

基于无差拍控制的线电压检测动态电压恢复器

王智勇, 吴正国, 周卫平

(海军工程大学 电气与信息工程学院, 湖北省 武汉市 430033)

A Deadbeat Control Based Dynamic Voltage Restorer With Line Voltage Detection

WANG Zhi-yong, WU Zheng-guo, ZHOU Wei-ping

(College of Electrical and Information Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, Hubei Province, China)

ABSTRACT: Dynamic voltage restorer (DVR) is one of important devices for power quality control. In this paper a novel topological structure of DVR is proposed. Different from traditional DVR adopting three-phase independent compensating units, aiming at three-phase three-wire power grid, the proposed DVR adopts two independent compensating units and is directly connected in series with main power network via filter capacitors. According to technical requirements the deadbeat control is applied to implemented principle prototype; and by means of detecting line voltage, the voltage sag is compensated. Experimental results show that the principle prototype can detect voltage disturbances in power system and correctly give them compensation.

KEY WORDS: dynamic voltage restorer (DVR); control of power quality; fundamental wave vector; deadbeat control

摘要: 动态电压恢复器(dynamic voltage restorer, DVR)是用于电能质量控制的主要设备之一。文章设计了一种 DVR 拓扑结构, 不同于传统三相独立补偿单元的 DVR, 它针对三相三线制电网, 采用 2 个独立补偿单元, 经由滤波电容直接串入主电网。根据技术要求设计实现的原理样机采用无差拍控制, 通过线电压检测进行电压跌落补偿。实验证明, 原理样机能及时检测系统电压扰动, 并予以准确的补偿。

关键词: 动态电压恢复器(DVR); 电能质量控制; 基波向量; 无差拍控制

0 引言

随着电力电子技术的广泛应用, 电力系统的电能质量问题日益严重。对于数控工业流水线、电信系统和其它大量敏感负载, 电能质量问题轻则缩短设备寿命, 重则引起设备误动作甚至造成灾难性的经济损失^[1-2]。保护敏感负载免受超出其承受能力的电压扰动的串联补偿器通常称作动态电压恢复器(dynamic voltage restorer, DVR)^[3-9]。DVR 根据电

压参考波形, 通过控制电力电子逆变器产生一组幅值、相位、波形可变的交流电压注入电网, 以保证源端存在电压扰动时负载端电压稳定^[10-12]。

DVR 的主电路拓扑结构通常采用串联变压器接入电网, 在电压等级较低的网络中, 可省略串联变压器而通过滤波电路直接将 DVR 接入电网, 采用设计相对容易的电源变压器在直流母线侧与系统隔离, 以避免在接入变压器设计上的困难^[13]。

1 DVR 主电路设计方案

1.1 主电路拓扑结构

典型的三相 DVR 根据逆变器结构形式的不同一般可分为 2 类: 三相桥结构, 由 6 个开关单元构成, 但只能针对三相对称电压畸变进行补偿; 三单相结构, 可针对不对称电压畸变, 独立补偿各相电压, 但每相补偿单元由 4 个开关单元构成。

本文设计的 DVR 应用于工频三相三线制 380 V 电网中, 可补偿三相不对称电压畸变。三相三线制电网中 2 相电压为自由变量, DVR 系统由 2 个独立的逆变单元分别对这 2 相进行电压补偿, 将第 3 相作为基准电位, 直接将另 2 相相对基准相的线电压作为电压检测控制的输入量。因此仅需要 2 个补偿单元, 与普通的三单相结构 DVR 相比, 可节省 4 个开关单元。

常见的 DVR 一般通过串联变压器接入主电网, 不仅用来将逆变器与电网隔离, 而且可采用升压设计来降低逆变器直流母线电压, 提高器件的电流容量利用率。但在负载电流谐波成分较大时, 串联变压器会导致系统损耗增加, 而且由于变压器的非线性, 逆变器产生的高次谐波会导致变压器设计上的困难。在电压等级较低的网络中, 在拓扑结构上可省去串联变压器, 将逆变器直接通过滤波电容接入

电网, 而采用设计相对容易的工频电源变压器在直流侧将逆变器与电网隔离。

本文设计的样机单相补偿容量 5 kW, 基于特征向量提取的参考波生成算法, 采用同向补偿和最小能量补偿相结合的补偿策略, 采用无差拍全数字控制。其拓扑结构见图 1。直流侧三相整流桥之前的

工频电源变压器将逆变器与被补偿电网隔离。通过霍尔元件采自公共连接端 (point of common connection, PCC) 的电压经数字信号处理器 (digital signal processor, DSP) 计算得到的参考波用于无差拍控制。图中实线部分为电气连接, 虚线部分为信号控制关系。

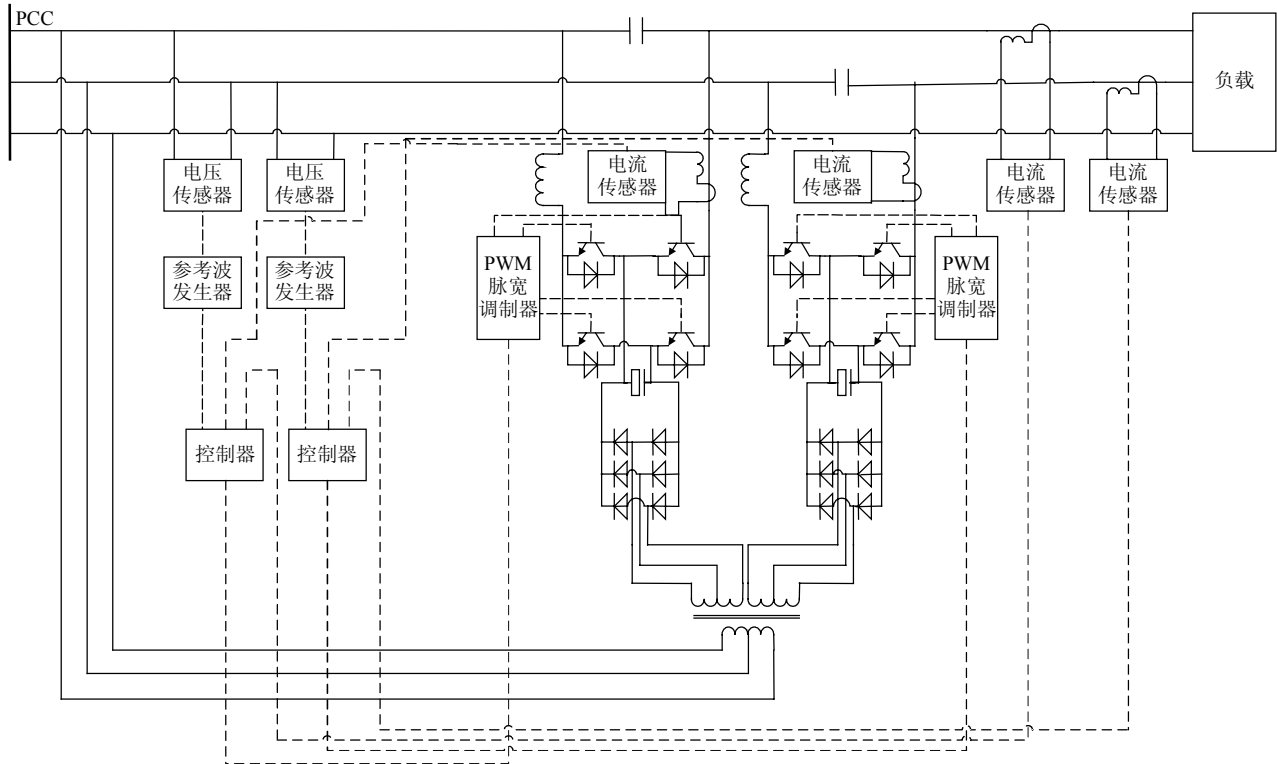


图 1 三相三线制 DVR 拓扑结构

Fig. 1 The topology of a three-phase three-wire DVR

1.2 主要电路参数及元器件选型

直流母线电压应高于线电压峰值 (电压峰值为 537 V), 但母线电压过高会导致储能电容和逆变器 IGBT ((insulated gate bipolar transistor) 的选型困难, 综合各种因素, 确定系统直流母线电压为 600 V。

根据设计要求, 上述 DVR 应对 2~40 次电压谐波进行补偿。根据采样定理, 逆变器开关频率只需大于 2 倍的最高次谐波频率即 4 kHz, 为提高控制精度, 综合考虑, 确定开关频率为 10 kHz。基于此开关频率, 为保证采样精度, 通过仿真研究选取采样频率为 12.5 kHz。

根据补偿容量的要求, 逆变器开关器件选用西门康 SKM75GB120IGBT^[14]。电解电容经过串并联构成耐压为 900 V、容量为 10 mF 的电容组作为单向直流储能单元。

上述 DVR 系统的数字控制核心 DSP 在每个控制周期要完成 6 路模拟信号的采样、参考波生成运

算、自适应控制并生成脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 脉冲信号, 选用具有 16 通道、12 位 AD 采样、150 MHz 主频的 TMS320F2812 型定点 DSP 作为系统控制核心。

2 系统的实现

2.1 检测算法

快速准确的扰动检测和参考波生成算法是实现 DVR 的关键^[15]。上述 DVR 系统采用的检测算法使用一个工频周期内的采样数据计算电压、电流基波特征向量。按不同的补偿策略生成参考电压波形, 控制逆变器输出。

由于受到各种干扰, PCC 电压和电流的幅值和相位会发生变化 (相对于 50 Hz 工频, 在实际应用中, 一般频率变化较小, 造成的影响主要是波形相位的缓慢偏移, 因此可归结为相位变化), 并且往往包含谐波成分。忽略频偏相移, 检测信号可表示为

$$u(t) = \sum_{i=1}^{\infty} U_i \sin(i\omega t + \varphi_i) \quad (1)$$

式中： i 为谐波次数， $i=1$ 即为基波分量； ω 为基波角频率(工频电网中 $\omega=100\pi$)； U_i 为第 i 次谐波的幅值； φ_i 为第 i 次谐波的相角。此表达式具有如下积分特性：

$$\begin{cases} \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \sin(\omega t) d\omega t = U_1 \cos \varphi_1 \\ \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \cos(\omega t) d\omega t = U_1 \sin \varphi_1 \end{cases} \quad (2)$$

可见，结果与积分起止时刻无关。根据这一特性，采用标准单位正余弦序列与被补偿电压的采样值序列卷积即可得到 \mathbf{R}^2 空间内的被补偿电压特征向量：

$$\mathbf{Z}(n) = [z_1(n) \ z_2(n)] = [U_1 \cos \varphi_1 \ U_1 \sin \varphi_1] \quad (3)$$

$\mathbf{Z}(n)$ 反映的是被补偿电压基波的幅值和相位。当被检测电压发生跌落或相移时，亦即其基波分量发生幅值跌落或相位变化时，其特征向量将发生显著变化。实验和仿真证实，基于特征向量的检测算法最快可在 $1/6$ 基频周期内检测到电压扰动。一旦检测到电压扰动，即可根据正常电压的特征向量重构电压参考波，以进行快速补偿。针对 50Hz 工频系统，其响应时间为 $3\sim 8\text{ms}$ 。一个基频周期之后，特征向量即包含了完整的被补偿电压基波的幅值和相位信息，可根据选取的补偿策略灵活地重构参考波。由于重构的参考波为标准正弦波，即补偿目标波形，因此，采用此算法，DVR 不仅可补偿电网电压的动态扰动，还可补偿静态电压的谐波畸变。基于特征向量的 DVR 参考波生成算法的详细介绍可参见参考文献[16]。

2.2 补偿策略

DVR 最基本的补偿目标是使负载端电压幅值保持为标称电压值。为实现这一目标，可采用 3 种不同的补偿策略^[17-19]，见图 2。

完全补偿是将负载电压的幅值和相位完全恢复为正常时的状态；同相补偿是采用与被补偿电压相位相同的补偿电压，以最大限度地提高电压利用率；最小能量补偿是采用与负载电流正交的补偿电压进行补偿，以实现最小有功输出。不难理解，不同的补偿策略在实现上可以体现为参考波与被补偿电压基波的不同相位差。这样按照确定的幅值和相位即可计算生成标准的参考波，并得到被补偿电压幅值的涨跌比率。

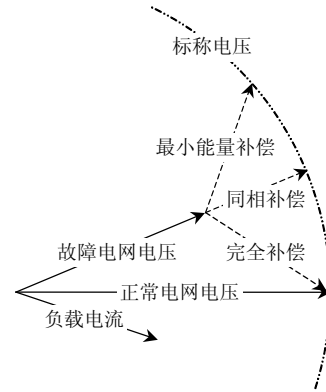


图 2 补偿策略示意图

Fig. 2 The schematic of compensation strategy

2.3 控制算法

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^[17]，逆变器的无差拍控制才引起广泛关注，目前已发展成为一种较为理想的输出电压瞬时值控制方法^[20-21]。

无差拍控制是一种 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。

由图 1 所示的系统拓扑结构可知，两相逆变单元相互独立，为便于分析，单相逆变单元电路结构可等效为图 3。

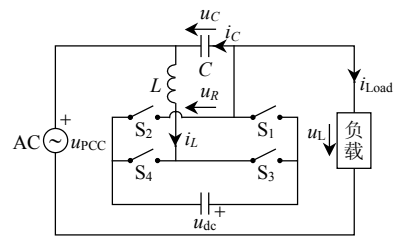


图 3 单相 DVR 逆变功率电路

Fig. 3 The inverter circuit of a single-phase DVR

图 3 中：4 个 IGBT 简单等效为受控开关 $S_1\sim S_4$ ； u_{pcc} 为公共连接端线电压； u_L 为负载端电压； u_R 为逆变器输出电压； u_{dc} 为逆变器直流母线电压； u_c 为 DVR 输出的补偿电压； i_{Load} 、 i_c 和 i_L 分别为负载电流、滤波电路中电容支路和电感支路上的电流。

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

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{C}\mathbf{W} \quad (4)$$

输出方程为

$$Y = DX \tag{5}$$

式中: $X = [u_c \quad i_L]^T$, $U = [u_R]$, $W = [i_{Load}]$, $Y = [u_c]$,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad D = [1 \quad 0].$$

根据逆变器开关器件状态 $u_R = u_{dc}$ 或 $u_R = -u_{dc}$, 设系统初始时刻为 t_0 , 经过一个导通时间为 ΔT 的开关周期 T 后, 由线性系统理论求解上述方程, 可得

$$X(t) = e^{At}X(t_0) + (e^{At} - 1)A^{-1}Ci_{Load} + e^{A(T-\Delta T)/2}(e^{A\Delta T} - 1)A^{-1}Bu_{dc} \tag{6}$$

令 $t_0 = kT$, $t = (k+1)T$, 根据矩阵理论可将式(6)离散化:

$$X(k+1) = \begin{bmatrix} \cos(\omega T) & \frac{1}{\omega C} \sin(\omega T) \\ -\frac{1}{\omega L} \sin(\omega T) & \cos(\omega T) \end{bmatrix} X(k) + \begin{bmatrix} \omega u_{dc} \sin(\omega T/2) \\ \frac{1}{L} u_{dc} \cos(\omega T/2) \end{bmatrix} \Delta T(k) + \begin{bmatrix} -\frac{\sin(\omega T)}{\omega C} \\ 1 - \cos(\omega T) \end{bmatrix} i_{Load}(k) \tag{7}$$

其中滤波电路特征频率 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 。

根据输出方程得到补偿电压递推表达式为

$$u_c(k+1) = \cos(\omega T)u_c(k) + \frac{\sin(\omega T)}{\omega C}i_L(k) + \omega u_{dc} \sin(\omega T/2)\Delta T(k) - \frac{\sin(\omega T)}{\omega C}i_{Load}(k) \tag{8}$$

为实现补偿目标, 应使 $u_c = u_{ref} - u_{PCC}$, 其中 u_{ref} 为电压参考值, 故而

$$\Delta T(k) = \frac{1}{\omega u_{dc} \sin(\omega T/2)} [u_{ref}(k+1) - u_{PCC}(k+1)] - \frac{\cos(\omega T)}{\omega u_{dc} \sin(\omega T/2)} u_c(k) - \frac{\sin(\omega T)}{\omega^2 u_{dc} \sin(\omega T/2)C} i_L(k) + \frac{\sin(\omega T)}{\omega^2 u_{dc} \sin(\omega T/2)C} i_{Load}(k) \tag{9}$$

可见, 要使负载端电压无差拍地跟踪参考波, 只需计算每个开关周期内的控制脉宽 $\Delta T(k)$ 即可, 如果计算得到的脉宽 $\Delta T(k)$ 是负值, 表明逆变器应输出负电压脉冲。

为了使系统在第 $k+1$ 个采样时刻的输出能跟踪参考值, 必须在第 k 个采样周期内完成输出电压采样和下一个周期控制脉宽的计算。因此, 需要在第 $k-1$ 个采样时刻预测出系统在第 k 个采样时刻的状态 $\hat{X}(k)$ 等变量, 并将其代入 $\Delta T(k)$ 的计算公式中, 从而获得第 k 个采样周期的控制脉宽。

将状态变量实测值与预测值之间的误差记为

$$E(k+1) = X(k) - \hat{X}(k) \tag{10}$$

取一个增益 $G = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \end{bmatrix}$, 即可预测出状态变量为

$$\hat{X}(k) = X(k-1) + GE(k) \tag{11}$$

对于 $u_{ref}(k+1)$, $u_{PCC}(k+1)$ 以及 $i_{Load}(k)$, 可用 1 阶泰勒公式近似表示:

$$\hat{u}_{ref}(k+1) = u_{ref}(k-1) + 2\dot{u}_{ref}(k-1)T = 3u_{ref}(k-1) - 2u_{ref}(k-2) \tag{12}$$

$$\hat{u}_{PCC}(k+1) = u_{PCC}(k-1) + 2\dot{u}_{PCC}(k-1)T = 3u_{PCC}(k-1) - 2u_{PCC}(k-2) \tag{13}$$

$$\hat{i}_{Load}(k) = i_{Load}(k-1) + \dot{i}_{Load}(k-1)T = 2i_{Load}(k-1) - i_{Load}(k-2) \tag{14}$$

这样将各变量预测值代入式(9)中, 即可计算得到控制脉宽, 通过合理选取 G 的值, 可使控制器具有较为理想的误差衰减过程和较强的抗干扰能力。

2.4 IGBT 模块驱动及保护电路设计

IGBT 驱动电路原理如图 4 所示, 该电路由 IGBT 驱动模块及其外围电路构成, 图中给出的是一个驱动单元, 每相逆变器控制器共有 4 个 IGBT 驱动电路单元, 分别驱动 H 桥臂上的 4 个 IGBT 模块。

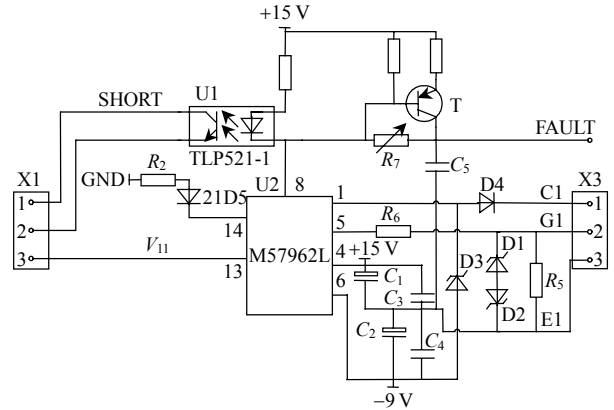


图 4 IGBT 驱动电路原理
Fig. 4 The principle of the driving circuit for IGBT

M57962 模块^[22]的供电电源为 +15 V 和 -9 V, 其中 13、14 脚之间为一光耦的原边, 与其它引脚隔离。来自 PWM 整流电路的 PWM 波 V_{11} 由上位接口 X1 的 3 脚送到 M57962 的 13 脚, 经 M57962 隔离后在电路中 G1、E1 间产生一个 PWM 驱动信号。当 V_{11} 为低时该信号为高(+15 V), 驱动相应的 IGBT 导通, 当 V_{11} 为高时该信号为低(-9 V), 关断相应的 IGBT。该驱动信号送至下位接口 X3 的 2、3 脚, 而其 1 脚为 M57962 提供故障检测信号。

SKM75GB123D 功率模块自身没有保护电路,

需要外围电路结合软件对其进行保护。一般而言，导致 IGBT 损坏的最主要原因是电流过载。为此 M57962 模块专门设置有短路故障检测脚。在图 4 中，接于故障检测脚上的二极管 D4 即用于检测 IGBT 故障。当 IGBT 出现直通时，D4 正向导通，故障信号被驱动模块捕捉，在 M57962 的 8 脚产生一个低电平信号。此时，一方面光耦 TLP521-1 导通，上位接口 X1 中 1、2 脚间产生 SHORT 故障信号，提供给硬件保护；另一方面，电路三极管 T 与 R_7 和 C_5 构成一个快充慢放的 RC 滤波电路，通过调节电位器改变 RC 时间常数，可延迟 8 脚的低电平信号到软件故障脚 FAULT 输出的时间。通常 1 ms 以内的低电平信号可认为是干扰所致，可予以滤除。在基于 DSP 控制的系统中，利用事件管理器中的功率驱动保护引脚(PDPINTA)中断实现故障保护。通常 1 个事件管理器产生的多路 PWM 可控制多个 IGBT 工作，多路驱动单元的故障输出经与门连至 PDPINTA。当任一开关管有故障时输出低电平，与门输出低电平。PDPINTA 低电平导致 DSP 产生中断，所有的事件管理器输出引脚均被硬件设置为高阻态，并进入预先设置的故障处理中断程序，从而达到保护的目。

为减少辅助电源的路数，辅助电源板仅向 IGBT 驱动电路提供 24 V 单电源，需要在驱动电路外围将 24 V 单电源通过稳定电路分为 +15 V 和 -9 V 双路电源提供给 M57962 用电。

3 实验结果

图 5 为单相参考波发生实验结果。图 5(a)为发生跌落的被补偿电压波形，为研究极端情况，特选择在电压峰值时刻发生大幅电压跌落。

图 5(b)为上述特征向量的幅值，可见，在发生电压跌落的几个采样周期之内，通过检测上述特征向量的幅值即可检测到电压变化，在一个工频周期之后即可得到电压幅值的变化率；而图 5(c)为基于特征向量重构的电压参考波，可见，参考波可以稳定地跟踪被补偿电压的相位。

图 6 为 DVR 对谐波电压的补偿结果。图 6(a)所示的 50 Hz 工频电压中含有 5% 的 2 次谐波、20% 的 3 次谐波、10% 的 5 次谐波以及 5% 的 7 次谐波，总谐波畸变率将近 24%。在 12.5 kHz 的采样频率下，DSP 得到的参考电压波如图 6(b)所示，其总谐波畸变率仅为 0.16%。

图 7 为单相全系统实验结果。图 7(a)为源端电

压，源端电压在约 0.072 s 处发生 20% 的电压跌落和 10° 的相位跳变，DVR 最终采用同相补偿(过渡过程完成后参考波相位与被补偿信号基波同相)。图 7(b)为经过补偿的负载端电压波形。负载端电压的频谱如图 7(c)所示，总谐波畸变率为 2.56%，其中 2 次谐波较高，约 2%。

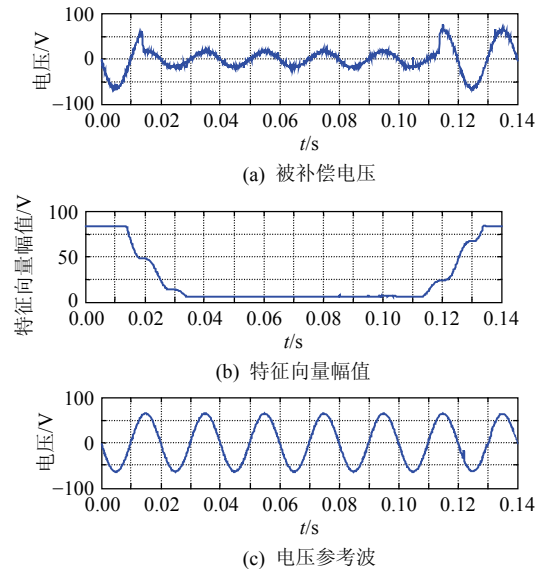


图 5 参考波生成实验结果

Fig. 5 The experimental result of the reference wave generation

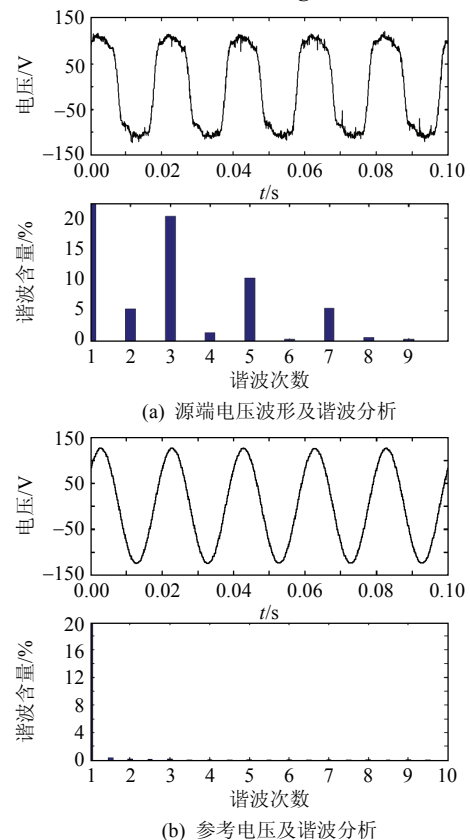


图 6 谐波补偿实验结果

Fig. 6 The experimental result of harmonic compensation

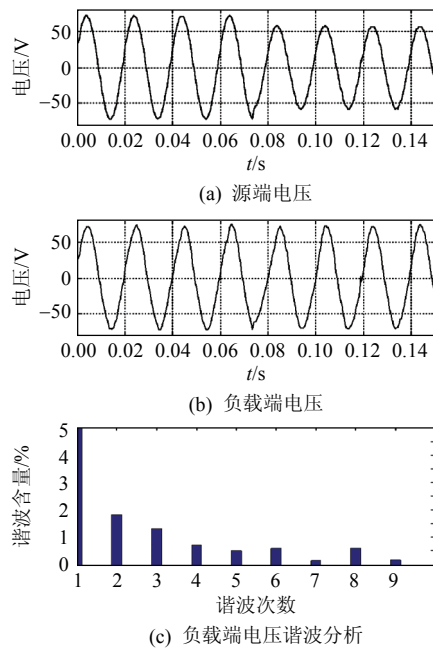


图7 电压跌落补偿实验结果

Fig. 7 The experimental result of voltage sag compensation

4 结论

本文设计的10kW三相DVR原理样机根据三相三线制电网电压扰动的特点,采用电压型全桥逆变器,针对2相线电压进行独立补偿。DVR系统从被补偿电压波形中提取基波分量特征向量,检测电压扰动并重构参考波形,采用无差拍数字控制,实现了对动态电压扰动和静态电压畸变不同补偿策略下的补偿。实验证明,采用直接电容接入拓扑结构的DVR在低压三相三线制电网中能补偿2相线电压的变化,从而避免了接入变压器在设计上的困难。采用相对简单廉价的工频变压器在直流侧将逆变器与电网隔离,与典型的DVR系统相比具有更高的性价比。

参考文献

- [1] Bollen M H J. Understanding power quality problems, voltage sags and interruptions[M]. Piscataway: Power Engineering Press, 2000: 1-3.
- [2] 沈广, 陈允平, 刘栋. 应用动态电压恢复器解决电压跌落问题[J]. 高电压技术, 2007, 33(3): 156-158.
Shen Guang, Chen Yunping, Liu Dong. Application of dynamic voltage restorer (DVR) in voltage sags[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(3): 156-158(in Chinese).
- [3] 周雪松, 张智勇, 马幼捷. 级联动态电压恢复器的研究[J]. 电网技术, 2007, 31(12): 74-77.
Zhou Xuesong, Zhang Zhiyong, Ma Youjie. Study on interline dynamic voltage restorer[J]. Power System Technology, 2007, 31(12): 74-77(in Chinese).
- [4] 王长柱, 李鹏, 白茜. 动态电压恢复器直流储能单元的数字电压控制[J]. 电网技术, 2007, 31(6): 84-87,92.
Wang Changzhu, Li Peng, Bai Qian. Digital voltage control for DC energy storage unit of dynamic voltage restorer[J]. Power System Technology, 2007, 31(6): 84-87,92(in Chinese).
- [5] 李承, 邹云屏. 三相四线动态电压调节器的单周控制策略与仿真分析[J]. 电网技术, 2007, 31(2): 52-56.
Li Cheng, Zou Yunping. One-cycle control strategy and simulation of dynamic voltage regulator for three-phase four-wire system[J]. Power System Technology, 2007, 31(2): 52-56(in Chinese).
- [6] 石游, 杨洪耕. 带谐波补偿功能的动态电压补偿器[J]. 电网技术, 2006, 30(14): 36-40.
Shi You, Yang Honggeng. A dynamic voltage restorer with harmonic compensation function[J]. Power System Technology, 2006, 30(14): 36-40(in Chinese).
- [7] 赵艳雷, 何飏, 童建忠. 基于Walsh变换的特定谐波消除脉宽调制技术在动态电压恢复器中的应用[J]. 电网技术, 2006, 30(10): 45-49.
Zhao Yanlei, He Biao, Tong Jianzhong. Application of selective harmonic elimination PWM technique based on Walsh transform in DVR[J]. Power System Technology, 2006, 30(10): 45-49(in Chinese).
- [8] 郭文勇, 肖立业, 郭金东, 等. 动态电压恢复器的最优控制和最优滤波[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(6): 48-54.
Guo Wenyong, Xiao Liye, Guo Jindong, et al. An optimal control strategy for dynamic voltage restorer with an optimal filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(6): 48-54(in Chinese).
- [9] 王松岑, 于坤山, 汤广福. 动态电压恢复器数字矢量控制方法的性能分析及改进[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(7): 64-71.
Wang Songcen, Yu Kunshan, Tang Guangfu. Performance analysis and improvement of digital vector control algorithm for dynamic voltage restorer[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(7): 64-71(in Chinese).
- [10] 赵贺, 周孝信, 武守远. 改善电能质量的电网补偿技术[J]. 电力设备, 2003, 4(1): 18-24.
Zhao He, Zhou Xiaoxin, Wu Shouyuan. Power network compensation technology for improving electric energy quality[J]. Electrical Equipment, 2003, 4(1): 18-24(in Chinese).
- [11] 王宾, 潘贞存, 徐丙垠. 配电系统电压跌落问题的分析[J]. 电网技术, 2004, 28(2): 56-59.
Wang Bin, Pan Zhencun, Xu Bingyin. Analysis of voltage sags in distribution system[J]. Power System Technology, 2004, 28(2): 56-59(in Chinese).
- [12] 王同勋, 薛禹胜, Cho S S. 动态电压恢复器研究综述[J]. 电力系统自动化, 2007, 31(9): 101-107.
Wang Tongxun, Xue Yusheng, Cho S S. Review of dynamic voltage restore[J]. Automation of Electric Power Systems, 2007, 31(9): 101-107(in Chinese).
- [13] 唐志, 杨潮, 马维新. 串联型电能质量补偿器主电路设计方案[J]. 电力系统自动化, 2002, 26(19): 32-35.
Tang Zhi, Yang Chao, Ma Weixin. Analysis and design of the main circuit of series power quality compensator[J]. Automation of Electric Power Systems, 2002, 26(19): 32-35(in Chinese).
- [14] SEMIKRON 说明文档 11-09-2006 RAA[EB/OL]. <http://www.semikron.com>

- semikron.com/internet/gecont/pdf/40.pdf.
- [15] 文继锋, 刘沛. 一种电能质量扰动检测的新方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 17-20.
Wen Jifeng, Liu Pei. A new method for detection of power quality disturbances[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(12): 17-20(in Chinese).
- [16] 王智勇, 吴正国, 周卫平. 基于基波特征量提取的 DVR 参考电压波形生成算法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(4): 168-174.
Wang Zhiyong, Wu Zhengguo, Zhou Weiping. A novel reference wave generating algorithm based on characteristic vector extracted for DVR[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(4): 168-174(in Chinese).
- [17] 刘昊, 韩民晓, 尤勇, 等. 线电压补偿型 DVR 的补偿能力分析[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(21): 54-57.
Liu Hao, Han Minxiao, You Yong, et al. Analysis of compensation capability of line voltage compensation based dynamic voltage recovery (DVR)[J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(21): 54-57(in Chinese).
- [18] 张秀娟, 杨潮, 唐志. 串联型电能质量控制器注入电压的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 15-20.
Zhang Xiujuan, Yang Chao, Tang Zhi. The voltage injection analysis in series power quality controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(2): 15-20(in Chinese).
- [19] 张迪, 姜齐荣, 张秀娟. 动态电压恢复器的能量稳定控制[J]. 电网技术, 2006, 30(1): 14-18.
Zhang Di, Jiang Qirong, Zhang Xiujuan. Energy steady control for dynamic voltage restorer[J]. Power System Technology, 2006, 30(1): 14-18(in Chinese).
- [20] 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 Guiping, Wang Shumin. A survey on power quality control technology[J]. Automation of Electric Power Systems, 2002, 26(19): 28-31,40(in Chinese).
- [21] 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).
- [22] Mitsubishi Electric 说明文档 [EB/OL]. http://soft.laogu.com/datasheet/13/M57962_MITSUBISHI_28413.pdf.



王智勇

收稿日期: 2009-07-27。

作者简介:

王智勇(1977—), 男, 博士研究生, 研究方向为电能质量检测与控制, E-mail: free_wzy@hotmail.com;

吴正国(1963—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术、数字信号处理、电能质量检测与控制。

(责任编辑 沈杰)