

基于高频交流链接技术的大功率高压直流电源

李伟 刘庆想 张政权 李相强

(西南交通大学物理科学与技术学院 成都 610031)

摘要 当前大功率直流电源普遍采用直流链接技术和无源功率因数校正方案，电网侧电流谐波较大、功率因数较低且尺寸较大。基于高频交流链接（HF AC link）技术的变换器具有优异的电网侧性能，且不需要大容量的直流储能环节和滤波电抗器，尤其是在大功率电源中有利于减小尺寸，结合串联谐振电路，还可以减小损耗，以满足移动平台对高功率密度、高效率的要求。采用状态平面图法分析了在三相激励条件下的串联谐振电路断续模式下的电流特性，并得到了精确的控制参数表达式，对串联谐振电路采用脉冲密度调制（PDM）的方式调节和稳定直流电源的输出。在对单脉冲电流特性分析基础上给出了基于电网相位进行前馈的控制策略，并构建了前馈和反馈控制相结合的控制系统并对其进行仿真和实验。实验结果与仿真结果一致，表明在负载电阻 560Ω 上产生 28.6kW ，即 4kV 的条件下，电压纹波低于 1% ，输入侧功率因数为 1 ，各相电流总谐波含量低于 5.5% 。

关键词：交流链接 大功率 高压直流电源 功率因数 谐波畸变率

中图分类号：TM89

High Power High Voltage DC Power Supply Based on Series-Resonant High Frequency AC Link Technology

Li Wei Liu Qingxiang Zhang Zhengquan Li Xiangqiang

(Institute of Physical Science and Technology Southwest Jiaotong University

Chengdu 610031 China)

Abstract High power DC power supply usually adopts DC-link and passive power factor correction method, resulting in serious line current harmonics and low power factor at grid side. The converter based on high frequency AC-link technology has excellent properties at grid side. In addition, since large capacitors and line filters are no more needed, the size can be reduced for the high power supply, and combined with the traditional series resonant circuit, the switching losses can also be reduced. This article analyzes the characteristics of DCM resonant current excited by the three-phase grid, and provides an accurate theoretical solution for control with state-plane diagram method. The PDM method is used to adjust and stabilize the output voltage. This article provides a feed-forward control strategy based on the current characteristics analysis, and builds a control system combined with the feed-forward and feed-back controls. The simulation and experimental results show that, with the proposed accurate solution and control system, and at the condition of generating 4kV on a 560Ω resistor, the output voltage ripple (p-p) is lower than 1% , meanwhile, at the grid side, the power factor is almost 1 and the total harmonic distortion (THD) of each line current is lower than 5.5% .

Keywords: AC-link, high power, high voltage DC power, power factor, total harmonic distortion

0 引言

大功率高压直流电源广泛应用于工业，如高压直流输电、电子束焊机、静电除尘和 X 光机以及速调管放大器等^[1-5]，还应用于科学研究，如高能物理、受控核聚变等^[6-8]。早期的高压电源采用线性电源、工频或中频的能量变换技术和基于中频能量变换的脉冲阶梯调制（Pulse Step Modulation, PSM）技术，尺寸较大，效率也较低。随着电力电子器件的发展，能量变换可以采用更高的频率，当前普遍采用的直流链接技术中开关频率可达几十 kHz，相比中频技术，系统尺寸大为减小，由于采用 PWM 技术会使得开关电压应力和损耗都较大，因而多采用谐振技术实现软开关以提高效率。在大功率应用场合，三相有源功率因数校正技术仍不成熟，电路和控制较为复杂，而且会引入较大的额外损耗，因而普遍仅采用电抗器来降低电流谐波，使得电网侧的功率因数较低（0.92）^[5]，另外工频电抗器和直流储能环节的尺寸仍较大，不利于功率密度的进一步提高。

不同于用于电机驱动的矩阵变换器^[9]，交流链接（AC-link）技术中，矩阵开关结合谐振电路可将三相交流电压直接转换成高频交流电流。基于 AC-link 技术的能量变换器在国内外均有报道^[1,7,10-15]。由于主电路拓扑以及工作模式的不同，用于分析和控制的理论和策略也不相同。文献[10]和文献[6,7]中分别采用串联谐振电路和并联谐振电路作为高频链，并将高频电流脉冲在电网各相之间分配以实现功率因数校正功能。文献[1]提出了在单个电流脉冲内进行相间切换以实现功率因数校正的方法，可以减小输入滤波器的尺寸。文献[11]中采用软开关 Buck-Boost 电路作为高频链。文献[12]中将高频交流电流直接用于感应加热。文献[11,12]均采用了文献[1]的功率因数校正方法。

分析方法和近似条件的准确性以及控制量的可简便求解的特点，直接关系到电源的性能和控制的可实现性。基波等效法通常用于分析谐振电路，但由于存在模型等效误差和忽略了高次谐波的影响，结果不精确。解析法可以得到准确的结果^[16]，但当谐振过程较为复杂时，求解变得困难^[17]。本文在完善基于 AC-link 技术串联谐振高压充电电源^[13-15]相关理论的基础上，采用脉冲密度调制（Pulse Density Modulation, PDM）的方式调节输出平均电流，从而实现输出电压的调节和稳定。采用断续工作模式使得电源具有抗短路特性，基于 AC-link 技术的串联

谐振高压电源如图 1 所示。本文采用状态图法^[18]推导了用于电流特性分析和控制的理论准确解，在对电流特性分析的基础上给出了可用于直流稳压电源的前馈控制策略，并以此构建了闭环控制系统。

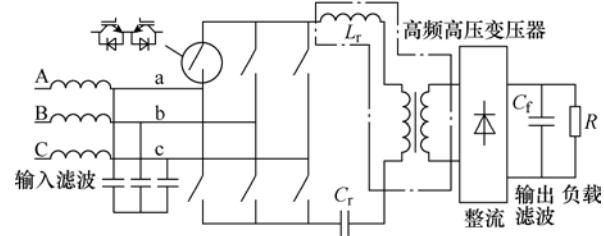


图 1 基于 AC-link 技术的串联谐振高压电源

Fig.1 Series resonant HV converter based on AC-link

采用串联谐振断续工作模式的电源模块可以通过简单的并联来增加输出功率，而不需复杂的均流措施，各模块之间保持一定的相位差可以提高总的电流纹波频率，从而在同样滤波电容容量时具有低的电压纹波^[19]。另外由于基于 AC-link 的串联谐振电路采用的是自然换流方案^[13-15]，因而可以使用电流和电压等级更高的晶闸管作为开关器件，也可作为实现更大功率和更高电压等级的变换器。

1 电流特性

串联谐振电路在断续工作模式单电压激励条件下具有的稳态电流特性^[5]。这时前半周和后半周的电流峰值 I_{1m} 和 I_{2m} 为

$$I_{1m} = \frac{U_s + U_L}{Z} \quad (1)$$

$$I_{2m} = -\frac{U_s - U_L}{Z} \quad (2)$$

式中， U_s 为激励电压； U_L 为等效到初级的负载电压； Z 为串联谐振的特征阻抗。

由于前半周与后半周电流均为正弦，因而整流后的单个电流脉冲的电流积分值为

$$Q_{m+n} = \frac{T}{2} \left(\left| \frac{2}{\pi} I_{1m} \right| + \left| \frac{2}{\pi} I_{2m} \right| \right) = 4U_s C_r \quad (3)$$

式中， T 为谐振周期； C_r 为谐振电容。

由式（3）可见，在单电压激励条件下，单脉冲平均电流正比于激励电压 U_s 。

基于 AC-link 技术串联谐振的控制参照文献[13-15]中所述的控制策略，简化等效电路如图 2 所示，可选的激励源电压 $U_2 \geq U_1$ ，先接入低压激励源 U_1 ，工作一定时间 t_1 后切换到激励源 U_2 ，对应的谐振工作波形如图 3 所示。文献[14,15]对单脉冲电流特性

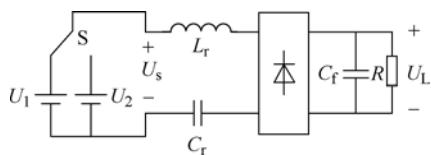


图2 简化等效电路

Fig.2 Simplized and equivalent circuit

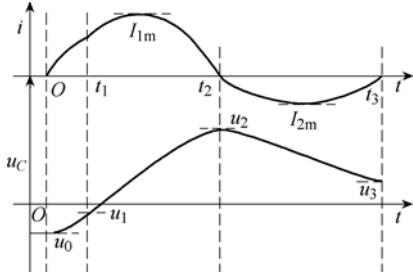


图3 谐振工作波形

Fig.3 Resonant waveforms

进行了近似分析，本文采用状态平面图法对工作过程进行分析，并给出理论准确解。

图4为与图3相对应的状态平面图，其中横坐标为谐振电容电压，纵坐标为谐振电流与特征阻抗Z的乘积， $I_1 \sim I_3$ 为单脉冲电流的三个不同的谐振阶段轨迹， $O_1 \sim O_3$ 分别为不同阶段谐振回路的激励电压， u_0 为谐振电容电压初始值， u_1 为激励电压切换点时谐振电容电压， u_2 为谐振电容电压最大值， u_3 为电流结束点时的谐振电容电压， θ_1 为电网幅值最小相的接入相位。

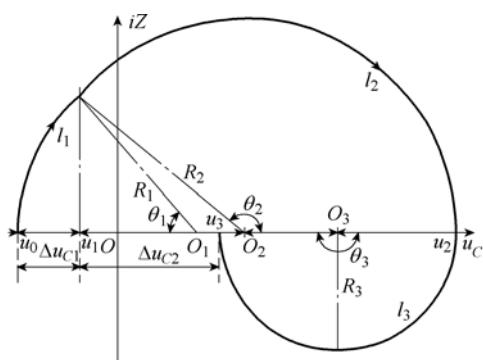


图4 状态平面图

Fig.4 State-plane diagram

状态图中可作为已知的量： $O_1 = U_1 - U_L$ ； $O_2 = U_2 - U_L$ ； $O_3 = U_3 + U_L$ ；未知或待求解的量： u_0 、 u_1 、 u_2 、 u_3 、 R_1 、 R_2 、 R_3 和 θ_1 。

稳态约束条件为

$$u_3 = -u_0 \quad (4)$$

几何约束条件为

$$R_1^2 - (O_1 - u_1)^2 = R_2^2 - (O_2 - u_1)^2 \quad (5)$$

$$R_1 = O_1 + u_3 \quad (6)$$

$$R_3 = O_3 - u_3 \quad (7)$$

$$R_2 = u_2 - O_2 = O_3 + R_3 - O_2 \quad (8)$$

电网侧功率因数约束条件为

$$\frac{Q_1}{Q_1 + Q_2} = \frac{C_r \Delta u_{C1}}{C_r (\Delta u_{C1} + \Delta u_{C2})} = \frac{u_1 - u_0}{u_3 - u_0} = k \quad (9)$$

式中， k 为电网幅值最小相的电压与幅值最大相的电压比值的绝对值，通过对电网的检测获得可作为已知量。

将式(4)代入式(9)可得

$$\frac{Q_1}{Q_1 + Q_2} = \frac{u_1 + u_3}{2u_3} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_1}{u_3} \right) = k \quad (10)$$

式(10)可写为

$$u_1 = (2k - 1)u_3 \quad (11)$$

由式(5)可得

$$u_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{R_2^2 - R_1^2}{O_1 - O_2} + O_1 + O_2 \right) \quad (12)$$

由式(11)和式(12)消去 u_1 可得

$$(2k - 1)u_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{R_2^2 - R_1^2}{O_1 - O_2} + O_1 + O_2 \right) \quad (13)$$

将式(7)代入式(8)可得

$$R_2 = 2O_3 - O_2 - u_3 \quad (14)$$

将式(6)和式(14)代入式(13)可得

$$(2k - 1)u_3 = \frac{1}{2} \left[\frac{(2O_3 - O_2 - u_3)^2 - (O_1 + u_3)^2}{O_1 - O_2} + O_1 + O_2 \right] \quad (15)$$

由式(15)解得

$$u_3 = \frac{2O_3(O_3 - O_2)}{(O_1 - O_2)(2k - 1) + 2O_3 - O_2 + O_1} \quad (16)$$

将已知量代入式(16)后可得

$$u_3 = \frac{2U_L}{1 - k(U_2 - U_1)/(U_2 + U_L)} \quad (17)$$

将式(17)得到的 u_3 代入到式(6)和式(11)可得 R_1 和 u_1 ，进而可得用于控制切换的相位为

$$\theta_1 = \arccos \left(\frac{O_1 - u_1}{R_1} \right) \quad (18)$$

由 $\theta = \omega t$ 可得用于控制切换的时间为

$$t_1 = \frac{\theta_1}{\omega} \quad (19)$$

式中, ω 为串联谐振的角频率。

前半周电流积分值为

$$Q_m = \int_0^{t_2} i dt = C_r \Delta u_m = C_r (u_2 - u_0) = C_r (u_2 + u_3) \quad (20)$$

由几何关系可得

$$u_2 = u_3 + 2R_3 = u_3 + 2(O_3 - u_3) = 2O_3 - u_3 \quad (21)$$

将式(21)代入式(20)可得

$$Q_m = 2O_3 C_r = 2C_r (U_2 + U_L) \quad (22)$$

后半周电流积分值为

$$Q_n = \int_{t_2}^{t_3} i dt = C_r \Delta u_n = -C_r (u_2 - u_3) \quad (23)$$

将式(21)代入式(23)中可得

$$Q_n = -C_r (2O_3 - 2u_3) = -2C_r (U_2 + U_L - u_3) \quad (24)$$

整流后的全周期电流积分值为

$$\begin{aligned} Q_{m+n} &= |Q_m| + |Q_n| = 2C_r (U_2 + U_L - u_3) + 2C_r (U_2 + U_L) \\ &= 2C_r (2U_2 + 2U_L - u_3) \end{aligned} \quad (25)$$

在 DC-link 中, 采用单电压激励, 即 $U_2 = U_1$, 将其代入式(17)可得

$$u_3 = 2U_L \quad (26)$$

文献[14]以 $u_0 = 2U_L$ 作为电容电压初始值的条件进行求解, 由式(17)可见, 假设条件存在误差。

将式(26)代入到式(25)可得: $Q_{m+n} = 4U_2 C_r$, 结果与式(3)一致, 体现了基于状态图法的分析结果对单电压激励情况的兼容性。

根据以上求解过程得到的控制参数如图 5 所示, 最小相接入相位随负载电压升高逐渐增大, 随电网相位($0\sim 30^\circ$)增加也逐渐增大。

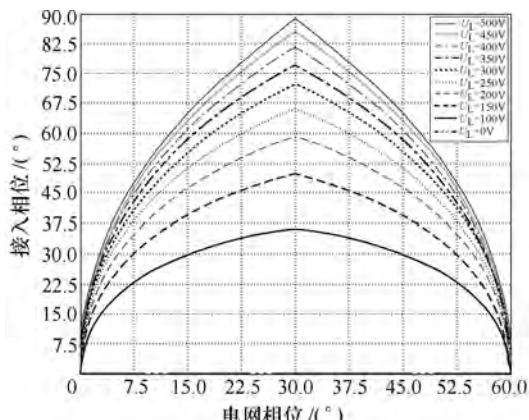


图 5 最小相接入相位 θ_1 与电网相位和负载电压的关系

Fig.5 Connected phase θ_1 of minimum phase varing with grid phase and output voltage

由式(25)可知, 单脉冲平均电流并不正比于激励电压。图 6 为不同输出电压时, 归一化单脉冲平均电流与电网相位和负载电压的关系, 图 6 中 $U_L = 0V$ 的曲线为仅由最大电压(整流后电压)激励的平均电流随电网相位关系, 与 DC-link 中的电流特性相同, 单脉冲平均电流正比于激励电压。随着负载电压升高单脉冲平均电流逐渐减小, 且在负载电压较高时, 平均电流值与电网相位基本成线性关系。

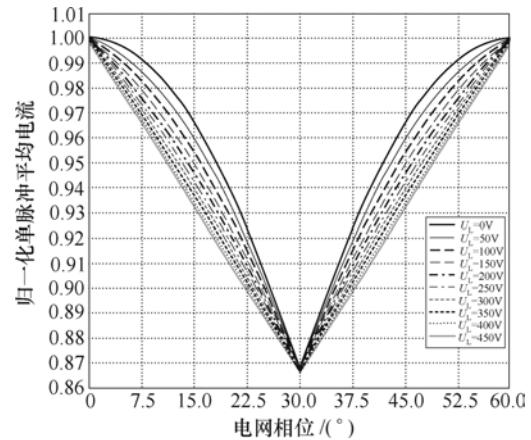


图 6 归一化单脉冲平均电流(电荷)与电网相位和负载电压关系

Fig.6 Normalized average current varing with grid phase and output voltage

2 前馈和闭环控制

由第 1 节得到了单脉冲平均电流与电网相位和负载的特性, 为了保持输出总体平均电流的恒定以稳定输出电压, 需要给出与单脉冲平均电流相反的 PDM 方法。为了简化控制, 采用与电网相位呈线性的近似补偿曲线。电流脉冲密度是通过脉冲间隔(控制周期)来控制的, 因而前馈控制单元只需在控制周期上根据电网相位进行线性加权。

$$T_2 = T_1 \left(0.867 + \frac{1 - 0.867}{30} \theta \right) \quad 0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ \quad (27)$$

式中, θ 为电网相位。

图 7 为包含有前馈的闭环控制框图, 图 7 中 PID 控制器在前馈控制器之前, 根据参考电压和实际电压之间的误差输出控制周期 T_1 。前馈控制器根据电网相位在 T_1 上乘以前馈系数后得到实际用于控制的周期 T_2 , PDM 控制器以时间 T_2 作为上限进行计数, 到达上限后计数器清零并输出触发信号。单周期控制器在触发信号到来时启动由切换时刻 t_1 和电网极性状态所确定的驱动序列, 并用此信号控制 IGBT 的通断完成谐振工作过程。

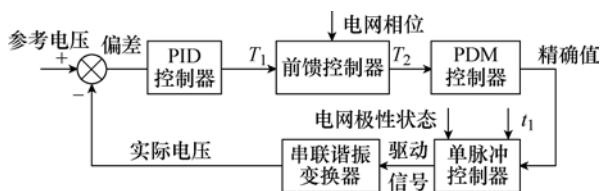


图 7 包含有前馈的闭环控制框图

Fig.7 Block diagram of close-loop control including feed-forward

第 1 节的所有表达式中均未包含负载阻抗参数,而仅包含输出电压,因而前馈控制适用于不同阻抗的负载。而前馈环节可以抵消电网相位和多电压激励造成输出电流平均值的波动,因而前级的闭环控制算法与基于 DC-link 路线的串联谐振 PDM 闭环控制算法相同。

3 仿真

采用 Simulink 软件对电路进行仿真,电路模型与图 1 相同,参数见表 1。仿真根据第 1 节的求解过程得到切换时间参数 t_1 并采用第 2 节中的包含有线性调频的闭环控制方案,仿真结果如图 8 和图 9

表 1 仿真模型参数

Tab.1 Parameters of simulation model

参 数	数 值
输入电压 V_{ac}/V	380
频率 f/Hz	50
输入滤波电容/ μF	40
输入滤波电感/ μH	10
谐振电感漏感 $L_r/\mu H$	8.6
谐振电容 $C_r/\mu F$	0.88
变压器电压比 n	1:12
输出滤波电容 $C_f/\mu F$	10
负载阻抗 R/Ω	560

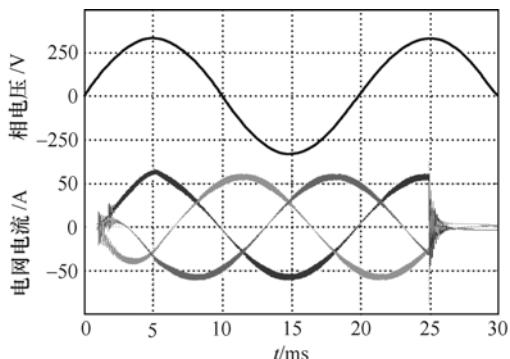


图 8 电网侧相电压和线电流

Fig.8 Phase voltage and line current at grid side

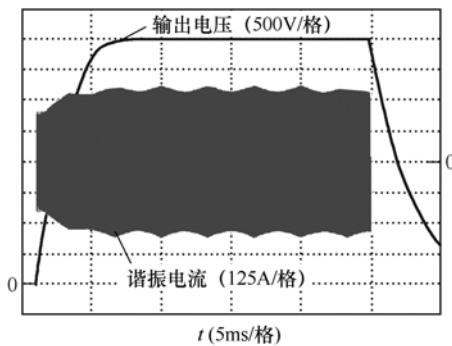


图 9 输出电压和谐振电流

Fig.9 Output voltage and resonant current

所示,电网侧电流为正弦,电流相位与相电压相位一致,输出电压稳定。

4 实验

为验证理论分析和仿真结果的准确性,搭建了实验平台。输出电压为 5kV,平均功率 20kW 的充电电源如图 10 所示,通过更改控制算法使其输出稳定直流电压。电源硬件参数基本与表 1 相同。仿真结果如图 11~图 15 所示。

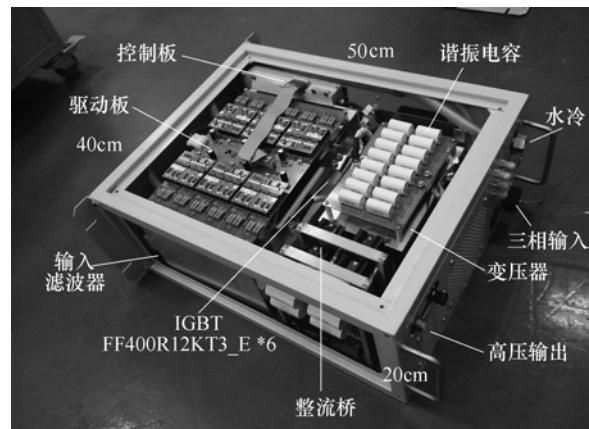


图 10 20kW 电源实物

Fig.10 The 20kW power supply

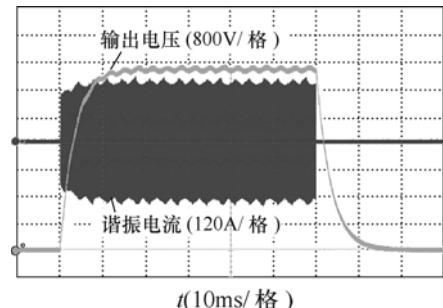


图 11 未加前馈时开环条件下的输出

Fig.11 Output voltage of open-loop control without feedforward

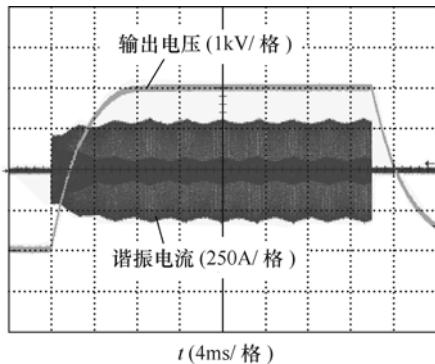


图 12 采用包含有前馈的闭环控制后的输出

Fig.12 Output voltage of close-loop control with feedforward

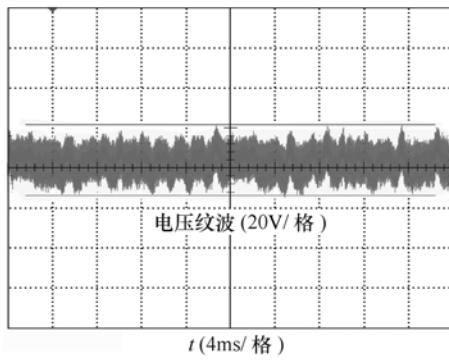


图 13 输出电压纹波

Fig.13 Voltage ripple of output

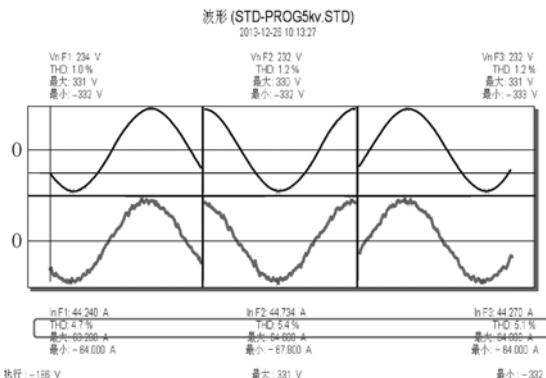


图 14 输入电流谐波的测量结果

Fig.14 Measurement results of input current harmonic

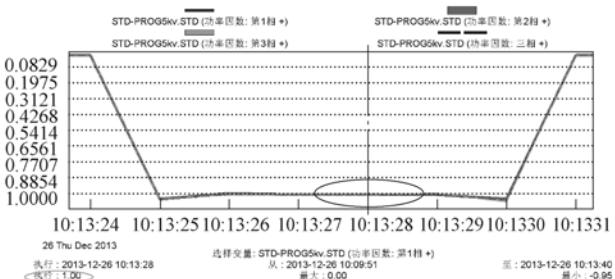


图 15 输入端功率因数

Fig.15 Power factor at grid side

图 11 和图 12 分别为采用开环固定频率和包含有前馈和闭环调频控制下的输出电压和谐振电流波形, 图 12 与图 9 一致, 谐振电流峰值包络呈现三角形, 与图 6 的理论分析结果一致。图 13 为采用示波器交流档测得的电压纹波, 峰峰值小于 35V。图 14 和图 15 为采用电能分析仪 Ideal 806 测得的输入端电流特性和功率因数, 各相电流总谐波含量低于 5.5%, 三相功率因数基本为 1。图 14 中电流波形与图 8 仿真结果一致, 不仅为正弦, 且与电网相位一致, 说明理论分析得到的切换时间 t_1 是准确的。

5 结论

采用基于 AC-link 技术串联谐振变换器作为主电路拓扑, 结合本文所述的控制方法, 构建的高压直流电源不仅能够保持输出电压的稳定, 还具有电网侧优异的性能。具体参数表现为在 560Ω 负载上产生 28.6kW 功率时, 电压纹波峰峰值低于 1%, 各相输入电流总谐波含量低于 5.5%, 输入功率因数为 1。文本对电流特性的分析结果可以用于电网不平衡或电网电压畸变情况下的前馈控制。基于 AC-link 技术的电源不仅具有高性能, 还具有小体积和低损耗, 适合对功率密度和效率要求更高的应用场合。采用多台错开一定相位的电源并联, 或再加一级 LC 滤波, 可以满足低纹波与低储能的需求。

参考文献

- [1] Evans I, Limpaecher R, Dillon A. Powering the way a paper on AC link TM technology for 21st century HVDC transmission[C]//IEEE Energy 2030 Conference, Atlanta, GA, 2008: 1-11.
- [2] 叶汉民. 一种高稳定性 70kV 直流高压电源装置[J]. 高电压技术, 2000, 26(6): 40-42.
Ye Hanmin. A 70kV high voltage source device with high stability[J]. High Voltage Engineering, 2000, 26(6): 40-42.
- [3] Sun J, Ding X, Nakaoka M, et al. Series resonant ZCS-PFM DC-DC converter with multistage rectified voltage multiplier and dual-mode PFM control scheme for medical-use high-voltage X-ray power generator[J]. Electric Power Applications, 2000, 147(6): 527-534.
- [4] 刘军, 官威, 石健将. 高压静电除尘用电源调压特性的分析[J]. 高电压技术, 2009, 35(2): 344-349.
Liu Jun, Guan Wei, Shi Jianjiang. Voltage regulation

- characteristics analysis of power supply for high voltage electrostatic precipitators[J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(2): 344-349.
- [5] Bee G L, Simpson L, Tydeman A. A precision 75kW, 25kV, power system for a klystron amplifier[C]//34h IEEE International Conference on Plasma Science, Albuquerque, NM, 2007, 2: 1488-1491.
- [6] Cook D J, Catucci M, Wheeler P W. Development of a predictive controller for use on a direct converter for high-energy physics applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4325-4334.
- [7] Cook D J, Clare J C, Wheeler P W. A direct converter for high-energy physics applications[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2009, 37(4): 593-602.
- [8] 徐伟东, 陈文光, 宣伟民. 基于PSM技术的70kV/90A高压脉冲电源的研制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(12): 129-135.
Xu Weidong, Chen Wenguang, Xuan Weimin. Development of the 70kV/90A high-voltage pulse power supply based on PSM technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(12): 129-135.
- [9] 夏长亮, 阎彦. 矩阵变换器-永磁同步电机系统[J]. 电工技术学报, 2015, 30(23): 1-9.
Xia Changliang, Yan Yan. Matrix converter-permanent magnet synchronous motor drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(23): 1-9.
- [10] Klaassens J B, Smits E J F M. Series-resonant AC-power interface with an optimal power factor and enhanced conversion ratio[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(3): 335-343.
- [11] Balakrishnan A, Toliyat H A, Alexander W C. Soft switched AC link Buck Boost converter[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Austin, TX, 2008: 1334-1339.
- [12] 蔡家利. 三相-单相矩阵变换器应用于串联谐振感应加热的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2007.
- [13] 张政权, 刘庆想, 吴志鹏. 基于高频交流链接技术的串联谐振变换器[J]. 强激光与粒子束, 2011, 23(11): 2915-2918.
Zhang Zhengquan, Liu Qingxiang, Wu Zhipeng. Series resonant converter based on HF AC-link technology[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2011, 23(11): 2915-2918.
- [14] 张政权, 刘庆想, 李相强. 基于高频交流链接技术电容充电电源研究[J]. 电力电子技术, 2012, 46(6): 53-55.
Zhang Zhengquan, Liu Qingxiang, Li Xiangqiang. High frequency AC-link technology capacitor charging power supply[J]. Power Electronics, 2012, 46(6): 53-55.
- [15] 张治国, 谢运祥, 袁兆梅. LCC谐振变换器的电路特性分析[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 50-57.
Zhang Zhiguo, Xie Yunxiang, Yuan Zhaomei. Analysis of circuit characteristics of LCC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 50-57.
- [16] Oruganti R, LEE F C. Resonant power processors, part II-methods of control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1985, 21(6): 1461-1471.
- [17] 陈启超, 王建赜, 纪延超. 双向LLC谐振型直流变压器的软启动及功率换向控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 180-186.
Chen Qichao, Wang Jianze, Ji Yanchao. Control scheme of bidirectional LLC resonant DC-DC transformer for soft start and power conversion[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 180-186.
- [18] Lee C Q, Siri K. Analysis and design of series resonant converter by state-plane diagram[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1986, 22(6): 757-763.
- [19] 吕富勇, 李永新, 王芹. 模块化高精度大功率高压电源并联技术[J]. 高电压技术, 2008, 34(3): 587-591.
Lü Fuyong, Li Yongxin, Wang Qin. Design of high-precision and large-power high-voltage DC power supply with modules in parallel[J]. High Voltage Engineering, 2008, 34(3): 587-591.

作者简介

李伟 男, 1987年生, 博士研究生, 研究方向为高效高功率密度大功率变换器。

E-mail: liwei_chengdu@163.com (通信作者)

刘庆想 男, 1964年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为高功率微波技术。

E-mail: liu_qingxiang@163.com