

基于 $p-q-r$ 理论的 UPQC 直接控制策略

谭智力^{1,2}, 李 勋¹, 陈 坚¹

(1. 华中科技大学 电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430074;
2. 中国地质大学 地空学院, 湖北 武汉 430074)

摘要: 阐述了 $p-q-r$ 瞬时功率理论的原理, 提出了基于该理论的统一电能质量控制器 (UPQC) 的直接控制策略, 探讨了将其用于三相四线非线性及不平衡系统中的实现方法。着重介绍了 $p-q-r$ 参考波形的产生方法, 以及串联补偿电流和并联补偿电压的计算方法, 并将其应用于非线性不平衡负载在电源电压不平衡及电压跌落情况下 UPQC 直接控制策略中。分析了控制策略的原理, 推导出相关运算公式, 给出了详细的控制框图。Matlab/Simulink 仿真结果表明, 采用该方法可以有效地消除非线性及不平衡负载对电网的影响, 使电网输入功率因数为 1, 同时, 串联补偿器隔离了电网电压对负载电压的扰动, 并联补偿器给负载提供三相平衡及正弦的额定电压, 不受电网电压变化的影响。

关键词: $p-q-r$ 理论; 三相四线系统; UPQC; 直接控制策略

中图分类号: TM 714.3 文献标识码: A 文章编号: 1006-6047(2006)11-0012-06

1 统一电能质量控制器

三相四线是配电网常用的接线方式, 负载侧大量非线性及不平衡负载将谐波电流注入到输配电系统中, 同时存在中线电流, 降低了电力系统的电能质量; 另一方面, 负载侧需要平衡及正弦的电压, 以满足其工作可靠性的需要, 当系统电压中的暂态及电压跌落、升高、短暂中断、不平衡、闪变时, 都会影响负载侧的电压平衡性及正弦性。采用统一电能质量控制器 UPQC (Unified Power Quality Conditioner) 可以减少非线性及不平衡负载产生的谐波和中线电流对输配电系统影响, 提高用户端电能质量, 同时可以给负载提供平衡及正弦的电压, 因此, 可以改善配电网电能质量, 增强供电可靠性^[1-4]。

图 1 是三相四线 UPQC 的主电路图, 它由串联

补偿器和并联补偿器组成。将 2 个补偿器控制为电流源或电压源, 可以补偿系统的谐波和无功功率, 给负载提供平衡及正弦的电压, 因此, UPQC 的研究主要侧重于电压及电流的补偿方法。通常采用的 UPQC 控制方法有 2 种。一种是间接控制策略, 这是最常用的方案。它将串联补偿器作为电压源, 补偿电网电压畸变和基波偏差, 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, 使得电网输入电流为正弦电流。另一种是直接控制策略, 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。在直接控制策略下, 串联补偿器隔离了电网与负载端的电压扰动, 而并联补偿器隔离了负载无功功率、负载谐波电流和中线电流进入电网。采

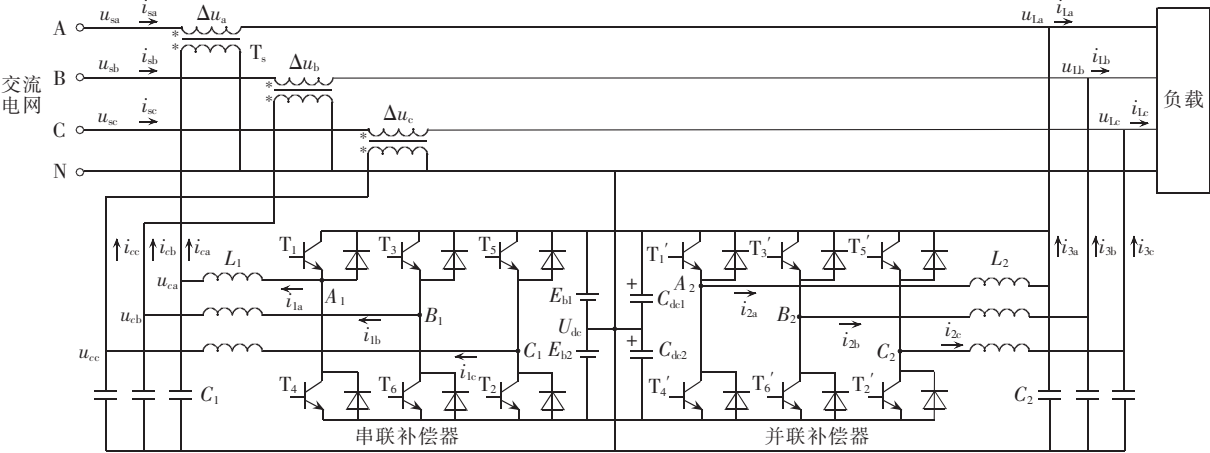


图 1 三相四线统一电能质量控制器主电路图

Fig.1 Main circuit of three-phase four-wire UPQC

用直接控制策略,还有一个好处就是在电网掉电或恢复供电时,不存在工作模式的切换,因为并联补偿器始终受控为正弦电压源^[5-8]。

本文在介绍了 $p-q-r$ 理论的基础上,提出利用 $p-q-r$ 理论中的瞬时功率理论,通过检测量计算补偿的指令电压和电流方法,并将其用于 UPQC 的直接控制策略中,给出了完整的控制系统框图。该方法概念清晰,适当选择正弦和平衡的三相参考电压量,可以简化计算过程。最后,给出了仿真结果,通过对其分析,证明所提出的补偿电流和电压的计算方法是可行和有效的。

2 $p-q-r$ 理论及其功率定义

$a-b-c$ 坐标下的电压可用式(1)转换到 $\alpha-\beta-0$ 坐标的电压^[2-3,9]:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ e_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

图 2(a)所示为电压 e_a, e_b, e_c 合成的空间电压向量 e 在 $\alpha-\beta-0$ 坐标中的位置。如图 2(b)所示,将 $\alpha-\beta-0$ 坐标平面中的 α 轴旋转至与 e 在 $\alpha-\beta$ 平面上的分量同向的方向,形成 α' 轴(旋转角度 $\theta_1(t) = \arccos(e_\alpha/e_{\alpha\beta})$,其中 $e_{\alpha\beta} = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2}$), β 轴旋转 $\theta_1(t)$ 形成 β' 轴,然后如图 2(c)所示,以 β' 轴为轴心,将 α' 轴在 $\alpha'-0$ 平面旋转至与电压向量方向重合形成 p 轴(旋转角度 $\theta_2(t) = \arcsin(e_0/e_{\alpha\beta 0})$,其中 $e_{\alpha\beta 0} = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2 + e_0^2}$),同时 0 轴旋转 $\theta_2(t)$ 形成 r 轴。

这样,经过 2 次旋转,就形成 $p-q-r$ 坐标。任意电压或电流向量旋转向量 x 变换到 $\alpha-\beta-0$ 后,经过式(2)变换可获得以电压 e_a, e_b, e_c 为坐标参考电压的 p, q, r 轴分量 x_p, x_q, x_r :

$$\begin{bmatrix} x_p \\ x_q \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e_\alpha}{e_{\alpha\beta 0}} & \frac{e_\beta}{e_{\alpha\beta 0}} & \frac{e_0}{e_{\alpha\beta 0}} \\ -\frac{e_\beta}{e_{\alpha\beta}} & \frac{e_\alpha}{e_{\alpha\beta}} & 0 \\ -\frac{e_0 e_\alpha}{e_{\alpha\beta} e_{\alpha\beta 0}} & -\frac{e_0 e_\beta}{e_{\alpha\beta} e_{\alpha\beta 0}} & \frac{e_{\alpha\beta}}{e_{\alpha\beta 0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

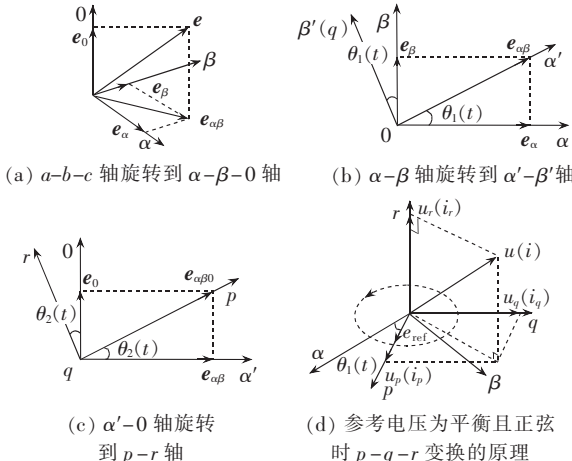


图 2 $p-q-r$ 变换的物理意义

Fig.2 Physical meaning of $p-q-r$ transformation

如果 x 与旋转向量 e 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 u 作为坐标参考,瞬时有功功率 p 以及 q 轴的瞬时无功功率 q_q, r 轴的瞬时无功功率 q_r 有

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

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 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 x (如系统的电压向量和电流向量), x_p, x_q 包含直流分量和交流分量,而 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。

3 补偿电流和电压的计算

3.1 $p-q-r$ 坐标参考电压的选取

本文采用直接控制策略,将串联补偿器控制为电流源,使输出与电源正序电压同相的三相平衡正弦电流,将电源侧功率因数补偿为 1,并联补偿器补偿为电压源,向负载提供三相平衡、与电源正序电压同相的正弦电压。事实上,由于电源侧电流被补偿为正弦,因此无功电流和谐波电流仍然由并联补偿器提供。

从上面的分析中可以看出,补偿后的电源电流和负载电压与电源正序电压同相,因此,在 $p-q-r$ 轴下,为获得指令电流和电压参考量,必须找到与电源正序电压同相的正弦且平衡的电压向量 e_{ref} 作为参考波形。这种情况下,由于参考电压为平衡且正弦, $p-q-r$ 坐标变为如图 2(d)所示,此时 α 轴在 $\alpha-\beta$ 平面上旋转角度 $\theta_1(t)$ 形成 p 轴, β 轴旋转 $\theta_1(t)$ 形成 q 轴, r 轴与 0 轴重合,电压或电流向量 x 的变换可简化为

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha ref} \\ e_{\beta ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ref} \\ e_{bref} \\ e_{cref} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} x_p \\ x_q \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e_{\alpha ref}}{e_{\alpha\beta ref}} & \frac{e_{\beta ref}}{e_{\alpha\beta ref}} & 0 \\ -\frac{e_{\beta ref}}{e_{\alpha\beta}} & \frac{e_{\alpha ref}}{e_{\alpha\beta}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

从前面的分析可知,串联补偿后的电流 i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 及负载电压 u_{la} 、 u_{lb} 、 u_{lc} 在完全补偿的理想情况下,与电压源的正序分量 u_{sa}^+ 、 u_{sb}^+ 、 u_{sc}^+ 同相。如果选择 u_{sa}^+ 、 u_{sb}^+ 、 u_{sc}^+ 合成向量作为坐标参考,由式(3)知,此时 i_s 与 u_L 在 $p-q-r$ 坐标上只有 p 轴上的直流分量 I_{spdc} 、 U_{Lpdc} , q 轴和 r 轴上的分量为零。由此可知,选择电压源的正序分量作为坐标基准的参考波形,补偿指令中只需提供直流的 p 轴分量,这样可以简化变换中的计算,且物理概念清晰。因此,选择 u_{sa}^+ 、 u_{sb}^+ 、 u_{sc}^+ 作为坐标基准的参考波形是一种理想的方法^[2-3,10]。

由式(5)可知, u_{sa}^+ 、 u_{sb}^+ 、 u_{sc}^+ 经过 $\alpha-\beta-0$ 变换后只存在 $\alpha-\beta$ 平面的分量 $u_{s\alpha}^+$ 、 $u_{s\beta}^+$, 且 $u_{s\alpha}^+$ 、 $u_{s\beta}^+$ 为幅值相同、正交的正弦分量,所以,选取 $u_{s\alpha}^+$ 、 $u_{s\beta}^+$ 或分别与其同相的正弦及正交分量(幅值相同),都可以作为坐标参考。本文采用图 3 所示的瞬时值算法。图中 $u'_\alpha = u_{s\alpha} / u_{s\alpha\beta}$, $u'_\beta = u_{s\beta} / u_{s\alpha\beta}$, 此时波形中不包含负序电压转换后的分量,但包含谐波转换后产生的分量,通过带通滤波(BPF)后,获得正交的正弦分量 $e_{\alpha ref}$ 、 $e_{\beta ref}$ 。值得注意的是,由于 $\sqrt{u'^2_\alpha + u'^2_\beta} = 1$, 所以 $e_{\alpha ref}$ 、 $e_{\beta ref}$ 虽然与 $u_{s\alpha}^+$ 、 $u_{s\beta}^+$ 同相,但其幅值为 1。

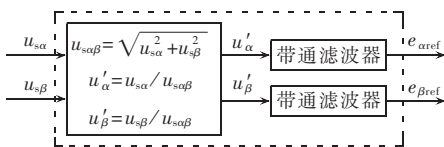


图 3 参考电压波形产生电路

Fig.3 The circuit of reference wave generator

3.2 串联补偿参考电流的计算方法

串联补偿器的控制目的是使电源电流为正弦且与电源电压正序同相,因此,电源只提供负载的有功功率以及变换器与电容器消耗的有功功率。假设负载电压 u_L 已被并联补偿为平衡且与电源正序电压同相,则提供给负载有功功率为

$$P_s = P_{Lp} = u_{Lp} i_{Lp} = u_{s1p} i_{sp} \quad (7)$$

由于串联补偿器滤波电容 C_1 很小,因此流过它的电流可以忽略,再忽略串联变压器的磁化电流,考虑串联变压器的变压比 N ,则串联补偿器需提供的电流为

$$i_{cp} = \frac{i_{sp}}{N} = \frac{u_{Lp} i_{Lp}}{N u_{s1p}} \quad (8)$$

考虑到电源电压 u_s 及负载电流 i_L 的不平衡和畸变,即

$$P_s = u_{sp} i_{sp} = I_{spdc} \left[U_{spdc} + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} U_{spn} \sin(n\omega t - \varphi_{sn}) \right] \quad (9)$$

$$P_L = u_{Lp} i_{Lp} = U_{Lpdc} \left[I_{Lpdc} + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lpn} \sin(n\omega t - \varphi_{Ln}) \right] \quad (10)$$

因此瞬时有功功率中除了包含直流分量外,还包含交流分量。根据控制方案,电源电流经过变换后只能有 p 轴上的直流分量。从式(9)(10)可知,电源侧的平均有功功率 $P_s = I_{spdc} U_{spdc}$, 负载侧的平均有功功率 $P_L = U_{Lpdc} I_{Lpdc}$, 所以电源电流经过变换后在 p 轴上的直流分量为 $I_{spdc} = \frac{U_{Lpdc} I_{Lpdc}}{U_{spdc}}$ 。由以上分析

可知,对串联补偿器,其补偿电流为

$$i_{cp}^* = \frac{U_{Lpdc} I_{Lpdc}}{N U_{spdc}} + \Delta I_{cp} \quad (11)$$

$$i_{cq}^* = 0 \quad (12)$$

$$i_{cr}^* = -e_0 i_{cp} / e_{\alpha\beta ref} = 0 \quad (13)$$

其中 ΔI_{cp} 用于补偿变换器与电容器消耗的有功功率,可通过检测电容端电压获得。

3.3 并联补偿参考电压的计算

对并联补偿器的控制,使其向负载提供与电源正序分量同相的三相平衡正弦电压,因此,在采用 $e_{\alpha ref}$ 、 $e_{\beta ref}$ 作为参考电压时,理想情况下,负载电压经转换到 $p-q-r$ 坐标上只存在 p 轴上的直流分量, q 轴和 r 轴上的分量为零,因此选择如下电压指令:

$$u_{cp}^* = u_L^* \quad (14)$$

$$u_{cq}^* = 0 \quad (15)$$

$$u_{cr}^* = -e_0 u_{cp} / e_{\alpha\beta ref} = 0 \quad (16)$$

式(14)中 u_L^* 为负载电压额定值经过变换后在 p 轴上的分量,其值为额定相电压有效值的 $\sqrt{3}$ 倍。事实上,由于电源电流已被补偿为与电压源正序同相的正弦波,因此,负载谐波电流和无功电流仍由并联补偿部分提供。

图 4 为采用上述方法获得指令电流和电压的框图。为补偿补偿变换器与电容器消耗的有功功率,加入电容端直流电压检测环节提供电流指令 ΔI_{cp} 。

4 控制系统

控制系统中,记

$$\mathbf{X} = [x_a \ x_b \ x_c]^T, \quad \mathbf{X}_{\alpha\beta 0} = [x_\alpha \ x_\beta \ x_0]^T$$

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

且

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \mathbf{X} \quad (17)$$

$$\mathbf{X}_{pqr} = \mathbf{C}_{pqr} \mathbf{X}_{\alpha\beta 0} \quad (18)$$

其中, x 代表电压或电流,式(19)~(23)皆依此定义,如 $\mathbf{U}_1 = [u_{la} \ u_{lb} \ u_{lc}]^T$ 。

由式(1)(6)(17)(18)知:

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_{pqr} = \begin{bmatrix} \frac{e_{\alpha ref}}{e_{\beta ref}} & \frac{e_{\beta ref}}{e_{\alpha ref}} & 0 \\ \frac{e_{\beta ref}}{e_{\alpha ref}} & \frac{e_{\alpha ref}}{e_{\beta ref}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

由 UPQC 的电路图可知,串联补偿器输出电压 $\mathbf{U}_1$ 满足:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_1 &= \mathbf{U}_C + L_1 \frac{d\mathbf{I}_1}{dt} + R_{L1} \mathbf{I}_1 = \\ &= \mathbf{U}_C + \frac{L_1}{N} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \frac{R_{L1}}{N} \mathbf{I}_s \end{aligned} \quad (19)$$

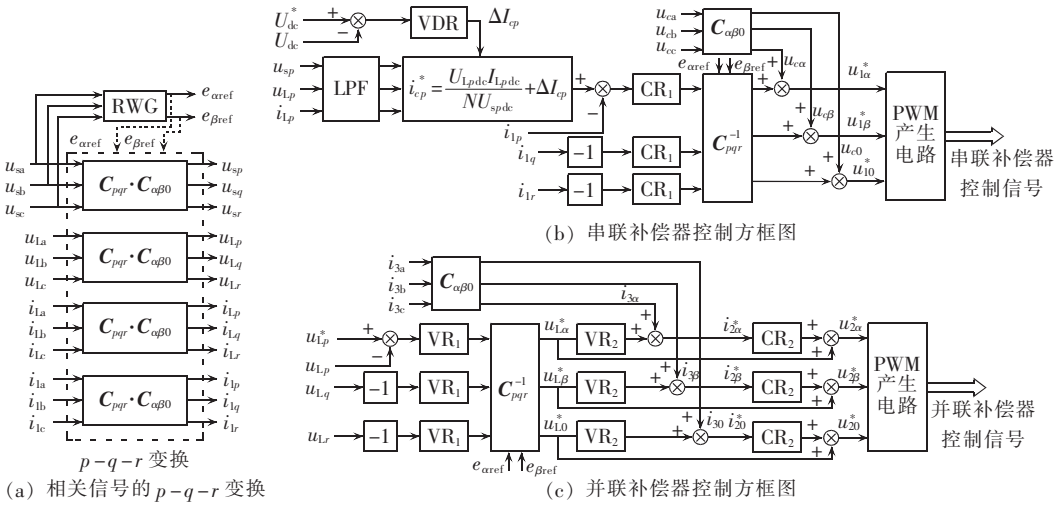


图 4 控制系统框图

Fig.4 The block diagram of control system

由式(17)(19)可知:

$$U_{1\alpha\beta 0} = U_{C\alpha\beta 0} + L_1 \frac{dI_{1\alpha\beta 0}}{dt} + R_{L1} I_{1\alpha\beta 0} =$$

$$U_{C\alpha\beta 0} + \frac{L_1}{N} \frac{dI_{s\alpha\beta 0}}{dt} + \frac{R_{L1}}{N} I_{s\alpha\beta 0} \quad (20)$$

由式(20)可构成图 4(b)所示的串联补偿器控制方框图。图中,由式(11)(12)(13)得到串联补偿器的电流指令 i_{cp}^* 、 i_{cq}^* 、 i_{cr}^* ,分别与实际的补偿电流 i_{lp} 、 i_{lq} 、 i_{lr} 比较后,经电流调节器 CR_1 获得电感两端电压,经 $p-q-r$ 反变换后,与串联变压器副边电压在 $\alpha-\beta-0$ 坐标中的分量相加后,得到指令串联补偿器的指令输出电压 $u_{1\alpha}^*$ 、 $u_{1\beta}^*$ 、 u_{10}^* ,经过脉宽调制(PWM)产生电路,获得串联补偿器的控制信号,控制变换器的开关器件,控制补偿电流跟踪其指令,使串联变流器输出正弦基波电流,同时补偿(隔离)电源谐波电压。

对并联补偿器的控制,由电路图可知,其输出补偿电压、电流有

$$U_2 = U_L + L_2 \frac{dI_2}{dt} + R_{L2} I_2$$

$$I_2 = C_2 \frac{dU_{L\alpha\beta 0}}{dt} + I_3 \quad (21)$$

由式(17)(21)可知:

$$U_{2\alpha\beta 0} = U_{L\alpha\beta 0} + L_2 \frac{dI_{2\alpha\beta 0}}{dt} + R_{L2} I_{2\alpha\beta 0} \quad (22)$$

$$I_{2\alpha\beta 0} = C_2 \frac{dU_{L\alpha\beta 0}}{dt} + I_{3\alpha\beta 0} \quad (23)$$

由式(22)(23)可构成图 4(c)所示的并联补偿器控制方框图。图中,由式(14)(15)(16)得到串联补偿器的电压指令 u_{cp}^* 、 u_{cq}^* 、 u_{cr}^* ,分别与实际的补偿电压 u_{lp} 、 u_{lq} 、 u_{lr} 比较后,经电压调节器 VR_1 、 $p-q-r$ 反变换后获得 $\alpha-\beta-0$ 坐标内的补偿电压 $u_{1\alpha}^*$ 、 $u_{1\beta}^*$ 、 u_{10}^* ,经电压调节器 VR_2 获得流过电容器 C_2 电流,与检测到的电流 $i_{3\alpha}$ 、 $i_{3\beta}$ 、 i_{30} 相加后得到指令电流 $i_{2\alpha}^*$ 、 $i_{2\beta}^*$ 、 i_{20}^* ,经过电流调节器 CR_2 后由式(22)可获得并联补偿器的输出电压指令 $u_{2\alpha}^*$ 、 $u_{2\beta}^*$ 、 u_{20}^* ,经 PWM 产生电路,获得并联补偿器的控制信号,控制变换器的开关器件,控制

补偿电压跟踪其指令,使并联变流器输出正弦基波电压,为负载提供无功电流和谐波电流。

5 仿真结果

根据图 1 所示的系统结构,在 Matlab/Simulink 中仿真。串联补偿器侧滤波电感为 $L_1 = 5.8$ mH,并联补偿器侧滤波电感 $L_2 = 2$ mH,电容 $C_2 = 20$ μ F,串联变压器变压比 $N_2:N_1 = 3.464$,开关频率 13 kHz,直流侧储能电容为 $C_{dc1} = C_{dc2} = 3\ 300$ μ F,直流电源电压为 $E_{b1} = E_{b2} = 384$ V,串联补偿器采用滞环 SPWM 控制,并联补偿器采用 SPWM 控制,负载采用三相全控桥和不平衡电阻、电感负载。直流有功功率约为 21 kW。

图 5 是坐标基准的参考波形 e_{aref} 、 e_{breff} 。可以看出, e_{aref} 、 e_{breff} 是正交的正弦分量,与 $u_{s\alpha}^+$ 、 $u_{s\beta}^+$ 同相,但其幅值为 1,这与前面的结论是一致的。

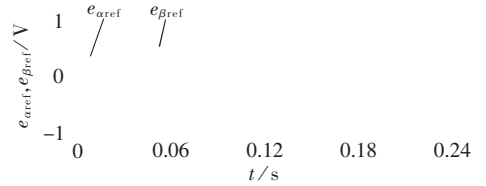


图 5 参考波形

Fig.5 Reference waves

图 6 是电源电压不平衡时的补偿情况。

图 6(a)是电源电压的波形, u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 的幅值分别为 358、311、264 V,在 0.08~0.16 s 期间出现电压跌落,三相电压峰值均为 144 V。图 6(b)是检测到的电源电压在以 e_{aref} 、 e_{breff} 为坐标参考的 $p-q-r$ 轴上的分量 u_{sp} 、 u_{sq} 、 u_{sr} 。由于电源电压不平衡,因此 u_{sp} 包含交流分量, u_{sr} 不为 0,其频率为 2 倍基波频率。由于电源电压与 u_{sa}^+ 、 u_{sb}^+ 、 u_{sc}^+ 相位差为 0,亦即与坐标基准的参考波形同相,因此 u_{sq} 为 0。在电压跌落期间,三相电压平衡且对称,与坐标参考波形同相,因此, u_{sp} 只包含直流分量, u_{sr} 、 u_{sq} 为 0。因为负载电压由并联补偿器提供,其指令电压 u_{lp}^* 为恒值(380 V),因此,电源电压的变化不影响负载端电压的值,如图 6(c)

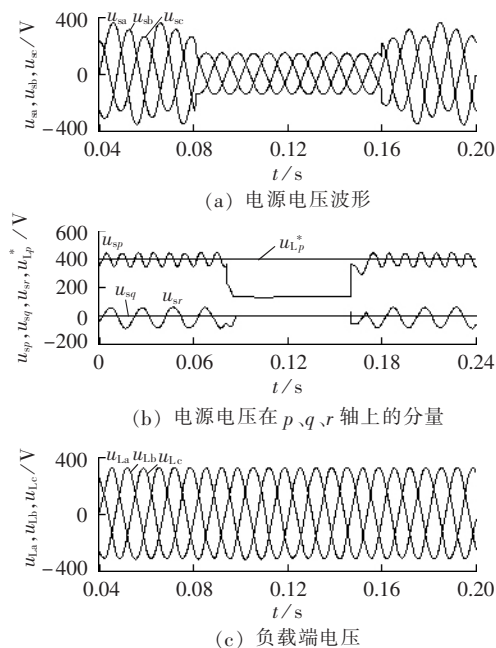


图6 电源电压不平衡及有电压跌落时的波形

Fig.6 Simulation waveforms of source voltage unbalance and sag

所示,即通过串联补偿器隔离了电源电压和负载端电压,维持负载端电压恒定。

图7是电源电压不平衡、负载不平衡且畸变情况下的波形。图7(a)是电源电压的波形,三相电压幅值仍为358、311、264 V。图7(b)是负载电流波形,可以看出,负载电流不平衡、畸变且与基波电压存在相位差。图7(c)是检测到负载电流在 p, q, r 轴上的分量 i_{Lp}, i_{Lq}, i_{Lr} 。由于负载电流不平衡、畸变,因此 i_{Lp} 包含直流和交流分量,存在 r 轴分量 i_{Lr} (对应中线电流), i_{Lq} 包含交流分量,又由于负载电流基波电压存在相位差,因此 i_{Lq} 包含直流分量。 i_{cp}^* 是串联补偿器的输出电流指令波形,为直流量,这与前面的分析一致,主要是因为要让补偿后的电源电流为与电源电压同相且平衡的正弦波。图7(d)是补偿后的电源电流波形。可见,三相电流平衡且为正弦波,零序电流约为0。图7(e)是以a相为例的电源电压 u_{sa} 、电源电流 i_{sa} 、负载电流 i_{La} 的关系图。从图中可以看出,负载电流存在不平衡、畸变,且与 u_{sa} 有明显的相位差,通过补偿后的 i_{sa} 为正弦波,且与 u_{sa} 同相。

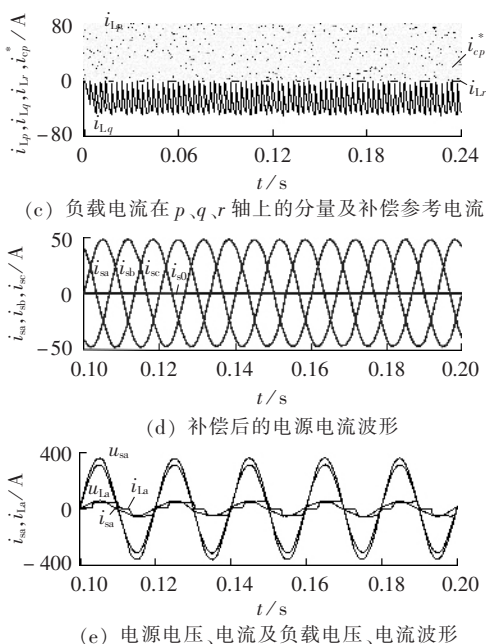
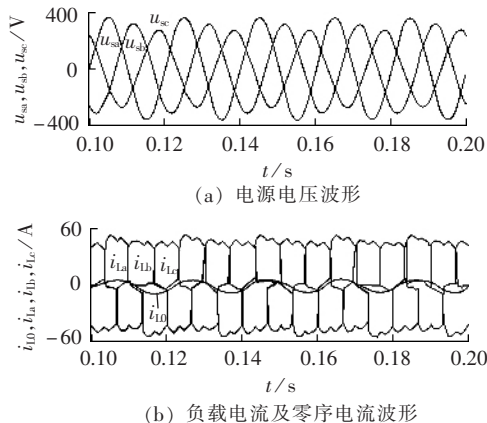


图7 电源电压不平衡、负载不平衡且畸变情况下的波形

Fig.7 Simulation waveforms of source voltage unbalance, load unbalance and distortion

6 结论

本文介绍了基于 $p-q-r$ 理论的UPQC中补偿电流和补偿电压的计算方法,将其应用于非线性不平衡负载在电源电压不平衡以及电压跌落情况下UPQC直接控制策略中,给出了详细的控制方案。仿真结果表明,采用这种方法可以有效地消除非线性及不平衡负载对电网的影响,使电网输入功率因数为1,同时,串联补偿器隔离了电网电压对负载电压的扰动,并联补偿器给负载提供三相平衡及正弦的额定电压,不受电网电压变化的影响,实现了直接控制策略中串、并联补偿器的功能。这种补偿电流和补偿电压的计算方法概念清晰,计算不复杂,具有较好的实用性。

参考文献:

- [1] KIM H, 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.
- [2] KIM H, LEE Sang-joon, SUL Seung-ki, et al. A calculation for the compensation voltages in dynamic voltage restorers by use of PQR power theory[C]//The 19th Annual of IEEE on Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim, USA: IEEE, 2004: 573-579.
- [3] FAN N, WONG Man-chung, HAN Ying-duo. Analysis and control of UPQC and its DC-link power by use of $p-q-r$ instantaneous power theory[C]// Proceedings of 1st International Conference on Power Electronics Systems and Applications. Hong Kong, China: IEEE, 2004: 43-53.
- [4] 朱鹏程, 李勋, 康勇, 等. 统一电能质量控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 67-73.

- ZHU Peng-cheng, 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.
- [5] LI Xun, ZHU Peng-cheng, YANG Yin-fu, et al. A new controlled scheme for series-parallel compensated UPS system[C]//The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'03). Roanoke, USA; IEEE, 2003: 1133-1136.
- [6] da SILVA S A O, DONOSO-GARCIA P F, CORTIZO P C, 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; Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2000: 1023-1028.
- [7] MONTEIRO L F C, AREDES M, MOOR N J A. A control strategy for unified power quality conditioner[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'03). Rio de Janeiro - Brasil, USA; IEEE, 2003: 391-396.
- [8] 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.
- [9] KIM H, 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.
- [10] LEE Sang-joon, KIM H, SUL Seung-ki, et al. A novel control algorithm for static series compensators by use of PQR instantaneous power theory[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(3): 814-827.

(责任编辑: 李育燕)

作者简介:

谭智力(1973-),男,湖北利川人,讲师,博士研究生,从事电力电子变换和控制技术研究(E-mail: tanzhichen@sohu.com);

李勋(1976-),男,广西北流人,讲师,博士,从事电力电子变换和控制技术研究;

陈坚(1935-),男,湖北武汉人,教授,博士研究生导师,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研究。

Direct control strategy of UPQC based on $p-q-r$ theory

TAN Zhi-li^{1,2}, LI Xun¹, CHEN Jian¹

(1. School of Electrical & Electronics Engineering, Huazhong University of Science & Technology, Wuhan 430074, China; 2. School of Applied Geophysics & Space Information, China University of Geosciences, Wuhan 430074, China)

Abstract: The $p-q-r$ instantaneous power theory is introduced, based on which a direct control strategy of UPQC (Unified Power Quality Conditioner) is presented and its implementation in non-linear and unbalanced three-phase four-wire system is discussed. The reference wave generation in $p-q-r$ coordinates and calculation methods of series compensation current and shunt compensation voltage are emphasized, which are used in UPQC direct control for nonlinear and unbalanced system when unbalance and sag occur in source voltage. The principle of control strategy is analyzed, relevant formulas are deduced, and detailed control block diagrams are provided. Simulations with Matlab/Simulink show that, the method eliminates the influence of nonlinearity and unbalanced load on power system and makes the input power factor equal to 1. Furthermore, the series compensator isolates the effect of network voltage variation on load voltage and the shunt compensator provides balanced and sinusoidal rated three-phase voltages to load.

Key words: $p-q-r$ theory; three-phase four-wire system; UPQC; direct control strategy