

高频 AC-Link 高压充电电源

张政权, 刘庆想, 王庆峰, 李 伟
(西南交通大学物理科学与技术学院, 成都 610031)

摘要:提出了一种基于 AC-Link 技术的新型充电电源, 在各个工作过程都能实现零电流开关。采用电荷量分配的控制策略, 分析电网电压对换流相位的影响。对输入线电流、线电流谐波和开关电流进行了仿真, 最后进行了实验验证。实验结果表明: 电源平均充电速率为 62.5 kJ/s, 功率密度为 0.6 W/cm³; 电流波形能够很好地跟随电压波形, 实现高的功率因数, 每相总的电压谐波含量小于 2%, 总电流谐波含量小于 10%; 矩阵开关工作在软开关条件且实现软切换过程时, 能够实现高的效率; 在阻性条件下, 效率为 93%。

关键词: 充电电源; 电荷量分配; 功率因数

HF AC-Link High Voltage Charging Power Supply

ZHANG Zhengquan, LIU Qingxiang, WANG Qingfeng, LI Wei
(School of Physical Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: A new charging power supply based on the AC-Link technology is proposed to realize ZCS in every process. Using the strategy of charge distribution, the influence of grid voltage on commutation phase is analyzed. The input line current, current harmonics and switching current are simulated, and the experimental verification is completed. The experimental results show that the average charging rate is 62.5 kJ/s, a higher power density of 0.60 W/cm³ is achieved, and the power factor is 0.99 with the input line current waveforms following the input phase voltage. Total voltage harmonic is below 2%, and total current harmonic is below 10%. High efficiency can be achieved in case of soft switch and natural commutation utilized, which is 93% with resistive load.

Keywords: AC-Link; charge distribution; power factor

近年来, 随着脉冲功率系统向着高功率、小型化、高重复频率和长寿命方向发展, 对初级电源系统提出了更高的要求^[1]。

基于 DC-link 技术的变换器在实现高功率密度方面取得了较大的发展。10 kW 基于能量定量分配策略的变换器在所有条件下能够智能调整开关频率, 确保零电流开关, 采用了速度较慢的 IGBT, 在开关频率高达 55 kHz 条件下能够保持较低的损失, 整机效率高达 92%。采用强迫风冷, 外形尺寸为

482 mm×610 mm×254 mm, 功率密度为 0.3 W/cm³[2]。30 kW 三电平并联谐振电容充电电源采用纳米晶磁芯变压器, 最高工作频率为 200 kHz, 大大高于一般变换器的工作频率。30 kW DC-DC 模型功率密度达到 8.72 W/cm³, 明显高于之前报道的脉冲功率应用的变换器[3], 但如果前级加 AC-DC 二极管整流器, 功率密度迅速将减少, 而且功率因数较低。

基于高频 AC-link 技术变换器较传统的 dc-link 技术具有存储元件体积小、无大容量电解电容器、高可靠性和快动态响应的优点。科学应用国际公司(SAIC)开发了 AC-link™ 技术大约 10 年, 专利 6118678 于 2000-09-12 发布, 此后已成功建成几个军用和商用系统[4,5]。为美国海军设计的 20 MW 电力船舶推进电机驱动功率密度 5 W/cm³, 效率为

收稿日期: 2015-12-17

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2682014ZT20, 2682014CX090)

Project Supported by Fundamental Research Funds for the Central Universities(2682014ZT20, 2682014CX090)

99%,功率因数可以控制为 1,总谐波失真 THD(total harmonic distortion)小于 1%。普林斯顿大学电元系统(PPS)的 30 to 200 HP 变速驱动器已经商业化。PPS 还开发了风能和太阳能并网逆变器,能够满足 UL-1741、IEEE-1547 和 IEEE 519-1992 的要求。三相 AC-AC 高频 AC-link 谐振变换器,采用零电压开关,具有升压和降压以及双向能量流动能力^[6],并实现了接近 1 的功率因数。

本文提出了一种电容器充电应用的新型高频 AC-Link 变换器,由 6 组双向开关和 L - C 串联谐振实现零电流开关。该电容器充电变换器有以下优点:①所有开关的开通和关掉都工作在零电流开关;②减少了磁性元件的数量,无大容量和低寿命的电解电容,具有高功率密度和高可靠性的特点;③功率因数接近 1;④双向能量流动能力。

1 新型高压充电电源

新型高压充电电源的拓扑结构如图 1 所示,主要由三相输入滤波器、12 只绝缘栅双极型晶体管(IGBT) S_1 - S_{12} 组成的矩阵开关、 LC 串联谐振电路、高频高压变压器和全桥高压整流电路组成。三相输入滤波器由 L 和 C 组成的二阶低通滤波器。滤波电容器采用“Y”型结构。矩阵开关中,每两只 IGBT 反向并联组成一个双向开关,电流可以双向流动;6 组双向开关组成全桥整流结构,矩阵开关与串联谐振电路相连,能够实现零电流开关和能量的双向流动。

根据三相输入相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 的相对大小关系,将每个输入相电压周期划分为 12 个区间,每个区间内相电压的极性和大小确定,且保持单调变化。每个输入相电压周期为 T_1 ,则每个区间的所占

的时间 T_2 为 $T_1/12$,如表 1 所示。表中, U_{\max} 为绝对值最大的相电压, U_{mid} 为绝对值居中的相电压, U_{\min} 为绝对值最小的相电压。

表 1 输入电压区间

Tab.1 Input AC voltage section

区间	相电压相对关系	U_{\max}	U_{\min}	U_{mid}
I	$u_a > u_c > u_b$	u_a	u_c	u_b
II	$u_a > u_b > u_c$	u_a	u_b	u_c
III	$u_a > u_c > u_b$	u_c	u_b	u_a
IV	$u_b > u_a > u_c$	u_c	u_a	u_b
V	$u_b > u_a > u_c$	u_b	u_a	u_c
VI	$u_b > u_a > u_c$	u_b	u_c	u_a
VII	$u_b > u_c > u_a$	u_a	u_b	u_c
VIII	$u_c > u_b > u_a$	u_a	u_b	u_c
IX	$u_c > u_b > u_a$	u_c	u_b	u_a
X	$u_c > u_a > u_b$	u_c	u_a	u_b
XI	$u_c > u_a > u_b$	u_b	u_a	u_c
XII	$u_a > u_c > u_b$	u_b	u_c	u_a

定义线电压 $V_M = |U_{\max} - U_{\min}|$ 和 $V_N = |U_{\max} - U_{\text{mid}}|$,定义 U_N 为高线电压, U_M 为低线电压。考察电压区间 I , $u_a > 0$, $u_b < 0$, $u_c < 0$, 三相输入相电压满足 $|u_a| \geq |u_b| \geq |u_c|$, 则 $V_M = |u_a - u_c|$, $V_N = |u_a - u_b|$ 。由于串联谐振电路的谐振频率 60 kHz 远远高于工频 50 Hz,且在一个周期内相电压变化极小,分析时可假定加载到谐振回路中端口电压为恒定值。假定负载电容等效到初级的电容远远大于谐振电容,因此在一个谐振周期内,负载电容的电压上升非常小,在分析过程中可将其看成一个直流源^[7],其主要工作波形如图 2 所示。

t_0 时刻,驱动 a 相和 c 相对应的 IGBT S_2 和 S_{12} ,线电压 V_M 加载到谐振电路上,回路谐振电感 L_r 中的电流 i_r 增加,同时谐振 C_r 电容和负载电容 C_L 开始充电。

t_1 时刻,驱动 a 相和 b 相对应的 IGBT S_2 和 S_{10} ,线电压 V_N 加载到谐振电路上,由于 $|u_b| \geq |u_c|$,此时 c 相的电流被自然换流,a 相和 b 相形成电流回路,电流继续按照串联谐振电流特性变化,直至电流为 0,此时谐振电容器电压达到峰值。

t_2 时刻,驱动 a 相和 b 相对应的双向开关中另外 2 只 IGBT S_1 和 S_9 ,电流反向流动,谐振电容器

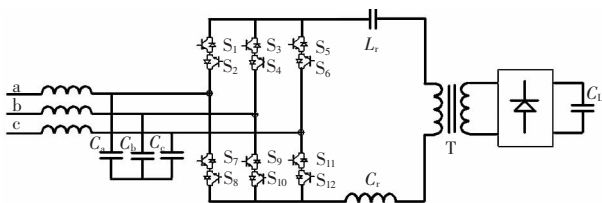


图 1 新型高压充电电源拓扑结构

Fig.1 Novel high voltage charger topology

开始放电,电流反向增加。

$t_3 \sim t_4$ 时段,所有的 IGBT 处于断开状态,回路电流为 0,谐振电容器 C_r 电压为一个稳定值。

$t_4 \sim t_5$ 时段,驱动 a 相和 c 相对应的 IGBT S_5 和 S_7 ,端口电压 $-V_M$ 加载到谐振电路上,a 相和 c 相形成电流回路,回路谐振电感 L_r 中的电流 i_{L_r} 反向增加,谐振电容 C_r 开始放电,负载电容 C_L 继续充电,谐振电容电压 V_{C_r} 开始下降,负载电容的电压 V_o 继续上升。

$t_5 \sim t_6$ 时段,驱动 a 相和 b 相对应的 IGBT S_3 和 S_7 ,端口电压 $-V_N$ 加载到谐振电路上,电流继续按照串联谐振电流特性变化直至为 0,此时谐振电容器电压达到负的峰值。

$t_7 \sim t_8$ 时段,所有的 IGBT 处于断开状态,回路电流为零,谐振电容器 C_r 电压为一个稳定值。

$t_0 \sim t_8$ 形成一个开关周期,其中 $t_0 \sim t_3$ 和 $t_4 \sim t_7$ 分别为谐振周期,谐振电容器上的电压、谐振电流和驱动信号见图 2。

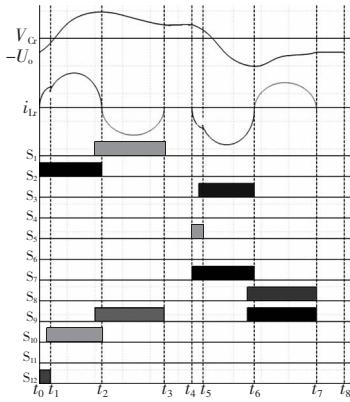


图 2 主要工作波形

Fig.2 Steady-state waveforms

2 控制策略

在 $t_0 \sim t_1$ 时段内流出 a 相和 c 相的电荷量 Q_1 为

$$Q_1 = \int_0^{t_1} i_{L_r}(t) dt = \frac{V_M - V_o + U_0}{\omega Z} (1 - \cos(\omega t_1)) \quad (1)$$

式中: Z 为谐振回路阻抗, $Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$; ω 为角频率, $\omega =$

$\frac{1}{\sqrt{LC}}$; $-U_0$ 为谐振电容器初期电压; V_o 为负载电

容器 C_L 上的电压。

在 $t_1 \sim t_2$ 时段内流出 a 相和 b 相的电荷量 Q_2 为

$$Q_2 = \int_{t_1}^{t_2} i_{L_r}(t) dt = \frac{I_m}{\omega} (1 + \cos \varphi) \quad (2)$$

其中: $I_m = \sqrt{i_{L_r}^2(t_1) + \left(\frac{V_N - V_o - V_{C_r}(t_1)}{Z}\right)^2}$;

$$\cos \varphi = \frac{V_N - V_o - V_{C_r}(t_1)}{Z} / I_m$$

在 $t_2 \sim t_3$ 时段内流回 a 相和 b 相的电荷量 Q_3 为

$$Q_3 = \int_{t_2}^{t_3} i_{L_r}(t) dt = \frac{2(U_0 + I_m Z)}{\omega Z} \quad (3)$$

则在 $t_0 \sim t_3$ 谐振周期内,从三相流出的净电荷量 Q 为从滤波电容器吸取和回收的电荷量之差,即

$$Q = Q_1 + Q_2 - Q_3 \quad (4)$$

采用电荷量分配的控制策略,使得从 a 相和 b 相流出的电荷量正比于各自相相电压的绝对值,比例系数为 k ,表示为

$$k = \left| \frac{u_b}{u_a} \right| = \frac{Q_1}{Q_1 + Q_2 - Q_3} \quad (5)$$

换流相位 θ 为

$$\theta = \omega t_1 = \arccos \left[\frac{A - 4kV_o + Bk^2 - Ak - Bk + k\sqrt{(A - Bk)^2 + 2AB - 2B^2k + B^2 - 8V_o Bk}}{A} \right] \quad (6)$$

其中: $A = U_M - V_o + U_0$, $B = V_N - V_M$ 。

换流相位 θ 随三相电网及输出电压变化的曲线如图 3 所示。由图可见,随着负载电压的升高和三相电网的变化,换流相位单调增大。

谐振电流周期 T_s (用相位表示)随三相电网电压及输出电压变化的曲线如图 4 所示。由图可见,

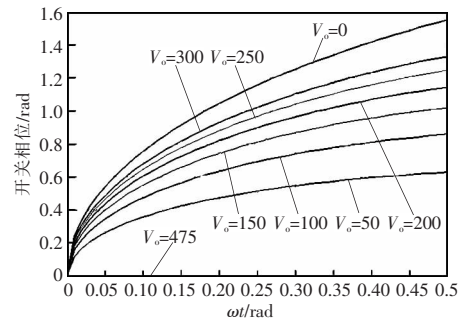


图 3 开关相位随电网电压和输出电压的变化关系

Fig.3 Switch phase curves of grid voltage with different output voltages

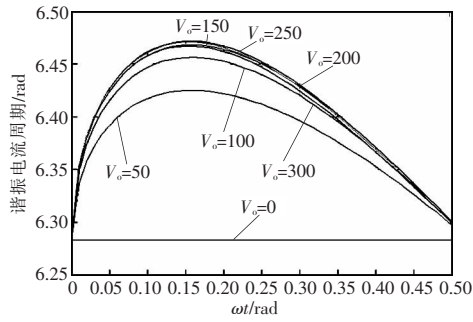


图 4 谐振电流周期随电网电压和输出电压的变化关系
Fig.4 Resonant current period of grid voltage with different output voltages

谐振电流周期随着输出电压的升高，先变大后变小；随着电网电压的变化，谐振电流周期也是先变大后变小。

3 仿真结果

在 Matlab 仿真环境中建立仿真模型，仿真参数分别为：输入三相交流线电压为 380 V_{ac}，工作频率 50 Hz；滤波电感 $L_1 \sim L_3$ 为 10 μH ，滤波电容 $C_1 \sim C_3$ 为 60 μF ，截止频率 f_c 为 2 kHz；谐振电感 L_r 为 3.5 μH ，谐振电容 C_r 为 2 μF ，谐振频率 f_r 为 60 kHz；变压器初级和次级线圈匝比 N 为 1:110；负载电容 C_L 为 1.1 μF ；开关频率 f_s 为 30 kHz。

三相输入相电压与输入线电流的波形如图 5 所示，输入线电流谐波含量分析如图 6 所示。由图可见，随着输出功率的增大，线电流增大，线电流波形平滑，能够较好地跟随相电压，但顶部出现坍塌，

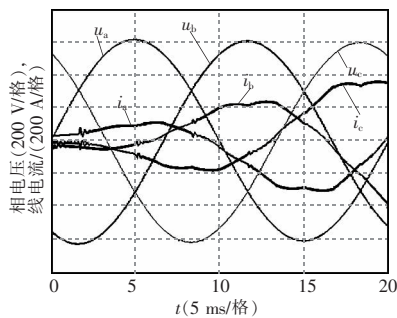
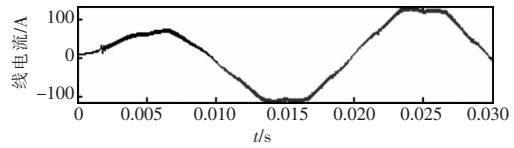
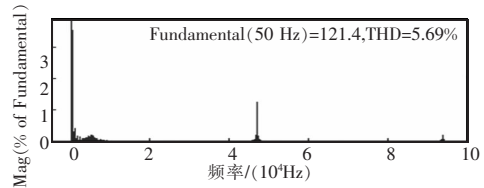


图 5 三相输入相电压与输入线电流波形

Fig.5 Waveforms of the input AC phase voltage and input line current



(a)输入线电流



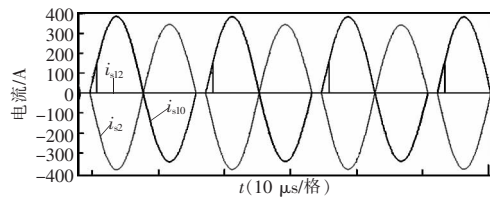
(b)FFT 分析

图 6 输入线电流谐波含量

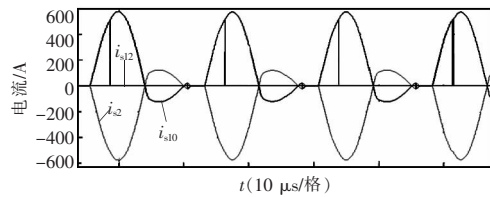
Fig.6 THD of the input line current

且与相电压之间有一定的相移，输入线电流谐波含量小于 5.69%。

充电初期和末期，开关矩阵的电流 i_{s2} 、 i_{s10} 、 i_{s12} 如图 7 所示。由图可见，相电压绝对值最大相一直有电流流过，其他两相在工作过程中发生换流；相电压绝对值最小相先工作，然后换流到相电压居中相；换流时间与负载电压和三相交流相电压的相位有关；在相同的相位电压点，换流时间随着负载电压的升高而增加。



(a)充电初期



(b)充电末期

图 7 充电初期和末期开关矩阵的电流

Fig.7 Current waveforms of switch matrix in start and end of charging period

4 实验验证

基于 AC-Link 技术设计了串联谐振高压充电

电源,其输出功率为 60 kW,输出电压 50 kV,整体尺寸为 711 mm×432 mm×311 mm,负载电容 C_L 大小为 $2 \mu\text{F}$ 。利用泰克 P6015A 高压无源探头测量负载电容的电压,利用其高压有源探头和电流传感器测量三相交流输入电压、开关电流和谐振电流。负载电压和谐振电流的波形如图 8 所示。由图可见,电源给 $2 \mu\text{F}$ 负载电容线性充电,充电结束时,电压为 50 kV,充电时间为 4 ms,平均充电电流为 2.5 A,则电源平均充电速率为 62.5 kJ/s。由电源的平均充电速率和体积可以得到电源的功率密度为 0.61 W/cm^3 。

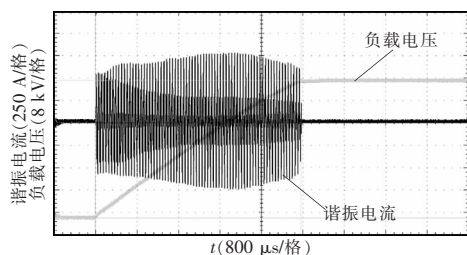


图 8 负载电压和谐振电流波形

Fig.8 Waveforms of the load voltage and resonant current

充电初期和末期的开关电流 i_{s2} 、 i_{s10} 、 i_{s12} 如图 9 所示。从图中可以看出,随着充电电压的升高,切换

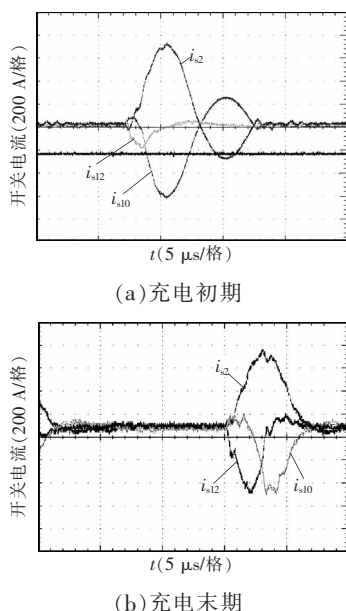


图 9 换流期间开关换流波形

Fig.9 Current waveforms of the switch matrix in the commutation state

时间从 $1 \mu\text{s}$ 增加到 $2 \mu\text{s}$,电流前半周期从 $6 \mu\text{s}$ 增加到 $7 \mu\text{s}$,后半周期由于分布电容的影响变小,此外开关在切换过程中没有出现电流尖峰,为自然软切换,降低了开关的损耗,提高电源的效率。

在电源输出连接阻性负载和连续工作条件下,输入电流和输入电压波形如图 10 所示。由图可见,输入线电流 i_a 、 i_b 、 i_c 波形为正弦, i_a 能够很好地跟随电压 u_a 波形,实现高的功率因数。在工作时间内功率因数测量平均值为 0.99。

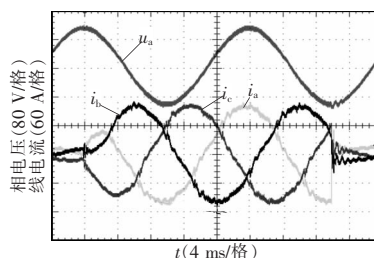


图 10 输入相电压和线电流波形

Fig.10 Waveforms of input AC voltage and input line current

使用 IDEAL 806 电能分析仪测量输入的电能质量,谐波如图 11 所示。图 11(a)为 1~50 次电压和电流的谐波分布,电压谐波小于 1%,最大值出现在 5 次谐波处,电流谐波小于 10%,最大值出现在 7 次谐波处。每相电压和电流总谐波含量(THD)如图 11(b)所示,电压 THD 分别为 1.2%、1.4%和 1.3%。

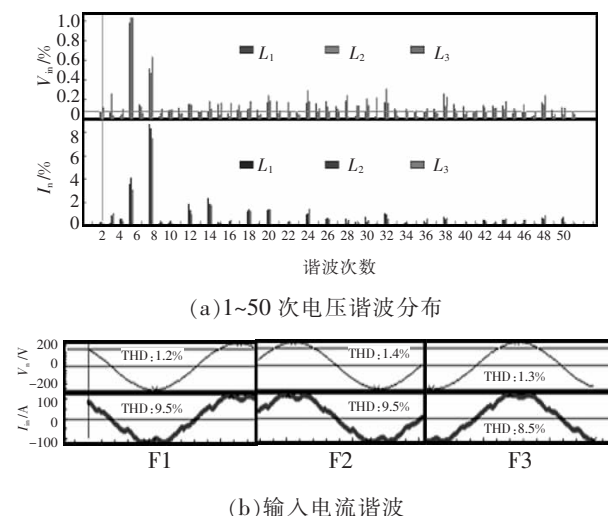


图 11 电压谐波分布和输入电流 THD

Fig.11 Voltage harmonic distribution and the THD of input line current

其对应的电流 THD 分别为 9.5%、9.5%和 8.5%。电源输入有功功率为 67 kW, 输出电压为 25 kV, 负载电阻为 10 k Ω , 输出功率为 62.5 kW, 电源整体效率为 93%。

5 结语

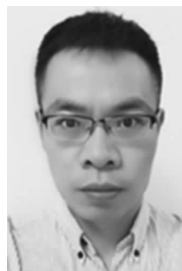
本文提出了一种基于 AC-Link 技术的新型充电电源, 分析一个开关周期的 8 个工作过程, 并给出主要的工作波形。采用电荷量分配的控制策略给出了换流相位的表达式, 分析了输出电压和电网电压对换流相位的影响, 并建立了 Matlab 仿真模型, 对输入线电流、线电流谐波和开关电流进行了仿真模拟和实验验证。实验结果表明: 实验与仿真结果能够很好地吻合, 电源平均充电速率为 62.5 kJ/s, 功率密度为 0.6 W/cm³; 电流波形能够很好地跟随电压波形, 实现高的功率因数, 每相总的电压谐波含量小于 2%, 总电流谐波含量小于 10%; 矩阵开关工作在软开关条件下, 且实现软切换过程, 能够实现高的效率, 在阻性条件下, 效率为 93%。

参考文献:

- [1] Mcquage M M, McDowell V P, Peterkin F E, et al. High power density capacitor charging power supply development for repetitive pulsed power[C]. Conference Record of the 2006 Twenty-Seventh International, Power Modulator Symposium, 2006 :368 -371.
- [2] Pokryvailo A, Carp C, Scapellati C. High power high efficiency low cost capacitor charger concept and demonstration[C]. IEEE Pulsed Power Conference, 2009:801-806.
- [3] Sheng Honggang, Shen Wei, Wang Hongfang, et al. Design and implementation of a high power density three-level par-

allel resonant converter for capacitor charging pulsed-power supply[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2011, 39 (4):1131-1140.

- [4] Rodriguez R, Drumheller W. AC-linkTM converter topology for high voltage directed energy application[C]//Eighth Annual Directed Energy Symposium. Hawaii, 2005.
- [5] Evans C, Limpaecher R, Rodriguez R. Resonant link PFN charger and modulator power supply[C]// 16th IEEE International Pulsed Power Conference. USA: Science Application International Corporation, 2007:1495-1499.
- [6] Keyhani H, Toliyat H A. A soft-switched three-phase AC-AC converter with a high-frequency AC link[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2014, 50(4), 2637-2643.
- [7] 程静静, 冯德仁, 潘绪超. 基于 DSP 频率跟踪式串联谐振变换器的研究[J]. 电源学报, 2015, 13(3):50-54, 93. Cheng Jingjing, Feng Deren, Pan Xuchao. Study on frequency tracking series resonant converters based on DSP [J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(3):50-54, 93(in Chinese).



张政权

作者简介:

张政权(1983-), 男, 通信作者, 博士, 副研究员, 研究方向: 脉冲功率技术和电能变换与控制技术, E-mail: zhangzhengquan8@163.com。

刘庆想(1964-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向: 高功率微波系统研究, E-mail: liu_qingxiang@163.com。

王庆峰(1979-), 男, 博士, 副教授, 研究方向: 脉冲功率技术、高压脉冲调制器, E-mail: wangqingfeng17@163.com。

李伟(1987-), 男, 博士研究生, 研究方向: 大功率高压电源的理论、控制系统和实验研究, E-mail: liwei_chengdu@163.com。