

DVR 电压波形跟踪无差拍控制方法

马振国¹, 李 鹏¹, 赵保利², 李和明¹

(1. 华北电力大学 电力工程系, 河北 保定 071003;
2. 保定保菱变压器有限公司, 河北 保定 071056)

摘要: 针对动态电压恢复器 DVR(Dynamic Voltage Restorer)电压补偿信号的不确定性,根据选择的 DVR 逆变电路进行了无差拍控制算法研究。对于任意负载模型,利用系统的状态方程和状态变量的信息,结合状态观测器和电压、电流预测算法,推算出下一采样周期的逆变器开关控制量,使输出电压跟踪参考电压,实现了对不确定电压补偿分量的跟踪补偿控制。提出了一个具体的实现方案,仿真结果验证了算法的正确性和可行性。

关键词: 动态电压恢复器; 电能质量; 无差拍控制; 逆变器; 采样周期

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2005)03-0013-05

1 无差拍控制

动态电压恢复器 DVR(Dynamic Voltage Restorer)是一种串联型电能质量控制器,相当于受控电压源,用于补偿电压跌落、电压突升、三相电压不平衡、电压谐波等。其电压波形跟踪补偿方法是决定补偿效果的关键。随着高性能数字信号处理器(DSP)(如 TI 公司的 TMS320LF 2407)的出现,一些先进的控制策略如空间矢量控制、基于最优电压空间矢量的滞环控制、无差拍控制、滑模变结构控制、模糊控制、重复控制、神经网络控制、 H_∞ 控制等^[1~3]在逆变器控制中的应用成为可能。本文对无差拍控制方法用于 DVR 电压波形跟踪补偿时的算法进行了理论研究,提出了具体的实现方案,并进行了仿真分析。

1959 年, Kalman 等人首次提出了状态变量的无差拍控制理论,实现了系统对阶跃信号的快速无过冲响应。直到 1985 年, Gokhale 在 PESC 年会上提出将无差拍控制应用于逆变器控制^[1], 逆变器的无差拍控制才引起了广泛的重视,至今已发展成为一种较为理想的输出电压瞬时值控制技术。

无差拍控制是一种脉宽调制(PWM)控制方法。它是根据含滤波器的逆变系统的状态方程和输出反馈信号推算出下一个开关周期的脉冲宽度。这样可以保证在每一个采样时刻输出电压值与参考给定值精确相等,由负载扰动或非线性负载引起的任何输出与给定的偏离,都可以在一个开关周期内得到校正。如图 1 所示,利用 kT 时刻的状态量和 $(k+1)T$ 时刻的参考值计算出输出脉冲宽度 $\Delta T(k)$ (幅值 E_d),使得 $(k+1)T$ 时刻的输出量与参考值相重合^[4,5]。

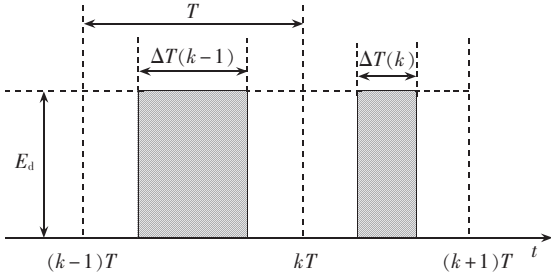


图 1 脉冲图
Fig.1 The pulse pattern

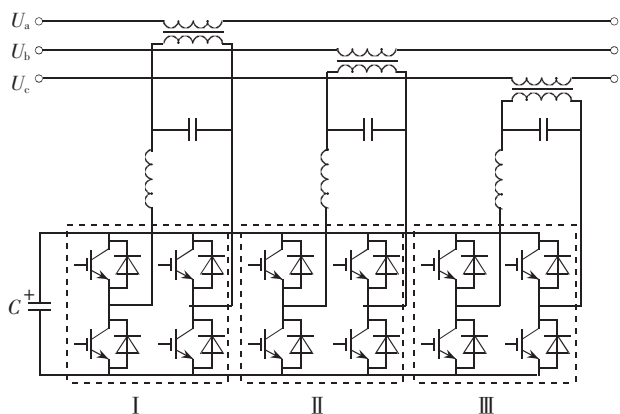
2 DVR 逆变器结构

DVR 的电压型三相逆变器结构主要有两种:一种如图 2(a)所示,由三个单相全桥逆变器构成的组合结构,逆变电压通过三个单相串联变压器注入系统;另一种如图 2(b)所示,由一个三相全桥逆变器构成,逆变电压通过一个三相变压器串联注入系统。第一种结构,三相之间完全独立,三个单相可分别控制,直流电压利用率高,尽管所用功率器件较多,但容易协调,而且当系统中需要补偿基波零序电压分量或 $3K(K=1,2,3,\dots)$ 次谐波时,易于实现,所以它能够应用于三相不对称的场合。第二种结构,所用器件减少一半,但三相脉冲不能相互独立,需要统一控制,且当两相脉冲极性一致时不能相互重迭,适合于补偿三相对称的场合,而无法实现零序电压分量的补偿。考虑到 DVR 需要补偿零序电压分量,本文选择三个单相全桥逆变器的组合结构。

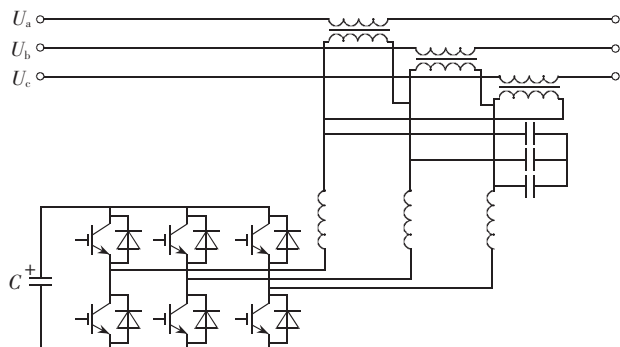
3 DVR 无差拍控制算法

对三个单相全桥逆变器的组合结构,以 a 相电压补偿为例进行无差拍控制分析。如图 3 所示,每个采样周期可以产生脉冲幅值有 $+E_d, 0$ 或 $-E_d$ 三种,沿采样周期中心对称。

收稿日期:2004-06-03;修回日期:2004-12-08
基金项目:国家电力公司重点科研项目(SP11-2002-01-09);华北电力大学博士学位教师科研基金项目(20041201)



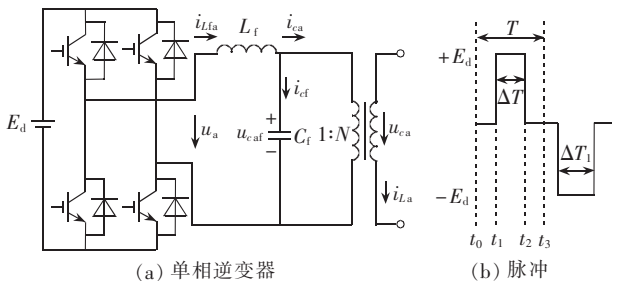
(a) 三个单相逆变器组合



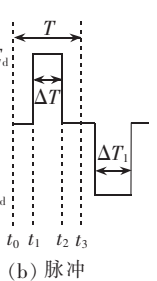
(b) 三相全桥逆变器

图 2 逆变器结构简图

Fig.2 The structure of inverter



(a) 单相逆变器



(b) 脉冲

图 3 单相无差拍控制逆变器

Fig.3 Single-phase inverter controlled by deadbeat algorithm

根据图 3(a), 变压器原副边电压和电流之间的关系, 如下式所示:

$$u_{ca} = N u_{caf}, \quad i_{ca} = N i_{Lfa} \quad (1)$$

对于滤波电感 L_f 有

$$L_f \frac{di_{Lfa}}{dt} = u_a - u_{caf} \quad (2)$$

对于滤波电容 C_f 有

$$C_f \frac{du_{caf}}{dt} = i_{Lfa} - i_{ca} \quad (3)$$

3.1 系统模型的建立

由式(1)~(3)得:

$$\begin{aligned} \frac{du_{caf}}{dt} &= \frac{1}{C_f} i_{Lfa} - \frac{N}{C_f} i_{La} \\ \frac{di_{Lfa}}{dt} &= \frac{1}{L_f} u_a - \frac{1}{L_f} u_{caf} \end{aligned} \quad (4)$$

取滤波电容电压和滤波电感电流作为状态变量, 逆变器输出滤波电路的状态方程可写为

$$\dot{X} = AX + BU + CW \quad (5)$$

输出方程为

$$Y = DX$$

式中

$$\begin{aligned} X &= [u_{caf} \quad i_{Lfa}]^T, \quad U = [u_a] \\ W &= [i_{La}], \quad Y = [u_{caf}] \\ A &= \begin{bmatrix} 0 & 1/C_f \\ -1/L_f & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_f \end{bmatrix} \\ C &= \begin{bmatrix} -N/C_f \\ 0 \end{bmatrix}, \quad D = [1 \quad 0] \end{aligned}$$

根据线性系统理论, 对于一个由式(5)描述的线性连续定常系统, 状态方程解的表达式为

$$\begin{aligned} X(t) &= e^{A(t-t_0)} X(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} B U(\tau) d\tau + \\ &\quad \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} C W(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (6)$$

式中 $X(t_0)$ 为 $t=t_0$ 时刻的初始状态。

3.2 状态方程解的离散化

输入控制脉冲如图 3(b)所示, 又认为 i_{La} 在 $t_0 \leq \tau \leq t$ 内为常数, 则系统离散方程的推导如下:

a. 当 $t_0 \leq t \leq t_1$ 时, $u_a = 0$, 则在 $t=t_1$ 时有

$$X(t_1) = e^{A(t_1-t_0)} X(t_0) + (e^{A(t_1-t_0)} - 1) A^{-1} C i_{La}$$

b. 当 $t_1 \leq t \leq t_2$ 时, $u_a = +E_d$, 则在 $t=t_2$ 时有

$$\begin{aligned} X(t_2) &= e^{A(t_2-t_0)} X(t_0) + (e^{A\Delta T} - 1) A^{-1} B E_d + \\ &\quad (e^{A(t_2-t_0)} - 1) A^{-1} C i_{La} \end{aligned}$$

c. 当 $t_2 \leq t \leq t_3$ 时, $u_a = 0$, 则在 $t=t_3$ 时有

$$\begin{aligned} X(t_3) &= e^{AT} X(t_0) + e^{A(T-\Delta T)/2} (e^{A\Delta T} - 1) A^{-1} B E_d + \\ &\quad (e^{AT} - 1) A^{-1} C i_{La} \end{aligned} \quad (7)$$

由矩阵理论^[6]可知:

$$e^{AT} = [L^{-1}(SI - A)^{-1}]_{t=T}$$

$$\begin{bmatrix} \cos \omega_0 T & \frac{1}{\omega_0 C_f} \sin \omega_0 T \\ -\frac{1}{\omega_0 L_f} \sin \omega_0 T & \cos \omega_0 T \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = F \quad (8)$$

$$(e^{AT} - 1) A^{-1} C = \begin{bmatrix} -\frac{N \sin \omega_0 T}{\omega_0 C_f} \\ N(1 - \cos \omega_0 T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} = H \quad (9)$$

式中 $\omega_0 = 1/\sqrt{L_f C_f}$ 。

$$\text{取 } e^{A\Delta T/2} \approx 1 + A\Delta T/2 + A^2(\Delta T/2)^2/2 \quad (10)$$

$$\begin{aligned} e^{A(T-\Delta T)/2} (e^{A\Delta T} - 1) A^{-1} B E_d &= \begin{bmatrix} \omega_0 E_d \sin \omega_0 \frac{T}{2} \\ \frac{1}{L_f} E_d \cos \omega_0 \frac{T}{2} \end{bmatrix} \Delta T = \\ &\quad \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \Delta T = G \Delta T \end{aligned} \quad (11)$$

令 $t_0 = kT, t_3 = (k+1)T$, 经过简单推导, 由式(7)可得系统离散化方程为

$$X[(k+1)T] = F X(kT) + G \Delta T(k) + H i_{La}(k) \quad (12)$$

将式(12)展开为

$$\begin{bmatrix} u_{\text{caf}}(k+1) \\ i_{L_{\text{fa}}}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\text{caf}}(k) \\ i_{L_{\text{fa}}}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \Delta T(k) + \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} i_{L_a}(k) \quad (13)$$

输出方程的离散化形式为

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{D}\mathbf{X}(k) \quad (14)$$

3.3 无差拍控制规律

根据式(13)的第一个方程,可得输出电容电压的递推表达式为

$$u_{\text{caf}}(k+1) = a_{11}u_{\text{caf}}(k) + a_{12}i_{L_{\text{fa}}}(k) + b_1\Delta T(k) + C_1i_{L_a}(k) \quad (15)$$

式(15)说明系统在第 $k+1$ 个开关时刻的输出是第 k 个开关时刻的 $u_{\text{caf}}(k)$, $i_{L_{\text{fa}}}(k)$, ΔT 和 $i_{L_a}(k)$ 的线性函数。反之,若要输出电压 $u_{\text{caf}}(k+1)$ 无差拍地跟踪参考电压 $u_{\text{ref}}(k+1)$, 则用 $u_{\text{ref}}(k+1)$ 取代式中的 $u_{\text{caf}}(k+1)$, 可得无差拍控制算法如下:

$$\Delta T(k) = \frac{1}{b_1} u_{\text{ref}}(k+1) - \frac{a_{11}}{b_1} u_{\text{caf}}(k) - \frac{a_{12}}{b_1} i_{L_{\text{fa}}}(k) - \frac{C_1}{b_1} i_{L_a}(k) \quad (16)$$

当计算得到的脉宽 $\Delta T(k)$ 是负值时,表明逆变器应输出负电压脉冲。式(16)给出的无差拍控制算法中,必须在每个时刻对输出电容电压、电感电流、负载电流进行采样,这就需要电压、电流各三个传感器和高速 A/D 才能实现快速控制。

3.4 系统状态参数估计

为了使系统在第 $k+1$ 个采样时刻的输出能够跟上参考值,必须在第 k 个采样周期内完成输出电压采样和下一周期控制脉宽的计算。为了确保脉冲的正确作用,在下一采样周期到来之前,必须完成脉宽计算并将其载入 CMPRx 寄存器。但是,系统采样和计算耗费的时间不可能短到以致忽略,这样只能降低系统的开关频率,同时,输出的占空比也不可能很大。为了弥补这种不足,引入状态观测器,即在第 $k-1$ 个采样时刻,在完成输出脉宽 $\Delta T(k-1)$ 对系统作用的同时,通过状态观测器预测出系统在第 k 个采样时刻的状态 $\hat{\mathbf{X}}(k)$ 等,并将它代入 $\Delta T(k)$ 的计算公式中,从而获得第 k 个采样周期的控制脉宽。这样,系统输出电压采样和下一周期控制脉宽的计算能够同时进行,因而可以提高采样频率,并且脉冲占空比也可以达到 100%。

基于离散系统状态方程,可设计出如下二阶全维状态观测器^[6]:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}(k+1) &= (\mathbf{F} - \mathbf{L}\mathbf{D})\hat{\mathbf{X}}(k) + \mathbf{G}\Delta T(k) + \\ &\quad \mathbf{H}i_{L_a}(k) + \mathbf{L}\mathbf{D}\mathbf{X}(k) \end{aligned} \quad (17)$$

式中 $\hat{\mathbf{X}}(k)$ 是状态 $\mathbf{X}(k)$ 的观测值; $\mathbf{L} = [L_1 \ L_2]^T$, 是观测器反馈增益矩阵,且满足误差方程:

$$\mathbf{e}(k+1) = (\mathbf{F} - \mathbf{L}\mathbf{D})\mathbf{e}(k)$$

其中 $\mathbf{e}(k+1) = \mathbf{X}(k) - \hat{\mathbf{X}}(k)$, 增益矩阵 $\mathbf{L}$ 可以通过

合理配置 $\mathbf{F} - \mathbf{L}\mathbf{D}$ 的两个极点决定,可使观测器具有较理想的误差衰减动态过程以及较强的抗干扰能力。将式(17)展开得:

$$\begin{aligned} \hat{u}_{\text{caf}}(k) &= a_{11}\hat{u}_{\text{caf}}(k-1) + a_{12}\hat{i}_{L_{\text{fa}}}(k-1) + b_1\Delta T(k-1) + \\ &\quad C_1\hat{i}_{L_a}(k-1) + L_1[u_{\text{caf}}(k-1) - \hat{u}_{\text{caf}}(k-1)] \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \hat{i}_{L_{\text{fa}}}(k) &= a_{21}\hat{u}_{\text{caf}}(k-1) + a_{22}\hat{i}_{L_{\text{fa}}}(k-1) + b_2\Delta T(k-1) + \\ &\quad C_2\hat{i}_{L_a}(k-1) + L_2[u_{\text{caf}}(k-1) - \hat{u}_{\text{caf}}(k-1)] \end{aligned} \quad (19)$$

使用状态观测器,只需检测输出电压,即可观测出下一拍的输出电压和电感电流,可以避免检测电感电流。具体做法:在 $(k-1)$ 时刻,对输出电压 $u_{\text{caf}}(k-1)$ 和负载电流 $i_{L_a}(k-1)$ 进行采样;利用式(18)(19)预报 $\hat{u}_{\text{caf}}(k)$, $\hat{i}_{L_{\text{fa}}}(k-1)$; 结合 $(k+1)$ 时刻的输出电压参考值 $u_{\text{ref}}(k+1)$ 、负载电流 $i_{L_a}(k)$, 利用式(16)计算脉宽 $\Delta T(k)$ 。

3.5 参考值 $u_{\text{ref}}(k+1)$ 和负载电流 $i_{L_a}(k)$ 的计算

不间断电源(UPS)逆变出的是正弦波形,其参考值 $u_{\text{ref}}(k+1)$ 可事先确定,而动态电压恢复器所补偿的分量是预先不能确定的,实际检测出什么样的信号就逆变什么样的信号,因此电压参考值 $u_{\text{ref}}(k+1)$ 也需要预测,具体做法是存储 $(k-2)$ 和 $(k-1)$ 时刻通过检测计算出的参考电压 $u_{\text{ref}}(k-2)$, $u_{\text{ref}}(k-1)$, 求出变化率如下:

$$\dot{u}_{\text{ref}}(k-1) = \frac{u_{\text{ref}}(k-1) - u_{\text{ref}}(k-2)}{T} \quad (20)$$

计算 $\hat{u}_{\text{ref}}(k+1)$ 如下:

$$\hat{u}_{\text{ref}}(k+1) = u_{\text{ref}}(k-1) + 2\dot{u}_{\text{ref}}(k-1)T \quad (21)$$

利用式(16)计算脉宽时, $i_{L_a}(k)$ 项体现了对负载电流的补偿作用,因此当负载突然变化时,系统能及时而准确地改变脉宽,从而可以削弱负载突变对输出电压的影响,提高系统对不同性质负载的适应性及不敏感性。由于脉宽的计算是在 $(k-1)$ 时刻进行,这时 $i_{L_a}(k)$ 尚未测得,因此,需进行负载电流预测,具体做法是存储 $(k-2)$ 和 $(k-1)$ 时刻通过传感器检测到的负载电流,求出变化率 $\dot{i}_{L_a}(k-1)$ 如下:

$$\dot{i}_{L_a}(k-1) = \frac{i_{L_a}(k-1) - i_{L_a}(k-2)}{T} \quad (22)$$

计算 $\hat{i}_{L_a}(k)$ 如下:

$$\hat{i}_{L_a}(k) = i_{L_a}(k-1) + \dot{i}_{L_a}(k-1)T \quad (23)$$

为了通过预测得到的电压参考值和负载电流值与实际情况的误差尽可能的小,可以从两方面着手减小误差:一是选用计算速度很快的 DSP 芯片;二是提高采样频率,采样频率较高时,采样间隔相对于补偿分量和负载电流的变化速度很短暂,误差的影响就更小。从目前 DSP 芯片的性能看,完全能达到要求,而且由于计算速度快,可与高速采样 A/D 相配合,从而使预测误差变得很小。

3.6 无差拍控制算法流程图

图 4 所示为无差拍算法流程图,即无差拍控制 DVR 逆变器的具体实现过程。

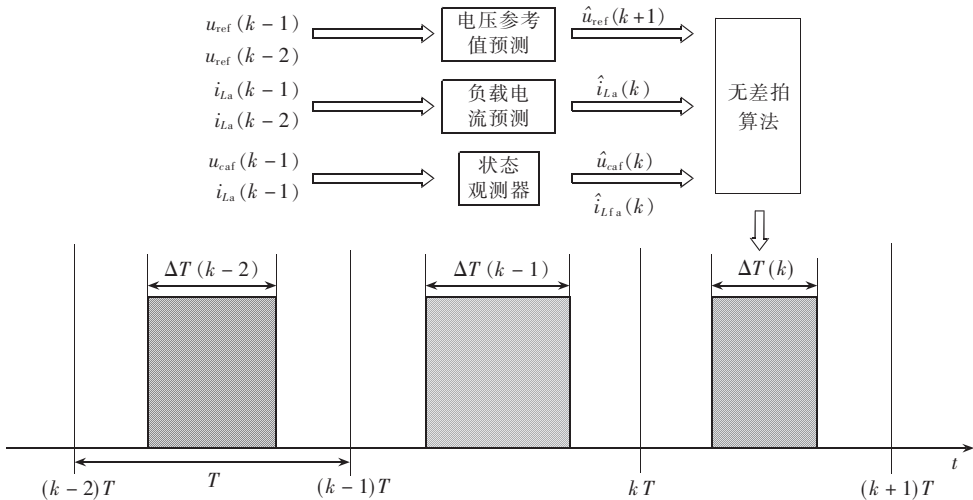


图 4 无差拍算法流程
Fig.4 Procedures of deadbeat control

4 仿真实验

结合相关检测方法,利用上述算法对电压谐波和三相电压不平衡的补偿进行了仿真,仿真中变压器的变比选为 1,直流侧电压为 500 V,电感为 0.9 mH,电容为 2.5 μF, $T=78.125\mu\text{s}$,波形如图 5 和图 6 所示。

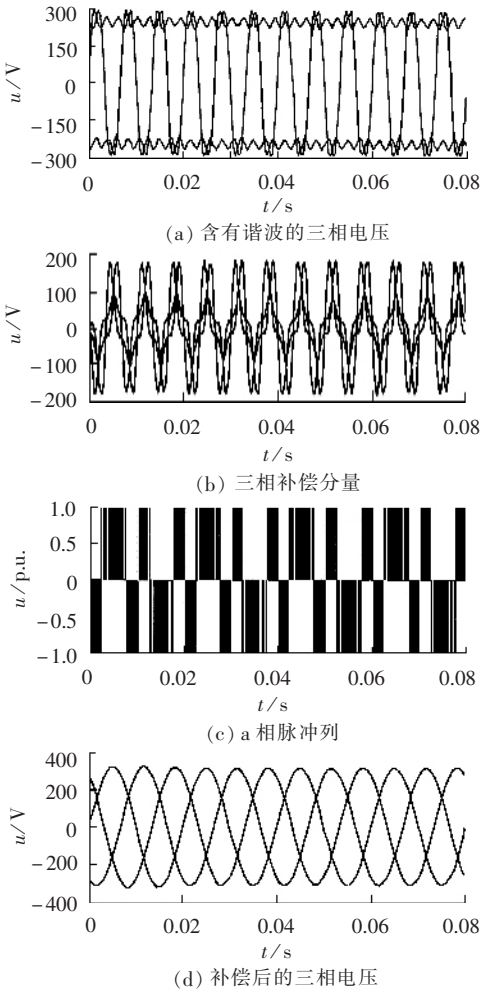


图 5 电压谐波补偿效果
Fig.5 The compensation results for voltage harmonic

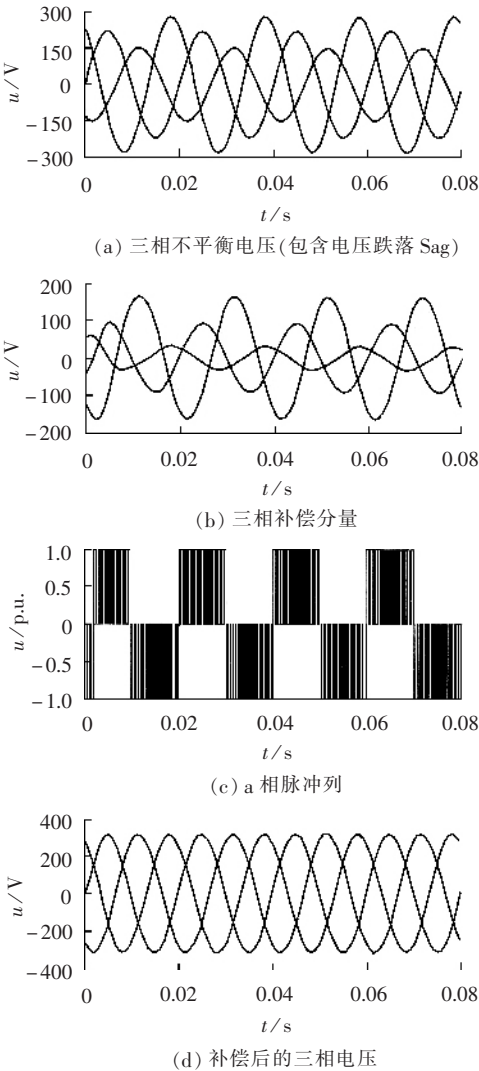


图 6 三相电压不平衡补偿效果
Fig.6 The compensation results for three-phase unbalanced voltage

从图中可以看出对于随时变化的补偿分量,无差拍算法能够准确计算出所要触发脉冲的极性和宽度,从而说明了所提算法的正确性。

5 结论

在电能质量补偿中,DVR 的补偿电压参考值不便预先确定,本文结合 DVR 逆变电路进行了无差拍控制算法研究。考虑到任意负载模型,计及负载的影响,通过状态观测器和电压、电流预测算法,推算出下一采样周期的逆变器开关控制量,使输出补偿电压跟踪参考电压,最终实现了对不确定电压补偿分量的跟踪补偿控制。仿真实验结果表明提出的算法正确、可行。

参考文献:

- [1] 朱桂平,王树民. 电能质量控制技术综述[J]. 电力系统自动化,2002,26(19):28-31,40.
ZHU Gui-ping,WANG Shu-min. A survey on power quality control technology[J]. **Automation of Electric Power Systems**,2002,26(19):28-31,40.
- [2] 曾江,刁勤华,倪以信,等. 基于最优电压矢量的有源滤波器电流控制新方法[J]. 电力系统自动化,2000,24(6):25-31.
ZENG Jiang,DIAO Qin-hua,NI Yi-xin,*et al.* A novel current control method for active power filter based on optimal voltage vector[J]. **Automation of Electric Power Systems**,2000,24(6):25-31.
- [3] 李鹏,杨以涵,李和明,等. 电能质量控制中心与统一电能质量调节器的研究[J]. 电力自动化设备,2003,23(9):10-14.
LI Peng,YANG Yi-han,LI He-ming,*et al.* Studies on quality control center and unified power quality conditioner [J]. **Electric Power Automation Equipment**,2003,23(9):10-14.
- [4] KAMRAN F,HABETLER T G. Combined deadbeat control of a series-parallel converter combination used as a universal power filter[J]. **Transactions on Power Electronics**,1998,13(1):160-168.
- [5] HAMASAKI S,KAWAMURA A. Improvement of current regulation of line-current-detection-type active filter based on deadbeat control [J]. **Transactions on Industry Applications**,2003,39(2):536-541.
- [6] 吴麒. 自动控制原理(下册)[M]. 北京:清华大学出版社,1992.
- [7] LI Peng,LI He-ming,WEI Bing,*et al.* A novel control method of power quality waveform tracking compensation based on H-infinity model matching technology [A]. **Powercon2004[C/CD]**. Singapore:IEEE Power Engineering Society,2004.
- [8] LI Peng,YANG Yi-han,MA Zhen-guo,*et al.* The study and simulation verifying of the controlling signal detecting method about UPQC [A]. **Proceedings of the Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems[C]**. Beijing:International Academic Publishers,2003. 657-660.
- [9] FUJITA H,AKAGI H. The unified power quality conditioner;The integration of series active filters and shunt active filters [A]. **Power Electronics Specialists Conference,27th Annual IEEE[C]**. Baveno,Italy:IEEE,1996. 494-501.
- [10] 李鹏,陈志业,尹华丽,等. 统一电能质量控制器及其控制信号检测方法探讨 [J]. 华北电力大学学报,2002,29(2):1-5.
LI Peng,CHEN Zhi-ye,YIN Hua-li,*et al.* Studies of unified power quality controller and controlling signal detecting method[J]. **Journal of North China Electric Power University**,2002,29(2):1-5.

(责任编辑:李育燕)

作者简介:

马振国(1978-),男,山西大同人,硕士,主要从事电力系统分析与控制、电力电子在电力系统中的应用研究;

李鹏(1965-),男,河北保定人,副教授,博士,主要从事电能质量分析与控制、电力电子技术在电力系统中的应用、先进控制理论以及数字信号处理等方面的研究(E-mail:ncepulp@263.net)。

Voltage waveform deadbeat control of DVR

MA Zhen-guo¹,LI Peng¹,ZHAO Bao-li²,LI He-ming¹

(1.North China Electric Power University,Baoding

071003,China;2.Baoding Baoling Transformer

Co.,Ltd.,Baoding 071056,China)

Abstract: Aiming at the uncertainty of voltage compensation signals of DVR(Dynamic Voltage Restorer),the deadbeat control is studied on the inverter circuitry selected. Based on the state equations and state variables information of the system,a specific scheme is presented to realize voltage waveform tracking compensation. Combining the state observer with voltage and current forecast algorithm,it calculates switch control signals for next sampling period for random load.The output voltage is thus tracking the reference voltage. The simulative results show it correct and feasible.

This project is supported by the Key Research Foundation of Electric Power Company of China (SP11-2002-01-09) and the Research Foundation for Doctoral Teacher of North China Electric Power University(20041201).

Key words: dynamic voltage restorer; power quality; deadbeat control; inverter; sampling period