

SVM 电流源型变频器平波电抗器的设计

王其兵, 丁明, 苏建徽, 张亚玉, 虞海贤

(合肥工业大学能源研究所教育部光伏系统工程研究中心, 合肥 230009)

摘要: 根据工程实践需要, 针对空间矢量调制(SVM)电流源型变频器平波电抗器的取值问题, 提供了一套方便有效的设计方法。笔者从三相电流源型变频器前后级功率管的调制方式出发, 通过分析直流电感两端电压的变化, 根据直流电流波动要求, 得到直流电感的计算公式。最后采用公式得到的电感值, 通过仿真初步验证了该设计方法的可行性。

关键词: 电流源型变频器; 相控整流; 空间矢量调制; 平波电抗器

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-1609(2011)03-0053-06

Smoothing Reactor Design for SVM Current Source Converter

WANG Qi-bing, DING Ming, SU Jian-hui, ZHANG Ya-yu, YU Hai-xian

(Research Center for Photovoltaic System Engineering Ministry of Education,
Energy Institute of Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: According to needs in engineering practice, for the value of smoothing reactor of current-source converter based on space vector modulation (SVM), we provide a convenient and effective designing method. Realizing the modulation of three-phase current-source converter front and rear-stage power devices, analyzing direct current inductance voltage, according to fluctuation requirement of direct current, this paper provides the formula to select smoothing reactor. At last, inductance value through the formula is obtained and verified by simulation, and the result confirms the feasibility of the design method.

Key words: current-source converter; phase-controlled rectifier; space vector modulation; smoothing reactor

0 引言

随着现代工业的发展, 变频器得到了广泛的应用, 单机容量也越来越大。目前, 变频器的拓扑主要采用的是交直交结构, 根据直流环节的不同还可将其分为电压源型和电流源型 2 种^[1-4]。国内文献中, 绝大多数都是对电压源型变频器的研究, 而对电流型变频器的研究甚少。但是国外对电流型变频器的研究较多, 并伴有研制出来的实际产品。最具代表性的就是美国 Rockwell 公司, 其大功率电流型变频器在国内市场已经拥有了近千家用用户, 且销量还有逐年上升的趋势。同时, 随着全球范围内风电的快速发展, 利用电流源型变频器作为中间环节的直驱风力发电系统也越来越倍受关注, 所以对电流型变频器的研究将变得越来越有价值^[5]。

目前, 市场上的大功率电流源型变频器的主要结构见图 1(a)、(b), 从图 1 中可以看出, 根据整流环节的不同, 可将电流源型变频器分为两种结构。第 1 种见图 1(a), 整流环节通过全控型器件(如 SGCT、IGCT 等)进行 SVM 整流, 该整流方式不仅通过进线端滤波电感和滤波电容将变频器直接接入电网, 还可以通过优越的控制策略实现高功率因素运行^[6-12]。第 2 种见图 1(b), 主要通过半控型器件进行三相全桥相控整流, 该整流方式由于会有谐波对电网产生污染, 所以需要通过隔离变压器才能接入电网^[13-15]。对于变频器逆变环节, 为了得到更加优越的波形, 则主要通过全控型器件, 采用 SVM 方式进行逆变。由图 1 可看出, 对于中压或高压的大功率电流源型变频器, 为了能达到所需的耐压等级, 只需在各桥臂中将功率管串联使用即可。

在变频器的直流侧, 为了得到平滑的直流电流

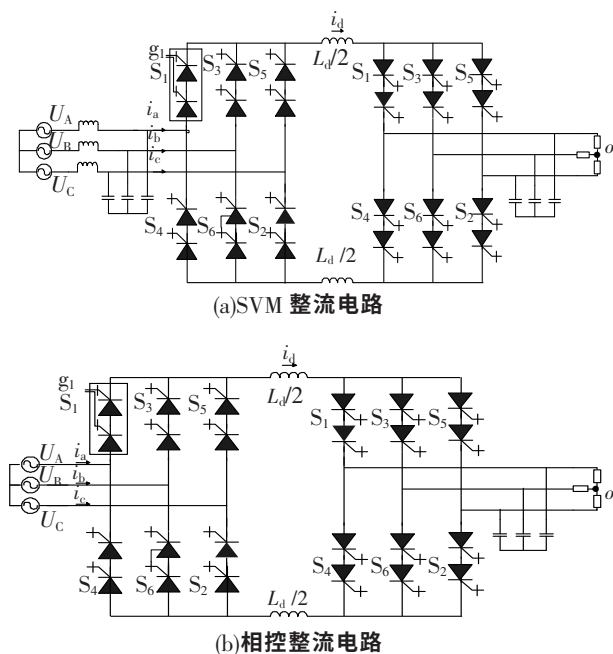


图 1 电流源型变频器结构图

Fig.1 The diagram of current source inverter

波形,必须加入平波电抗器 L_d 。 L_d 通常由绕在一个铁心上的两个线圈组成,分别连接在直流侧正、负两个母线上,这种连接方法在实际应用中可降低电动机的共模电压。所以作图时,在上下母线各画了一个 $L_d/2$ 的电感^[3,8]。

通过对电流源型变频器研究发现,其直流电流大小和稳定性不仅影响着输入侧功率因素的高低,还影响着输入输出波形好坏,所以对平波电抗器 L_d 的设计就显得至关重要。

对于大功率中高压电流源型变频器,直流侧电流一般较大,所以只要满足了直流电流纹波系数的要求,在正常工作情况下一般不会出现断流现象。因此,笔者在设计平波电抗器时,只需从直流电流纹波系数考虑,得到所需的直流电流即可。在工程实际中,一般要求直流电流纹波系数不高于 15%^[3]。

下面将分别介绍 2 种结构中平波电抗器电感的设计方法。

1 SVM 整流时直流电感的设计方法

当变频器前端采用 SVM 方式整流时,结构如图 1(a)所示,各个功率管的触发信号见图 2^[3]。

由图 2 中可看出,在某一时刻,既可能是不同桥臂的上下两个功率管导通,也可能是同一桥臂的两个功率管导通。假设在理想情况下,交流电源是三相对称工频正弦波电压,且基波幅值为 U_2 。当考虑最差情况,不同桥臂的上下管导通时,直流电压最大值为 $\sqrt{3} U_2$,而相同桥臂上下管导通时,直流电压为 0。

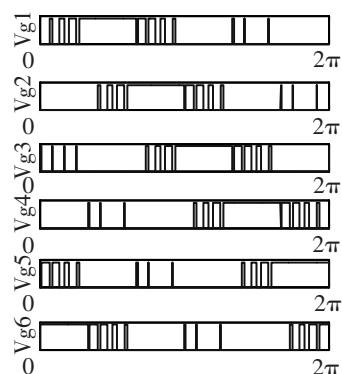


图 2 SVM 调制的 CSC 的开关序列

Fig.2 Switching sequence of CSC-based SVM

以上是对变频器整流侧的分析,在变频器逆变侧,情况相似,笔者也设逆变器直流侧的最大值为 $\sqrt{3} U_2$,最小值为 0。这样考虑最差情况下,直流电感两端的电压差最大值为 $\sqrt{3} U_2$,最小值为 $-\sqrt{3} U_2$ 。这时可近似认为是一个幅值为 $2\sqrt{3} U_2$ 且占空比固定的单极性 PWM 电压调制波取代整流后的直流电压,见图 3。

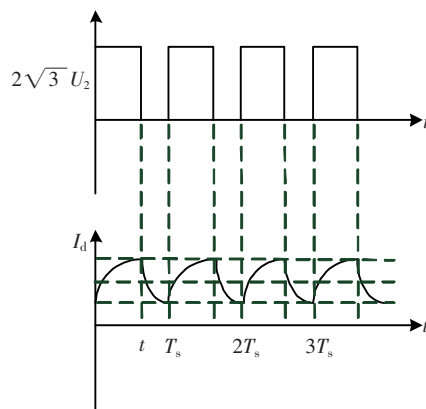


图 3 直流侧电压、电流稳态波形图

Fig.3 Steady-state waveform of DC voltage and current

由于实际中的直流电感电压的瞬时值不大于电压峰值 $2\sqrt{3} U_2$,这种假设提高了直流电感的设计要求,所以这种近似是合理的。

对于文[11]中的直流电抗器的设计方法,虽然有一定的合理性,但是它对电感值的选择偏大,其经济性不高,在工程实践中,应该采用更加精确的计算公式。

由于变频器的整流侧和逆变侧都采用 SVM 方式,采用极端的方式,假设一侧的采样周期 T_∞ 无穷大,另一侧采样周期 T_o 很小,则电抗器两端的电压变化主要还是内发生,所以分析电抗器两端电压的变化时,主要分析采样周期小的一侧。

由文[12]中的公式(7-337)可得到

$$\delta \approx \frac{\sqrt{3} U_2}{L_d I_d} \cdot \frac{t(T_s - t)}{T_s} \quad (1)$$

式(1)中: $\delta = \frac{\Delta i_d}{I_d}$ (Δi_d 是直流波动电流峰谷值之差的一半)为电流纹波系数, T_s 为整流侧和逆变侧采样周期取值较小者。

对于 SVM 触发方式时, 可以选择一个扇区进行分析。而在其他扇区中, 只需把实际偏移角 θ 减掉相应的 $k \cdot \pi/3$ ($k=1 \sim 5$) 即可, 分析方法完全相同。在各个扇区中, 参考电流矢量 I_{ref} 的基本合成方式主要有 2 种, 见图 4(a)和(b)。 T_1 、 T_2 分别为 I_1 、 I_2 的作用时间。

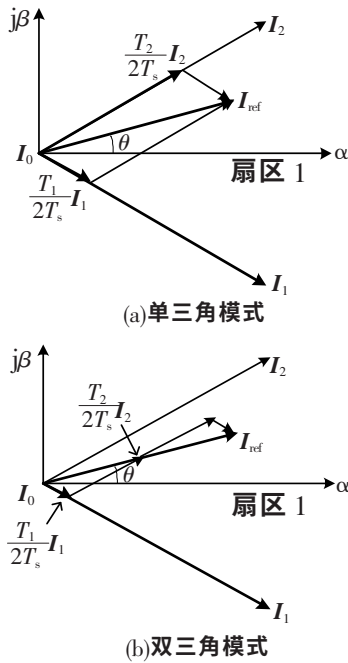


图 4 电流矢量的基本合成模式

Fig.4 The basic synthesis model of current vector

由文[3]的公式(10-23)可知,

$$\begin{cases} T_1 = m_a \sin(\pi/6 - \theta) T_s \\ T_2 = m_a \sin(\pi/6 + \theta) T_s \\ T_0 = T_s - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中, $m_a = \frac{I_{ref}}{I_d}$ 为幅值调制因素, 由式(2)可得图 3 中的 $t = T_1 + T_2 = m_a \cos \theta T_s$ 。由于 $\theta \in (-\pi/6, \pi/6)$, 由公式(1)可知, 若 m_a 、 T_s 值一定, 要想得到最小的 δ , 则 $\theta = \frac{\pi}{6}$, 此时

$$L_d = \frac{3U_2}{4\delta I_d} \cdot m_a (2 - \sqrt{3} m_a) T_s \quad (3)$$

对于图 4(a)所示的单三角模式, 由于在一个采样周期中只有一个零电压的存在, 根据式(3)可得直流电抗器电感值 L_{dmin} 为

$$L_{dmin} = \frac{\sqrt{3} U_2}{4\delta I_d f_s} \quad (4)$$

而对于图 4(b)所示的双三角模式, 在一个采样周期内存在两次零电压的跳变, 相对于单三角模式时的采样周期为 $T_s/2$, 根据式(3)可得直流电抗器电感 L_{dmin} 为

$$L_{dmin} = \frac{\sqrt{3} U_2}{8\delta I_d f_s} \quad (5)$$

式(4)、(5)中, f_s 为采样频率, $f_s = 1/T_s$ 。

3 相控整流时直流电感的设计方法

当变频器前端采用相控整流时, 结构见图 1(b)。相控整流发波方式与 SVM 发波方式有所不同, 它的各个功率管开关函数波形见图 5^[12-16]。

由图 5 可看出, 三相全桥相控整流时, 某一时刻, 只有不同桥臂的上下两只功率管导通。

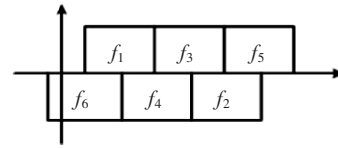


图 5 相控整流电路的开关函数波形

Fig.5 Switching function waveform of phase-controlled rectifier circuit

假设在理想情况下, 交流电源是三相对称工频正弦波电压, 且基波电压幅值为 U_2 , 同时忽略六脉动桥式整流电路换相重叠角的影响。当装置处于稳定工作状态时, 三相电源电压表示为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = U_2 \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

根据图 5 的开关函数波形和式(6), 可得三相桥式整流器输出直流电压 U_d 为

$$U_d = \sqrt{3} U_2 \sin(\omega t + \pi/6 + k \cdot \pi/3) \quad \pi t \in (\pi/6 + \alpha \sim \pi/2 + \alpha) \quad (7)$$

由于式(7)是一个周期函数, 各周期波形相同, 所以只需考虑一个周期的电压变化即可。从而得

$$U_d = \sqrt{3} U_2 \sin(\omega t + \pi/6) \quad \pi t \in (\pi/6 + \alpha \sim \pi/2 + \alpha) \quad (8)$$

由公式(8)可知, U_d 的大小主要取决于 α 的取值, 从而推得

$$\begin{cases} U_{dmax} = \sqrt{3} U_2, U_{dmin} = \sqrt{3} U_2 \sin(2\pi/3 + \alpha) \\ 0 \leq \alpha \leq \pi/6 \\ U_{dmax} = \sqrt{3} U_2 \sin(\pi/3 + \alpha), \\ U_{dmin} = \sqrt{3} U_2 \sin(2\pi/3 + \alpha) \quad \pi/6 \leq \alpha \leq \pi/2 \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可知, 要想得到相控整流输出电压的大小, 就必须知道工程实际对触发角 α 的要求。因为 α

角的大小不仅影响着直流输出电压的大小,还影响着功率因数的大小。当要求 α 角在 $0\sim 30^\circ$ 内连续可调时,由式(9)可得整流输出电压最大值为 $\sqrt{3} U_2$,最小值为 $\frac{\sqrt{3}}{2} U_2$ 。当要求 α 角在 $0\sim 90^\circ$ 内连续可调时,则整流输出电压最大值为 $\sqrt{3} U_2$,最小值为 $-\frac{\sqrt{3}}{2} U_2$ 。

以上是对相控整流输出电压波形的分析,而对逆变侧输入电压波形的分析方法则与前面 SVM 整流时的相同,即可得出输出侧最大值为 $\sqrt{3} U_2$,最小值为 0。分析电抗器两端电压的变化时,主要考虑最小周期内变化情况。由于整流后的直流波形周期一般远大于逆变侧 SVM 采样周期,所以按逆变侧采样周期来考虑。综合整流输出电压幅值和逆变输入电压幅值,最差情况下,可得出

1) 当 α 角在 $0\sim 30^\circ$ 内连续可调时,电抗器两端电压差值最大为 $\sqrt{3} U_2$,最小为 $-\frac{\sqrt{3}}{2} U_2$ 。根据式(3)可得。

当逆变侧电流矢量合成采用单三角模式时,电抗器电感最小值 L_{dmin} 为

$$L_{\text{dmin}} = \frac{3\sqrt{3} U_2}{16\delta I_d f_s} \quad (10)$$

当逆变侧电流矢量合成采用双三角模式时,电抗器电感最小值 L_{dmin} 为

$$L_{\text{dmin}} = \frac{3\sqrt{3} U_2}{32\delta I_d f_s} \quad (11)$$

2) 当 α 角在 $0\sim 90^\circ$ 内连续可调时,电抗器两端电压差值最大时为 $\sqrt{3} U_2$,最小为 $-\frac{\sqrt{3}}{2} U_2$ 。由公式(3)可得

当逆变侧电流矢量合成采用单三角模式时,电抗器电感最小值 L_{dmin} 为

$$L_{\text{dmin}} = \frac{5\sqrt{3} U_2}{16\delta I_d f_s} \quad (12)$$

当逆变侧电流矢量合成采用双三角模式时,电抗器电感最小值 L_{dmin} 为

$$L_{\text{dmin}} = \frac{5\sqrt{3} U_2}{32\delta I_d f_s} \quad (13)$$

式(10)–(13)中, f_s 为逆变侧的采样频率。

以上是对 α 角在 $0\sim 30^\circ$ 和 $0\sim 90^\circ$ 这 2 种情况下进行分析。对于其他要求 α 取值,同样可根据式(9)推出整流输出电压最大值和最小值。再根据电抗器两端电压差值,由式(3)得出电感值的大小。

3 系统仿真实验

系统参数如下,额定容量为 $1 \text{ MV}\cdot\text{A}$,额定线电压为 4160 V (有效值),输入频率 50 Hz 。逆变输出端两系统的器件参数相同:设负载电机电阻 $=21 \Omega$,电机电感为 0.5 mH ,滤波电容为 $54.88 \mu\text{F}$,采样频率为 1 kHz ,也即开关频率为 500 Hz 。同时要求直流侧电流为 200 A ,脉动系数 $\leq 15\%$ 。

当采用 SVM 整流时,结构见图 1(a),进线滤波电感为 4.9 mH ,进线滤波电容为 $54.88 \mu\text{F}$,线路等效电阻为 0.05Ω ,采样频率为 1 kHz 。采用单三角模式,根据式(4),可得电抗器的电感值 $L_d = 49 \text{ mH}$;当采用双三角模式,根据式(5),可得电抗器的电感值 $L_d = 24.5 \text{ mH}$ 。

图 6 中采样频率为 1 kHz , $L_d = 49 \text{ mH}$;图 7 中采样频率为 1 kHz , $L_d = 24.5 \text{ mH}$,仿真图中可以得出两者的直流电流脉动系数分别为 $\delta_{\text{SVM6}} = 8.5\%$ 和 $\delta_{\text{SVM7}} = 15.3\%$,两者对比近似满足式(4)的对应关系。

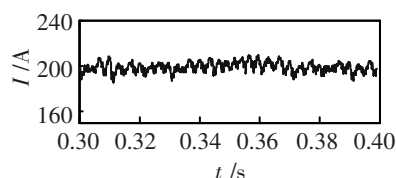


图 6 单三角模式时直流电流图($f_s = 1 \text{ kHz}$, $L_d = 49 \text{ mH}$)

Fig.6 DC current waveform when single-triangle pattern($f_s = 1 \text{ kHz}$, $L_d = 49 \text{ mH}$)

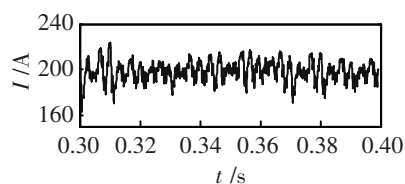


图 7 单三角模式时直流电流图($f_s = 1 \text{ kHz}$, $L_d = 24.5 \text{ mH}$)

Fig.7 DC current waveform when single-triangle pattern($f_s = 1 \text{ kHz}$, $L_d = 24.5 \text{ mH}$)

图 8 中直流电流脉动系数 $\delta_{\text{SVM8}} = 8.9\%$,与图 6 相比,两者也基本满足了式(4)和(5)的对应关系。

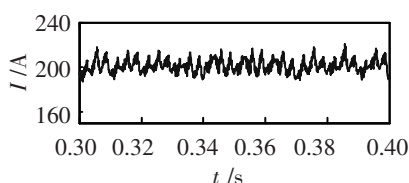


图 8 双三角模式时直流电流图($f_s = 1 \text{ kHz}$, $L_d = 24.5 \text{ mH}$)

Fig.8 DC current waveform when double-triangle pattern($f_s = 1 \text{ kHz}$, $L_d = 24.5 \text{ mH}$)

当采用相控整流时,要求触发角在 $0\sim 90^\circ$ 内连

续可调。当 $\alpha = \pi/8$, 得直流电流值为 200 A, 根据式 (10), 可得电抗器的电感 $L_d = 61.3 \text{ mH}$ 。

图 9 是相控整流时的直流电流稳态波形图, 从图中可得到 $\delta_{p-c} = 7.2\%$, 从而符合条件要求。

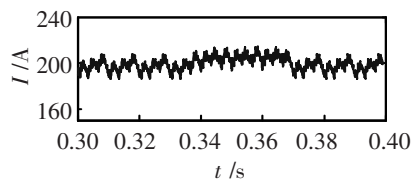


图 9 相控整流时直流电流稳态波形图

Fig.9 DC current steady-state waveform when phase-controlled rectifier

4 结论

笔者从直流电抗器两端电压的变化情况出发, 通过 SVM 整流和相控整流 2 种方式, 结合 SVM 触发的参考电流合成模式, 得出了几个更为合理的电抗器电感值的计算公式, 通过仿真结果, 验证了计算公式的正确性。

同时, 从以上的分析和计算公式还可以得出一些相应的结论:

1) 对于相控整流和 SVM 整流的变频器, 直流电感值与采样频率 f_s 有关, 由于开关频率 $f_{sw} = f_s / 2$, 所以电抗器电感值也即与开关频率有关, 开关频率越高, 电感值越小。

2) 当采用相控整流时, 对触发角 α 的要求影响平波电抗器电感值的选择。要求的取值范围越大, 电感值越大。但在工程实际中, 为了保证高效率和高功率因数, α 一般都不会很大。

3) 对于电流源型变频器, 电抗器的电感值还与变频器的额定功率、额定电压有关。对于两个额定电压相同的变频器, 额定功率越大, 直流电流会越大, 则所需电抗器的电感值反而越小。

由于电抗器的电感公式是在考虑最差情况下得到的, 而在实际应用中很少出现这些最差情况, 所以通常会根据实际情况, 将所得出的电感值乘以一个比例系数 k 。 k 值一般为 0.8~1.0。

笔者通过对电流源型变频器直流平波电抗器的电感值选取进行了一些探讨, 从而得出一些推导公式, 同时在工程实践的基础上给出了一些参考数据, 希望对以后研究这方面课题的人员有一定地帮助。

参考文献:

[1] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.

WAN G Zhao-an, HUANG Jun. Power electronics [M]. Beijing: China Machine Press, 2000.

[2] 徐甫荣. 中高压变频器的分类和比较[J]. 电源技术应用, 2004, 7(10): 622-627.

XU Fu-rong. Classification and comparison of high-voltage inverter [J]. Power Supply Technologies and Applications, 2004, 7(10): 622-627.

[3] 吴斌. 大功率变频器及交流传动[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.

WU Bin. High-power converters and AC drives [M]. Beijing: China Machine Press, 2007.

[4] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.

XU De-hong. Power electronic systems modeling and control [M]. Beijing: China Machine Press, 2007.

[5] DAI Jing-ya, XU De-wei, WU Bin, et al. Dynamic performance analysis and improvements of a current source converter based PMSM wind energy system[C]// Power Electronics Specialists Conference, PESC: [s.n.], 2008: 99-105.

[6] 叶满园, 宋平岗, 官二勇. 单桥电流源型整流 SHE-PWM 控制技术研究[J]. 电力电子技术, 2006, 40(3): 4-6.

YE Man-yuan, SONG Ping-gang, Guan Er-yong. Study of single-bridge current source rectifier based on SHE-PWM control technology [J]. Power Electronics, 2006, 40(3): 4-6.

[7] ZARGARI N, RIZZO S C. A new current source converter using a symmetric gate commutated thyristor (SGCT)[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2001, 37(3): 896-902.

[8] WU Bin, RIZZO S C. Rockwell automation technologies, inc, integrated DC link choke and method for suppressing common-mode voltage in a motor drive, USA: patent no: US7132812 B1, nov. 7[P]. 2006.

[9] XIAO Y, WU B. Design of line/motor side capacitors for PWM CSR-CSI drives to achieve optimal power factor in high power fan/pump applications [C]// APEC '97 Conference Proceedings 1997, Atlanta: [s.n.], 1997: 23-27.

[10] LI Yun-wei, PANDE M. DC-link current minimization for high-power current-source motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(1): 232-240.

[11] SHATSHAT R E, KAZERANI M, SALAMA M M A. Multi converter approach to active power filtering using current source converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2001, 16(1): 38-45.

[12] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.

ZHANG Chong-wei, ZHANG Xing. PWM rectifier and control[M]. Beijing: China Machine Press, 2003.

- [13] 王磊, 刘小宁, 王伟利. 大功率整流电路直流侧非特征谐波的分析[J]. 继电器, 2007, 35(3): 37-40.
WANG Lei, LIU Xiao-ning, WANG Wei-li. Abnormal harmonic analysis of DC side in high power rectifying system[J]. Relay, 2007, 35(3): 37-40.
- [14] 郭锦艳. 高压直流输电系统直流滤波装置的优化设计[D]. 北京: 华北电力大学, 2005.
GUO Jin-yan. HVDC transmission system optimal design of DC filter [D]. Beijing: North China Electric Power University, 2005.
- [15] 杨汾艳, 徐政. 直流输电系统平波电抗器电感参数的选择研究[J]. 高压电器, 2009, 45(3): 8-14.
YANG Fen-yan, XU Zheng. Selection of smoothing reactance for HVDC projects[J]. High Voltage Apparatus, 2009, 45(3): 8-14.
- [16] 关志刚, 申文清, 侯瑞生. 节能型中频电源平波电抗器的设计[J]. 变压器, 2003, 40(9): 4-7.
GUAN Zhi-gang, SHEN Wen-qing, HOU Rui-sheng. Design of energy-saving smoothing reactor for medium-frequency power source[J]. Transformer, 2003, 40(9): 4-7.
- 王其兵(1984—), 男, 汉族, 在读硕士研究生, 研究方向为光伏应用、高压变频节能传动技术。电话: 13721059100, 邮箱: qibingwong2061@gmail.com
- 丁明(1956—)男, 汉族, 教授, 博导, 研究方向: 电力系统可靠性与安全防护、可再生能源与分布式发电系统、电力市场与电力系统规划、电力电子技术在电力系统中应用。
- 苏建徽(1963—), 男, 教授, 博导, 研究方向为光伏应用、高压变频节能传动技术。

简讯

我国实现从数字变电站到智能变电站的重大突破

近期我国相继建成投产了四川 110 kV 北川智能变电站、青岛 220 kV 午山智能变电站等 7 座智能变电站, 实现了从数字变电站到智能变电站的重大突破。

国家电网公司副总经理舒印彪说: “智能变电站的建成投运, 可大幅提升设备智能化水平和设备运行可靠性, 实现无人值班和设备操作的自动化, 提高资源使用和生产管理效率, 使运行更加经济、节能和环保”。以青岛 220 kV 午山变电站为例, 与普通变电站相比, 按照设备使用寿命 15 年计算, 可节约成本 2240 万元。

智能变电站是坚强智能电网建设中实现能源转换和控制的核心平台之一, 是智能电网的重要组成部分, 也是实现风能、太阳能等新能源接入电网的重要支撑。

“十二五”期间, 国家电网将投资 5000 亿元, 建成连接西部大型能源基地与东部主要电力负荷中心的“三横三纵”特高压骨干网架和 13 回长距离直流输电工程, 初步建成核心的世界一流坚强智能电网。

建设以特高压为骨干的坚强智能电网是中国经济社会发展和能源禀赋特点的需要。我国能源呈逆向分布: 三分之二的煤炭资源和水电资源集中在北方和西南部, 陆地风能集中在西北部地区, 而三分之二的能源消费集中在中东部地区。

“这就需要用坚强的特高压电网实现电力的远距离传输和大范围消纳”, 国家电网公司总经理刘振亚说。建成坚强而智能的电网, 将有效缓解我国经济社会持续快速发展带来的节能减排压力, 缓解煤电运紧张矛盾, 促进西部能源基地的能源外送。

智能电网是实现全社会低碳发展的关键。专家介绍, 在发电端应用智能电网技术可以提升接纳清洁能源的能力, 还可提高传统发电技术的效率; 在电网环节可以降低线路损耗, 提高输电效率, 提升电网基础设施资源利用率和供电可靠性, 从而达到节能减排的目的; 在深入千家万户的配电端, 通过智能电表, 可将用电信息反馈给用户, 提高用电效率, 用户还可通过智能电网将自家太阳能发电卖给电网, 实现智能互动和绿色节能。

在智能电网技术方面, 国家电网制定并发布了《坚强智能电网技术标准体系规划》。这个智能电网发展的“技术标准路线图”, 成为世界上首个用于引导智能电网技术发展的纲领性标准。