s)$ ，加入补偿电压调节器后，其补偿电压给定值为

$$\begin{cases} u_{cp}^* = k_{PI} [N(u_{lp}^* - u_{sp}) - u_{cp}] \\ u_{cq}^* = k_{PI} [N(u_{lq}^* - u_{sq}) - u_{cq}] \\ u_{cr}^* = k_{PI} [N(u_{lr}^* - u_{sr}) - u_{cr}] \end{cases} \quad (15)$$

由式(14)可获得加入调节器后的串联侧变换器输出电压波形指令:

$$\begin{cases} u_{1p}^* = u_{cp}^* - \omega L i_{1q} + k_{PID}(i_{1p}^* - i_{1p}) \\ u_{1q}^* = u_{cq}^* + \omega L i_{1p} + k_{PID}(i_{1q}^* - i_{1q}) \\ u_{1r}^* = u_{cr}^* + k_{PID}(i_{1r}^* - i_{1r}) \end{cases} \quad (16)$$

由式(15)、(16)可获得串联补偿器的控制框图,如图5所示。

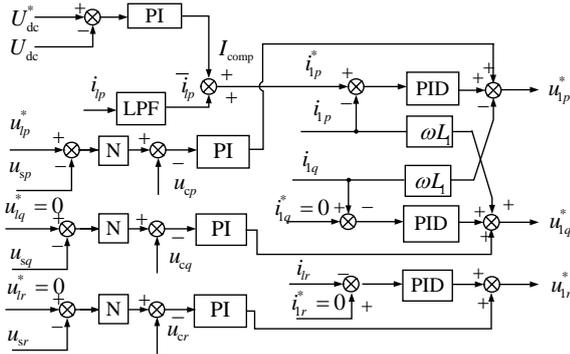


图5 串联补偿控制框图

Fig. 5 Series compensator control block diagram

### 2.3 并联补偿器控制

并联补偿器的等效电路如图6所示。理想的负载电压为正弦且平衡、与电源电压正序同相的电压,并联补偿器应给负载提供这一电压;另一方面,由于电源只给负载提供有功电流分量 $\bar{i}_{1p}$ ,因此,负载侧的无功电流及谐波电流由并联补偿器提供,并联补偿器的给定输出电流可由式(17)得到:

$$\begin{cases} i_{3p}^* = \tilde{i}_{1p} \\ i_{3q}^* = i_{1q} \\ i_{3r}^* = i_{1r} \end{cases} \quad (17)$$

从图6可以看出,并联补偿器电压、电流为

$$U_2 = U_1 + L_2 \frac{dI_2}{dt} + R_{L2} I_2 \quad (18)$$

$$I_2 = C_2 \frac{dU_1}{dt} + I_3 \quad (19)$$

将式(18)、(19)变换到 $\alpha$ - $\beta$ -0坐标,利用式(12)可得:

$$\begin{cases} u_{2p} = u_{1p} - \omega L i_{2q} + L_2 \frac{di_{2p}}{dt} + R_{L2} i_{2p} \\ u_{2q} = u_{1q} + \omega L i_{2p} + L_2 \frac{di_{2q}}{dt} + R_{L2} i_{2q} \\ u_{2r} = u_{1r} + L_2 \frac{di_{2r}}{dt} + R_{L2} i_{2r} \end{cases} \quad (20)$$

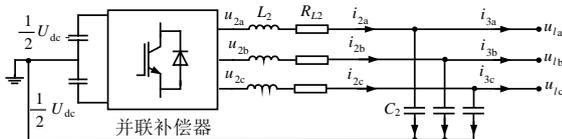


图6 并联补偿器等效电路图

Fig. 6 Shunt compensator equivalent circuit

$$\begin{bmatrix} i_{2p} \\ i_{2q} \\ i_{2r} \end{bmatrix} = C_2 \begin{bmatrix} du_{1p}/dt \\ du_{1q}/dt \\ du_{1r}/dt \end{bmatrix} - C_2 \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1p} \\ u_{1q} \\ u_{1r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{3p} \\ i_{3q} \\ i_{3r} \end{bmatrix} \quad (21)$$

从式(20)、(21)可以得到控制方程式:

$$\begin{cases} i_{2p}^* = i_{3p}^* - \omega C_2 u_{1q} + k_{PI}(u_{1p}^* - u_{1p}) \\ i_{2q}^* = i_{3q}^* + \omega C_2 u_{1p} + k_{PI}(u_{1q}^* - u_{1q}) \\ i_{2r}^* = i_{3r}^* + k_{PI}(u_{1r}^* - u_{1r}) \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} u_{2p}^* = u_{1p} - \omega L i_{2q} + k_{PI}(i_{2p}^* - i_{2p}) \\ u_{2q}^* = u_{1q} + \omega L i_{2p} + k_{PI}(i_{2q}^* - i_{2q}) \\ u_{2r}^* = u_{1r} + k_{PI}(i_{2r}^* - i_{2r}) \end{cases} \quad (23)$$

由式(17)、(22)及(23)可获得并联补偿器的控制框图,如图7所示。输出产生的指令电压可以经过反变换到 $\alpha\beta$ 轴下用SVPWM进行调制,或变换到abc轴下用SPWM调制方法进行控制。

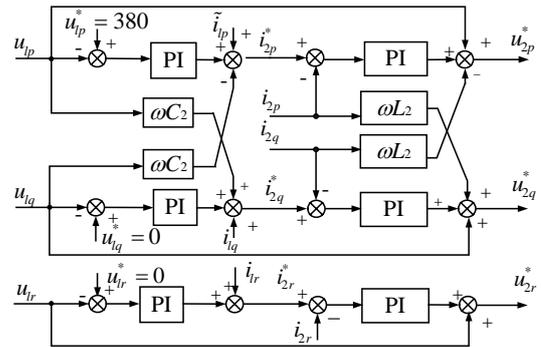


图7 并联补偿控制框图

Fig. 7 Shunt compensator control block diagram

从图5可以看出,对串联补偿器来说,除了引入直接控制策略中电流的控制外,还引入了间接控制策略中的电压控制。同样,从图7也可以看出,并联补偿器除了直接控制策略中负载电压的控制之外,也引入了间接控制策略中的电流控制,因此,本文使用的控制方法综合了直接控制策略和间接控制策略的特点,与控制串联补偿器的电流和并联补偿器的输出电压的直接控制策略、控制串联补偿器的输出电压和并联补偿器的输出电流的间接控制策略相比,这种综合控制方法将串联补偿器的输出电压和输出电流(对应电源电流)、并联补偿器的输出电压(对应负载端电压)及负载谐波和无功电流(对应 $i_3$ )都纳入控制范围,因此,这一控制方法兼具了两种控制策略的优点,控制更精确。同时,简化后的 $p$ - $q$ - $r$ 变换计算量较常用的 $p$ - $q$ 变换、 $p$ - $q$ - $r$ 变换、交叉矢量(cross vector)<sup>[20]</sup>变换等大大减小,实际中利用高速的运算器件如DSP等来完成变换和控制算法,

可以减少指令条数，提高UPQC的响应速度，实现实时控制及补偿。

### 3 仿真分析

为了验证所采用控制方法的正确性，采用 Matlab/Sumlink 建立控制模型并作仿真，仿真的电路参数如表 1 所示。实际控制器的性能受到实现其功能的硬件和干扰信号的影响，如传感器噪声干扰、器件参数的漂移等。常规电量检测过程中的去噪方法，包括模拟和数字的滤波方法，对本文控制策略中检测信号的处理都是适用的，但在建立仿真模型时，没有考虑过多的干扰因素，相对实际控制系统，仿真模型是理想化的模型。

仿真考虑了 2 种工作情况。第 1 种情况如图 8 所示，电源电压欠压，负载为三相平衡电阻电感负载。由图 8 (b)可知，UPQC补偿了电源欠压，给负载提供了额定电压。由图 8 (c)、图 8 (d)可知，并联补偿器输出电流补偿了负载的无功电流。电源电流的p轴分量 $i_{sp}$ 补偿了负载有功电流的直流分量 $\bar{i}_p$ ，如图 8 (e)所示。这种情况下，UPQC较好的实现了补偿功能，如图 8 (g)所示。

仿真的另一种工作情况是电源电压不平衡、负载不平衡且含有非线性负载的情况，相关参数如表 1 所示。图 9 给出了这种情况下的相关波形。通过UPQC的补偿，负载电压平衡且为额定值，如图 9(a)所示。由于负载电流不平衡且含有谐波，因此并联补偿器输出电流 $i_{3p}$ 、 $i_{3q}$ 及 $i_{3r}$ 要补偿负载由于不平衡及非线性产生的电流 $\tilde{i}_p$ 、 $i_{lq}$ 及 $i_{lr}$ ，如图 9(c)、(d)及(e)所示，这一补偿目的基本达到。同样，串联补偿器的输出电压 $u_{cp}$ 、 $u_{cq}$ 及 $u_{cr}$ 提供了额定负载电压与

表 1 UPQC 的电路参数

Tab. 1 Circuit parameter of the UPQC

| 参数     | 情况     | 数值   |
|--------|--------|--|
| 电源     | 欠压情况   | 三相 264V(峰值), 50Hz  |
|        | 不平衡情况  | a、b、c 三相峰值电压分别为 358 V、311 V、264 V, 50Hz                      |
| 直流侧    | 电容     | $C=6600 \mu\text{F}$   |
|        | 参考电压   | 768 V  |
| 并联补偿器  | 滤波电感电容 | $L_2=2 \text{ mH}, R_{L2}=0.01 \Omega, C_2=100 \mu\text{F}$  |
|        | 开关频率   | 10 kHz   |
| 串联补偿器  | 滤波电感电容 | $L_1=5.8 \text{ mH}, R_{L1}=0.01 \Omega, C_1=33 \mu\text{F}$ |
|        | 开关频率   | 10 kHz   |
| 平衡阻感负载 | 变压器    | $n_2:n_1=3.464.7 \text{ kVA}$                                |
|        |        | $R=8 \Omega, L=25 \text{ mH}$                                |
| 负载     | 不平衡负载  | a 相: $R=8 \Omega, L=30 \text{ mH}$ ;                         |
|        |        | b 相: $R=8 \Omega, L=25 \text{ mH}$ ;                         |
|        |        | c 相: $R=6 \Omega, L=20 \text{ mH}$ ;                         |
|        | 非线性负载  | 25 kVA   |

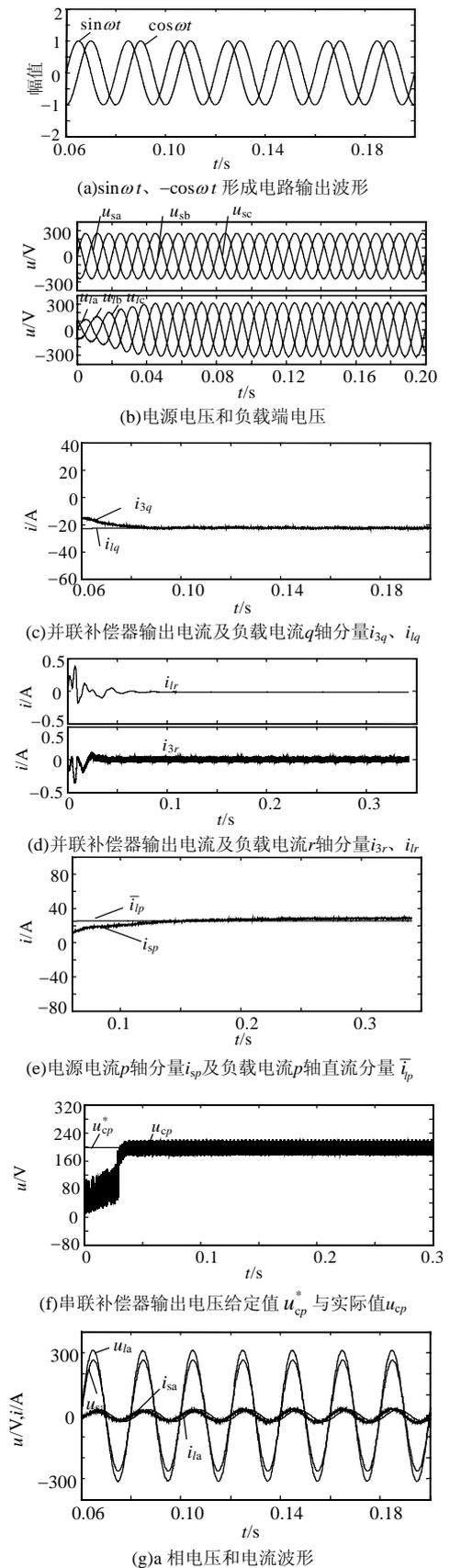


图 8 电源欠压、平衡阻感负载时的仿真波形  
Fig. 8 The simulation waveforms when source voltage is undervoltage with balanced L-R loads

不平衡的电源电压差值, 即补偿电压的给定值 $u_{cp}$ 、 $u_{cq}$ 及 $u_{cr}$ , 如图9(g)、(h)及(i)所示。图9(k)、(l)及(m)是负载电流、电源电流、负载电压的频谱, 可以看出, 电源电流畸变较小, 负载电压为额定值且THD较小。从图8(b)、(g)可以看出, 经过UPQC的补偿, 负载电压经过2个周期(0.04 s)、电源电流经过3个周期(0.06 s)基本达到稳定并实现补偿功能, 因此这种 $p$ - $q$ - $r$ 变换和控制方法响应速度是比较快的, 从图9也可以得到类似的结论, 可见, 这种控制方法较好的实现了UPQC的补偿功能。

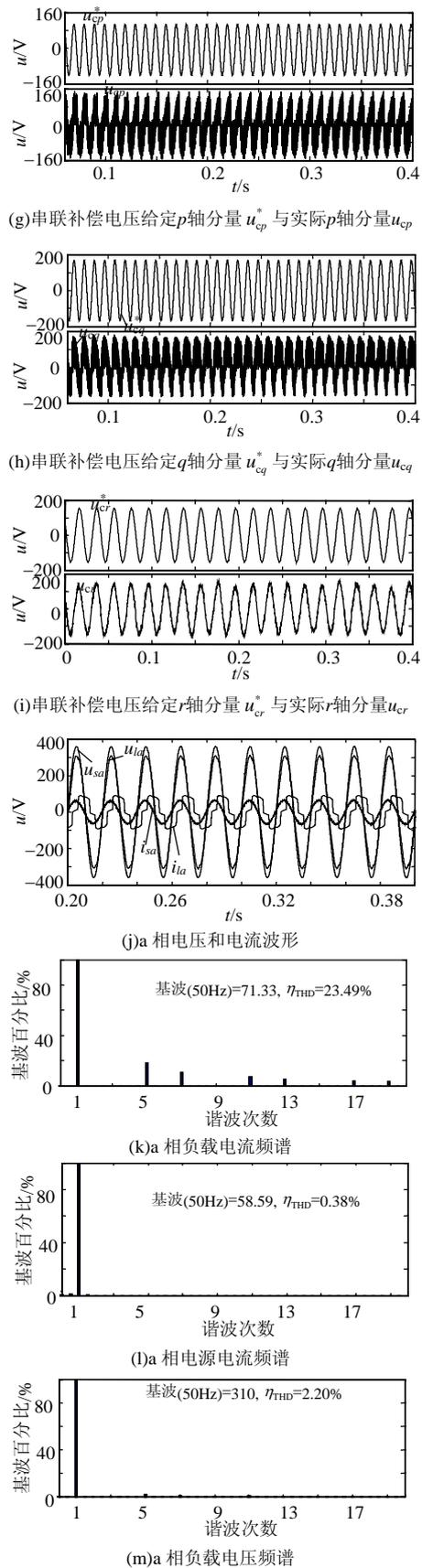
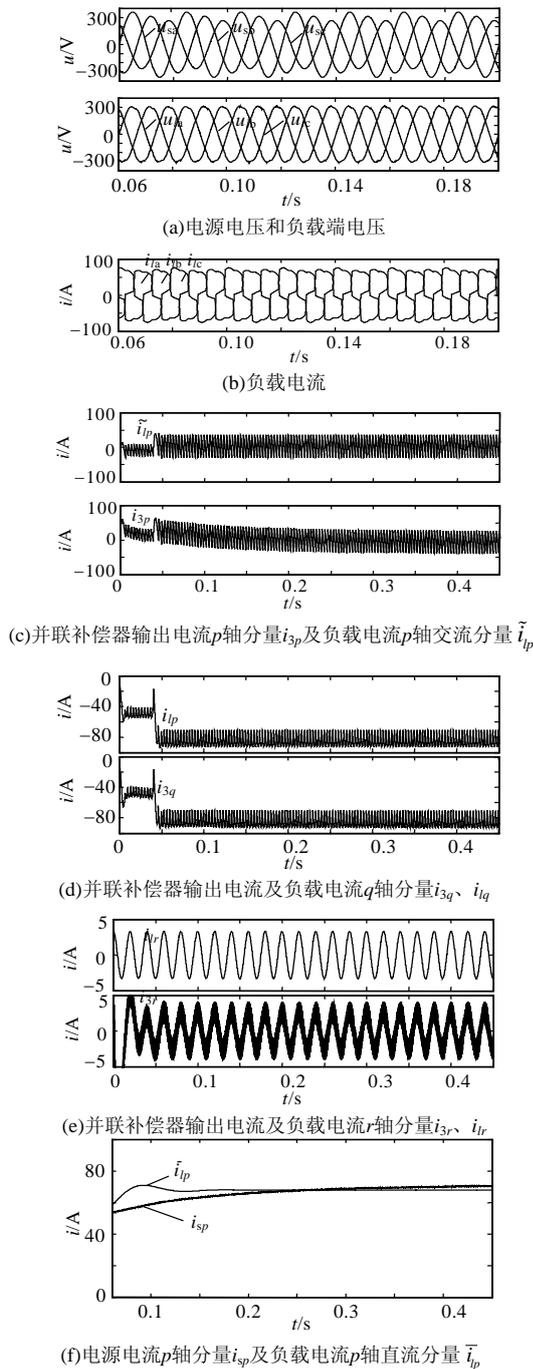


图9 电源不平衡、不平衡及非线性负载时的仿真波形  
 Fig. 9 Simulation waveforms when source voltage is unbalanced with nonsinusoidal and unbalanced loads

## 4 结论

以三相四线 UPQC 作为研究对象,通过对  $p-q-r$  理论的简化,减小了坐标变换的复杂性,并将其用于 UPQC 补偿分量的计算中。基于这种简化了  $p-q-r$  的理论,提出了一种具有直接控制策略和间接控制策略特点的串联补偿器和并联补偿器综合控制方案,给出详细的计算过程和控制框图。仿真结果表明,在电源电压跌落、非线性及不平衡负载情况下,采用这种控制方案的 UPQC 能够给负载提供平衡、额定的电压,同时补偿负载的谐波和无功电流,使电源侧电压和电流同相。此方法概念清楚,实现较简单,具有较好实用价值。

## 参考文献

- [1] Fujita H, Akagi H. The unified power quality conditioner: The integration of series and shunt-active filters[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 1998, 13(2): 315-322.
- [2] 林海雪. 现代电能质量的基本问题[J]. 电网技术, 2001, 25(10): 5-12.  
Lin Haixue. Main problems of modern power quality[J]. Power System Technology, 2001, 25(10): 5-12(in Chinese).
- [3] 王群, 耿云玲, 何益宏. 不同系统联结方式下通用电能质量控制器的功率分析[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(21): 98-105.  
Wang Qun, Geng Yunling, He Yihong. Power analysis on universal power quality controller under different system connections [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(21): 98-105(in Chinese).
- [4] 万健如, 裴玮, 张国香. 统一电能质量调节器同步无差拍控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(13): 63-67.  
Wan Jianru, Pei Wei, Zhang Guoxiang. Research on synchronization deadbeat control algorithm for unified power quality conditioner [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(13): 63-67(in Chinese).
- [5] Han B, Bae B, Kim H, et al. Combined operation of unified power-quality conditioner with distributed generation[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2006, 21(1): 330-338.
- [6] Li Xun, Zhu Pengcheng, Yang Yinfu, et al. A new controlled scheme for series-parallel compensated UPS system[C]. The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEMDC'03), Roanoke, USA, 2003.
- [7] Li Xun, Zhu Pengcheng, Yang Yinfu, et al. Experimental investigation of a three-phase series-parallel compensated UPS for non-linear load[C]. The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Roanoke Virginia, USA, 2003.
- [8] 朱鹏程, 李勋, 康勇, 等. 统一电能质量控制器控制策略研究[J]. 中国电机工程学报. 2004, 24(8): 67-73.  
Zhu Pengcheng, Li Xun, Kang Yong, et al. Study of control strategy for a unified power quality conditioner[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 67-73(in Chinese).
- [9] Silva da, Donoso-Garcia S A O, Cortizo P F, et al. A comparative analysis of control algorithms for three-phase line-interactive UPS systems with series-parallel active power-line conditioning using SRF method[C]. IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC00), Piscataway, USA, 2000.
- [10] Monteiro L F C, Aredes M, Moor Neto J A. A control strategy for unified power quality conditioner [C]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics(ISIE '03), Brasil, USA, 2003.
- [11] 陈坚, 戴珂, 李勋, 等. 双变流器串-并联补偿式 UPS[J]. 电源技术学报, 2003, 1(4): 262-271.  
Chen Jian, Dai Ke, Li Xun, et al. Series-parallel compensated UPS with double converters[J]. Journal of Power Supply, 2003, 1(4): 262-271(in Chinese).
- [12] 李勋, 戴珂, 杨荫福, 等. 双变流器串-并联补偿式 UPS 控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 104-108.  
Li Xun, Dai Ke, Yang Yinfu, et al. Study of control strategy for series-parallel compensated UPS with double converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 104-108 (in Chinese).
- [13] Khadkikar V, Agarwal P, Chandra A, et al. A simple new control technique for unified power quality conditioner (UPQC)[C]. 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Lake Placid, NY, United States, 2004.
- [14] 戴珂. 双三相电压源PWM变换器串并联补偿型UPS控制技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2003.  
Dai Ke. Research on control techniques for three-phase series-parallel compensated UPS with double voltage-source PWM converters [D]. Wuhan: Huazhong University of SCI&TECH, 2003 (in Chinese).
- [15] 李勋. 统一电能质量调节器 UPQC 的分析与控制[D]. 武汉: 华中科技大学, 2006.  
Li Xun. Analysis and control of unified power quality conditioner (UPQC)[D]. Wuhan: Huazhong University of SCI&TECH, 2006(in Chinese).
- [16] Hyosung Kim, Blaabjerg F, Bak-Jensen B, et al. Instantaneous power compensation in three-phase systems by using  $p-q-r$  theory [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(5): 701-710.
- [17] Hyosung Kim, Blaabjerg F, Bak-Jensen B. Spectral analysis of instantaneous powers in single-phase and three-phase systems with use of  $p-q-r$  theory[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(5): 711-720.
- [18] Benhabib M C, Saadate S. New control approach for four-wire active power filter based on the use of synchronous reference frame [J]. Electric Power System Research, 2005, 73(3): 353-362.
- [19] Lee Sang Joon, Hyosung Kim, Sul Seung Ki, et al. A novel control algorithm for static series compensators by use of PQR instantaneous power theory[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(3): 814-827.
- [20] Hirofumi Ahagi, Satoshi Ogasawara, Hyosung Kim. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire system and its applications[J]. Electrical Engineering in Japan, 2001, 135(3): 74-86.

收稿日期: 2007-04-25.

作者简介:

谭智力(1973—), 男, 博士研究生, 现为中国地质大学讲师, 从事电力电子变换和控制技术研究, tanzhicn@sohu.com;

李勋(1976—), 男, 讲师, 博士, 从事电力电子变换和控制技术研究;

陈坚(1935—), 男, 教授, 博士生导师, 从事电力电子变换和控制技术及电力传动基本理论和控制技术;

康勇(1965—), 男, 教授, 博士生导师, 从事电力电子变换和控制技术研究。

(编辑 王剑乔)