

低输入直流电压的单级双向并网变换器设计

王开林¹, 胡昊¹, 陈靖¹, 袁辉¹, 史雪梅¹, 王水英²

(1. 国网蚌埠供电公司, 安徽 蚌埠 233000; 2. 国网安徽省电力公司检修公司, 安徽 蚌埠 233000)

摘要: 为了实现储能系统接入电网, 设计了一种可接入低直流电压的双向单级并网变换器。所提出的双向并网变换器包含了1个双向直流变换电路和1个全桥电路。双向直流变换电路具有升压和降压调节能力, 可在低输入直流电压和整流后的正弦电压之间执行双向功率转换。全桥电路基于前馈标称电压补偿器和重复控制算法将整流后的正弦电能并入电网, 前馈标称电压补偿器通过预设工作点减轻了电网电流控制的负担, 重复控制算法实现了对电网电流的精确控制。搭建了250 W的双向单级并网变换器样机实验平台并开展了相关实验, 实验结果验证了新型的变换器具有较高的电能质量、效率, 以及较好的控制性能。

关键词: 双向变换器; 储能系统; 低电压; 前馈标称电压补偿器; 高效率

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20796

Design of Bidirectional Single-stage Grid-connected Converter with Low Input DC Voltage

WANG Kailin¹, HU Hao¹, CHEN Jing¹, YUAN Hui¹, SHI Xuemei¹, WANG Shuiying²

(1. Bengbu Power Supply Company of State Grid, Bengbu 233000, Anhui, China; 2. State Grid Anhui Electric Power Company Overhaul Company, Bengbu 233000, Anhui, China)

Abstract: In order to realize the access of the energy storage system (ESS) to the grid, a single-stage bidirectional grid-connected converter which could be connected to the DC low voltage was designed. The proposed bidirectional grid-connected converter included a bidirectional DC/DC circuit and a full bridge circuit. The bidirectional DC/DC converter featured Boost and Buck regulation to perform bidirectional power conversion between low input DC voltage and rectified sinusoidal voltage. The full-bridge circuit integrated the rectified sinusoidal energy into the grid based on feedforward nominal voltage compensator and repetitive control algorithm. The burden of the grid current control through the preset working point was reduced by the feedforward nominal voltage compensator, and the precise control of the grid current was achieved by the repetitive control algorithm. A 250 W single-stage bidirectional grid-connected converter prototype experimental platform was built and the experiments were carried out. The experimental results verify that the novel converter is with high power quality, high efficiency, and good control performance.

Key words: bidirectional converter; energy storage system (ESS); low voltage; feedforward nominal voltage compensator; high efficiency

基于电池组的储能系统 (energy storage system, ESS) 由于对能量管理灵活, 目前在诸如新能源接入、电力传动等领域得到了广泛应用^[1-3]。ESS需要及时响应能量需求的变化, 即有必要在ESS的电池和电网之间设计双向变换器, 以保证在峰值负载期间和中断期间平稳运行。通常, 双向变换器必须满足几个要求^[4-5], 包括双向能量变

换能力、高效率、高电能质量、高功率因数 (power factor, PF) 以及并网后的低总谐波失真 (total harmonic distortion, THD)。

图1为双向变换器框图。图1a为传统两级双向变换器示意图^[6-8], 其中双向DC/DC和DC/AC变换器都进行高频功率变换, 前者在低电池电压和高直流链路电压之间执行能量转换, 后者需将

基金项目: 国家电网公司科技项目 (5212L01500SQ)

作者简介: 王开林 (1987—), 男, 硕士, 高级工程师, Email: 486095360@qq.com

高直流链路电压接入电网。该设计的主要缺点是两级高频变换电路需配置庞大的直流链路电容器,同时由于两级高开关损耗导致了整体效率较低。此外,每级变换都需独立控制,同时电路复杂度高,成本也较高^[9-11]。

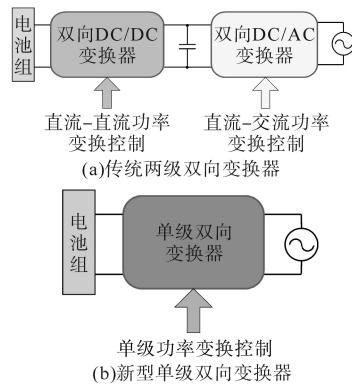


图1 双向变换器框图

Fig.1 Block diagram of the bidirectional converter

考虑到双级双向变换器存在诸多缺点,故研究热点往单级双向变换器发展^[12-18],其框图如图1b所示。单级双向变换器在功率变换控制中只需要单控制器,效率高、功率密度高,成本更具竞争力。同时,单级双向变换器不需要庞大的直流链路电容器,且功率器件更少,系统可靠性更高。文献[12-14]设计的单级变换器仅具备降压功能,需要输入直流电压达到或超过电网电压峰值,导致开关应力较高以及大量电池组串、并联以实现输入高压,系统可靠性和功率密度降低。文献[15-18]各自设计了可接入低电池电压的单级双向变换器,但存在大量高频电流纹波,缩短了电池组的寿命^[19],为了抑制高频电流纹波,电池组可能还需要配合使用电解电容器,进一步增加了系统成本。

本文设计了一种新型单级双向并网变换器。新型变换器仅需要单个控制器进行单级功率变换控制,可显著降低功率变换期间的功率损耗。同时,新型变换器电路结构简单,具备升压和降压功能,不需要输入电压覆盖电网电压峰值。同时设计了前馈标称电压补偿器和重复控制算法,实现了较优的功率变换控制效果。最后,进行了实验研究以验证新型变换器的性能。

1 新型单级双向变换器的工作原理

图2为新型单级双向变换器的电路图,其包括初级电感 L_p ,初级电容 C_p ,2个主功率开关 S_p 和

S_s ,4个辅助功率开关 $S_1\sim S_4$,滤波电容 C_o 和滤波电感 L_f ,磁电感为 L_m 的变压器 T 。 S_p 和 S_s 以高频互补的方式工作, $S_1\sim S_4$ 则以一个较低的频率工作。全桥电路不用于功率变换,即 S_1 和 S_2 在电网电压 v_g 的正半周期期间导通,而 S_3 和 S_4 在 v_g 的负半周期期间导通。全桥电路通过以电网频率 f_g 的低频工作方式将整流后的正弦波展开成电网电压的形式并入电网。 C_o 和 L_f 构成了低通滤波器以降低并网电流中的谐波含量。

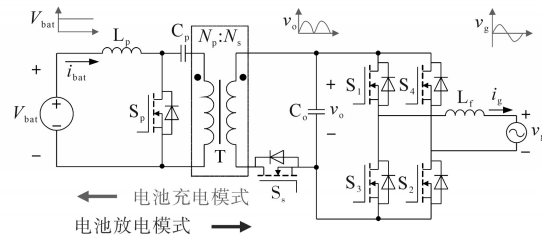


图2 新型单级双向变换器电路图

Fig.2 Circuit diagram of the novel single-stage bidirectional converter

本文提出的新型单级双向变换器可以基于能量流方向进行工作模式的分类,即可分为放电模式和充电模式。在放电模式下,变换器将电能从电池组侧传输到电网侧,而充电模式中能量流是相反的。

图3为不同工作模式下的等效电路。下面将详述放电模式,因为充电模式是与放电模式完全相反的方式运行的。图4为放电模式下变换器的主要工作波形。图3a中 S_p 导通,电池组能量传递到 L_p ,励磁电感 L_m 接收来自 C_p 的能量。当 S_p 断开时, C_p 接收在前一时期存储在 L_p 中的能量。最后,存储在 L_p 和 L_m 中的能量被传递到电网。

新型单级双向变换器的工作原理分析基于以下假设:1)功率开关 S_p, S_s 以及 $S_1\sim S_4$ 是理想开关;2)变换器以单位功率因数运行;3)主功率开关 S_p, S_s 以远高于电网频率的工作频率运行, C_o 上的电压 v_o 在一个开关周期 T_s 内可以看做为恒定值;4)初级电容 C_p 的容值足够大可忽略其相对幅值较小的纹波电压,初级电容上的电压 v_c 可以看做为恒定值。

在 S_p 的导通和关断期间,电感电压 v_L 为

$$v_L = \begin{cases} V_{bat} & S_p \text{ 导通} \\ V_{bat} - v_p - v_c = -\frac{v_o}{n} & S_p \text{ 关断} \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$n = N_s / N_p$$

式中: n 为匝数比。

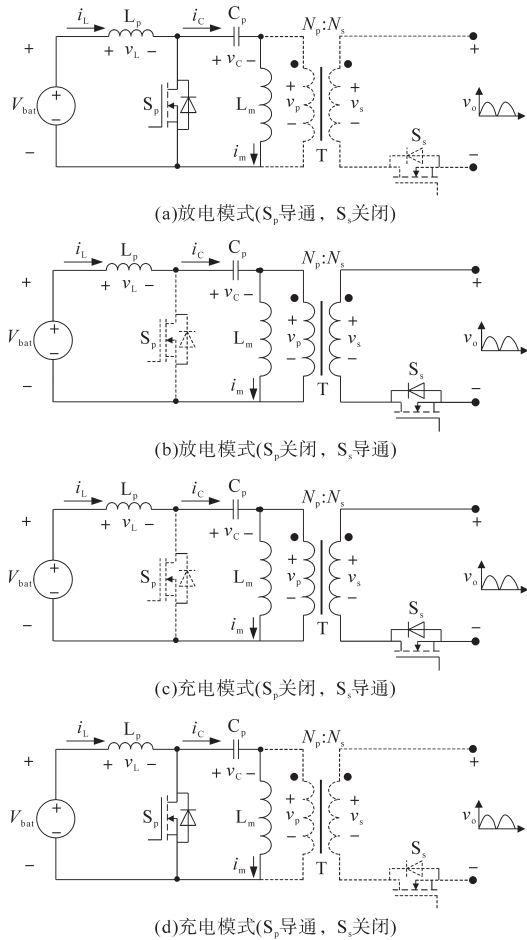


图3 不同工作模式下的等效电路

Fig.3 The equivalent circuits under different operating modes

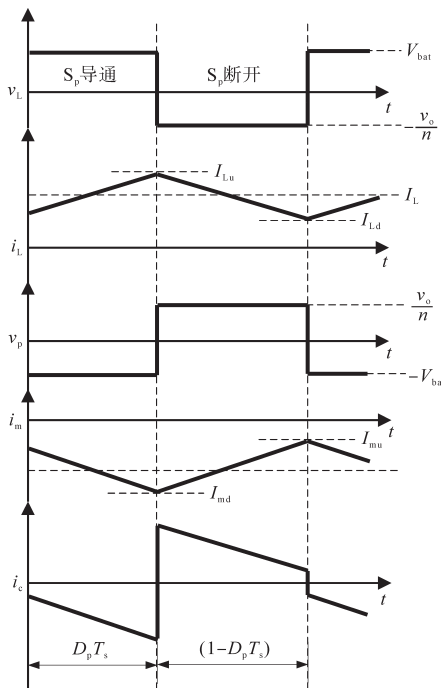


图4 新型单级双向变器的工作波形

Fig.4 The operating waves of the new single-stage bidirectional converter

根据伏秒平衡原理,初级电感器 \$L_p\$ 的平均电压为零,因此放电模式下的电压变换比可计算如下:

$$D_p V_{bat} - (1 - D_p) \frac{v_o}{n} = 0 \quad (2)$$

$$\frac{v_o}{V_{bat}} = \frac{nD_p}{1 - D_p} = \frac{i_L}{i_o} \quad (3)$$

式中: \$D_p\$ 为稳态占空比,即主功率开关 \$S_p\$ 的占空比。

在图 3c、图 3d 的充电模式中,次级主功率开关 \$S_s\$ 的导通/断开状态下的电感电压 \$v_L\$ 如下所示:

$$v_L = \begin{cases} V_{bat} - v_p - v_c = -\frac{v_o}{n} & S_s \text{ 导通} \\ V_{bat} & S_s \text{ 关断} \end{cases} \quad (4)$$

从式(4)可以看出,充电模式下电压变换比可用伏秒平衡原理来计算。将 \$S_p\$ 的占空比定义为稳态占空比 \$D_p\$ 时, \$S_s\$ 的占空比为 \$1-D_p\$,故充电模式下的电压变换比和式(3)一致。将式(3)重写为稳态占空比的表达式如下:

$$D_p = \frac{v_o}{v_o + nV_{bat}} \quad (5)$$

从式(3)可计算出电感电流 \$i_L\$ 如下所示:

$$i_L = \frac{nD_p}{1 - D_p} i_o \quad (6)$$

全桥电路输入电流 \$i_o\$ 可用磁化电流 \$i_m\$ 表示为

$$i_o = -(1 - D_p) i_m / n \quad (7)$$

2 控制器设计

新型单级双向变器只有单级功率控制,但需满足双向能量流控制,以及并网相关要求。全桥电路输入电流 \$i_o\$ 表征了功率流方向、功率大小以及并网电能质量。因此需对 \$i_o\$ 进行控制。

变器中 \$S_p\$ 和 \$S_s\$ 以比 \$f_g\$ 高得多的频率在工作。故一个开关周期 \$T_s\$ 内可认为 \$v_g\$ 是恒定的,并假设 \$v_o\$ 与 \$v_g\$ 的绝对值相同。如图 3 所示,变器的两个工作状态为:一是 \$S_p\$ 导通和 \$S_s\$ 断开状态;二是 \$S_p\$ 断开和 \$S_s\$ 导通状态。假设主功率开关 \$S_p\$ 的占空比定义为主占空比 \$D\$,则根据图 3,可推导开关周期平均方程如下:

$$-DV_{bat} + (1 - D) \frac{|v_g|}{n} = L_m \frac{\Delta i_m}{T_s} \quad (8)$$

式中: \$\Delta i_m\$ 为磁化电流的变化量。

由式(8)可推导出主占空比 \$D\$ 的表达式如下:

$$D = \frac{|v_g|}{|v_g| + nV_{bat}} - L_m \frac{\Delta i_m}{T_s} \frac{1}{V_{bat} + \frac{|v_g|}{n}} \quad (9)$$

此外,主占空比 D 可表示为两个占空比之和:

$$D = D_p + \Delta D \quad (10)$$

式中: ΔD 为控制输出占空比。

联立式(5)、式(9)和式(10),得到 ΔD 为

$$\Delta D = -L_m \frac{\Delta i_m}{T_s} \frac{1}{V_{bat} + \frac{|v_g|}{n}} \quad (11)$$

为了控制 i_o , 可使用 Δi_o 表示 ΔD , 而不是使用式(7)中的 Δi_m , 具体如下所示:

$$\Delta D = \frac{L_m}{nT_s V_{bat}} \Delta i_o \quad (12)$$

式(9)的第一项对应稳态占空比 D_p , 而第二项对应控制输出占空比 ΔD , 依据式(12)可直接对 i_o 进行控制, 它用于跟踪电流参考值, 其由电流控制器产生。在控制器设计中, 可通过改变参考电流 I_g^* 来控制不同模式下的能量流方向。另外, 放电和充电模式具有相同的稳态占空比 D_p , 而与所处工作模式无关。因此, 当变换器改变能量流方向时, 稳态占空比 D_p 执行前馈标称电压补偿, 可快速且平滑地执行模式转换。

重复控制器为特定频率范围内的周期性参考信号提供精确跟踪。图5为重复控制器的工作原理图。

图5a为重复控制器框图, 图5b为重复控制器工作示例。重复控制器基于存储数据重复进

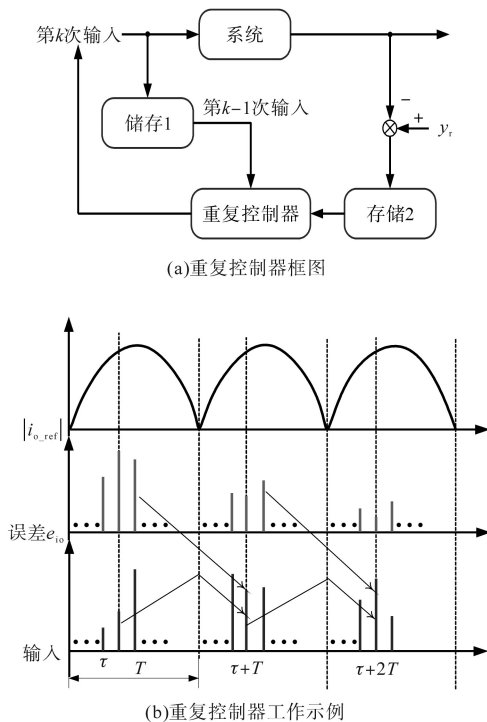


图5 重复控制器的工作原理

Fig.5 The operating principle of the repetitive controller

行相同的任务以改善控制性能, 最终可实现零稳态误差跟踪。此外, 重复控制器使用相位超前补偿算法来补偿系统延迟中的相移。

所开发的重复控制器 $G_{rc}(z)$ 如下所示:

$$G_{rc}(z) = k_r \frac{z^{-N} Q(z)}{1 - z^{-N} Q(z)} G_t(z) \quad (13)$$

其中

$$N = f_g / f_{sam}$$

式中: k_r 为重复控制器增益; f_g 为电网频率; f_{sam} 为采样频率; $G_t(z)$ 为数字延迟环节传递函数。

由于系统不确定性, 系统延迟和未知扰动很难精确地对 $G_t(z)$ 进行建模, 故本文将 $G_t(z)$ 表示如下:

$$G_t(z) = z^m \quad (14)$$

式中: m 为预测指数。

此外, 增加低通滤波器 $Q(z)$ 以跟踪或拒绝特定频率范围内的周期信号, 并保护高频区域的控制。 $Q(z)$ 通常设置为具有零相移的滑动平均滤波器, 如下所示:

$$Q(z) = \sum_{i=0}^p \alpha_i z^i + \sum_{i=0}^p \alpha_i z^{-i} \quad \alpha_0 + 2 \sum_{i=1}^p \alpha_i = 1 \quad \alpha_i > 0 \quad (15)$$

式中: $\alpha_0 \sim \alpha_i$ 为滤波系数; p 为滤波采样数, 滤波器设置为一阶滤波器。

图6为新型单级双向变换器的控制系统框图。由图6可知, 开关 S_p 的最终控制占空比 d_p 由主占空比 D 和重复控制器输出占空比 D_{rc} 组成。而主占空比 D 则是由稳态占空比 D_p 和控制占空比 ΔD 叠加产生。其中 D_p 也作为前馈标称电压补偿器, 并且在放电和充电模式下共享, 因而可通过预设工作点来改善控制性能, 同时使变换器具备模式无缝切换的能力。能量流的方向和传输功率量级仅由参考电流 I_g^* 确定。控制占空比 ΔD 不足以实现精确参考值跟踪, 因为其将导致周期性稳态误差。因此, 重复控制器输出占空比 ΔD_{rc} 应为零稳态误差跟踪提供保证。

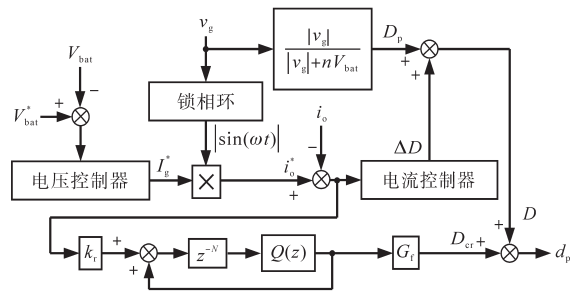


图6 新型单级双向变换器的控制框图

Fig.6 Control block diagram of the new single-stage bidirectional converter

在图6所示控制器作用下,新型单级双向变换器可执行工作模式无缝切换和精确的参考电流跟踪控制,并同时抑制由低次谐波引起的干扰。

3 主电路设计

为了推导出电感电流 $i_L(t)$ 和全桥电路输入电流 $i_o(t)$ 的平均值,可忽略变换器损耗并基于单位功率因数进行瞬时功率 $p(t)$ 的计算,即 $p(t)$ 为

$$p(t) = V_{\text{bat}} i_L(t) = v_o(t) i_o(t) = 2V_g I_g \sin^2(2\pi f_g t) \quad (16)$$

式中: V_g, I_g 分别为对应于 $v_o(t), i_o(t)$ 的有效值; V_{bat} 为标称电池电压; f_g 为电网频率。

$i_L(t)$ 和 $i_o(t)$ 的平均值可用于导出主功率开关 S_p 和 S_s 的峰值电流 I_{ssp} 和 I_{ssp} 。在所提出的变换器中,设计初级电感 L_p 、变压器T的磁化电感 L_m 和匝数比 n 时需考虑减小主功率开关上的峰值电流和电压,进而降低开关损耗。

此外,由于单级双向并网变换器电路拓扑中变压器的励磁电感电流方向始终是固定的,故在同等功率下,变压器磁芯相对全桥型双级电路需要更大的体积,但考虑到其电路较为简单,所用元件较少,故综合比较,体积还是稍优于全桥型两级变换电路。

表1为主功率开关 S_p 和 S_s 的峰值电流和电压应力分析表。如表1所示,峰值电流与 n, L_p 和 L_m 相关,峰值电压与 n 相关。

表1 主功率开关电流和电压应力分析

Tab.1 Current and voltage stresses analysis of the main power switches

| 电流电压应力 | 计算式 |
|------------|---|
| S_p 电流峰值 | $I_{\text{ssp}} = \frac{\sqrt{2} I_g}{V_{\text{bat}}} (nV_{\text{bat}} + \sqrt{2} V_g) + V_{\text{bat}} \frac{\sqrt{2} V_g}{nV_{\text{bat}} + \sqrt{2} V_g} \frac{T_s}{2} \left(\frac{1}{L_p} + \frac{1}{L_m} \right)$ |
| S_s 电流峰值 | $I_{\text{ssp}} = I_{\text{ssp}} / n$ |
| S_p 电压峰值 | $V_{\text{ssp}} = V_{\text{bat}} + \sqrt{2} V_g / n$ |
| S_s 电压峰值 | $V_{\text{ssp}} = nV_{\text{bat}} + \sqrt{2} V_g$ |

图7为以匝数比 n 和总电感 $L=L_p L_m / (L_p + L_m)$ 为变量的主功率开关 S_p 和 S_s 的开关损耗之和的变化趋势图。由图7所示,当匝数比 n 小于4并逐渐减小时,开关损耗迅速增加;同时当匝数比 n 大于6并逐渐增大时,开关损耗也呈增加趋势,故匝数比 n 的合理区间是4~6。而总电感 L 在超过 $50 \mu\text{H}$ 后不会对开关损耗有较大影响,考虑到 L 较大将导

致变压器和初级电感器较大的体积重量,故 L_p 和 L_m 的设计必须综合考虑开关损耗和体积重量,选择 L 接近 $50 \mu\text{H}$ 较为合理。此外, L_p 在选取时还要满足将最大纹波电流限制在电池电流峰峰值的20%以下。初级电容器 C_p 的容值需设计得足够大,使纹波电压限制在电池电压10%以下。

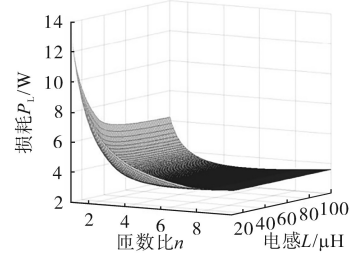


图7 开关损耗随 L 和 n 变化图

Fig.7 Diagram of the switching losses with L and n changes

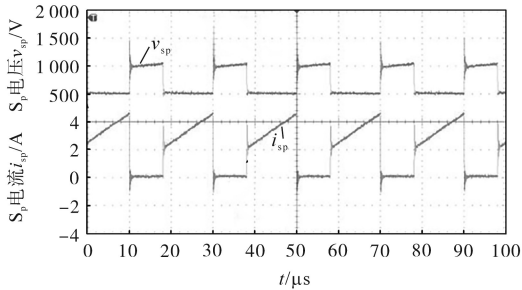
由于所设计的单级双向并网变换器电路省去了高压直流母线环节,故存在 S_p 电流应力较大和 S_s 电压应力较大。但文献[12-13]中所设计的单级变换器由于要求其输入直流电压达到或超过电网电压峰值,故使用了大量电池组串联以实现输入高压,这导致了直流侧开关管的电压应力高于本文中 S_s 的电压应力,同时尽管电流应力较小,但所用开关管数量大于本文中的两个,故功率密度明显低于本文中设计的方案。同时,文献[15]和文献[16]中所设计的可接入低电压的单级双向变换器直流侧所用开关管电压应力小于本文中方案,但由于存在大量高频电流纹波,实际上电流应力会大于本文中的方案。

4 实验验证

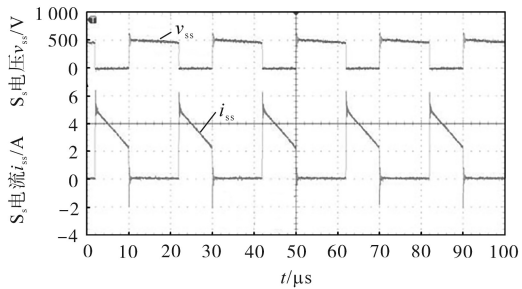
为了验证所设计的可接入低直流电压的单级双向并网变换器的有效性,开发了功率为250 W的变换器样机并开展了相关实验,其中主功率开关采用MOSFET材质,控制器基于数字芯片dsPIC33EP512GM604实现。实验系统其他参数为:电网电压有效值 $V_g=220 \text{ V}$,额定频率 $f_g=50 \text{ Hz}$,电池组额定电压 $V_{\text{bat}}=48 \text{ V}$,变压器初级匝数 $N_p=14$,变压器次级匝数 $N_s=63$,励磁电感 $L_m=56 \mu\text{H}$,开关频率 $f_s=50 \text{ kHz}$,初级电容 $C_p=17.6 \mu\text{F}$,初级电感 $L_p=380 \mu\text{H}$,滤波电感 $L_f=400 \mu\text{H}$,初级电容 $C_o=800 \text{ nF}$ 。

图8为放电模式下主功率开关 S_p, S_s 的电压、电流实验波形。图9为满载工况下的电网电压 v_g 、并网电流 i_g 实验波形。图9a中 v_g 和 i_g 是同相的, i_g 的THD=3.69%;图9b中 v_g 和 i_g 是反相的, i_g 的THD=4.12%。图9中的并网电流过零点有畸变,

对电流控制有一定的影响,这是因为所设计电路拓扑中的全桥电路不进行高频功率变换,而只是进行电流改向使用,故这是提高变换效率难以避免的,但并网电能质量总体是符合电网相关标准要求的。

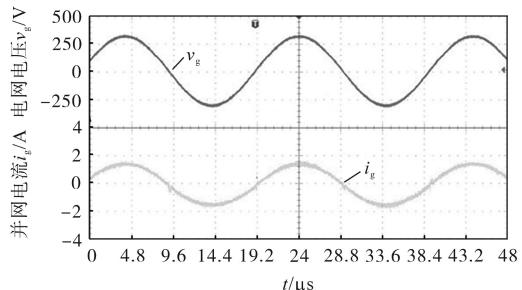


(a)主功率开关 S_p 的波形

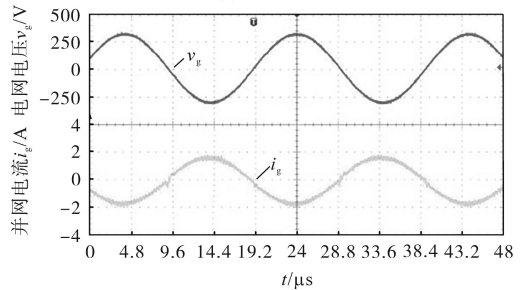


(b)主功率开关 S_s 的波形

图8 放电模式下主功率开关的电压和电流波形
Fig.8 Voltage and current waves of the main power switch in discharge mode



(a)放电模式

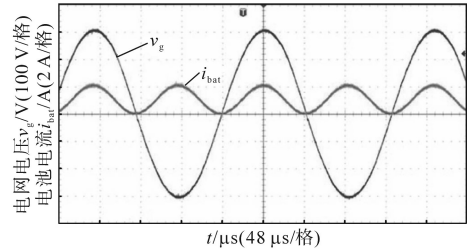


(b)充电模式

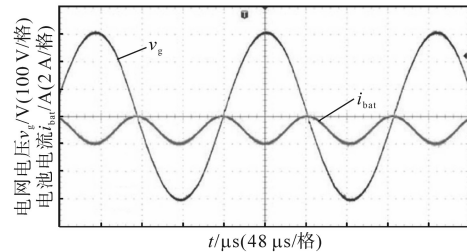
图9 满载工况下的电网电压和并网电流波形
Fig.9 Grid voltage and grid-connected current waves under full load condition

图10为放电模式和充电模式下电网电压和电池电流实验波形。由图10可知,电池组电流存

在两倍频的电流纹波,根据文献[1-3]的研究,此低频纹波电流会影响电池组寿命,故进一步的研究方向是考虑对此低频电流纹波进行抑制。



(a)放电模式

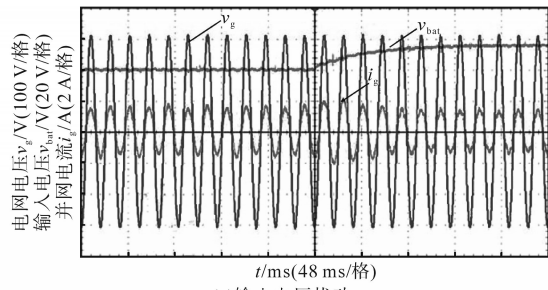


(b)充电模式

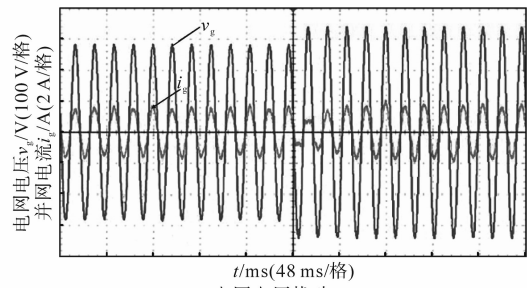
图10 电网电压和电池电流实验波形

Fig.10 Experimental waves of the grid voltage and battery current

图11为在放电模式下出现输入电压、电网电压扰动时的实验结果。



(a)输入电压扰动



(b)电网电压扰动

图11 放电模式下电压扰动时的实验结果

Fig.11 Experimental results of voltage perturbations in discharge mode

图11a中输入电压从40V上升至56V,而图11b中电网电压有效值从200V增加至240V,两种情况下,所设计的控制器均能快速响应,稳定住并网电流。图12为变换器从放电模式切换至充

电模式时的实验波形,从电网电压 v_g 和并网电流 i_g 的波形可看出,所设计的变换器不同模式之间是可以无缝切换的。

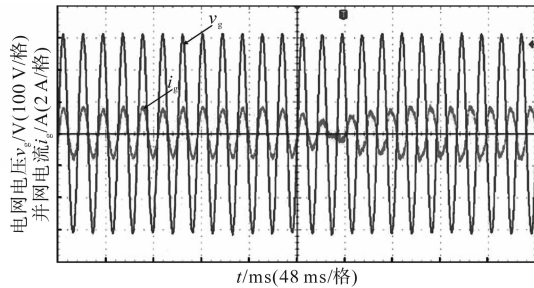


图12 变换器模式切换实验结果

Fig.12 Experiment results of the converter with mode switching

图13为不同工况下测得的功率转换效率结果,效率由数字功率计(Yokogawa WT130)测量。

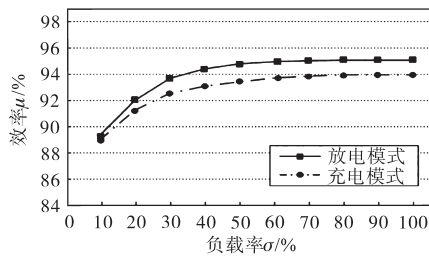


图13 变换器效率测试结果

Fig.13 Efficiency test results of the converter

表2为不同方案下变换器效率对比结果。与传统双级变换器^[20-21]的效率对比,数据显示由于传统双级变换器具有两级功率变换,并具有更多的功率开关器件,故难以实现整体提高效率。

表2 效率对比结果

Tab.2 Efficiency comparison results

| 参数 | 传统双级变换器 | | 新型单级变换器 |
|--------------|---------------------|---------------------|---------|
| | 方案1 ^[20] | 方案2 ^[21] | 本文方案 |
| 12 V 电池组数量/组 | 2~3 | 3~5 | 2~5 |
| 输入电压/V | 25~35 | 30~60 | 24~60 |
| 直流链路电压/V | 400 | 350 | — |
| 输出电压有效值/V | 110 | 220 | 220 |
| 额定功率/W | 300 | 1 000 | 250 |
| 250 W 对应效率/% | 91.7 | 93.3 | 95 |

5 结论

为了实现储能系统高效并网,提出了一种可接入低直流电压的高效率单级双向并网变换器,同时开展了变换器的主电路和控制器设计,完成了相关实验,现总结主要结论如下:

1) 所设计的双向并网变换器包含直流变换

电路和全桥电路,但只有前者进行高频功率变换实现升压和降压,整个变换器系统电路结构简单,可覆盖峰值电网电压,无需较高的直流电压,提高了电池组寿命和功率密度。

2) 控制器基于前馈标称电压补偿器和重复控制算法实现,前者减轻了电网电流控制负担,后者确保了精确的电流参考值跟踪控制。

3) 实验结果表明,新型单级双向并网变换器相对于传统双级变换器具有更高的效率,且控制性能优良。

4) 需要进一步研究的内容为对变换器中存在的低频电流纹波进行抑制,以及进行更高功率等级的实验验证。

参考文献

- [1] 李建林,袁晓冬,郁正纲,等. 利用储能系统提升电网电能质量研究综述[J]. 电力系统自动化,2019,43(8):26-36.
- [2] 李建林,修晓青,吕项羽,等. 储能系统容量优化配置及全寿命周期经济性评估研究综述[J]. 电源学报,2018,16(4):1-13.
- [3] 陈亚爱,王赛,周京华,等. 轨道交通储能系统控制策略综述[J]. 电气传动,2018,48(12):51-56.
- [4] 侯旭,曾正,冉立,等. 基于扩展移相控制的双向有源桥变换器回流功率优化[J]. 中国电机工程学报,2018,38(23):7004-7014.
- [5] 孙孝峰,潘尧,沈虹,等. 基于无差拍控制的T型三电平逆变器中点电位平衡策略[J]. 电工技术学报,2017,32(24):80-87.
- [6] 李磊,陶兆俊,严潇. 基于电池化成双向AC/DC变换器建模控制与实现[J]. 电力电子技术,2018,52(11):83-87.
- [7] 张宗龙,李丽娟,陈息坤. 电动车锂电池能量回馈并网双向AC/DC变换器[J]. 电源技术,2017,41(4):605-608.
- [8] 周一雄,秦文萍,王祺,等. 双移相变频控制的隔离型双向AC/DC变换器控制策略[J]. 电网技术,2019,43(5):1826-1833.
- [9] 梅杨,黄伟超,刘子毓. 矩阵式隔离型双向AC-DC变换器控制策略[J]. 电工技术学报,2019,34(12):2499-2506.
- [10] 靖文. ISOP AC/DC变换器系统控制策略研究[J]. 电气传动,2018,48(9):18-22.
- [11] 蔺晓强,贾燕冰,田晋杰,等. 基于双向全桥的部分隔离型四端口变换器的研究[J]. 可再生能源,2019,37(5):688-693.
- [12] Wang M, Guo S, Huang Q, et al. An isolated bi-directional single-stage DC-AC converter using wide-band-gap devices with novel carrier-based unipolar modulation technique under synchronous rectification[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017,32(3):1832-1843.
- [13] Vermulst B J D, Duarte J L, Wijnands C G E, et al. Quad active-bridge single-stage bidirectional three-phase AC-DC converter with isolation: Introduction and optimized modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017,32(4):2546-2557.

(下转第50页)

nized synchronverters: inverters without a dedicated synchronization unit[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2014, 29(2): 617-630.

[4] 秦晓辉,苏丽宁,迟永宁,等. 大电网中虚拟同步发电机惯量支撑与一次调频功能定位辨析[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(9):36-43.

[5] 郑天文,陈来军,陈天一,等. 虚拟同步发电机技术及展望[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(21):165-175.

[6] 柴建云,赵杨阳,孙旭东,等. 虚拟同步发电机技术在风力发电系统中的应用与展望[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(9): 17-25, 68.

[7] 钟庆昌. 虚拟同步机与自主电力系统[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(2):336-349.

[8] 吕志鹏,盛万兴,刘海涛,等. 虚拟同步机技术在电力系统中的应用与挑战[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(2): 349-360.

[9] 魏亚龙,张辉,孙凯,等. 基于虚拟功率的虚拟同步发电机预同步方法[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(12):124-129, 178.

[10] 吕志鹏,盛万兴,钟庆昌,等. 虚拟同步发电机及其在微电网中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(16): 2591-2603.

[11] 张宇华,赵晓轲,方艺翔. 独立微网中虚拟同步发电机的频率自恢复控制策略[J]. 电网技术, 2019(6):2125-2131.

[12] Wei Yalong, Zhang Hui, Song Qiong, *et al.* Control strategy for parallel-operated virtual synchronous generators[C]//International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia). Hefei, China: IEEE, 2016:2015-2021.

[13] 张辉,宋琼,魏亚龙. 离网运行的多微源微网调频调压控制策略[J]. 高电压技术, 2017, 43(1):149-156.

[14] 宋琼,张辉,孙凯,等. 多微源独立微网中虚拟同步发电机的改进型转动惯量自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(2):412-424.

[15] 袁敞,丁雨霏,冯佳耀,等. 离网条件下的虚拟同步机分布式并联系统暂态稳定分析[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(22):22-30.

[16] 张波,颜湘武,黄毅斌,等. 虚拟同步机多机并联稳定控制及其惯量匹配方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(10):42-52.

[17] 荆龙,黄杏,吴学智. 改进型微源下垂控制策略研究[J]. 电工技术学报. 2014, 29(2): 145-152.

[18] 夏道止. 电力系统分析[M]. 北京:中国电力出版社, 2004.

[19] Singh B, Saha R, Chandra A, *et al.* Static synchronous compensators (STATCOM): A review[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2009, 24(4): 297-324.

收稿日期:2019-08-80

修改稿日期:2019-10-10

（上接第37页）

[14] 孙孝峰,肖洒,申彦峰,等. 一种新型单级双向隔离 AC-DC 变换器[J]. 太阳能学报, 2017, 38(11):2916-2925.

[15] Lo K Y, Chen Y M, Chang Y R. Bi-directional single-stage grid-connected inverter for battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(6): 4581-4590.

[16] Cho Y W, Cha W J, Kwon J M, *et al.* High-efficiency bidirectional DAB inverter using a novel hybrid modulation for stand-alone power generating system with low input voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6):4138-4147.

[17] 曾汉超,许俊阳,陈道炼. 带低频纹波抑制的单级充放电高频环节 DC-AC 变换器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(8): 1783-1792.

[18] 郭仕林,苏建徽,陈学健,等. 基于双辅助网络的宽软开关范围高效高频链 DC-AC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(18):5377-5388.

[19] Uddin K, Moore A D, Barai A, *et al.* The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance[J]. Applied Energy, 2016, 178:142-154.

[20] Xuewei P, Rathore A K, Prasanna U R. Novel soft-switching snubberless naturally clamped current-fed full-bridge front-end converter based bidirectional inverter for renewables, microgrid and UPS applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 2014, 50(6):4132-4141.

[21] Evran F. Plug-in repetitive control of single-phase grid-connected inverter for AC module applications[J]. IET Power Electronics, 2017, 10(1):47-58.

收稿日期:2019-09-02

修改稿日期:2019-10-10