

基于无源动态滤波器和 TSC 的无功补偿滤波仿真

沙宏哲, 冯媛硕

(山东理工大学电气与电子工程学院, 山东 淄博 255000)

摘 要: 为达到消除电网谐波及无功补偿的目的, 提出了基于双可控电抗器的双调谐滤波器与 TSC(晶闸管投切电容器)相结合的方法, 传统无源滤波器中的两个固定电抗器用两个可变电抗器替代, 构成了无源动态滤波器, 改善了传统无源滤波器易受参数影响而失谐的缺点; TSC 能够快速跟踪补偿电网中的无功功率, 并且具有不产生谐波等优势。通过仿真证明了可通过调节两电抗器值来纠正双调谐滤波器因两个电容值改变引起的失谐; 并仿真验证了滤波器在消除谐波的同时有无功补偿的作用, 从而与 TSC 并联结合来提高电能质量。

关键词: 谐波; 无功补偿; 双调谐滤波器; TSC; 可变电抗器; 电能质量

Abstract: In order to eliminate the harmonic and compensate the reactive power in power grid, the double-tuned filter based on double-controlled reactor combined with TSC (thyristor-switched capacitor) is proposed. Two fixed reactors in traditional passive filter are replaced by two variable reactors, thus a passive dynamic filter is formed which improves the disadvantages that the traditional passive filter is easy to detune affected by the parameters. TSC can fast track and compensate the reactive power in power grid, and has the advantages of not producing harmonic. The simulation proves that the mistuning of double-tuned filter which is caused by the change of two capacitances can be corrected by changing the values of two reactors. And the simulation verifies the effectiveness of the filter to eliminate the harmonic and compensate the reactive power, thereby improving the power quality by paralleled with TSC.

Key words: harmonic; reactive compensation; double-tuned filter; thyristor-switched capacitor (TSC); variable reactor; power quality

中图分类号: TM714 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2014)06-0044-05

0 引 言

近年来, 随着对电能质量问题的重视, 谐波抑制和无功补偿成为了电网中研究的重要问题。无源滤波器以其低廉的成本、成熟的技术, 成为现行滤波的主要方法。谐波抑制和无功补偿之间有着密不可分的联系, 首先, 无功功率由两部分构成, 一部分是电网基波消耗的, 另一部分由谐波消耗, 所以无源滤波器在消除谐波的同时, 相当于补偿了谐波消耗的无功功率。其次, 无源滤波器对于电网基波呈现容性, 也会补偿部分无功功率。

传统无源滤波器的元件参数都是固定的, 当由于电网频率偏差、元件参数漂移、环境温度变化等原因造成滤波器失谐时, 不能使其保持在理想的谐振状态, 为使无源滤波器在失谐的情况下能够调整自身参数并自动恢复到谐振状态, 提出了基于双可控电抗器的双调谐滤波器。将此滤波器和无功补偿

装置结合使用, 能有效地消除谐波和进行无功补偿。

1 主电路结构

装置的主电路如图 1 所示, 将基于双可控电抗器的双调谐滤波器和晶闸管投切电容器(thyristor-switched capacitor, TSC)并联在电网中, 其中左侧为无源动态滤波器, 该滤波器可同时滤除两种次谐波, 在两个电容器值改变时可通过调节两个可控电抗器使滤波器恢复到谐振状态。无源动态滤波器中的可变电抗器采用正交磁化式可变电抗器, 该电抗器具有谐波含量低、电感值连续可调等优点。TSC 作为静止无功补偿装置, 自身不产生谐波, 投资小, 可实现对无功功率的动态补偿。

2 无源动态滤波器的设计

无源滤波器是由电感、电容利用串联谐振原理

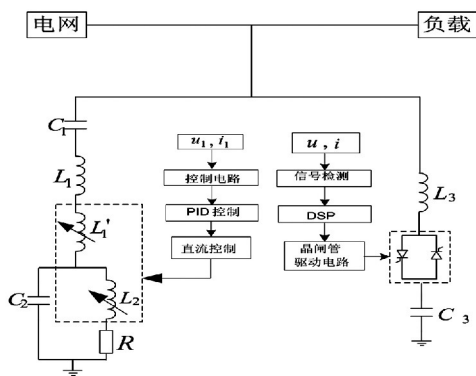


图 1 装置的主电路图

组合而成,对谐波电流呈低阻特性,从而使电网中的谐波电流最大程度地流入滤波器,起到消除电网谐波的目的。常用的无源滤波器有单调谐滤波器和双调谐滤波器。双调谐滤波器相比于单调谐滤波器不仅可以同时滤除两个不同频率的谐波,而且只需其中一个电感承受较高的冲击电压,对其余元件的设计要求降低,从而节约了成本。双调谐滤波器的显著优势,使其越来越多地被使用,因此研究双调谐滤波器具有重要的科研意义。

传统双调谐滤波器的参数都是固定的,当滤波器由于电容值改变造成谐振点偏移时,不能自动恢复到谐振状态。为使双调谐滤波器能够调整因元件参数改变引起的失谐,提出基于双可变电抗器的双调谐滤波器。在双调谐滤波器的基础上,用两个可控电抗器代替固定电抗器,通过实时检测滤波支路中的各项参数,利用控制器调节滤波器的电感值,从而达到精确调谐的目的。

2.1 无源动态滤波器的结构及参数计算

无源动态滤波器结构如图 2 所示,其中 L_1 为固定电抗器, L'_1 、 L_2 为可变电抗器。

双调谐滤波器由串联谐振回路和并联谐振回路两部分串联组成,设串联电路调谐频率为 ω_s ,等值阻抗为 Z_s ;并联电路调谐频率为 ω_p ,等值阻抗为 Z_p ;设基波频率为 ω_0 ,滤波器的两个谐振频率分别为 ω_1 、 ω_2 。

双调谐滤波器总阻抗为

$$Z = Z_s + Z_p = R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} + \frac{\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_2} \right) \quad (1)$$

当双调谐滤波器工作在理想谐振状态时,虚部为 0,即

$$-\omega^4 L_1 C_1 L_2 C_2 + \omega^2 (L_1 C_1 + C_1 L_2 + L_2 C_2) - 1 = 0 \quad (2)$$

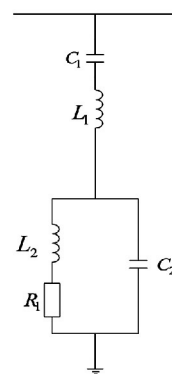


图 2 双调谐滤波器

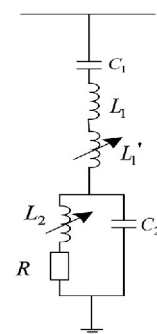


图 3 无源动态滤波器

由韦达定理解得

$$\omega_1^2 \omega_2^2 = \frac{1}{L_1 C_1 L_2 C_2} \quad (3)$$

$$\omega_1^2 + \omega_2^2 = \frac{L_1 C_1 + L_2 C_1 + L_2 C_2}{L_1 C_1 L_2 C_2} \quad (4)$$

$$\omega^2 = \omega_1 \omega_2 \quad (5)$$

按给定基波无功设计方法设计双调谐滤波器参数时,当

$$\omega_s = \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (6)$$

调谐滤波器的复合频率最好,将式(6)代入式(3)得到

$$\omega_s = \omega_p = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (7)$$

双调谐滤波器相对基波的无功功率为

$$Q = \frac{U^2}{\omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1} + \frac{\omega_0 L_2}{1 - \omega_0^2 L_2 C_2}} \quad (8)$$

当双调谐滤波器处于谐振状态时,虚部为 0,所以

$$\omega_1 L_1 - \frac{1}{\omega_1 C_1} + \frac{\omega_1 L_2}{1 - \omega_1^2 L_2 C_2} = 0 \quad (9)$$

$$\omega_2 L_1 - \frac{1}{\omega_2 C_1} + \frac{\omega_2 L_2}{1 - \omega_2^2 L_2 C_2} = 0 \quad (10)$$

由式(6)~(10)解得

$$C_1 = \frac{Q(\omega_0^4 + \omega_1^2\omega_2^2 - \omega_0^2\omega_1^2 - \omega_0^2\omega_2^2)}{U^2\omega_0\omega_1\omega_2(\omega_0^2 - \omega_1\omega_2)} \quad (11)$$

$$L_1 = \frac{U^2\omega_0(\omega_0^2 - \omega_1\omega_2)}{Q(\omega_0^4 + \omega_1^2\omega_2^2 - \omega_0^2\omega_1^2 - \omega_0^2\omega_2^2)} \quad (12)$$

$$C_2 = \frac{Q(\omega_0^4 + \omega_1^2\omega_2^2 - \omega_0^2\omega_1^2 - \omega_0^2\omega_2^2)}{U^2\omega_0(\omega_0^2\omega_1^2 + \omega_0^2\omega_2^2 + 2\omega_1^2\omega_2^2 - \omega_1\omega_2^3 - \omega_1^3\omega_2 - 2\omega_0^2\omega_1\omega_2)} \quad (13)$$

$$L_2 = \frac{U^2\omega_0(\omega_0^2\omega_1^2 + \omega_0^2\omega_2^2 + 2\omega_1^2\omega_2^2 - \omega_1\omega_2^3 - \omega_1^3\omega_2 - 2\omega_0^2\omega_1\omega_2)}{Q\omega_1\omega_2(\omega_0^4 + \omega_1^2\omega_2^2 - \omega_0^2\omega_1^2 - \omega_0^2\omega_2^2)} \quad (14)$$

以电容器 C_2 为例,计算电容变化量、电感变化量及系统频率变化量之间的关系。设系统频率的相对变化量为 $\alpha = \Delta\omega/\omega$, L_1 的变化量为 $\beta = \Delta L_1/L_1$, L_2 的变化量为 $\varphi = \Delta L_2/L_2$, 电容器 C_2 的变化量为 $\gamma = \Delta C_2/C_2$ 。

则由公式(5)可得

$$\alpha = -\frac{\omega^2(\omega^2 - \omega_0^2)}{2(\omega^4 - \omega_1^2\omega_2^2)}\beta - \frac{(\omega^2\omega_0^2 - \omega_1^2\omega_2^2)}{2(\omega^4 - \omega_1^2\omega_2^2)}\varphi - \frac{\omega^2(\omega^2\omega_0^2 - \omega_1^2\omega_2^2)}{2\omega_0^2(\omega^4 - \omega_1^2\omega_2^2)}\gamma \quad (15)$$

求式(15)中 ω_1 、 ω_2 的变化量,可得

$$\frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} = -\frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{2(\omega_1^2 - \omega_2^2)}\frac{\Delta L_1}{L_1} - \frac{\omega_0^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1^2 - \omega_2^2)}\frac{\Delta L_2}{L_2} - \frac{\omega_2^2(\omega_0^2 - \omega_2^2)}{2(\omega_1^2 - \omega_2^2)}\frac{\Delta C_2}{C_2} \quad (16)$$

$$\frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} = -\frac{\omega_2^2 - \omega_0^2}{2(\omega_2^2 - \omega_1^2)}\frac{\Delta L_1}{L_1} - \frac{\omega_0^2 - \omega_1^2}{2(\omega_2^2 - \omega_1^2)}\frac{\Delta L_2}{L_2} - \frac{\omega_1^2(\omega_0^2 - \omega_1^2)}{2(\omega_2^2 - \omega_1^2)}\frac{\Delta C_2}{C_2} \quad (17)$$

经分析计算可知,如果电容器参数发生变化时,

$\frac{\Delta\omega_1}{\omega_1}$ 、 $\frac{\Delta\omega_2}{\omega_2}$ 均不为 0,滤波器没有工作在理想谐振状态,此时可通过调节电抗器,使 ω_1 和 ω_2 的相对变化量为 0,从而滤波器重新回到谐振状态。

2.2 无源动态滤波器的控制策略

当双调谐滤波器工作在谐振状态时,相对要滤除的谐波,滤波器支路阻抗应为纯阻性,此时电压电流的相位差为 0。因此以相位差为 0 作为控制目标,对电抗器进行调节。在滤波支路中通过电压互感器、电流互感器采集电压电流信号,经信号调理后对电压、电流相位进行比较,将相位差送入 PID 调节器进行控制,控制器输出控制信号调节电抗器,从而实

现对滤波器的调整。

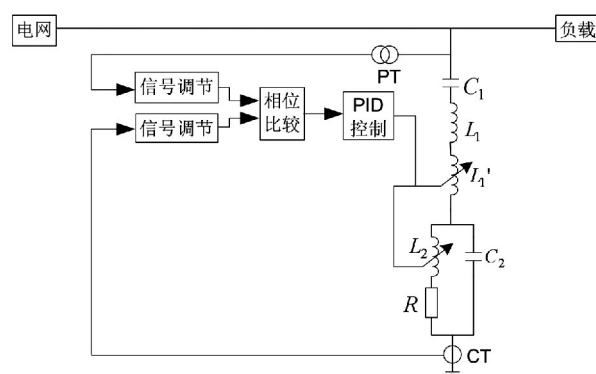


图 4 无源动态滤波器控制图

3 TSC 的投切控制

TSC 属于静止无功补偿器,在组合装置中作为无功补偿的主要设备,能实现系统整体的无功补偿。

TSC 装置的核心问题是电容器投切时刻的选择,为了避免电容器组在投切过程中的冲击电流,需要选择合适的时刻来触发晶闸管导通和关断,在选取晶闸管触发点时,总的原则是:TSC 投入电容器组的时刻,必须是电源电压与电容器预先充电电压相等的时刻。为此选择在晶闸管两端安装电压检测器件,因为电容器两端的电压难以确定,很难精准地确定电容器投切时间,通过安装零电压触发装置,将晶闸管两端的电压参数通过光电耦合器送到过零检测器件。当检测到器件两端电压相等,即晶闸管两端的电压差为 0,这时过零检测信号和投切信号同时作用触发晶闸管,实现了晶闸管的零电压触发。

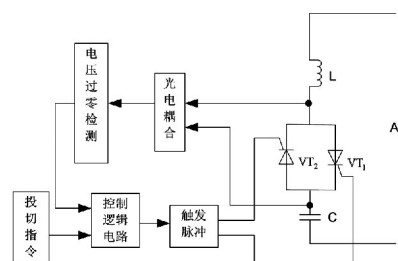


图 5 零电压触发原理图

4 仿真分析

本装置通过 Matlab/Simulink 进行仿真分析,谐波源采用三相不可控整流桥电路,可用来模拟实际电网中的 $6k \pm 1$ 次谐波分量,这些谐波中又以 5、7

次谐波的含量最多,且对电网的影响最大。电网峰值为 311 V,然后设计一组双调谐滤波器,主要用于滤除三相不可控流桥电路产生的 5、7 次谐波,双调谐滤波器的参数为: $L_1 = 25 \text{ mH}$, $C_1 = 11.579 \text{ }\mu\text{F}$, $L_2 = 2.857 \text{ mH}$, $C_2 = 101.32 \text{ }\mu\text{F}$ 。然后设计一组容量为 5 kvar 的单相 TSC 型无功补偿装置,作为主要的无功补偿设备。

双调谐滤波器正常工作时,具有较好的滤波效果,参数漂移及环境影响会使电容值发生改变,以 C_1 、 C_2 为例,当 C_1 减少 6%, C_2 减少 8% 此时 C_1 变为 $10.885 \text{ }\mu\text{F}$, C_2 变为 $93.219 \text{ }\mu\text{F}$,经计算可知, L_1 需增加 1.596 mH , L_2 需增加 0.248 mH ,以此来达到新的谐振状态。以 A 相为例,调节 L_1 、 L_2 前后 A 相电流波形对比。

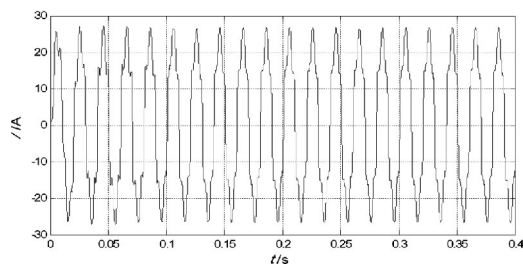


图6 电容 C_1 、 C_2 改变后 A 相电流波形

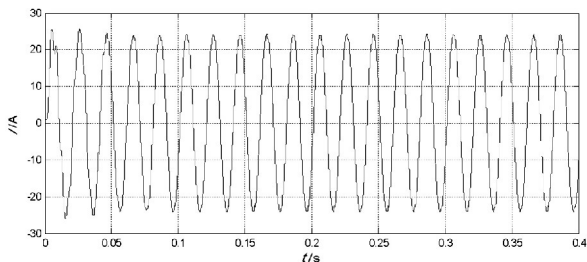


图7 调节电感 L_1 、 L_2 后 A 相电流波形

由图 6、图 7 可知,当双调谐滤波器因电容值改变时可通过调节电感值使其恢复得到谐振状态。

在电路中未投入滤波器和 TSC 时, A 相中因谐波存在出现波形畸变。此时,谐波畸变率为 16.51%,功率因数为 0.88,当接入双调谐滤波器后,5、7 次谐波被滤除。电流波形有了明显改善,谐波畸变率降为 3.51%,谐波含量减少的同时系统的功率因数也提高。并入滤波器前后 A 相电流波形及谐波畸变率对比如图 8、图 9、图 10、图 11 所示。

滤波器投入前后,谐波畸变率降低,电流波形明显改善。滤波器在滤除谐波的同时,会对功率因数产生影响。滤波器投入前后功率因数变化如图 11、图 12 所示。

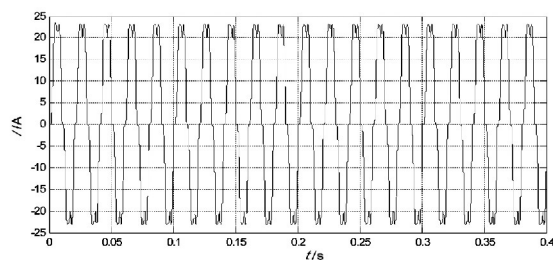


图8 未并入滤波器 A 相电流波形

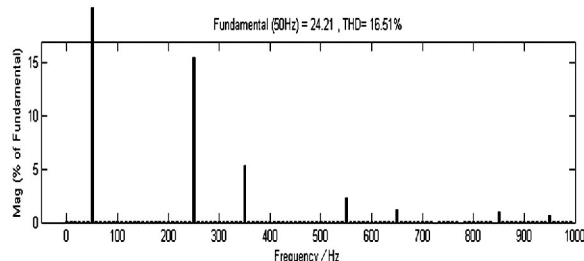


图9 未并入滤波器谐波畸变率

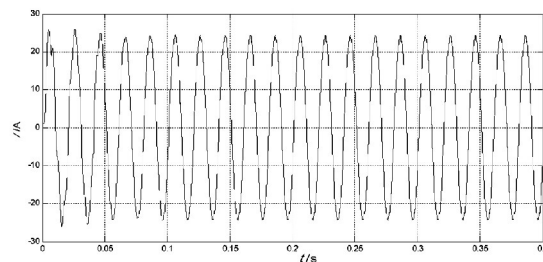


图10 并入滤波器 A 相电流波形

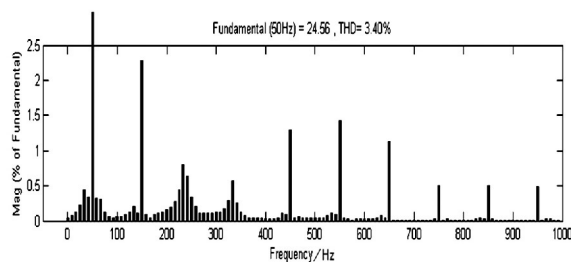


图11 并入滤波器谐波畸变率

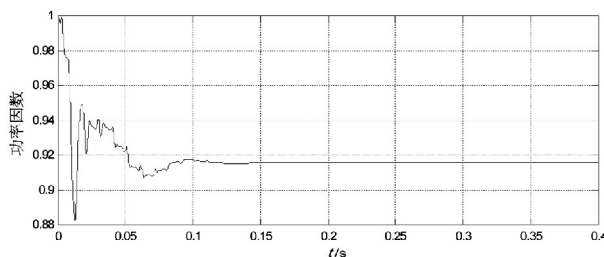


图12 未并入滤波器 A 相功率因数

经以上仿真可知,在双调谐滤波器因两电容值改变导致失谐时,通过改变两电感值使滤波器重新回到谐振状态。滤波器在消除谐波的同时,也相当

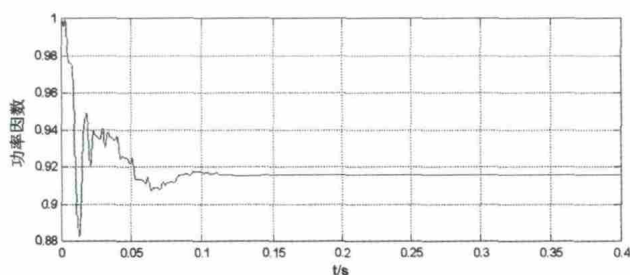


图 13 并入滤波器 A 相功率因数

于补偿了谐波消耗的无功功率,从而提高了功率因数。此时的功率因数并未达到国家标准,还需要结合使用无功补偿装置。从而将无源动态滤波器和 TSC 并联在电网中来达到提高电能质量的目的。

5 结 论

基于双可控电抗器的双调谐滤波器,具有较强的自动调节能力,较为精准的调谐结果。作为传统无源滤波器的改进,弥补了现行双调谐滤波器的缺点。因其兼顾无功补偿作用,选择与 TSC 组合使用,从而达到消除谐波和无功补偿的作用。

参考文献

- [1] 苏恒. 双调谐滤波器设计与失谐问题的研究[D]. 江门: 五邑大学, 2013.
- [2] 马世贤. 基于可控电抗器的双调谐滤波器研究与设计[D]. 南京: 南京理工大学, 2006.
- [3] 徐平凡, 陈忠仁, 肖星. TSC 动态无功补偿装置的仿真研究[J]. 电源技术应用, 2012(3): 32-35.
- [4] 倪常茂. 基于多调谐滤波器和 TSC 的混合型无功补偿滤波技术研究[D]. 武汉: 武汉科技大学, 2012.
- [5] 崔士杰, 汪建华. 基于 MATLAB 的单相全控整流电路功率因数测定[J]. 武汉工程大学学报, 2010(1): 90-92.
- [6] 王会涛, 钱希森, 任开春. 基于 Matlab 的功率因数校正电路的仿真分析[J]. 电源世界, 2007(3): 40-42.
- [7] 倪常茂, 刘振兴. 基于双调谐滤波器和 TSC 的混合型无功补偿滤波装置[J]. 电力自动化设备, 2012(7): 124-128.
- [8] 马世贤, 康明才, 黄锦安. 全控/部分可控双调谐滤波器仿真试验[C]. 2006 中国电力系统保护与控制学术研讨会论文集, 2006: 4.
- [9] 徐永海, 王铭诚. 双调谐滤波器的参数选择[J]. 现代电力, 1995(2): 6-11.
- [10] 肖遥. 双调谐滤波器和三阶滤波器的参数计算[J]. 湖北电力, 2000(2): 5-6.
- [11] 董海波, 张丽, 罗剑锋. 双调谐滤波器在矿井电网谐波治理中的应用研究[A]. 中国煤炭学会自动化专业委员会, 2008: 3.
- [12] 李崇. 基于双可控电抗器的双调谐滤波器研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2007.
- [13] 陈敏. 无源动态谐波滤波器的建模与仿真[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2012.

作者简介:

沙宏哲(1990), 工学硕士研究生, 主要研究无源动态滤波器和 TSC 的无功补偿、电力系统及其自动化;

冯媛硕(1988), 工学硕士研究生, 主要研究高压直流输电系统仿真、电力系统及其自动化。

(收稿日期: 2014-07-17)

(上接第 28 页)

- [2] 何健, 陈光. 新型铝合金芯铝绞线在输电线路中的应用[J]. 吉林电力, 2011, 15(2): 45-49.
- [3] GB/T 1179-2008 圆线同心绞架空导线[S].
- [4] 叶鸿声. 中强度全铝合金导线在输电线路中的应用[J]. 电力建设, 2010, 31(12): 10-20.
- [5] 万建成, 李健, 陈媛, 等. 铝合金芯铝型绞线在大容量直流线路中的应用[J]. 电力建设, 2013, 34(8): 105-106.

- [6] 布春磊, 周海鹰, 江明. 特高压直流输电线路大截面钢芯铝绞线选型研究[J]. 电力建设, 2013, 34(9): 102-104.

作者简介:

周 唯(1982), 硕士, 工程师, 从事输电线路技术设计工作;

吴子怡(1981), 硕士, 工程师, 从事电网工程造价设计工作。

(收稿日期: 2014-07-25)