

功率因数与电压跌落深度双影响因子下中压H桥链式动态电压恢复器的滤波器优化设计

陈国栋^{1,2} 朱森² 蔡旭²

(1. 上海电气输配电集团技术中心 上海 200042)

(2. 上海交通大学风力发电研究中心 上海 200240)

摘要 中压 H 桥链式动态电压恢复器(DVR)是一种串联接入中压配电网的电压闪变抑制装置，其输出侧滤波器参数的优化匹配，是关乎装置性能与成本的关键问题。系统分析了中压 H 桥链式 DVR 输出侧滤波器的设计需求，详细推导了滤波器参数取值的边界约束条件。同时，针对功率因数和电压跌落深度对滤波器元件取值的影响开展研究，提出一种综合权衡双影响因子的滤波器参数优化设计方法，并用之求解出 10 kV/2 MW 工业样机的最佳匹配参数，且在 Matlab/Simulink 中给予了相关仿真证明。最后，样机在 10 kV 工况下的良好静态、动态实验结果进一步验证了所提方法的有效性。

关键词： 动态电压恢复器 H 桥链式 LC 滤波器 双影响因子

中图分类号： TM714; TM464

Optimization of Filter Based on Power Factor and Voltage Sag Depth for Medium-Voltage Cascaded H-Bridge Dynamic Voltage Restorer

Chen Guodong^{1,2} Zhu Miao² Cai Xu²

(1. Technology Center Shanghai Electric Power Transmission & Distribution Group Shanghai 200042 China)

(2. Wind Power Research Center Shanghai Jiao Tong University Shanghai 200240 China)

Abstract The medium-voltage cascaded H-bridge dynamic voltage restorer (DVR) is embedded into the grid in series for suppressing voltage sags. The parameter selection of the LC filter in the DVR is a key factor which decides the cost and volume of the DVR. Therefore, the paper discusses the requirement of the LC filter in the medium-voltage cascaded H-bridge DVR systematically, then derives boundary conditions of the inductance and the capacitance, and analyzes parameter variations under different conditions of voltage sags depth and power factors. Finally, an optimized design method of the LC filter is proposed for the medium-voltage cascaded H-bridge DVR with the consideration of double impact factors. The LC filter optimization procedure of the 10 kV/2 MW DVR prototype is presented in detail, and the validity is demonstrated by the simulation in Matlab/Simulink and experimental results in static and dynamic test.

Keywords: Dynamic voltage restorer, cascaded H-bridge, LC filter, double impact factors

0 引言

近几十年来，随着敏感性负荷的与日俱增，因供电电压暂降所造成的用户经济损失事件也逐年上升，

为此，电力部门必须在供电端配备相应的补偿设施。动态电压恢复器(Dynamic Voltage Restorer, DVR)是一种串联于电网与敏感负荷之间的高性能电压闪变抑制装置^[1,2]，当电网电压发生跌落时，它可以在 ms 级的时间内将负荷电压补偿至额定值，从而有效保障电气设备的正常运行。国内外学者对 DVR 开展了大量研究，所讨论的电路拓扑也多种多样。为解决补偿环节

国家高技术研究发展计划(863 计划)(2011AA05A111)和上海市青年科技启明星计划(11QB1401500)资助项目。

收稿日期 2014-06-21 改稿日期 2015-07-03

的供电问题，有学者致力于将化学电池储能^[3]、超导储能^[4]或飞轮储能^[5]等储能元件引入 DVR 装置直流侧，并开展应用专题研究；而为实现 DVR 装置的高效运行，更多学者针对 DVR 系统控制策略进行了深入研究^[6-11]。目前，国内的工业应用多以低压 DVR 为主，但是，随着大规模间歇性随机能源接入电网以及电网对风电场和光伏电站低电压穿越能力的要求越来越严格，中高压大容量 DVR 的推广和装配也显得尤为迫切^[12]，故针对中高压大容量 DVR 装置的研究工作正成为了新一轮热点^[13,14]。

输出侧滤波器的合理设计是中高压大容量 DVR 装置研制的关键，不同的 DVR 拓扑结构，其滤波器设计的侧重点亦不同。文献[15]研究了三电平主电路拓扑结构下的滤波器参数选择问题。文献[16]则从电感基波压降、无功调节能力、开关谐波电流衰减度及滤波器谐振频率等方面，提出一种滤波器参数设计方法。文献[17]综合多种设计因素，采用遗传算法对装置输出滤波器进行参数优化设计。文献[18]从开关纹波抑制作用出发，确定了输出滤波器参数取值范围，进而通过建立数学模型，进行系统稳定性分析以确定输出滤波器参数。文献[19]开展多电平 PWM 波形的谐波特性分析，以特定次谐波滤除为输出滤波器主要设计依据。文献[20]构建低压 DVR 数学传递函数，依据控制系统的特性指标进行了 LC 滤波参数设计，虽然能够保证滤波环节满足系统的控制性能指标，但如何

优化参数以保证设备的成本和体积最小，并未见深入研究。

本文针对中压 H 桥链式 DVR 输出侧 LC 滤波器的参数优化问题开展研究，系统分析了在不同电压跌落深度以及不同 DVR 输出功率因数条件下的 LC 滤波器参数上、下限极值，提出一种基于双影响因子的滤波器参数优化设计方法，并开展详细的理论推导、仿真分析和实验验证工作。相关仿真与实验结果，均表明所提方法设计的滤波器不仅能够完全满足系统的性能指标，而且还能有效降低设备成本与体积，可为中高压大容量动态电压恢复装置的输出滤波器参数设计提供一定的参考。

1 中压 H 桥链式 DVR 系统描述

如图 1 所示，中压 H 桥链式 DVR 系统主要由移相变压器、功率单元和 LC 滤波器组成。电网电压 u_e 经由移相变压器 TR 降压接至每一相的功率子单元。每个功率子单元内，由二极管 $VD_1 \sim VD_6$ 组成的整流桥将交流输入电压转化为直流电压 V_{dc} ，并通过电容 C 平滑后作为逆变侧 H 桥的直流输入，逆变侧 H 桥由功率管 $Q_1 \sim Q_4$ 组成。以 A 相为例， N 个功率单元链接后输出总电压瞬时值为 u_a ，后经电感 L_a 和电容 C_a 组成的滤波器得到电压瞬时值 e_{Ca} 。由于电容 C_a 串联接入系统电网与负载之间，因而， e_{Ca} 可用来实现对跌落电压的动态补偿。

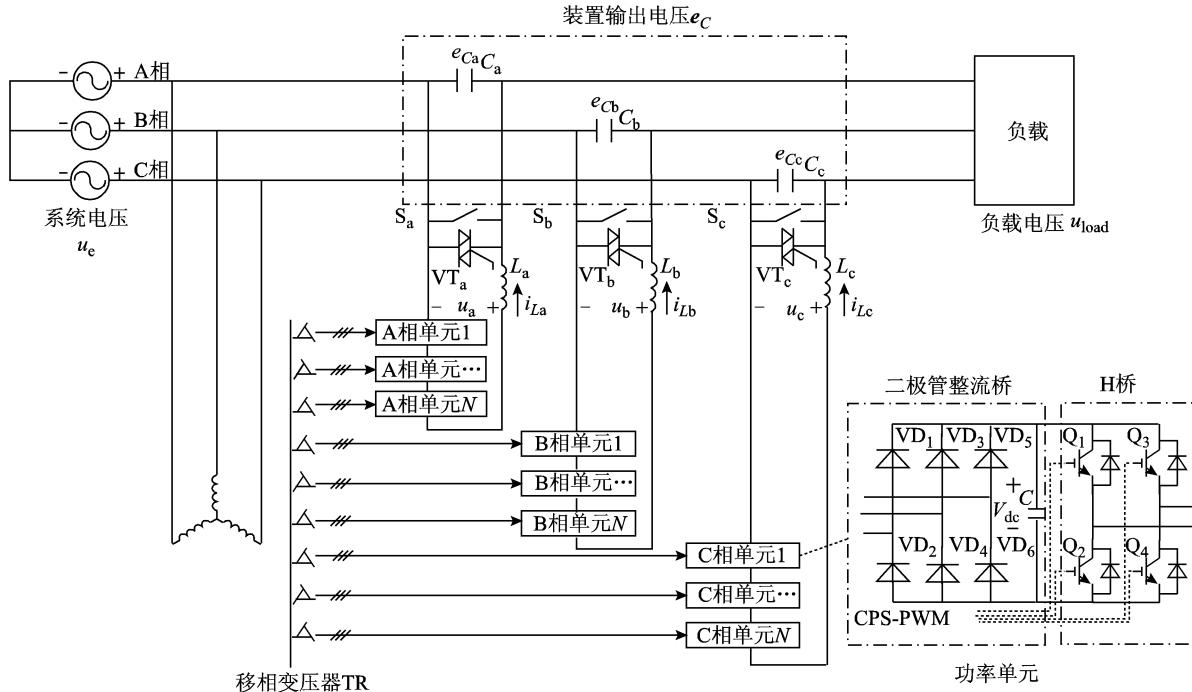


图 1 中压 H 桥链式 DVR 系统图

Fig. 1 System diagram of cascaded H-bridge DVR

输出滤波器是中压H桥链式DVR的关键部分，直接影响补偿电压的波形质量、动态响应速度、控制系统性能以及装置成本和体积。工业场合中，大量非线性负载致使电网电压严重畸变，故对DVR输出滤波器的设计提出了更高要求。同时，DVR装置在实际运行过程中存在完全补偿、同相位补偿以及最小能量补偿等多种补偿模式^[21,22]，故DVR装置输出电压相位与负载电流的相位关系即DVR输出功率因数不能唯一确定，这也对输出滤波器的设计产生直接影响；此外，中压H桥链式DVR的各功率子单元直流电压 V_{dc} 会受到电网电压跌落深度的影响，而 V_{dc} 的变化范围也将影响LC滤波器的参数确定。因此，需要探寻一种综合考虑在不同电压跌落深度以及不同输出功率因数双影响因子的输出LC滤波器的参数优化设计方法。

中压H桥链式DVR输出滤波器设计时，电感参数的上、下限取值是关键，其既要满足电流快速跟踪要求，又能够有效抑制纹波脉动。同时，由于电容参数变化对电容的成本和体积的影响较小，而电感成本和体积受电感参数的大小影响相对较大，因此，取值需达到最优。以A相为例，假定电感电流 i_{La} 为正弦电流并且DVR满足单位输出功率因数。当电感电流过零时，其变化率最大，此时电感设计应足够小，以满足快速电流跟踪要求，依此确定电感参数的上限值；当电感电流达到峰值时，电流脉动最严重，此时电感设计应足够大，以抑制电流脉动，故依此确定电感参数的下限值。针对此两种工况，开展双影响因子条件下的暂态分析，便可以推导出电感参数的上限值 L_{max} 和下限值 L_{min} 。最后，依据LC滤波器设计要求，可推导出电容参数的上限值 C_{max} 和下限值 C_{min} 。

2 提出的基于双影响因子的LC滤波器优化设计方法

2.1 滤波器参数边界 L_{max} 推导

图2为在电流过零时刻一个等效开关周期 T_s 中的电流跟踪瞬态过程。以下分析均以A相为例，采用载波移相SPWM(Carrier Phase Shifting SPWM, CPS-SPWM)策略时，在半个基波周期内，电压呈现阶梯状波形，输出电压 u_a 以直流电压 V_{dc} 为基本台阶逐步上升。在每一个台阶内，电压 u_a 在 nV_{dc} 与 $(n-1)V_{dc}$ 之间切换， n 由 e_{Ca} 决定且为整数。假定DVR输出功率因数为 $\cos\varphi$ ，则对应电流过零时，电压值为 $e_{Ca} = e_{Cm}\sin\varphi$ 。图中 T_1 为高电平脉宽时间， Δi_1 为 T_1 时间内电感电流变化量， T_2 为低电平脉宽时间， Δi_2 为 T_2 时间内电感

电流变化量， L 为电感参数变量， i_{La} 为电感电流， I_{Lm} 为电感电流峰值， e_{Cm} 为电容电压 e_{Ca} 的峰值。

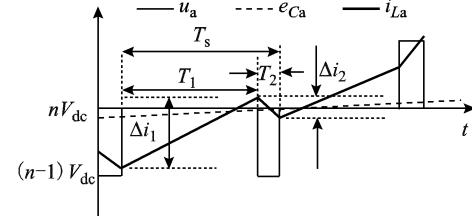


图2 CPS-SPWM电感电流过零时跟踪波形(局部放大)

Fig. 2 The tracking waveform of zero-crossing current under CPS-SPWM (partial enlarged view)

根据电流过零时的稳态方程，当 $0 < t < T_1$ 时

$$u_a - e_{Ca} = nV_{dc} - e_{Cm}\sin\varphi \approx L \frac{\Delta i_1}{T_1} \quad (1)$$

当 $T_1 < t < T_s$ 时

$$L \frac{\Delta i_2}{T_2} \approx (n-1)V_{dc} - e_{Cm}\sin\varphi \quad (2)$$

要满足快速电流跟踪的要求，必须满足

$$\frac{|\Delta i_1| - |\Delta i_2|}{T_s} \geq \frac{I_{Lm}\sin(\omega T_s)}{T_s} \approx \omega I_{Lm} \quad (3)$$

式中， ω 为电感电流 i_{La} 的角频率。

综合式(1)~式(3)可得

$$\begin{aligned} L &\leq \frac{(nV_{dc} - e_{Cm}\sin\varphi)T_1 - [e_{Cm}\sin\varphi - (n-1)V_{dc}]T_2}{\omega I_{Lm} T_s} \\ &= \frac{nV_{dc}T_s - e_{Cm}T_s\sin\varphi - V_{dc}T_2}{\omega I_{Lm} T_s} \end{aligned} \quad (4)$$

当PWM占空比 T_1/T_s 最大，即 $T_2 = 0$ 、 $T_1 = T_s$ 时，应具有最快的电流跟踪响应。此时，由式(4)得到的电感足够小且满足

$$L \leq \frac{nV_{dc} - e_{Cm}\sin\varphi}{\omega I_{Lm}} \quad (5)$$

L 由 $nV_{dc} - e_{Cm}\sin\varphi$ 的值确定， n 由 e_{Ca} 即 $e_{Cm}\sin\varphi$ 决定且为整数，其最大值为 V_{dc} ，则根据式(5)得到

$$L \leq \frac{V_{dc}}{\omega I_{Lm}} \quad (6)$$

在实际应用中，考虑非线性负载的情况下电流发生了畸变，则电感电流的表达式应为

$$i_{La} = \sum_{n=1}^{\infty} I_{Lmn} \sin(n\omega_0 t) \quad (7)$$

式中， ω_0 为基波角频率， $\omega_0 = 2\pi f_0$ ，假设电感电流全部由第 n 次谐波构成，则LC滤波器的电感设计需满足第 n 次谐波电流变化率的跟踪要求，根据式(6)电感参数的上限值应为

$$L_{max} = \frac{V_{dc}}{n\omega_0 I_{Lmn}} \quad (8)$$

2.2 滤波器参数边界 L_{\min} 推导

分析电流峰值时刻一个等效开关周期 T_s 中的电流跟踪瞬态过程，其波形如图 3 所示。为了方便分析与推导，假定 DVR 输出功率因数为 $\cos\varphi$ ，则电流峰值处对应电压瞬时值为 $e_{Cm}\cos\varphi$ ， n 由 $e_{Cm}\cos\varphi$ 所决定且为整数，令 U_m 为正常时系统电压 u 的相电压参考峰值， u_{1m} 为系统电压 u 的相电压峰值，系统相电压峰值波动为 Δu_m ，即所需补偿的电压跌落值，则有 $u_{1m} = U_m - \Delta u_m$ ，电压跌落深度为 $\Delta u_m/U_m$ 。

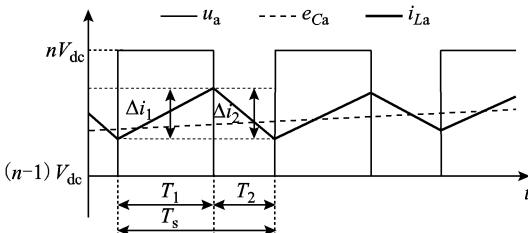


图 3 CPS-SPWM 电流峰值时跟踪波形(局部放大)

Fig. 3 The tracking waveform of peak current under CPS-SPWM(partial enlarged view)

根据电流位于峰值时的稳态方程，当 $0 < t < T_1$ 时

$$u_a - e_{Ca} = nV_{dc} - e_{Cm}\cos\varphi \approx L \frac{\Delta i_1}{T_1} \quad (9)$$

当 $T_1 < t < T_s$ 时

$$u_a - e_{Ca} = (n-1)V_{dc} - e_{Cm}\cos\varphi \approx L \frac{\Delta i_2}{T_2} \quad (10)$$

当电流位于正弦波峰值顶部时， $|\Delta i_1| = |\Delta i_2|$ 。由于 $T_1 + T_2 = T_s$ ，则根据式(9)与式(10)可以解出

$$T_1 = \frac{e_{Cm}\cos\varphi - (n-1)V_{dc}}{V_{dc}} T_s \quad (11)$$

于是

$$\Delta i_1 = \frac{(nV_{dc} - e_{Cm}\cos\varphi)[e_{Cm}\cos\varphi - (n-1)V_{dc}]}{LV_{dc}} T_s \quad (12)$$

$$L = \frac{(nV_{dc} - e_{Cm}\cos\varphi)[e_{Cm}\cos\varphi - (n-1)V_{dc}]}{|\Delta i_1| V_{dc}} T_s \quad (13)$$

当采用 CPS-SPWM 调制方法时，为了满足有效减小电流纹波的指标，取 $|\Delta i_1|$ 为电流脉动允许最大值 ΔI_{max} ，由式(13)得出电感取值范围为

$$L \geq \frac{(nV_{dc} - e_{Cm}\cos\varphi)[e_{Cm}\cos\varphi - (n-1)V_{dc}]}{\Delta I_{max} V_{dc}} T_s \quad (14)$$

假定移相整流变压器电压比为 k ，三相全波整流桥的交流相电压峰值利用系数为 k_1 ，则直流电压 V_{dc} 与 u_{1m} 的关系为 $V_{dc} = kk_1 u_{1m}$ ，基于此，在 DVR 补偿范围

内式(14)可改写为

$$L \geq \frac{(nkk_1 u_{1m} - e_{Cm}\cos\varphi)[e_{Cm}\cos\varphi - (n-1)kk_1 u_{1m}]}{\Delta I_{max} kk_1 u_{1m}} T_s \quad (15)$$

令 $e_{Cm} = \Delta u_m$ ，则可从式(15)得到 L_{min} 与输出功率因数、电压跌落深度的关系表达式为

$$f(\Delta u_m, \cos\varphi) = \frac{nkk_1 U_m - nkk_1 \Delta u_m - \Delta u_m \cos\varphi}{\Delta I_{max} kk_1 (U_m - \Delta u_m)} \cdot [\Delta u_m \cos\varphi - (n-1)kk_1 (U_m - \Delta u_m)] T_s \quad (16)$$

由式(16)可知， $f(\Delta u_m, \cos\varphi)$ 为一个二元函数，以下将详细分析 $f(\Delta u_m, \cos\varphi)$ 与 Δu_m 和 $\cos\varphi$ 的相互关系。

首先，根据式(16)求解 $df(\Delta u_m, \cos\varphi)/d\cos\varphi = 0$ ，可得到在电压跌落深度一定的条件下极值点随输出功率因数变化的分布情况。当

$$\cos\varphi = \frac{(2n-1)kk_1(U_m - \Delta u_m)}{2\Delta u_m} \quad (17)$$

时，存在 $f(\Delta u_m, \cos\varphi)$ 的极值点，阶梯数 n 主要由 $\Delta u_m \cos\varphi$ 的值决定，所以式(17)存在 n 个极值点。

以电压跌落深度 $\Delta u_m = 0.5$ 为例，输出功率因数由 0 变化到 1 时，存在多个极值点： $n=1$ 时， $\cos\varphi = \frac{kk_1(U_m - \Delta u_m)}{2\Delta u_m}$ 时存在极值点； $n=2$ 时， $\cos\varphi = \frac{3kk_1(U_m - \Delta u_m)}{2\Delta u_m}$ 时存在极值点；其他极值点依此类推。从图 4a 可以看出，输出功率因数由 0 变化到 1 时， $f(\Delta u_m, \cos\varphi)$ 呈现极值点区域分布。

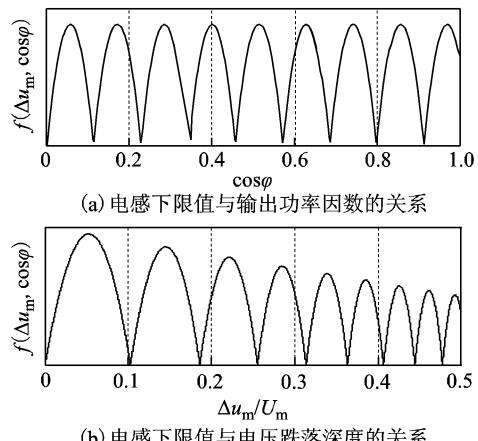


图 4 电感下限值与双影响因子关系曲线

Fig. 4 Lower inductance limit versus double impact factors

其次，根据式(16)求解 $df(\Delta u_m, \cos\varphi)/d\Delta u_m = 0$ ，可得到在输出功率因数一定的条件下极值点随电压跌落深度变化的分布情况。当

$$\Delta u_m = \frac{nkk_1[\cos\varphi + (n-1)kk_1]}{2(nkk_1 + \cos\varphi)[(n-1)kk_1 + \cos\varphi]}U_m + \frac{(n-1)kk_1(nkk_1 + \cos\varphi)}{2(nkk_1 + \cos\varphi)[(n-1)kk_1 + \cos\varphi]}U_m \quad (18)$$

时, 存在 $f(\Delta u_m, \cos\varphi)$ 的极值点, 阶梯数 n 由 $\Delta u_m \cos\varphi$ 所决定, 所以式(18)存在 n 个极值点。

以输出功率因数取 1 为例, 电压跌落深度由 0 变化到 0.5 时, 存在多个极值点, 有: $n=1$ 时, $\Delta u_m = \frac{kk_1}{2(kk_1 + 1)}U_m$ 时存在极值点; $n=2$ 时, $\Delta u_m = \frac{kk_1}{2kk_1 + 1}U_m + \frac{kk_1}{2(kk_1 + 1)}U_m$ 时存在极值点; 其他极值点可依此类推。从图 4b 可以看出, 电压跌落深度由 0 变化到 0.5 时, $f(\Delta u_m, \cos\varphi)$ 呈现极值点区域分布。

综上所述, L_{min} 由电压跌落深度和输出功率因数双因子共同决定, 得到

$$L_{min} = \max f(\Delta u_m, \cos\varphi) \quad (19)$$

由上述分析可以看出, 电压跌落深度和输出功率因数决定了 L_{min} 。

2.3 滤波器电容参数边界 C_{max} 和 C_{min} 的确定

首先, 受电力电子开关器件的电流限制, 滤波电容 C 上的电流不能过大, 否则, 将增加设计成本, 且导致系统发热量上升。其次, 滤波电容 C 的主要作用是滤除 CPS-SPWM 调制所带来电压纹波, 以保证 DVR 输出电压波形平滑。再者, 滤波电容 C 要保证 LC 滤波器的带宽, 以满足输出电压跟踪特性的要求。综合上述, 滤波电容参数设计需满足: ①电容基频电流需远远小于负载基频电流; ②LC 滤波器的自然频率需满足 $10f_n < f_r < 0.5f_{psw}$, f_n 为 DVR 系统需要最大通带频率, f_{psw} 为 H 桥链式等效开关频率, f_r 为 LC 滤波器自然频率。

根据图 1 得到 DVR 的 A 相线路等效电路如图 5 所示。图中 i_{load} 为负载电流, Z_{eq} 为每相等效阻抗, i_{ca} 为电容电流, Z_{cf} 为容抗。在此基础上进行 C 的参数设计。

$$Z_{eq} = \frac{U_e^2}{S} \quad (20)$$

式中, S 为视在功率; U_e 为电压有效值。

$$(21)$$

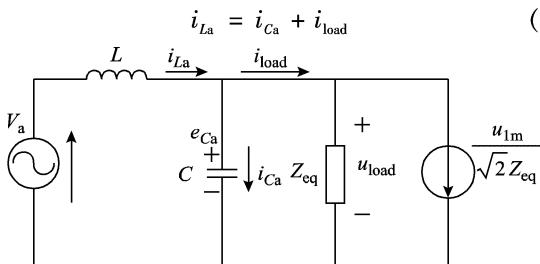


图 5 DVR 等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of DVR

为满足技术要求①: i_c 应远远小于 i_{load} 。有如下关系

$$\frac{1}{100} \cdot \frac{u_{load}}{Z_{eq}} \leq i_{ca} = \frac{e_{ca}}{Z_{cf}} \leq \frac{1}{10} \cdot \frac{u_{load}}{Z_{eq}} \quad (22)$$

DVR 装置进行电压补偿后, 负载电压可恢复到正常水平, 按峰值来进行计算, 则有 $u_{load} = U_m$, $e_{ca} = \Delta u_m$, 此时式(22)可改写为

$$\frac{1}{100} \cdot \frac{U_m}{\Delta u_m \omega_0 Z_{eq}} \leq C \leq \frac{1}{10} \cdot \frac{U_m}{\Delta u_m \omega_0 Z_{eq}} \quad (23)$$

从式(23)可以看出, 电容参数的选取和电压跌落深度成反比, 即 Δu_m 越大, 电容参数的上、下限值越小, 实际系统设计时需按系统最大电压跌落深度值进行计算。

同时为了满足滤波电容设计要求②, 则 LC 滤波器的自然频率应满足

$$10f_n \leq f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \leq 0.5f_{psw} \quad (24)$$

$$\frac{4}{L(2\pi f_{psw})^2} \leq C \leq \frac{0.01}{L(2\pi f_n)^2} \quad (25)$$

为了降低装置成本和体积, 在满足性能指标的前提下, 电感参数应取较小值。式(25)中电感参数一般选取下限值 L_{min} , 设 C_{min} 为电容最小值, C_{max} 为电容最大值, 则电容参数的选取范围应为

$$C_{min} \leq C \leq C_{max} \quad (26)$$

其中

$$C_{min} = \max \left\{ \frac{0.01 U_m}{\Delta u_m \omega_0 Z_{eq}}, \frac{4}{(2\pi f_{psw})^2 L_{min}} \right\}$$

$$C_{max} = \min \left\{ \frac{0.1 U_m}{\Delta u_m \omega_0 Z_{eq}}, \frac{0.01}{(2\pi f_n)^2 L_{min}} \right\}$$

由上述分析可以看出, 电压跌落深度最大值与 L_{min} 决定了电容参数的上、下限值。由于 L_{min} 受电压跌落深度和输出功率因数影响, 电容参数的上、下限值将主要由电压跌落深度及其最大值和输出功率因数所决定。

2.4 优化设计及仿真分析

在实际系统中, 电压跌落深度和 DVR 的输出的功率因数具有不确定性, 因此本节在传统的 LC 参数的设计基础上, 综合考虑了电感参数在功率因数和电压跌落深度双影响因子下的极值分布函数, 从而得出合理的电感参数选择区域, 并根据 LC 滤波器的设计原则进一步明确了参数的取值范围, 实现了其优化设计工作。

由于 $i_c \ll i_{load}$, 则有 $i_{la} \approx i_{load}$, 根据表 1 中的系统

参数和式(8)可以得到 L_{\max} , $L_{\max} = 1.2989 \text{ mH}$ 。

表 1 系统参数

Tab. 1 System parameters

参数	数值
系统电压参考峰值 U_m/V	14 140
电压跌落深度 $\Delta u_m/U_m$	0.07 ~ 0.5
负载容量 $S/(MV \cdot A)$	2
负载额定电流 I_{load}/A	115.5
H 桥链数 N	9
PWM 方式	CPS-SPWM
H 桥链式等效开关频率 $f_{\text{psw}}/\text{kHz}$	20
允许最大电感电流脉动 $\Delta I_{\max}/A$	23
移相变压器电压比 k	690/10 000
LC 滤波器最大通带频率 f_n/Hz	350
交流相电压值利用系数 k_1	$2.34/\sqrt{2}$
基波角频率 f_0/Hz	50

通过第 2.2 节分析可知, 不同输出功率因数和不同电压跌落深度条件下, 电感参数的下限极值 L_{\min} 分布不同, 无法直接确定电感参数的下限极值的最大值。因此需要在三维坐标下进一步进行电感参数的下限极值分析。

根据系统参数和仿真得到关于电压跌落深度、输出功率因数与电感下限值的关系得到如图 6a 所示的多极值曲面。

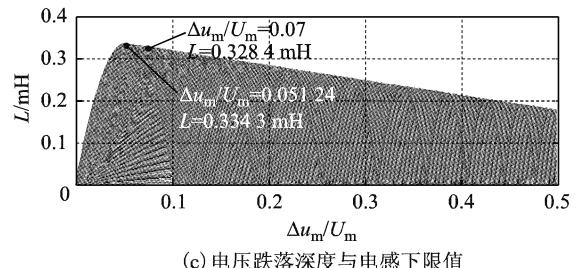
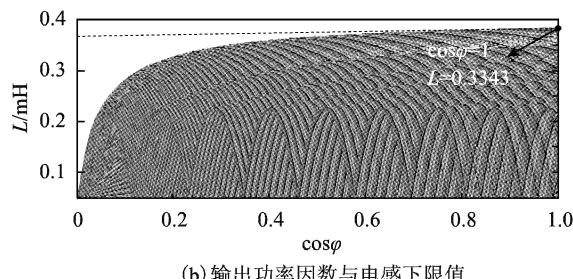
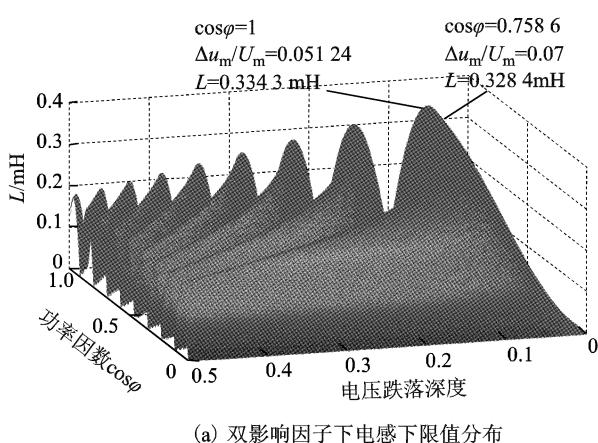


图 6 电感值与双影响因子分布曲线图

Fig. 6 Distribution curves of inductance versus double impact factors

在电压跌落深度变化条件下, 输出功率因数与电感下限值的关系, 如图 6b 所示。其极值点分布呈单调上升特性。在输出功率因数变化条件下, 电压跌落深度与电感下限值得关系如图 6c 所示, 其极值点分布呈抛物线特性, 存在极值顶点。

根据图 6a 的关系曲线可以看出, 在三维坐标下, 电感参数的分布存在 9 个极值平面。根据图 6b 中输出功率因数与电感值下限关系曲线可以得到, 输出功率因数越大, 对应的下限极值点越大。则根据第 2.2 节的分析可知, 输出功率因数为 1 时, 存在电感参数的最大值点。将系统参数代入式(18)计算得到当 $\Delta u_m = 0.05124 U_m$ 时存在函数 $f(\Delta u_m, \cos\varphi)$ 的最大值点, 即

$$f(\Delta u_m, \cos\varphi) |_{\Delta u_m = 0.05124 U_m, \cos\varphi = 1} = 0.3343 \text{ mH}$$

得到电感参数下限最大值为 0.3343 mH 。

根据国家标准 GB/T 12325—2008《电能质量供电电压偏差》规定, 20 kV 及以下三相供电电压偏差为标称电压的 0.07 倍, 在此范围内, 10 kV 电压等级的 H 桥链式 DVR 装置无需进行补偿, 由于最大值点对应的电压跌落深度为 0.05124, 小于标准规定的 0.07, 不在 DVR 的设计要求之内, 因此电感参数的下限值可以进一步优化。

根据图 6c 可以看出, 在横坐标为 $(0, 0.05124)$ 范围内, 该关系曲线呈单调上升趋势, 而在横坐标为 $(0.05124, 0.5)$ 范围内, 该关系曲线呈单调下降趋势, 因此在电网电压跌落深度为 $0.07 \sim 0.5$ 的范围内, $\Delta u_m = 0.07 U_m$ 时下存在 $f(\Delta u_m, \cos\varphi)$ 的最大值。根据式(17)可知, $\cos\varphi = 0.7586$ 时存在极值点, 此时

$$f(\Delta u_m, \cos\varphi) |_{\Delta u_m = 0.07 U_m, \cos\varphi = 0.7586} = 0.3284 \text{ mH}$$

综上所述, 在电压跌落深度为 $0.07 \sim 0.5$ 的范围内, 有

$$\begin{aligned} L_{\min} &= \max[f(\Delta u_m, \cos\varphi) |_{\Delta u_m \in (0.07 U_m \sim 0.5 U_m), \cos\varphi \in (0, 1)}] \\ &= 0.3284 \text{ mH} \end{aligned}$$

根据以上分析可得电感参数的上、下限取值范围为

$$0.328\text{4 mH} \leq L \leq 1.298\text{9 mH}$$

根据式(26)得电容的取值范围为

$$1.27\text{ }\mu\text{F} \leq C \leq 6.3\text{ }\mu\text{F}$$

在实际的工程应用中,电感的取值与系统经济性有着直接的关系,电容值的大小对成本和体积影响较小,因此在满足 DVR 输出性能指标的条件下,倾向于选取双影响因子下电感参数优化后的取值范围中的较小数值。以电感值最小为前提,可以得到 LC 滤波器的优化设计参数为 $L = 0.328\text{4 mH}$, $C = 6.3\text{ }\mu\text{F}$, $f_r = 3\text{500 Hz}$ 。

根据计算得到的电感电容参数和表 1 中的系统参数,在 Matlab/Simulink 下搭建了 10 kV 中压电网的 H 桥链式 DVR 仿真模型,对滤波器的优化设计结果进行仿真。

图 7a 为电压跌落深度为 0.1 时单位输出功率因数条件下的电感电流波形,图 7b 为电压跌落深度为 0.1、输出功率因数为 0.75 条件下的电感电流波形。经对比可以看出,图 7a 中的电流脉动最大值小于图 7b 中的电流脉动最大值。由此可知,不同的输出功率因数条件下电感电流的脉动最大值也会不同,即输出功率因数的变化直接影响了滤波器电感参数的设计。

图 7c 为单位输出功率因数条件下电压跌落深度为 0.15 时的电感电流波形,与图 7a 对比可以看出,图 7a 中电压跌落为 0.1 的电流脉动最大值小于图 7c 中电压跌落为 0.15 的电流脉动最大值。由此可知,不同的电压跌落深度导致电感电流的脉动最大值有所不同,即电压跌落深度的变化直接影响了滤波器电感参数的设计。

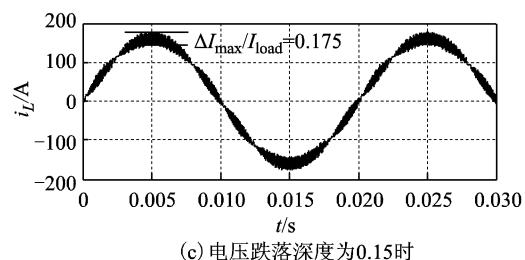
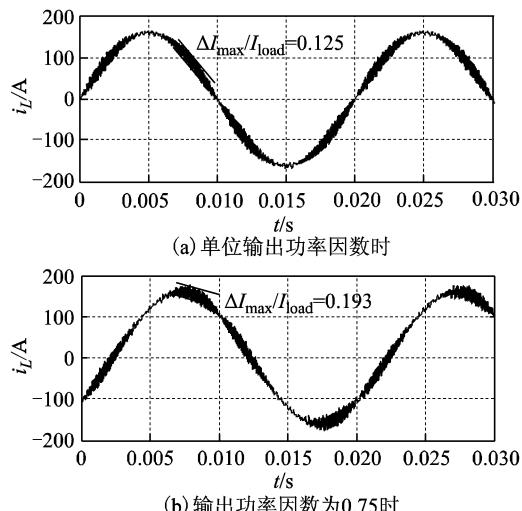
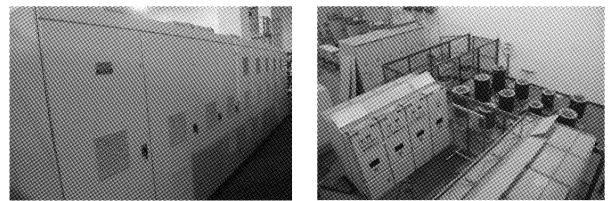


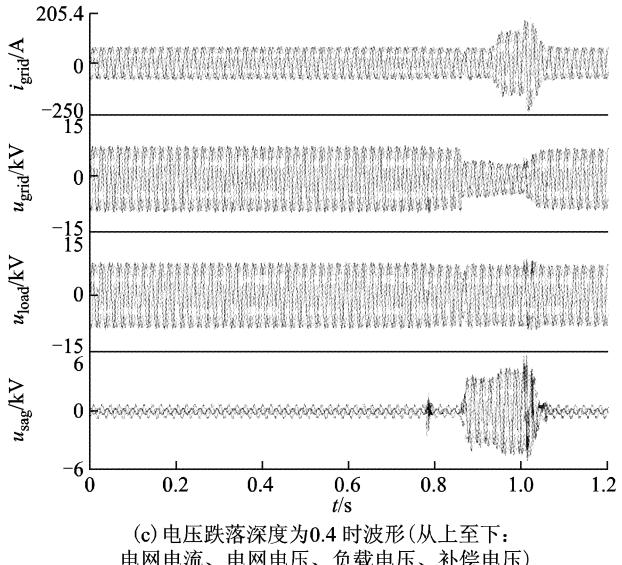
图 7 不同条件下的电感电流仿真波形
Fig. 7 Simulation results of inductance current under different conditions

3 实验

根据理论推导、优化设计及仿真计算得到的电感电容参数,搭建了 10 kV/2 MV·A 的 DVR 样机,如图 8a 所示,相关硬件参数与表 1 所示仿真参数相同。DVR 样机在图 8b 所示的电压跌落实验平台进行了测试。图 8c 为电压跌落深度为 0.4 时电网电流、电网电压、负载电压以及 DVR 补偿输出电压的全部波形,在电压跌落初始时刻,由于单元内部的直流电容起到了支撑作用,网侧电流仍以负载电流为主,而经过约 3 个周期之后,单元内直流电容电压开始明显下降,DVR 装置的输入电流逐渐增大,因此电网电流也明显增大。



(a) 链式动态电压恢复器样机 (b) 电压跌落发生平台



(c) 电压跌落深度为 0.4 时波形(从上至下:
电网电流、电网电压、负载电压、补偿电压)

图 8 电压跌落实验系统与实验波形

Fig. 8 Voltage sag experimental system and experimental waveforms

图9a为电压跌落深度为0.1、输出功率因数为1的情况下电感电流测试结果，其最大处电流脉动值比约为0.132；图9b为电压跌落深度为0.1、输出功率因数为0.75的情况下电感电流测试结果，其最大处电流脉动值比约为0.198；图9c为电压跌落深度为0.15、输出功率因数为1的情况下电感电流测试结果，其最大处电流脉动值比约为0.182。对比看出，电压跌落深度为0.1时，图9a电流脉动最大值略小于图9b的电流脉动最大值。输出功率因数为1的条件下，图9a电流脉动最大值略小于图9c的电流脉动最大值。

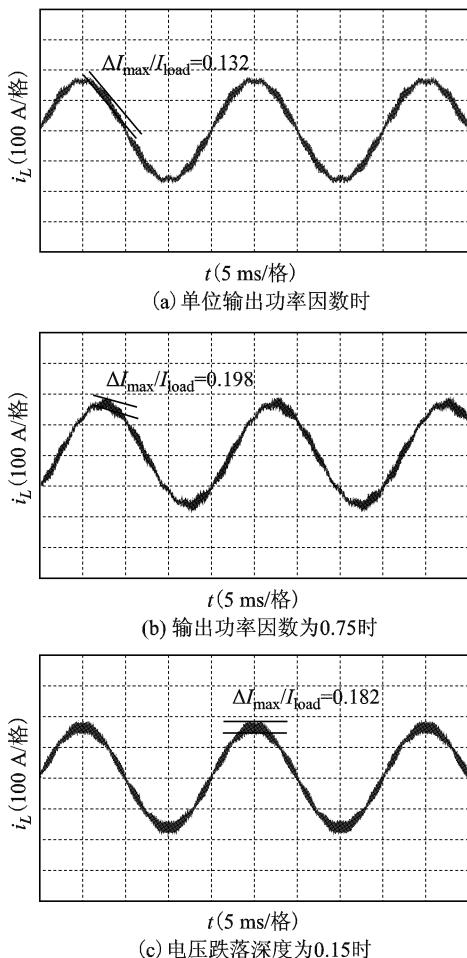


图9 不同条件下的电感电流实验波形

Fig. 9 Experimental results of inductance current under different conditions

通过对分析不同输出功率因数和不同电压跌落深度条件下电感电流的实验波形，可以得出：不同的功率因数和电压跌落深度导致电感电流的脉动最大值有所不同，基于输出功率因数和电压跌落深度两个因子进行滤波器参数优化设计的结果在满足系统的设计性能指标的要求下，同时优化了电感参数，使得DVR

系统的成本和体积也得到了有效降低。该优化设计方法正确有效，为工程设计提供了理论指导。

4 结论

本文提出了一种中压H桥链式DVR在双影响因子条件下的滤波器参数优化设计方法。通过构建电感电容参数的上、下限函数，得出如下结论：

- 1) 电压跌落深度、输出功率因数影响电感参数下限值设计。
- 2) 电压跌落深度最大值与电感参数下限值也决定了电容参数的取值范围。

基于以上理论分析结果，本文给出了基于双影响因子条件下的LC滤波器参数。仿真和实验结果证明，采用该优化设计方法得到的滤波器参数能够完全满足系统的性能指标，并可以将设备成本和体积降至最低。该优化设计方法将为中高压大容量电力电子装置的滤波器参数计算提供了完整精确的设计依据，具有良好的工程应用前景和理论参考价值。

参考文献

- [1] 姜飞, 涂春鸣, 杨健, 等. 适用于主动配电网的多功能串联补偿器研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(23): 58-66.
Jiang Fei, Tu Chunming, Yang Jian, et al. Multi-function series compensator for active distribution network [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(23): 58-66.
- [2] 冯兴田, 韦统振, 齐智平. 配网中电压质量调节器的优化配置研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(8): 78-83.
Feng Xingtian, Wei Tongzhen, Qi Zhiping. Optimal allocation of voltage quality conditioner in distribution network[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(8): 78-83.
- [3] Papic I. 300 kW battery energy storage system using an IGBT converter[C]//IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Edmonton, Alta, 1999, 2: 1214-1218.
- [4] 刘学, 姜新建, 张超平, 等. 大容量飞轮储能系统优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 75-82.
Liu Xue, Jiang Xinjian, Zhang Chaoping, et al. Optimization control strategies of large capacity flywheel energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 75-82.
- [5] Wang Bingsen, Venkataraman G. Dynamic voltage

- restorer utilizing a matrix converter and flywheel energy storage[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(1): 222-231.
- [6] 王智勇, 吴正国, 周卫平. 直接电容接入动态电压恢复器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(17): 82-87.
Wang Zhiyong, Wu Zhengguo, Zhou Weiping. Study on the dynamic voltage restorers with capacitordirect-coupled[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(17): 82-87.
- [7] 金楠, 唐厚君, 杨存祥. 新型动态电压恢复器的拓扑与控制策略[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(7): 62-66.
Jin Nan, Tang Houjun, Yang Cunxiang. Topology and control strategy of dynamic voltage restorer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(7): 62-66.
- [8] Chen Guodong, Zhang Liang, Wang Ruiting, et al. A novel SPOLL and voltage sag detection based on LES filters and improved instantaneous symmetrical components method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(3): 1177-1188.
- [9] Roncero-S'anchez P, Acha E. Dynamic voltage restorer based on flying capacitor multilevel converters operated by repetitive control[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(2): 951-960.
- [10] Chen Guodong, Zhu Miao, Cai Xu. Medium-voltage level dynamic voltage restorer compensation strategy by positive and negative sequence extractions in multiple reference frames[J]. IET Transactions on Power Electronics, 2014, 7(7): 1747-1758.
- [11] Banaei M R, Dehghanzadeh A R. A novel Z-source based multilevel inverter for renewable sources fed DVR [C]//Power Quality Conference, Tehran, 2010: 1-6.
- [12] Farsadi M, Salehpouroskouyi G A. Photovoltaic based DVR for improving the operation of wind farm [C]//7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering(ELECO), Bursa, 2011, 1: 298-301.
- [13] Masoud Barakati S. Voltage sag and swell compensation with DVR based on asymmetrical cascade multicell converter[C]//North American Power Symposium, Boston, MA, 2011: 1-7.
- [14] 陈国栋, 宋晋峰, 张亮, 等. 动态电压恢复器注入变压器的直流偏磁抑制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(28): 4983-4989.
Chen Guodong, Song Jinfeng, Zhang Liang, et al. Control strategy for eliminating DC magnetic flux in the injection transformer of a dynamic voltage restorer[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(28): 4983-4989.
- [15] 易映萍, 刘刚, 胡四全. 20 kW 三电平并网变流器主电路参数的设计[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 193-200.
Yi Yingping, Liu Gang, Hu Siquan. Design of main circuit parameters for 20 kW three-level grid-connected converter[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(20): 193-200.
- [16] 王存平, 尹项根, 张哲, 等. 配电网 STATCOM 输出 LCL 滤波器特性分析及参数设计[J]. 电工技术学报, 2011, 26(12): 99-105.
Wang Cunping, Yin Xianggen, Zhang Zhe, et al. Characteristic analysis and parameter design of output LCL filter in D-STATCOM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(12): 99-105.
- [17] 荣飞, 罗安, 汤赐, 等. STATCOM 输出滤波器结构设计及参数优化[J]. 电工技术学报, 2008, 23(4): 137-142.
Rong Fei, Luo An, Tang Ci, et al. Structure design of output filter in STATCOM and its parameter optimization [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(4): 137-142.
- [18] 童立青, 孙耀杰, 林燕丹, 等. 混合型有源电力滤波器中输出滤波器的研究[J]. 电工技术学报, 2011, 26(11): 74-80.
Tong Liqing, Sun Yaojie, Lin Yandan, et al. Research on output filter in hybrid active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(11): 74-80.
- [19] 王毅, 李和明, 石新春. 多电平 PWM 逆变电路谐波分析与输出滤波器设计[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 78-82.
Wang Yi, Li Heming, Shi Xinchun. Harmonic analysis and output filter design for multilevel PWM inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 78-82.
- [20] Kim H, Kim J H, Sul S K. A design consideration of output filters for dynamic voltage restorers[C]//IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004, 6: 4268-4272.
- [21] 刘颖英, 肖湘宁, 徐永海. 动态电压恢复器的能量稳定补偿特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(13): 69-74.
Liu Yingying, Xiao Xiangning, Xu Yonghai. Characteristics analysis on energy steady compensation for dynamic voltage restorer[J]. Proceedings of the CSEE, 2010,

- 30(13): 69-74.
- [22] 孙哲, 郭春林, 肖湘宁. 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. Analysis method of DVR compensation strategy based on load voltage and minimum energy control[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(31): 43-49.

作者简介

陈国栋 男, 1982 年生, 博士研究生, 工程师, 研究方向为电能质量控制技术和大功率电力电子变换技术。

E-mail: chengd@ shanghai-electric. com(通信作者)

朱森 男, 1978 年生, 教授, 博士生导师, 青年千人计划, 特别研究员, 研究方向为电能质量控制技术和大功率电力电子变换技术。

E-mail: miaozhu@ sjtu. edu. cn