

一种具有双级 LC 滤波电路的动态电压调节器

杨金涛¹, 乐健¹, 刘开培¹, 韩英铎²

(1. 武汉大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430072; 2. 清华大学 电机工程与应用电子技术系, 北京 100084)

摘要: 提出具有双级 LC 滤波电路的动态电压恢复器(DVR), 以解决采用单级滤波器时输出电压易受负荷谐波电流影响的问题, 同时更好地滤除高频开关谐波, 减小电感与电容容量。首先建立了采用双级 LC 滤波电路的 DVR 的数学模型, 根据 Routh 稳定判据分析了系统的稳定性, 并给出了控制系统参数的设计方法, 进行了采用双级和单级 LC 滤波器 DVR 响应特性的比较。通过仿真和实验验证了所提出的具有双级 LC 滤波电路的 DVR 能更加有效地提高输出电压的质量, 抑制负载谐波电流对 DVR 系统的影响。

关键词: 动态电压调节器; 双级 LC 滤波器; 电压暂降; Routh 稳定判据

中图分类号: TM 712.2; TN 713

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.08.011

0 引言

动态电压恢复器(DVR)是一种串联于电网中用于保护敏感负荷免受电压扰动影响的电力电子装置, 它能同时治理电压暂降、闪变甚至电压谐波问题^[1]。DVR 作为一种电压型逆变装置, 普遍采用的是 LC 结构的滤波器。为抑制 LC 结构的谐振, 文献[2-3]采用电容电流反馈来提高系统稳定性, 文献[4]通过零相移陷波器组消除谐振, 文献[5]提出了一种鲁棒控制方法提高系统稳定性。电容电流反馈与电感电流反馈实质上有源阻尼抑制谐振, 等效为在电容或电感支路中串联一个电阻, 但其对系统谐波电流抑制作用不明显。为抑制谐波电流对 DVR 输出的影响, 文献[6]采用重复控制来抑制谐波电流的不利影响; 文献[7-8]考虑了负载谐波的影响, 引入电容中谐波电流和负载电流反馈来抑制负载谐波, 但其算法需要用到微分, 实际控制效果较差。文献[9]通过直接控制负载电流间接恢复电压的方式改善负载电压, 但没有考虑非线性负载的特性; DVR 的控制策略与其硬件电路参数选择密切相关。文献[10]根据 LC 滤波器的截止频率远大于基波频率同时又要小于 PWM 开关频率的原则, 计算出 L 和 C 的范围; 文献[11]根据器件导通压降计算滤波参数; 文献[12]推导了多电平正弦脉宽调制(SPWM)波形的级数表示方法, 分析了谐波频谱, 为滤波器的设计提供了理论依据。这类文献考虑的是对开关次谐波的滤除效果, 实际上 LC 滤波器也流过系统电流, 系统电流对 DVR 输出效果也有很大影响。LC 参数的选取与负载电流密切相关; 且滤波结构的选取不

仅影响对开关次谐波的滤除效果, 而且影响负载电流的谐波。因此本文提出一种基于双级 LC 滤波结构的无变压器型 DVR 结构, 通过有源阻尼控制, 能有效抑制 LC 谐振的影响, 同时对负载电流谐波也有良好的抑制作用。本文建立了具有双级 LC 滤波器 DVR 的控制系统数学模型, 采用双级电容电流反馈设计了控制器, 通过 Routh 判据分析了控制系统的稳定性; 给出了简单的双级 LC 滤波器的参数设计方法。通过仿真和实验结果验证了本文所提方案的正确性和有效性。

1 单级 LC 滤波结构的 DVR

DVR 是专为改善中低压配网供电质量, 尤其是针对电压暂降问题设计的一种电力电子装置。其主要功能是保护 DVR 下游的敏感负荷不受电压暂降、暂升等电压问题的影响。

目前常见的 DVR 的单相电路如图 1 所示。

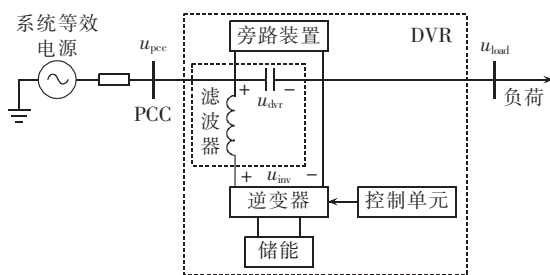


图1 常规的 DVR 的单相电路

Fig.1 Single-phase circuit of regular DVR

DVR 一般包括储能单元、逆变装置、滤波单元与耦合单元(通常滤波器电容兼作耦合电容)以及旁路装置。负载侧电压 u_{load} 为 DVR 输出电压 u_{dvr} 与系统电压 u_{pcc} 之和, 即 $u_{load} = u_{pcc} + u_{dvr}$ 。当系统供电电压满足负荷运行要求时, DVR 装置工作在旁路状态, 即 $u_{dvr} = 0$ 。当系统电压暂降时, 旁路系统断开, DVR 输出电压 $u_{dvr} = u_{pcc} - u_{pcc_pre}$, u_{pcc} 和 u_{pcc_pre} 分别为跌落前

收稿日期: 2015-05-20; 修回日期: 2016-06-30

基金项目: 中国南方电网有限责任公司重点科技项目(K-SZ-2012-026)

Project supported by the Key Science and Technology Program of China Southern Power Grid Company Limited(K-SZ-2012-026)

和跌落前的 PCC 电压相量,这样可保证跌落前后负载侧电压的幅值和相位都不发生变化,这种补偿方式称为完全补偿方式。另外其他文献提出了同相补偿方式和最小能量补偿方式^[13-16]。

图 2 为目前普遍采用的适用于图 1 所示结构 DVR 的电压电流双环控制原理框图。

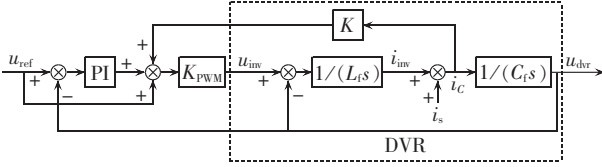


图 2 DVR 双环控制原理框图

Fig.2 Block diagram of dual-loop control for DVR

图中, u_{ref} 为参考电压;PI 控制器的表达式为 $K_p + K_i/s$; K_{PWM} 为逆变器电压利用系数,一般为 0.8~1; u_{inv} 为逆变器输出电压; i_{inv} 为逆变器输出电流; i_s 为流经 DVR 的电流; u_{dvr} 为逆变器输出电压; L_f 、 C_f 分别为滤波电感和电容; i_c 为流经电容 C_f 的电流; K 为电流环反馈系数。

可以写出系统的传递函数为:

$$u_{dvr} = \frac{[K_{PWM}(K_p + 1)s + K_{PWM}K_i]u_{ref} - L_f s^2 i_s}{L_f C_f s^3 + K K_{PWM} C_f s^2 + (K_{PWM}K_p + 1)s + K_{PWM}K_i} \quad (1)$$

2 双级 LC 滤波结构的 DVR

2.1 数学模型

如图 3 所示,采用双级 LC 滤波结构的 DVR 与常规 DVR 的主要区别就是滤波器电路。

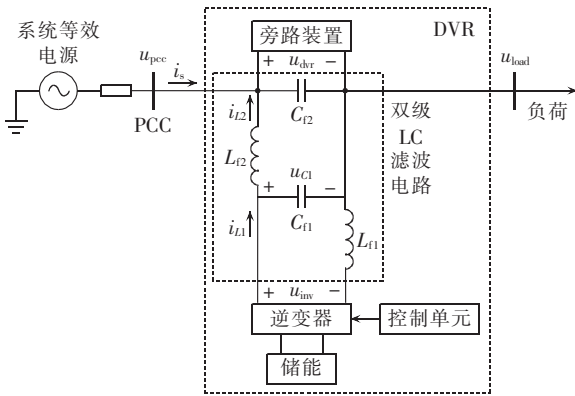


图 3 双级 LC 滤波器 DVR 的单相电路

Fig.3 Single-phase circuit of DVR with double-stage LC filter

可以建立其数学模型为:

$$\begin{cases} u_{inv} = L_{f2} s i_{L2} + u_{C1} \\ u_{C1} = L_{f2} s i_{L2} + u_{dvr} \\ i_{L2} = C_{f2} s u_{dvr} - i_s \\ i_{L1} = i_{L2} + C_{f1} s u_{C1} \end{cases} \quad (2)$$

其中, L_{f1} 和 C_{f1} 构成一级滤波器, L_{f2} 和 C_{f2} 构成二级滤波器; u_{inv} 为逆变器输出电压; i_s 为系统与负载电

流; i_{L1} 、 i_{L2} 分别为流经 L_{f1} 、 L_{f2} 的电流; u_{C1} 和 u_{dvr} 分别为电容 C_{f1} 和 C_{f2} 上的电压。

可写出 u_{dvr} 关于 u_{inv} 和 i_s 的传递函数为:

$$u_{dvr} = \frac{u_{inv} + [L_{f1} L_{f2} C_{f1} s^3 + (L_{f1} + L_{f2}) s] i_s}{L_{f1} L_{f2} C_{f1} C_{f2} s^4 + (L_{f1} C_{f1} + L_{f1} C_{f2} + L_{f2} C_{f2}) s^2 + 1} \quad (3)$$

可以看出,该传递函数为 4 阶,对高次谐波的抑制作用显著增强。用 $j\omega$ 代替 s 可写出特征方程为:

$$L_{f1} L_{f2} C_{f1} C_{f2} \omega^4 - (L_{f1} C_{f1} + L_{f1} C_{f2} + L_{f2} C_{f2}) \omega^2 + 1 = 0 \quad (4)$$

其解为: $\omega^2 = \frac{b \pm \sqrt{b^2 - 4a}}{2a}$ 。其中, $a = L_{f1} L_{f2} C_{f1} C_{f2}$,

$b = L_{f1} C_{f1} + L_{f1} C_{f2} + L_{f2} C_{f2}$ 。

显然式(3)表示的传递函数存在 2 个谐振尖峰。因此必须采用电流内环以抑制谐振峰。本文采用电压外环、电容电压与电容电流内环的双环反馈控制方法,控制框图如图 4 所示。

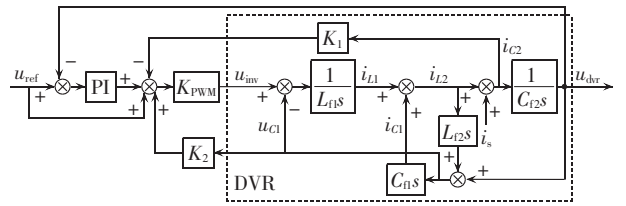


图 4 双级 LC 滤波器 DVR 的控制原理框图

Fig.4 Block diagram of dual-loop control for DVR with double-stage LC filter

可以写出系统传递函数为:

$$u_{dvr} = \frac{[K_{PWM}(K_p + 1)s + K_{PWM}K_i]u_{ref} + (n_4 s^4 + n_3 s^3 + n_2 s^2) i_s}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (5)$$

$$\begin{cases} a_5 = L_{f1} L_{f2} C_{f1} C_{f2} \\ a_4 = K_1 K_{PWM} C_{f1} C_{f2} L_{f2} \\ a_3 = L_{f1} C_{f1} + L_{f1} C_{f2} + L_{f2} C_{f2} (1 - K_2) \\ a_2 = K_{PWM} K_i C_{f1} \\ a_1 = K_{PWM} K_p + 1 \\ a_0 = K_{PWM} K_i \\ n_4 = L_{f1} L_{f2} C_{f1} \\ n_3 = K_1 L_{f2} C_{f1} \\ n_2 = L_{f1} + L_{f2} - K_2 L_{f2} \end{cases}$$

2.2 稳定性分析与参数设计

双级 LC 滤波结构相当于将一个 LC 滤波器的电感和电容均拆分成两部分。滤波器参数设计时有 $L_{f1} + L_{f2} = L$ 与 $C_{f1} + C_{f2} = C$ 。 L 和 C 的具体参数计算方法可以参考相关文献^[6-7]。本文考虑两谐振频率满足:

$$10f_n < f_{r1} < f_{r2} < Mf_{PWM}$$

其中, f_n 为电网基波频率; f_{r1} 和 f_{r2} 分别为第一和第二谐振频率; f_{PWM} 为逆变器开关管的开关频率; M 为一系数,一般取 0.1~0.5。

可写出式(5)的 Routh 判据系数表为:

$$\begin{cases}
 w^5: a_5 & a_3 & a_1 \\
 w^4: a_4 & a_2 & a_0 \\
 w^3: b_1 & b_2 & 0 \\
 w^2: c_1 & c_2 & 0 \\
 w^1: d_1 & 0 & \\
 w^0: e_1 & &
 \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases}
 b_1 = \frac{a_3 a_4 - a_5 a_2}{a_4}, & b_2 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_4} \\
 c_1 = \frac{b_1 a_2 - a_4 a_3}{b_1}, & c_2 = a_0 \\
 d_1 = \frac{c_1 b_2 - b_1 c_2}{c_1}, & e_1 = c_2
 \end{cases}$$

当 a_5, b_1, c_1, d_1 和 e_1 均大于零时,系统即可保持稳定,而根据式(6)可知 a_5 和 e_1 大于零。

设 $K_{\text{PWM}}=1$,为抑制系统中谐波电流对 DVR 的影响,选取 $K_2=1$,则 $b_1>0, c_1>0, d_1>0$ 经化简可以转换为:

$$K_1 C_{f1} C_{f2}^2 L_{f1} L_{f2} > 0 \quad (7)$$

$$K_1 C_{f1} C_{f2} (L_{f1} - L_{f2}) + C_{f1} C_{f2} L_{f2} (K_i L_{f1} - K_p K_1) > 0 \quad (8)$$

$$\begin{aligned}
 & K_1 C_{f1} (1 + K_p) + C_{f1} K_i (2L_{f2} - L_{f1}) - C_{f2} K_i L_{f1} - \\
 & C_{f1} L_{f2} K_i / L_{f1} + 2C_{f1} K_p L_{f2} (K_i - K_i / L_{f1}) - \\
 & C_{f1} L_{f2} (K_i^2 L_{f1} / K_1 + K_p^2 K_1 / L_{f1}) > 0 \quad (9)
 \end{aligned}$$

由于滤波电容选取为 10^{-6} 等级,因此式(8)可转换为:

$$L_{f1} - L_{f2} - K_p L_{f2} > 0 \quad (10)$$

式(9)可转化为:

$$1 + K_p - L_{f2} / L_{f1} - (2 - K_p) K_p L_{f2} / L_{f1} > 0 \quad (11)$$

由于 K_p 一般小于 1,因此只需保证 $L_{f1} / L_{f2} > 2$ 即能满足 Routh 稳定判据的要求。

3 采用双级与单级 LC 滤波器的性能比较

3.1 波特图分析

根据上述分析,与单级 LC 滤波器的 DVR 一样,采用双级 LC 滤波器的 DVR 同样需要电流环以抑制谐振,且需要双电流环。

设单级 LC 滤波器的电感和电容分别为 L_f 和 C_f ,双级 LC 滤波器的参数有 $L_f = L_{f1} + L_{f2}, C_f = C_{f1} + C_{f2}$,且根据式(10)和式(11),最终的参数设计如下: $L_f = 1.0 \text{ mH}, C_f = 60 \text{ } \mu\text{F}, L_{f1} = 0.8 \text{ mH}, L_{f2} = 0.2 \text{ mH}, C_{f1} = 10 \text{ } \mu\text{F}, C_{f2} = 50 \text{ } \mu\text{F}, K_p = 0.6, K_i = 5, K_1 = 3, K_2 = 1, K_{\text{PWM}} = 1$ 。

由式(1)和式(5),可画出采用单级和双级 LC 滤波器 DVR 的输出电压相对参考电压和系统电流的幅频响应特性分别如图 5 和图 6 所示。

在相对参考电压的情况下,DVR 滤波器的主要作用就是滤除高频开关次谐波。由图 5 可以看出,采用双级 LC 滤波器具有更高的高频谐波衰减系统,能更有效抑制高次谐波;在低频段(400 Hz 以内),单级 LC 滤波器与双级 LC 滤波器的相频特性相同,而

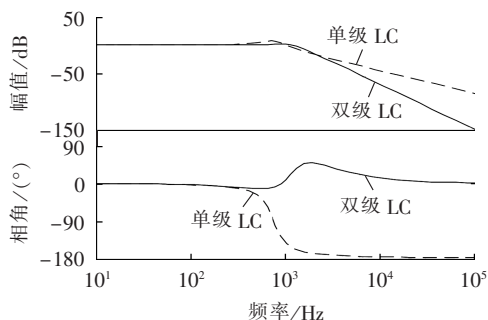


图 5 输出电压对参考电压的频率响应特性

Fig.5 Frequency characteristic curves of output voltage relative to reference voltage

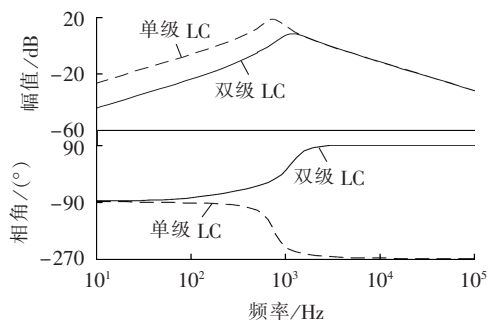


图 6 输出电压对系统电流的频率响应特性

Fig.6 Frequency characteristic curves of output voltage relative to system current

DVR 输出主要为工频电压,因此,对 DVR 输出基波电压的功能没有影响。

在相对系统电流的情况下,DVR 滤波器的主要作用是抑制系统电流谐波对 DVR 输出电压的影响。由图 6 可以看出,双级 LC 滤波器能对 1000 Hz 以内的谐波起到更好的抑制作用,减小了系统谐波电流对 DVR 的影响。从相频特性可以看出,在低频段(100 Hz 以内),两者相频特性相似,由于希望对系统电流的影响起到抑制作用,对谐波电流有一定的相移也不影响 DVR 的工频输出。

3.2 响应时间分析

双级 LC 结构的 DVR 由于增加了电容电感器件个数,对 DVR 的响应时间会造成一定的影响。根据式(3),双级 LC 结构 DVR,在双级 LC 电路上的电压传递函数(忽略系统电流的影响)为:

$$u_{\text{dvr}} = \frac{u_{\text{inv}}}{L_{f1} L_{f2} C_{f1} C_{f2} s^4 + (L_{f1} C_{f1} + L_{f1} C_{f2} + L_{f2} C_{f2}) s^2 + 1} \quad (12)$$

而单级 LC 结构的 DVR,其 LC 电路上的电压传递函数为:

$$u_{\text{dvr}} = \frac{u_{\text{inv}}}{L_f C_f s^2 + 1} \quad (13)$$

为直观展示 2 种电路的响应时间,根据上述分析中的取值,用 PSCAD 搭建 2 种结构的电路,以模拟阶跃响应。考虑到实际器件中存在一定的阻尼,相比无阻尼的理想条件,更有利于系统稳定性的提高。

仿真中,直流电源内阻为 $0.5\ \Omega$,幅值 $1\ \text{kV}$,在 $0.4\ \text{s}$ 投入。图 7 为 2 种电路的耦合电容上的电压。

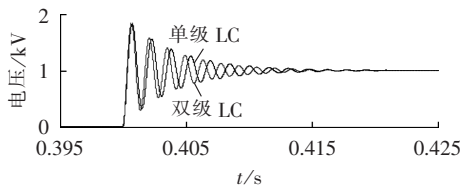


图 7 2 种电路的阶跃响应曲线

Fig.7 Comparison of response to step-change between two circuits

从图中可以看出,2 种电路阶跃响应存在区别,但响应时间与调整时间几乎相同。说明双级 LC 电路对响应时间影响不大。

4 仿真和实验验证

4.1 仿真分析

在 PSCAD 中分别建立如图 1 和图 3 所示具有单级和双级 LC 滤波器的 DVR 的单相仿真模型,非线性负载采用电阻加单相不控整流桥。逆变器采用 2 个单相全桥级联形式,直流侧采用三相不控整流,直流电压 $160\ \text{V}$ 。滤波器参数同第 3 节,采样频率和开关频率为 $5\ \text{kHz}$ 。

图 8 和图 9 分别为采用双级和单级 LC 滤波器的 DVR 在电压跌落时对非线性负载的补偿效果。

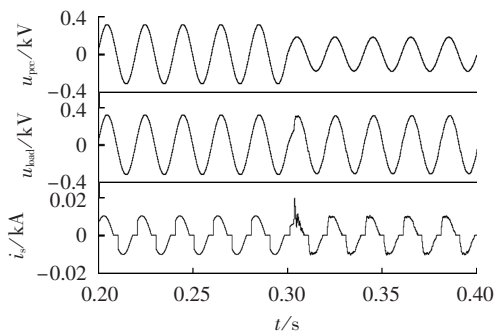


图 8 采用双级 LC 滤波器时的补偿效果

Fig.8 Effect of compensation with double-stage LC filter

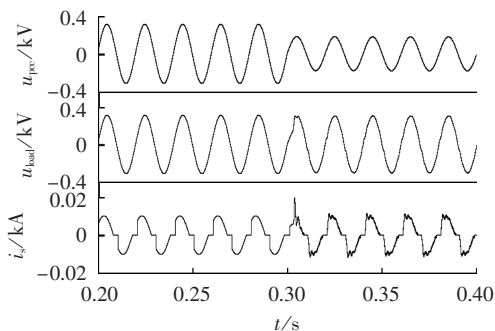


图 9 采用单级 LC 滤波器时的补偿效果

Fig.9 Effect of compensation with single-stage LC filter

可以看出,具有 2 种不同滤波器的 DVR 均可实现对系统电压跌落时的补偿,但采用单级 LC 滤波器时负载电流的谐波较采用双级 LC 滤波器时的要大,负载电压的畸变率高。

图 10 和图 11 分别为采用双级和单级 LC 滤波器的 DVR 在电压跌落时,补偿后负载电压的谐波含量。

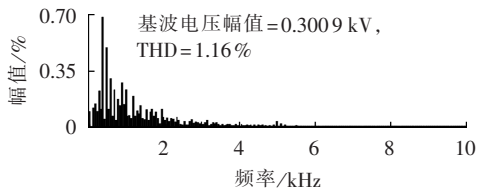


图 10 采用双级 LC 滤波器时负载电压的谐波含量

Fig.10 Harmonic content of load voltage when double-stage LC filter is applied

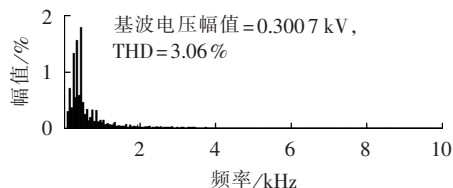


图 11 采用单级 LC 滤波器时负载电压的谐波含量

Fig.11 Harmonic content of load voltage when single-stage LC filter is applied

可以看出,采用双级 LC 滤波器时,补偿后负载电压谐波总畸变率为 1.16% ,远小于采用单级 LC 滤波器时的 3.06% 。

4.2 实验验证

为了进一步验证采用双级 LC 滤波器的效果,搭建了相应的物理样机实验平台。逆变器模块采用 2 个 H 桥级联结构,直流侧为三相不控整流,直流电容为 $1500\ \mu\text{F}$,负载为纯电阻。单级 LC 滤波器参数为 $L_1=0.5\ \text{mH}$, $C_1=60\ \mu\text{F}$;双级 LC 滤波器参数为 $L_{f1}=0.4\ \text{mH}$, $L_{f2}=0.1\ \text{mH}$, $C_{f1}=40\ \mu\text{F}$, $C_{f2}=12\ \mu\text{F}$ 。

图 12 和图 13 为电压跌落 45% 时,分别采用双级和单级 LC 滤波器的 DVR 时的补偿效果。可以看到,2 种滤波器均能实现对电压跌落的补偿。

图 14 和图 15 为将实验数据导出后,用 MATLAB 分析的分别采用双级和单级 LC 滤波器时电压跌落过程中负载电压的谐波含量。

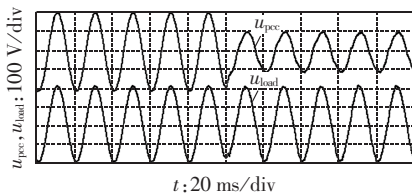


图 12 采用双级 LC 滤波器时的补偿效果

Fig.12 Effect of compensation with double-stage LC filter

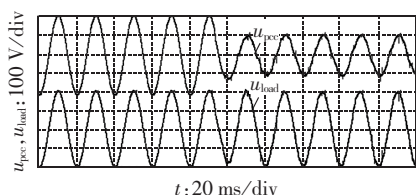


图 13 采用单级 LC 滤波器时的补偿效果

Fig.13 Effect of compensation with single-stage LC filter

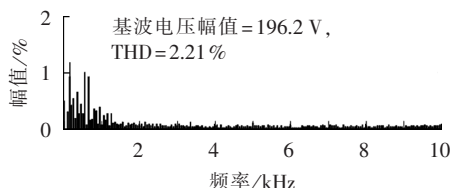


图 14 采用双级 LC 滤波器时负载电压谐波含量

Fig.14 Harmonic content of load voltage when double-stage LC filter is applied

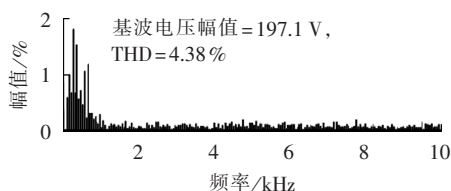


图 15 采用单级 LC 滤波器时负载电压谐波含量

Fig.15 Harmonic content of load voltage when single-stage LC filter is applied

从图中可以看出,采用双级 LC 滤波结构的 DVR 能更好地抑制谐波,补偿过程中负载电压谐波含量更小,具有更高的供电电压质量,实验结果验证了理论和仿真分析的结论。

5 结论

本文提出一种采用双级 LC 滤波器的 DVR,建立了该 DVR 的传递函数模型,分析了系统的稳定性,并采用了双级电容电流反馈设计了控制系统。仿真和实验结果表明,具有双级 LC 滤波器的 DVR 不仅能有效抑制逆变器输出的高次谐波,还能抑制谐波对 DVR 输出电压的影响。如何设计更合理的双级 LC 滤波器的参数将是进一步的研究内容。

参考文献:

- [1] NIELSEN J G, BLAABJERG F. A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1272-1280.
- [2] MAHINDA V, RANJITH P, CHOI S S. Performance improvement of dynamic voltage restorer with closed-loop load voltage and current-mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 824-834.
- [3] 袁性忠, 姜新建, 黄宇洪. 动态电压恢复器的复合控制策略[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(19): 61-68.
- YUAN Xingzhong, JIANG Xinjian, HUANG Yuqi. Complex control

strategy of dynamic voltage restorer[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(19): 61-68.

- [4] 胡磊磊, 肖国春, 滕国飞, 等. 基于等效基波及奇次谐波谐振器组的单相动态电压恢复器控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(22): 104-112.
- HU Leilei, XIAO Guochun, TENG Guofei, et al. An equivalent fundamental and odd harmonic resonators controller for a single-phase dynamic voltage restorer[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(22): 104-112.
- [5] 刘牛, 周荔丹, 姚钢, 等. 基于鲁棒 H_∞ 控制的动态电压恢复器[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(1): 98-102.
- LIU Niu, ZHOU Lidan, YAO Gang, et al. H_∞ loop shaping based robust controller of dynamic voltage restorer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(1): 98-102.
- [6] CHO Y H, SUL S K. Controller design for dynamic voltage restorer with harmonics compensation function[C]//Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Washington DC, USA: IEEE, 2004: 1452-1457.
- [7] 周卫平, 吴正国, 夏立, 等. 基于电容谐波电流抑制的动态电压恢复器控制方法[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(8): 64-69.
- ZHOU Weiping, WU Zhengguo, XIA Li, et al. Dynamic voltage restorer control based on capacitor harmonic current suppression [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(8): 64-69.
- [8] 李哲, 吴正国, 夏立, 等. 任意负载条件下动态电压恢复器的复合谐振控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(25): 130-138.
- LI Zhe, WU Zhengguo, XIA Li, et al. Compound resonant control for dynamic voltage restorers under arbitrary load conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(25): 130-138.
- [9] 黄朝霞, 邹旭东, 童力, 等. 基于极点配置和重复控制的电流型单相动态电压调节器[J]. 电工技术学报, 2012, 27(6): 252-260.
- HUANG Zhaoxia, ZOU Xudong, TONG Li, et al. Research on current control mode single-phase dynamic voltage regulator based on pole-assignment and repetitive control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(6): 252-260.
- [10] 徐爱亲. 动态电压恢复器(DVR)系统建模及控制策略研究[D]. 杭州: 浙江工业大学, 2010.
- XU Aiqin. The study of control strategies and system modeling to DVR[D]. Hangzhou: Zhejiang University of Technology, 2010.
- [11] 尹忠东, 周丽霞, 于坤山. 2 MVA 无串联变压器级联多电平动态电压调节器的设计与仿真[J]. 电网技术, 2006, 30(1): 80-84.
- YIN Zhongdong, ZHOU Lixia, YU Kunshan. System design and simulation of 2 MVA cascaded multilevel dynamic voltage restorer without series-transformer[J]. Power System Technology, 2006, 30(1): 80-84.
- [12] 刘春喜, 马伟明, 孙驰, 等. 大容量 400 Hz 逆变器输出 LC 滤波器设计和低次谐波抑制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 129-136.
- LIU Chunxi, MA Weiming, SUN Chi, et al. Design of output LC filter and low order harmonics suppression in high power 400 Hz inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(6): 129-136.
- [13] 周晖, 齐智平. 动态电压恢复器检测方法和补偿策略综述[J]. 电网技术, 2006, 30(6): 23-29.
- ZHOU Hui, QI Zhiping. A survey on detection algorithm and restoring strategy of dynamic voltage restorer[J]. Power System Technology, 2006, 30(6): 23-29.
- [14] 冯小明, 杨仁刚. 动态电压恢复器电压补偿策略的研究[J]. 电

力系统自动化,2004,28(6):68-72.

FENG Xiaoming,YANG Rengang. Analysis of voltage compensation strategies for Dynamic Voltage Restorer(DVR)[J]. Automation of Electric Power Systems,2004,28(6):68-72.

[15] 孙哲,郭春林,肖湘宁,等. 基于负荷电压的 DVR 补偿策略分析方法及最小能量控制[J]. 中国电机工程学报,2010,30(31):43-49.

SUN Zhe,GUO Chunlin,XIAO Xiangning,et al. Analysis method of DVR compensation strategy based on load voltage and minimum energy control[J]. Proceedings of the CSEE,2010,30(31):43-49.

[16] 周卫平,师维,王智勇,等. 三相三线动态电压恢复器最优控制策略[J]. 电力自动化设备,2014,34(1):91-95.

ZHOU Weiping,SHI Wei,WANG Zhiyong,et al. Optimal control of three-phase three-wire dynamic voltage restorer[J]. Electric

Power Automation Equipment,2014,34(1):91-95.

作者简介:



杨金涛

杨金涛(1991—),男,浙江绍兴人,硕士研究生,研究方向为电能质量及其控制技术(E-mail:yangjintao91@foxmail.com);

乐健(1975—),男,湖北黄冈人,副教授,博士,主要从事智能电网运行与控制技术方面的研究工作(E-mail:lej01@mails.tsinghua.edu.cn);

刘开培(1962—),男,湖北荆门人,教授,博士研究生导师,主要从事电力电子技术的研究;

韩英铎(1938—),男,辽宁沈阳人,教授,院士,主要从事 FACTS 及电力电子技术在电力系统中的应用的研究。

DVR with double-stage LC filter

YANG Jintao¹,LE Jian¹,LIU Kaipei¹,HAN Yingduo²

(1. School of Electrical Engineering,Wuhan University,Wuhan 430072,China;

2. Department of Electrical Engineering,Tsinghua University,Beijing 100084,China)

Abstract: The DVR(Dynamic Voltage Restorer) with double-stage LC filter is applied to eliminate the influence of load harmonic current on the output voltage of DVR with single-stage LC filter and to filter out the switching-frequency harmonic with smaller inductance and capacitance. The mathematical model of DVR with double-stage LC filter is established and its system stability is analyzed according to Routh criterion. The parameter design of its control system is proposed and its response performance is compared with that of DVR with single-stage LC filter. Simulative and experimental results prove that,the DVR with double-stage LC filter suppresses the influence of load harmonic current on the DVR system to effectively enhance its output voltage quality.

Key words: dynamic voltage restorer; double-stage LC filter; voltage sag; Routh criterion

(上接第 62 页 continued from page 62)

[16] KATAOKA Y,SHINODA Y. Voltage stability limit of electric power systems with generator reactive power constraints considered[J]. IEEE Trans on Power Systems,2005,20(2):951-963.

[17] ZITZEWITZ P W,ELLIOTT T G,HAASE D G,et al. Physics: principles and problems[M]. Glencoe,USA:McGraw-Hill,2005.

[18] Power Systems Engineering Research Center(PSERC). MATPOWER4.1[EB/OL]. [2015-03-01]. <http://www.pserc.cornell.edu/matpower/>.

作者简介:



方斯顿

方斯顿(1991—),男,重庆人,博士研究生,通信作者,主要研究方向为电力系统安全稳定分析(E-mail:fangston@sjtu.edu.cn);

程浩忠(1962—),男,浙江东阳人,教授,博士,主要研究方向为电力系统规划与运行、电能质量、无功与电压稳定性;

徐国栋(1990—),男,山东淄博人,博士研究生,主要研究方向为电力系统经济调度。

Closest voltage-stability critical-point calculation based on SOIO algorithm

FANG Sidun¹,CHENG Haozhong¹,XU Guodong¹,ZENG Pingliang²,YAO Liangzhong²

(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion,Ministry of Education,Shanghai Jiao Tong University,Shanghai 200240;2. China Electric Power Research Institute,Beijing 100192,China)

Abstract: Aiming at the contradiction between global searching ability and computational efficiency existing in the traditional methods for calculating the closest critical point of voltage stability,a shuffled OIO(Optics Inspired Optimization) algorithm is proposed based on the House-Holder transformation and a strategy of shuffled light sources to further enhance the global searching ability of OIO algorithm. Case analysis shows that,with higher computational efficiency and better global searching ability,the proposed algorithm can effectively find the closest critical point of voltage stability.

Key words: voltage stability critical point; load increase uncertainty; optics inspired optimization algorithm; shuffled light sources; House-Holder transformation