

基于三相全桥逆变器的 DVR 单周控制策略研究

李 承, 林 红, 杨红权

(华中科技大学 电气与工程学院, 湖北 武汉 430074)

摘要: 提出了一种基于三相全桥逆变器的三相四线系统动态电压调节器 DVR (Dynamic Voltage Regulator) 的单周控制策略, 建立了单周控制模型。该模型采用 2 个积分器, 分别完成在三相电压正半周和负半周的积分, 积分器输出送到比较器与电源相电压采样值和参考信号的差比较, 其输出决定了 6 个 R-S 触发器的状态, 经驱动器实现对 12 个开关的控制。该模型可以对三相电源的骤变进行独立补偿。对所建立的模型就电压骤降和骤升、电源不对称以及对电源中含有谐波等情况进行了仿真验证。结果表明, 该模型对电源电压有很好的补偿效果且对电源谐波有很好的抑制作用。

关键词: 三相全桥逆变器; 动态电压调节器; 单周控制; 控制建模

中图分类号: TM 761

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2007)06-0008-05

0 引言

单周控制作为通用非线性、大信号开关控制技术具有响应速度快、控制稳定性好、控制电路简单、实现方便等特点, 已被应用于电力变换器^[1-3]、开关型功率放大器^[4]、有源电力滤波器等领域的控制中^[5-10]。文献[11]首次将单周控制技术应用于动态电压调节器 DVR (Dynamic Voltage Regulator) 控制中, 提出了一种单相电路 DVR 的单周控制模型。DVR 控制方法的研究成为对于 DVR 研究的一个重要方面, 也有不少研究成果报道^[12-16]。

在文献[11]基础上, 现提出一种基于全桥逆变器的三相四线系统 DVR 单周控制策略。通过理论

分析, 导出了三相四线系统 DVR 的单周控制模型。在此基础上, 分别对电压骤降和骤升、电源不平衡以及电源中含有谐波等情况进行了计算机仿真研究。结果表明, 该三相四线系统 DVR 的单周控制方案正确、可行。该方案提出的 DVR 不仅可以对电压的骤降、骤升或电源侧电压不平衡等电压质量问题进行有效快速补偿, 也可以有效地抑制电源侧的谐波。同时, 该方案具有控制电路简单、动态响应快、补偿效果较好等特点。

1 系统组成

基于三相全桥逆变器的单周控制三相四线系统 DVR 的结构如图 1 所示。它由三相整流器、三相全

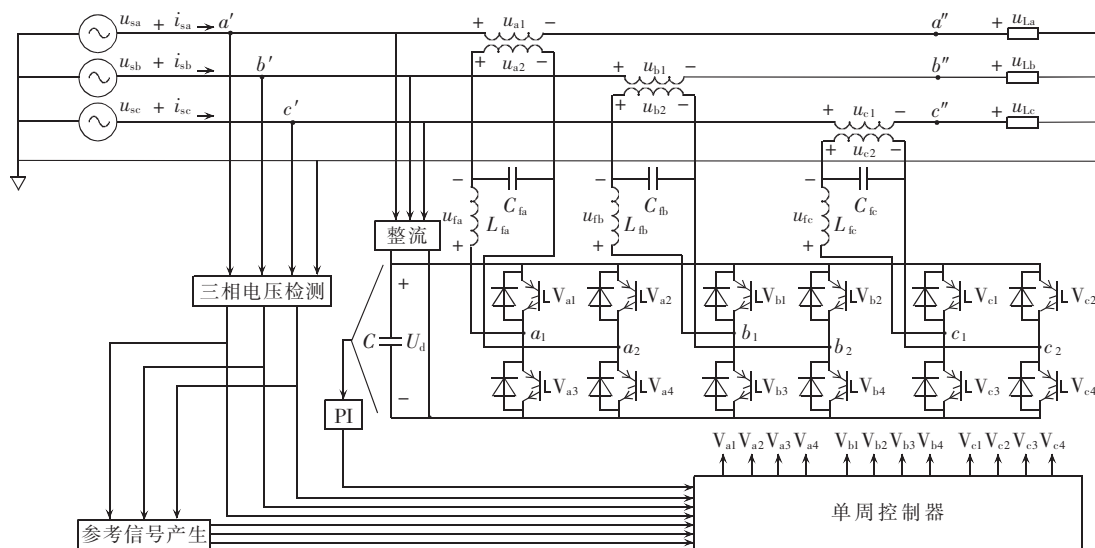


图 1 单周控制三相四线 DVR 系统结构图

Fig.1 Structure of DVR with one-cycle control for 3-phase 4-wire system

桥逆变器、串联变压器、单周控制器、电压检测电路、参考正弦信号生成电路等组成。变换器直流侧电容 C 起储能作用。单周控制器的输入信号有:变换器直流母线电容电压经取样后的电压值,3个相电压偏差信号等。输出信号为驱动12个开关元件的脉宽调制信号。这里提出的DVR模型有以下作用:

a. 在电源电压发生骤变时,可以把直流侧电压快速、准确地转化为所需的补偿电压,并与电源电压串联,使负载端电压保持稳定;

b. 当电源侧电压中带有谐波时,DVR可以把谐波当作电压偏离参考电压进行补偿,滤掉电源中的谐波,使用户端为只含正弦基波而且稳定的电压。

由于在电源电压发生骤变时,变换器直流母线电压也随之变化,甚至变化幅度较大,且变化无规律。单周控制DVR可以把这种变化快速、有效地转化为响应PWM波的脉宽变化,从而实现在直流母线电压无规律波动时,有效、准确地对变换器控制。此外,电源电压的变化也会影响PWM波。所以,单周控制DVR可以在产生PWM的同时,快速、直接地把交流电源电压及直流母线电压的变化对补偿电压的影响反映到控制过程中。特别是当交流电源电压及直流母线电压在较大的范围内变化时,单周控制DVR的优点更为明显。

基于三相全桥逆变器的DVR的优点在于:三相补偿、控制相对独立,有利于对三相电压不平衡进行独立控制与补偿;同时,相对于非全桥逆变器而言,其开关的工作频率相对降低,有利于减少开关损耗。

2 单周控制模型

为了分析方便,在图1中,先取出a相研究,并把a相变换器电路画于图2中。图中, $V_{a1} \sim V_{a4}$ 为逆变器开关, L_{fa} 、 C_{fa} 组成逆变器滤波电路, U_d 为逆变器直流母线电压, u_{fa} 为滤波电感电压, u_{a1} 、 u_{a2} 分别为串联变压器原、副边电压。

由于DVR在工作时,就是把直流侧母线电压变换为补偿电压,所以,当 u_{a2} 需要补偿的电压为正半周时,逆变器的工作状态应该如图3(a)所示;当 u_{a2} 需要补偿的电压为负半周时,逆变器的工作状态应该如图3(b)所示。

图3表示,在 u_{a2} 的正半周,开关 V_{a2} 常开、 V_{a4} 常闭,而开关 V_{a1} 、 V_{a3} 互补开通;在 u_{a2} 的负半周,开关 V_{a1} 常开、 V_{a3} 常闭,开关 V_{a2} 、 V_{a4} 互补开通。对于b相、c相有完全相同的导通模式。

设单周控制器的时钟周期为 T_s ,设变换器a相上面2个开关 V_{a1} 、 V_{a2} 在一个时钟周期内的占空比分别为 d_{a1} 、 d_{a2} ,则下面2个开关 V_{a3} 、 V_{a4} 的占空比分别为 $(1-d_{a1})$ 、 $(1-d_{a2})$ 。相应地,b相、c相开关 V_{b1} 、

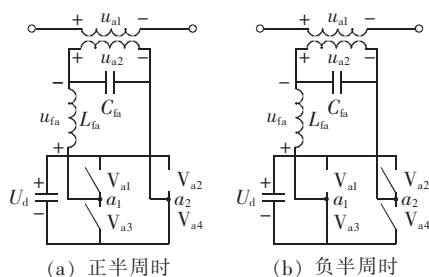


图3 a相相关导通状态等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of state ON for phase a

V_{b2} 、 V_{b3} 、 V_{b4} 、 V_{c1} 、 V_{c2} 、 V_{c3} 、 V_{c4} 在一个时钟周期内的占空比分别为: d_{b1} 、 d_{b2} 、 $(1-d_{b1})$ 、 $(1-d_{b2})$ 、 d_{c1} 、 d_{c2} 、 $(1-d_{c1})$ 、 $(1-d_{c2})$ 。

由图3可知,分别在 u_{a2} 、 u_{b2} 、 u_{c2} 的正半周内,有 $d_{a2}=0$ 、 $d_{b2}=0$ 、 $d_{c2}=0$ 。在一个时钟周期 T_s 内,变换器直流侧电压与交流侧电压关系为

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{d_{a1} T_s} U_d dt &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (u_{a2} + u_{fa}) dt \\ \frac{1}{T_s} \int_0^{d_{b1} T_s} U_d dt &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (u_{b2} + u_{fb}) dt \\ \frac{1}{T_s} \int_0^{d_{c1} T_s} U_d dt &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (u_{c2} + u_{fc}) dt \end{aligned} \quad (1)$$

由于时钟频率远高于变压器中电压频率,根据单周控制原理^[1-4],由式(1)可得:

$$d_{a1} U_d = u_{a2} + u_{fa}, \quad d_{b1} U_d = u_{b2} + u_{fb}, \quad d_{c1} U_d = u_{c2} + u_{fc} \quad (2)$$

式(2)中 u_{a2} 、 u_{b2} 、 u_{c2} 分别为变压器副边3个绕组上的电压。由于电感 $L_{fa}=L_{fb}=L_{fc}$ 为滤波电感,所以电感上的电压 u_{fa} 、 u_{fb} 、 u_{fc} 相对于变压器副边绕组上的电压要小得多。因此,在忽略了滤波电感上的电压时式(2)又可以写为

$$d_{a1} U_d = u_{a2}, \quad d_{b1} U_d = u_{b2}, \quad d_{c1} U_d = u_{c2} \quad (3)$$

同理,在 u_{a2} 、 u_{b2} 、 u_{c2} 负半周内,有 $d_{a1}=0$ 、 $d_{b1}=0$ 、 $d_{c1}=0$ 。在一个时钟周期 T_s 内,变换器直流侧电压与交流侧电压关系可以写为

$$d_{a2} U_d = -u_{a2}, \quad d_{b2} U_d = -u_{b2}, \quad d_{c2} U_d = -u_{c2} \quad (4)$$

另一方面,从图1可以得到:

$$u_{a1} = u_{sa} - u_{1a}, \quad u_{b1} = u_{sb} - u_{1b}, \quad u_{c1} = u_{sc} - u_{1c} \quad (5)$$

式中 u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 、 u_{a1} 、 u_{b1} 、 u_{c1} 和 u_{1a} 、 u_{1b} 、 u_{1c} 分别为电源相电压、DVR补偿电压和负载端相电压。

变压器的变换关系为

$$u_{a1} = k u_{a2}, \quad u_{b1} = k u_{b2}, \quad u_{c1} = k u_{c2} \quad (6)$$

式中 k 为变压器变比; u_{a1} 、 u_{b1} 、 u_{c1} 和 u_{a2} 、 u_{b2} 、 u_{c2} 分别为变压器原、副边电压。

把式(6)代入式(5)有

$$\begin{aligned} u_{a2} &= (u_{sa} - u_{1a})/k \\ u_{b2} &= (u_{sb} - u_{1b})/k \\ u_{c2} &= (u_{sc} - u_{1c})/k \end{aligned} \quad (7)$$

把式(7)分别代入式(3)和式(4),可得:

$$\begin{aligned} d_{a1} U_d &= (u_{sa} - u_{1a})/k \\ d_{b1} U_d &= (u_{sb} - u_{1b})/k \\ d_{c1} U_d &= (u_{sc} - u_{1c})/k \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} d_{a2} U_d &= -(u_{sa} - u_{1a})/k \\ d_{b2} U_d &= -(u_{sb} - u_{1b})/k \\ d_{c2} U_d &= -(u_{sc} - u_{1c})/k \end{aligned} \quad (9)$$

把式(8)(9)两边分别同乘一个常数 k_1 可得:

$$\begin{aligned} d_{a1} k_1 U_d &= k_1 (u_{sa} - u_{1a})/k \\ d_{b1} k_1 U_d &= k_1 (u_{sb} - u_{1b})/k \\ d_{c1} k_1 U_d &= k_1 (u_{sc} - u_{1c})/k \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} d_{a2} k_1 U_d &= -k_1 (u_{sa} - u_{1a})/k \\ d_{b2} k_1 U_d &= -k_1 (u_{sb} - u_{1b})/k \\ d_{c2} k_1 U_d &= -k_1 (u_{sc} - u_{1c})/k \end{aligned} \quad (11)$$

令

$$U'_d = k_1 U_d, \quad u'_{si} = k_1 u_{si}/k, \quad u'_{ri} = k_1 u_{ri}/k \quad (12)$$

$i = a, b, c$

因此,式(10)(11)又可以写为

$$\begin{aligned} d_{a1} U'_d &= u'_{sa} - u_{ra} \\ d_{b1} U'_d &= u'_{sb} - u_{rb} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} d_{c1} U'_d &= u'_{sc} - u_{rc} \\ d_{a2} U'_d &= -(u'_{sa} - u_{ra}) \\ d_{b2} U'_d &= -(u'_{sb} - u_{rb}) \\ d_{c2} U'_d &= -(u'_{sc} - u_{rc}) \end{aligned} \quad (14)$$

式中 U'_d 为电容电压的取样值; u'_{sa} 、 u'_{sb} 、 u'_{sc} 分别为电源侧 3 个相电压的取样值。

对式(14)作进一步分析可知,DVR 的控制目标就是使负载端相电压保持不变,即使负载相电压 u_{1a} 、 u_{1b} 、 u_{1c} 的有效值保持稳定。当变压器确定后,其变比 k 为常数。 k_1 是变换器直流侧电压 U_d 的分压系数,确定后也是常数。因此,在负载相电压为常数时,电压 u_{ra} 、 u_{rb} 、 u_{rc} 可以看作参考正弦信号。这里,参考信号电压 u_{ra} 、 u_{rb} 、 u_{rc} 是根据检测到的电源电压而生成的,它具有与电源电压同频率、同相位而其幅值稳定的特征。所以式(14) 3 个等式的右边就是电源相电压与参考信号的差值,反映了电源相电压相对于标准信号的偏移量。而等式左边为对电容电压采样值的积分,等式就是把左边的积分与右边的电压偏移量进行比较,根据比较结果调制脉冲的宽度。显然,式(14)就是三相 DVR 的单周控制模型,它与单周控制关系式一致。

根据式(14)可以画出单周控制模型原理图如图 4 所示。该单周控制模型采用 2 个积分器,分别完成在三相电压正半周和负半周的积分工作,积分器输出送到比较器与电源相电压采样值和参考信号比较,决定 R-S 触发器的状态,产生 PWM 波,经驱动器实现对 12 个开关的控制。该控制模型工作波形示意图如图 5 所示。

3 仿真验证

为了进一步证明上述理论分析的正确性,根据前面的分析结果,对 3 种情况进行了仿真。仿真采用 Matlab 中的 Simulink 和 Simpower systems 完成。仿真条件为:电源相电压幅值 311 V,频率 50 Hz,

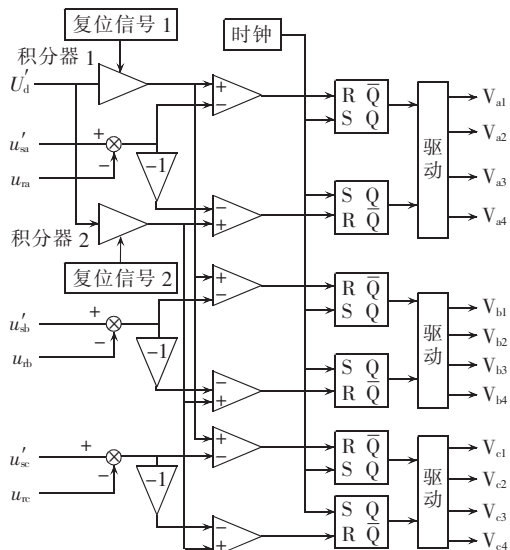


图 4 三相四线 DVR 单周控制模型

Fig.4 One-cycle control model of DVR for 3-phase 4-wire system

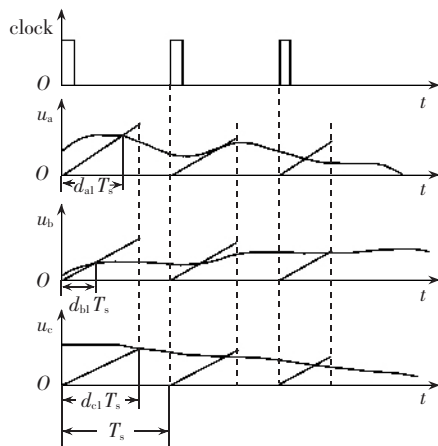


图 5 单周控制器工作波形图

Fig.5 Waveforms of one-cycle controller

负载三相总功率约 7 kW 电阻性负载,串联变压器变比 $k = n_1/n_2 = 1$,功率 3 kV·A。

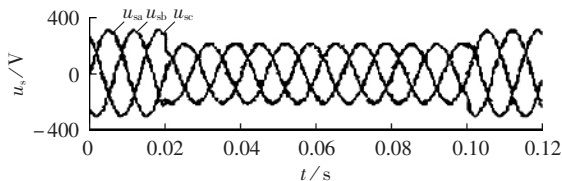
3.1 电源电压的骤降、骤升

电源电压的骤降、骤升均为 30%,即电压幅值骤降到 216 V 或电压幅值骤升到 404 V,持续时间从 0.02 ~ 0.1 s。对于电源电压骤降、骤升等情况下的仿真结果分别示于如图 6 和图 7 中。

在图 6、7 中,从上至下分别为电源相电压、三相补偿电压、负载相电压和直流母线电容电压波形。

3.2 电源中有谐波、同时有电压骤降

仿真中,在 0.02 ~ 0.1 s 期间,分别加入幅值为 77.7 V(基波的 25%)、相位为 30° 的 3 次谐波和幅值为 62.2 V(基波的 20%)、相位为 40° 的 5 次谐波;同



(a) 电源电压

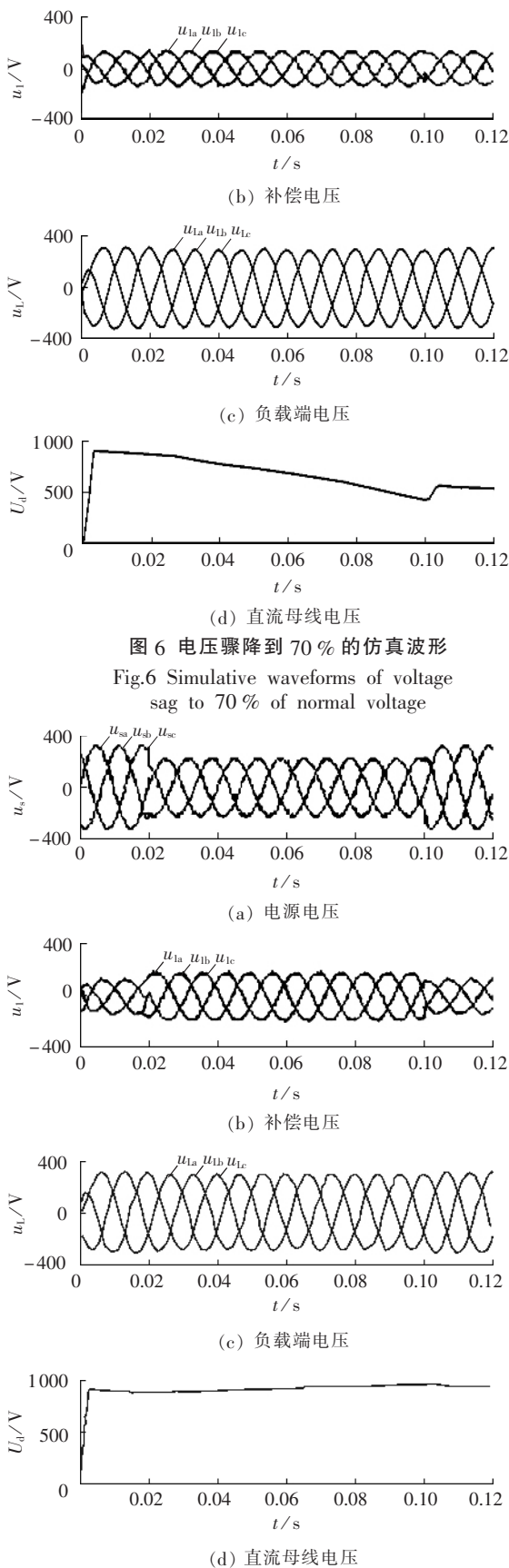


图 6 电压骤降到 70 % 的仿真波形
Fig.6 Simulative waveforms of voltage sag to 70 % of normal voltage

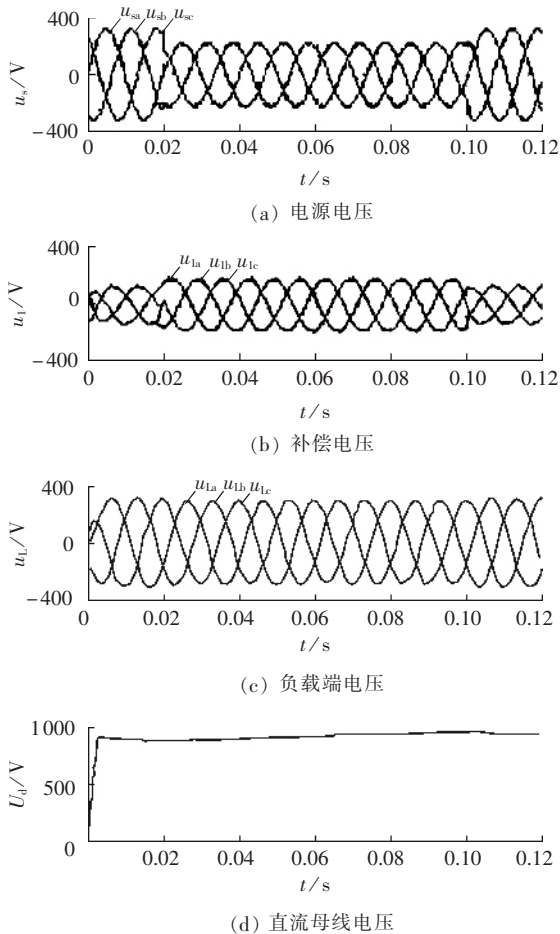


图 7 电压骤升到 130 % 的仿真波形
Fig.7 Simulative waveforms of voltage jump to 130 % of normal voltage

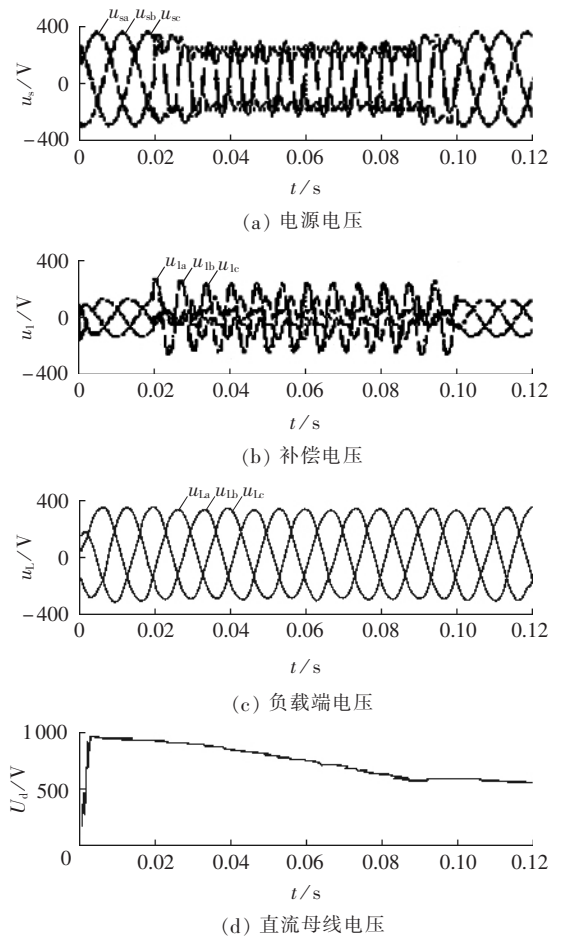


图 8 电源电压含有谐波时的仿真波形
Fig.8 Simulative waveforms of source voltages with harmonics

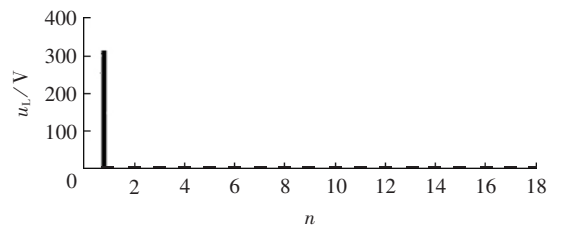


图 9 a 相负载电压 u_{1a} 的频谱
Fig.9 Spectrum of voltage u_{1a} for phase a

图 8 中从上至下分别为电源相电压、三相补偿电压、负载相电压和直流母线电容电压波形。图 9 为负载电压频谱图(图中 n 为谐波次数)。从频谱图可知,DVR 对于电源侧的谐波有很好的滤波效果。

3.3 三相电压不平衡

仿真中,使 a 相电压有较大幅度的变化,b、c 相电压保持不变。在 0.015 s,a 相电压骤降为正常电压的 50 %;0.045 s 时,骤升到正常电压的 150 %;0.075 s 时,再次骤降为正常电压的 50 %;到 0.095 s 时,恢复正常电压。仿真波形如图 10 所示。

从图 6、图 7 中可以看到,基于三相全桥逆变器的单周控制 DVR,在电源电压发生骤升或骤降 30 % 时,可以快速有效地对电压进行补偿,保持负载电压基本稳定。

图 8、图 9 表明,该模型不仅可以实现对电压骤

时在 0.03 ~ 0.09 s 期间使电源电压骤降 30 %。仿真结果如图 8 和图 9 所示。

变的补偿,而且对来自电源侧的谐波表现出了很好的抑制特性,使用户侧电压保持为稳定的正弦基波。从负载侧电压频谱图可以看到,基波的频谱接近基波电压的幅值,而各次谐波的频谱基本为零。

图 10 的结果表明,所提出的 DVR 对电源电压不对称也有很好的补偿与控制作用。

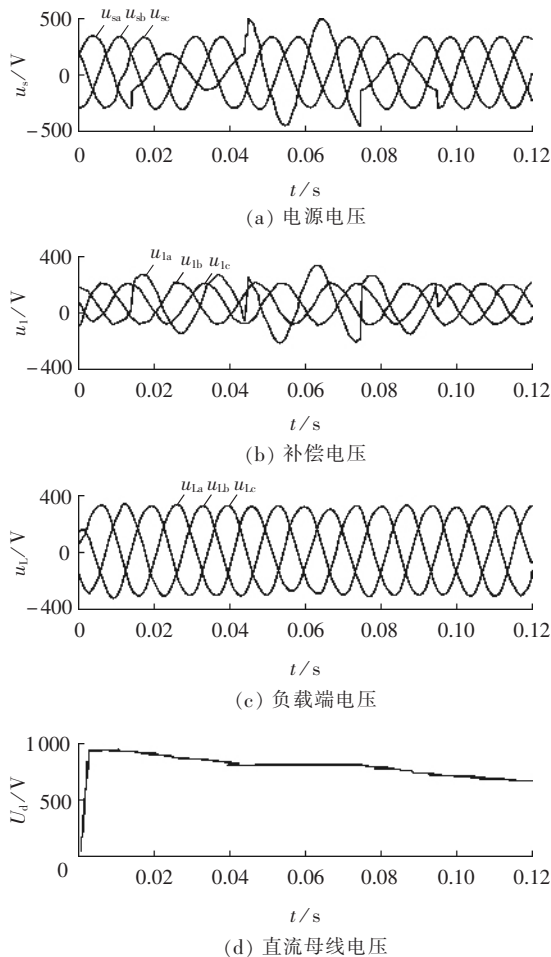


图 10 电源电压不平衡时的仿真波形

Fig.10 Simulative waveforms of unbalanced source voltages

4 结论

文中提出并建立了一种基于三相全桥逆变器的三相四线系统 DVR 的单周控制模型。理论分析与仿真结果可以得到以下结论:

a. 基于三相全桥逆变器的三相四线单周控制 DVR,当电源电压在一定范围内波动时,无论电压骤降或骤升,并且在变换器直流侧电压有较大波动情况下,单周控制都体现出较好的控制效果,它能够有效、快速地将电源电压波动和直流母线电压波动变换为对应的 PWM 波,以实现动态跟踪补偿,并可以在较长时间内补偿电源电压的变化;

b. 该 DVR 不仅可以补偿电源电压的骤变,而且对来自电源侧的谐波也有很好的抑制作用;

c. 对于电源侧三相电压不平衡等电能质量问题,也表现出了很好的补偿与控制效果。

参考文献:

- [1] SMEDLEY K M, CUK S. One-cycle control of switching converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 625-633.
- [2] SMEDLEY K M, CUK S. One-cycle control of switching converters[C]//Power Electronics Specialists Conference, 22nd Annual IEEE. [S.l.]: IEEE, 1991: 888-896.
- [3] SMEDLEY K M, CUK S. Dynamics of one-cycle controlled Cuk converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 634-639.
- [4] LAI Z, SMEDLEY K M. A new extension of one-cycle control and its application to switching power amplifiers[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 11(1): 99-105.
- [5] QIAO C, JIN T, SMEDLEY K M. One-cycle control of three-phase active power filter with vector operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(2): 455-463.
- [6] SMEDLEY K M, ZHOU L, QIAO C. Unified constant-frequency integration control of active power filters - steady-state and dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(3): 428-436.
- [7] LI Cheng, ZOU Yun-ping. One-cycle control active power filter for three-phase four-wire systems[C]//Power Electronics Systems and Application Conference, 1st Annual IEEE. [S.l.]: IEEE, 2004: 61-65.
- [8] 李承, 邹云屏. 基于电压型变换器的单相串联有源滤波器的单周控制研究[J]. 电力系统自动化, 2005, 29(15): 49-52.
- LI Cheng, ZOU Yun-ping. Series active power filter based on voltage-source inverter with one cycle control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(15): 49-52.
- [9] 李承, 邹云屏, 林红, 等. 一种单相并联有源滤波器单周控制策略[J]. 高电压技术, 2006, 32(8): 84-87.
- LI Cheng, ZOU Yun-ping, LIN Hong, et al. Study of the model with one-cycle control strategy for single-phase active power filter and its simulation[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(8): 84-87.
- [10] 李承, 程杨, 杨红权, 等. 一种串联型有源电力滤波器单周控制策略的建模与仿真研究[J]. 高压电器, 2006, 42(4): 268-270.
- LI Cheng, CHENG Wei, YANG Hong-guan, et al. Modeling and simulation of series active power filter with one-cycle control[J]. High Voltage Apparatus, 2006, 42(4): 268-270.
- [11] 李承, 邹云屏, 范婕. 动态电压恢复器单周控制的建模与仿真研究[J]. 电力自动化设备, 2006, 26(4): 7-10.
- LI Cheng, ZOU Yun-ping, FAN Jie. Modeling and simulation of single-phase DVR based on one-cycle control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2006, 26(4): 7-10.
- [12] 黄瀚, 杨潮, 韩英铎, 等. 配电网动态电压调节器控制策略的研究[J]. 电网技术, 2002, 26(1): 1-4.
- HUANG Han, YANG Chao, HAN Ying-duo, et al. Study on control strategy of dynamic voltage restorer for distribution network[J]. Power System Technology, 2002, 26(1): 1-4.
- [13] 李彦栋, 李凯斐, 卓放, 等. 动态电压恢复器锁相技术和控制策略的研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(2): 24-26.
- LI Yan-dong, WANG Kai-fei, ZHUO Fang, et al. Study of phase locked technique and control strategies of dynamic voltage restorer[J]. Power Electronics, 2004, 38(2): 24-26.
- [14] ZHAN Chang-jian, RAMACHANDARAMURTHY V K, ARULAMPALAM A, et al. Dynamic voltage restorer based on voltage-space-vector PWM control[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2001, 37(6): 1855-1863.
- [15] LEE Sang-joon, KIM H, SUL Seung-ki. A novel control method for the compensation voltages in dynamic voltage restorers[C]//

Proceedings of IEEE Conference on Applied Power Electr-onics and Exposition. Anaheim,CA;IEEE,2004:614-620.

[16] WANG Kai-fei,ZHUO Fang,LI Yan-dong,et al. Three-phase four-wire dynamic voltage restorer based on a new SVPWM algorithm[C]//Proceedings of IEEE Conference on Power Electronics Specialists Conference. Aachen,Germany;IEEE,2004:3877-3882.

(责任编辑：柏英武)

作者简介：
李 承(1957-),河南浚县人,副教授,博士,主要从事电能质量控制理论与应用、电路与系统理论、神经网络应用等方面研究(E-mail:cheng_lyb@163.com);
林 红(1958-),湖北武汉人,副教授,主要从事电能质量控制理论与应用、电工电子技术应用研究;
杨红权(1976-),湖北武汉人,讲师,博士研究生,主要从事电机传动与控制 and 电能质量控制研究。

Study on one-cycle control of DVR based on
three-phase full-bridge inverter

LI Cheng,LIN Hong,YANG Hong-quan

(Huazhong University of Science and Technology,Wuhan 430074,China)

Abstract: A one-cycle control strategy for DVR(Dynamic Voltage Regulator) in three-phase four-wire systems is presented and a one-cycle control model is proposed. The model applies two integrators working during the positive half cycle and negative half cycle respectively. The output of integrator is led to comparator to compare with the deviation of sampled phase voltage from reference voltage,and the outputs of comparators then set the states of 6 R-S flip-flops,which control 12 switches via drivers. The model compensates the sudden changes of three-phase electric sources independently. The established model is tested by the simulations of voltage sag and jump,unbalanced three-phase voltages,source voltage with harmonics,etc. Simulative results show that the proposed model has good performance in voltage compensation and harmonic suppression.

Key words: three-phase full-bridge inverter; dynamic voltage regulator; one-cycle control; control modeling