

电力与传动控制

基于软开关的光伏单组串 MPPT 集散电源及其控制

陈艺峰, 张洪浩, 朱淇凉, 胡家喜, 蹇 芳

(株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 为了解决集散式光伏发电系统光伏组串间匹配和光照差异等引起输出功率下降的问题, 文章提出一种对每支光伏组串进行 MPPT 控制的单组串 MPPT 集散电源系统方案, 实现了光伏电站发电量的最大化; 针对功率转换电路, 提出一种新型软开关升压变换电路拓扑, 不仅能提高系统转换效率、减小设备尺寸, 而且还消除了既有软开关电路拓扑在开关时序受干扰时易烧损的隐患, 提高了转换电路的可靠性; 结合系统多路 MPPT 多转换模块的特点, 提出一种载波交错同步的控制策略及其实现方法, 以最大限度地抑制输出电流纹波, 节省滤波器成本。通过对所试制集散电源装置进行实验, 结果验证了该方案的有效性。

关键词: 光伏集散电源; MPPT; 软开关; 升压变换器; 载波交错同步

中图分类号: TM615; TM46

文献标识码: A

文章编号: 2096-5427(2018)03-0011-06

doi:10.13889/j.issn.2096-5427.2018.03.003

Single String MPPT Converter for Central Distributed PV System Based on Soft-switching Technology and Its Control

CHEN Yifeng, ZHANG Honghao, ZHU Qiliang, HU Jiayi, JIAN Fang

(Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: It proposed a system solution of single string MPPT converter for D&C(central distributed) PV system to solve PV strings matching problem. A ZVS soft-switching boost converter topology was proposed to improve the system conversion efficiency and reduce the device size. In addition, it eliminates the damage risk of existing soft-switching circuit topology when the switching timing is disturbed and improves the reliability of the converter. In order to suppress output current ripple and save the cost of the filter, it introduced a carrier phase interleaving synchronization strategy for power converter modules. The validity of the proposed schemes were confirmed by experimental results of prototype.

Keywords: D&C PV system; MPPT; soft-switching; boost converter; carrier interleaving synchronization

0 引言

集散式光伏发电系统具备传统集中式光伏发电系统的并网稳定性和组串式发电系统的分布 MPPT(maximum power point tracking, 最大功率点跟踪)、发电量多的优点, 是近年来新兴的光伏电站解决方案^[1-4]之一。为了提高系统发电量、减少因光伏组串间失配引起的功率损失, 集散式光伏发电系统采用具有 MPPT 功能的集散电

源来替代传统的汇流箱, 对少数并联的光伏组串进行分布式 MPPT 寻优, 功率转换电路通常采用 DC/DC 升压电路拓扑。针对目前业界仍采用多光伏组串并联寻优的现状, 本文提出一种单组串 MPPT 集散电源构建方案, 从根本上解决组串间匹配失衡问题。

转换效率是衡量集散电源性能的一个重要指标, 采用软开关变换电路是提升转换效率、降低 EMI 电磁干扰的最佳途径。利用软开关电路的低开关损耗特点, 通过提高开关频率, 还可实现设备的小型化和轻量化。国内外学者针对 DC/DC 升压变换电路拓扑进行了大量研

收稿日期: 2018-01-09

作者简介: 陈艺峰(1963-), 男, 博士, 高级工程师, 主要研究方向为电力电子变流控制和光伏发电系统。

究^[5-11],文献[8-9,11]将ZVS(zero voltage switching)软开关变换器应用到光伏系统中,并取得了一定的效果。然而这些软开关电路拓扑中存在开关器件与吸收电容器并联的结构,当开关信号受到干扰或动作时序出现紊乱时,吸收电容器会通过开关器件短路放电,存在致使开关器件烧损的隐患。对此,本文提出一种改进的ZVS软开关升压变换电路拓扑,从电路拓扑结构上消除该隐患,以提高设备的运行可靠性。在集散电源中各MPPT模块的协调控制方面,本文提出一种模块间的载波交错同步方法,利用谐波相消原理,最大限度地抑制输出电流的谐波输出。最后通过样机实验验证了所提新型软开关电路拓扑和控制策略的有效性。

1 集散式光伏发电系统

主流光伏发电系统有三种类型,包括集中式、组串式和集散电源式。对于具有一定规模的光伏电站,通常由多个光伏电池组串进行并联汇流至光伏并网逆变器的输入端,由并网逆变器进行MPPT寻优,并通过DC/AC变换器将光伏直流电转换成交流电送至电网。

光伏电池(组串)的最佳工作电压点随日照强度、环境温度、阴影遮挡、光伏电池组件的安装角度和朝向、光伏电池种类等因素的不同而变化。当并联的光伏组串间在这些因素上存在差异,即出现不匹配时,输出功率会出现部分损失,这在集中式光伏发电系统中表现得尤为明显。

为了改善光伏电站的功率输出,组串式光伏发电采用了少数组串并联的MPPT寻优、交流网侧汇流的功率转换形式,通过分布式MPPT以提高系统发电量。然而,对于中大型光伏电站,若采用组串式光伏发电形式,由于相互间无电气隔离的并网逆变器并联数量剧增,组串逆变器间易出现相互干扰问题,降低了电站的并网稳定性。

集散式光伏发电系统采用分散MPPT、集中并网的形式,具有并网稳定性好和发电量多的优点,特别适合于建筑光伏和建在山地、丘陵的光伏电站。系统由光伏阵列、集散电源和并网逆变器组成,其拓扑形式如图1所示。集散电源是集散式光伏发电系统的关键部件,其核心部分为DC/DC升压变换器,用以完成光伏电池组件的分散MPPT跟踪功能。并网逆变器用于控制直流母线电压,并将进入到直流母线的直流电转换成交流电送至电网。由于集散电源的升压功能,直流母线电压不再受光伏电池组件输出电压的限制,可通过提高并网交流电压提升逆变器的单机容量,以降低系统成本。

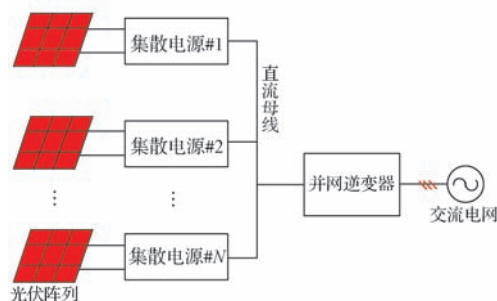


图1 集散式光伏发电系统拓扑

Fig. 1 Topology of D&C type PV system

基于技术和成本方面的考虑,目前集散电源仍采用2~6路光伏电池组串并联后MPPT寻优方式,在某种程度上损失了部分最大功率输出。为此,本文提出对每串光伏电池进行MPPT寻优的单组串MPPT集散电源方案,结合启用高效的软开关功率变换拓扑,可最大限度地发挥单组串MPPT集散式发电系统的优势。

基于软开关的单组串MPPT集散电源除了在发电量、转换效率上具有优势外,还具有以下优点:

(1)彻底解决了光伏电池组串间的匹配问题,可在同一集散电源上接入不同类型的光伏电池;

(2)可省去组串输入端的熔断丝,减少了直流拉弧风险;

(3)由于对各组串进行单独控制,直接利用控制器的电压电流检测信号,可省略光伏组串数据采集装置;

(4)将变流电路进行模块化,便于标准化生产和售后维护。

2 单组串MPPT集散电源及工作原理

2.1 系统架构

按照光伏行业惯例,每台集散电源可接入16支光伏组串。单组串MPPT集散电源因每支光伏组串需要独立控制,若使用单CPU进行集中控制,对CPU的运算性能要求相当苛刻,实际难以实现,且传感器、控制信号线路错综复杂,不利于电源产品的制造和后期维护。对此,本文提出采用分散控制、集中管理的方式,将各变换器进行模块化,由一个CPU控制单一或少数几个变流模块,再由上位控制器对分散的CPU控制器进行统筹管理,形成简洁明了的系统架构。图2示出该单组串MPPT集散电源的结构。

各功率变换模块只对单一的光伏组串进行MPPT寻优控制,MPPT控制器集成在功率变换模组上。各模组控制器完全独立运行,相互间无任何信息交换。系统控制器担负系统内部的协调和与外部上位机间的数据交

换的工作，通过 CAN 总线对各 MPPT 模块控制器进行数据收集和启停指令下发。此外，为了协调各功率模块的载波相位、进一步优化输出电流特性，设置了一条载波同步专用的信号线，由系统控制器以载波的整数倍周期向各 MPPT 控制器统一下发同步脉冲。

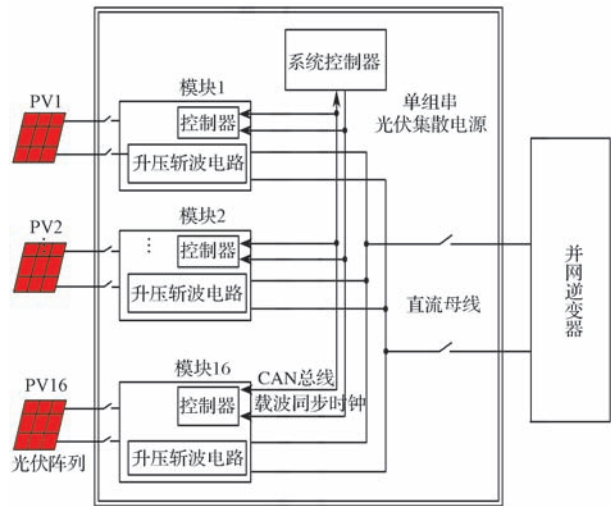


图 2 单组串 MPPT 集散电源架构

Fig. 2 Structure of single PV string MPPT D&C converter

2.2 ZVS Boost 升压变换器工作原理

2.2.1 ZVS Boost 升压变换电路拓扑

对于功率模块的转换主电路，本文提出了一种 ZVS 升压变换电路拓扑（图 3），其在传统的升压变换电路基础上，通过增加的辅助开关电路，实现主辅开关管的全程软开关动作，以提高系统转换效率和电路可靠性。辅助开关电路可分为 2 部分：第一部分为由二极管 D_1 、谐振电容 C_r 及阻尼电阻 R 组成的 RCD 无损吸收电路，其作用在于实现主开关管 Q 的关断软开关动作；第二部分包括辅助开关管（ Q_a ）、谐振电感（ L_r ）、吸收电容（ C_1 ）及两个续流二极管（ D_2 和 D_3 ），其作用在于 Q 开通前，通过释放 C_r 和 Q 两端电压以实现主管的零电压开通以及辅助开关管自身的软开关动作。

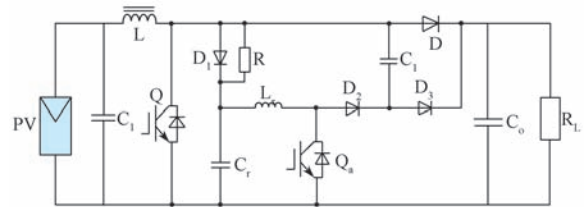


图 3 ZVS Boost 升压变换器拓扑

Fig. 3 Topology of the proposed ZVS boost converter

2.2.2 ZVS Boost 升压变换器工作模式

ZVS Boost 升压变换器的工作过程可分为 9 种工作模式，各工作模式下一些关键元器件状态的波形如图 4 所示。由于开关周期内输入输出电压的变化甚小，可视为恒定值。

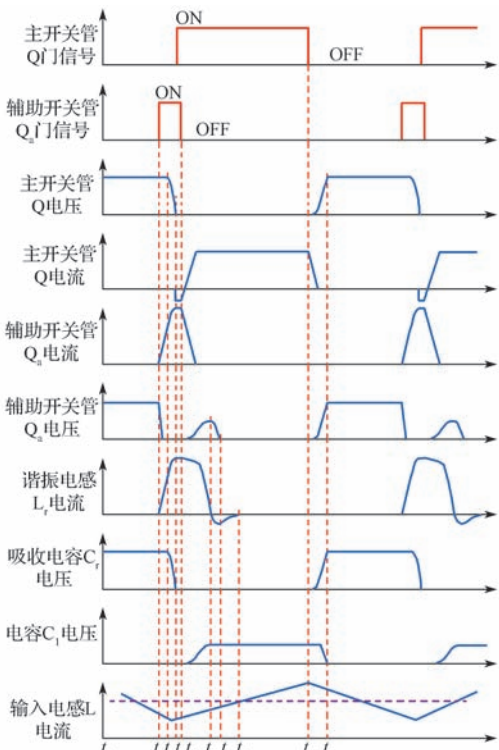


图 4 软开关 DC/DC 升压转换器电路工作波形

Fig. 4 Waveforms of the soft-switching boost converter

模式 1 [$t_0 \sim t_1$]: t_1 时刻前， Q 和 Q_a 均处于关断状态， L 中的能量通过主二极管 D 传递给输出侧。在此期间， L_r 的电流为零， C_r 两端的电压即 Q 的电压等于升压后的输出电压 V_o ， C_1 两端的电压为零。其中， L 的电流 $i_L(t)$ 呈直线下降趋势。

$$i_L(t) = i_L(t_0) - \frac{V_o - V_{in}}{L}(t - t_0) \tag{1}$$

式中： $i_L(t_0)$ —— L 在 t_0 时刻的电流； V_{in} ——变换器输入侧的输入电压。

模式 2 [$t_1 \sim t_2$]: t_1 时刻， Q_a 开通， D_1 、 L_r 的电流由零开始线性增加，流过 D 的电流呈线性减小，直至与 D 固有的反向恢复电流值相等为止，模式 2 结束。此期间， L 电流持续减小，流经 L_r 的电流可表示为

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_o}{L_r}(t - t_1) \tag{2}$$

模式 2 期间， C_r 两端电压、 Q 两端电压与输出电压 V_o 相等。由于流进 Q_a 的电流与 L_r 电流相同，开通过程中 L_r 电流维持在微小值，因此 Q_a 开通可视为零电流开通，开通损耗可忽略不计。该模式所用时间为

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{i_L(t_1) + I_{\pi}}{V_o} L_r \tag{3}$$

式中： I_{π} —— D 的反向恢复电流值。

模式 3 [$t_2 \sim t_3$]: L_r 电流持续增加， D 反向恢复电流迅速减小直至自然关断，此时， L_r 与 C_r 开始谐振， C_r 通过 L_r 、 Q_a 放电。 t_3 时刻， C_r 及 Q 两端电压降至零，谐振过程结束。由于 C_r 的 dv/dt 抑制作用， D 的反向电

压升高缓慢,使D反向恢复开关损耗大大减小,其值可忽略不计。谐振过程中,谐振电感的电流可近似表示为

$$i_{Lr}(t) = i_{\min} + I_{\pi} + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_o \sin \omega_r (t - t_2) \quad (4)$$

式中: $i_{\min}$ ——L 的纹波电流低谷值; ω_r ——LC 谐振角频率, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 。

谐振电容 C_r 的放电电压可表示为

$$V_{Cr}(t) = V_o \cos \omega_r (t - t_2) \quad (5)$$

模式 4 [$t_3 \sim t_4$]: 当 C_r 及 Q 两端电压降至零时, Q 的体二极管自然导通, L_r 的电流流过 D_1 , Q_a 及 Q 的体二极管, Q 两端电压几乎箝位于零。此时给 Q 施加开通信号, 由于 Q 已自然导通, 不产生开通损耗, 为零电压开通。该区间流过 L 的电流为

$$i_L(t) = i_{\min} + \frac{V_{in}}{L} (t - t_3) \quad (6)$$

模式 5 [$t_4 \sim t_5$]: t_4 时刻, Q_a 施加关断信号, 由于 C_1 的存在, 使得 Q_a 两端电压上升速度缓慢, 即 Q_a 可以实现零电压软关断。该模式下, 储存在 L_r 中的能量经过 D_2 向 C_1 转移, 同时, 流经 L_r 的电流逐渐减小直至为零, C_1 电压朝着终点电压 $\sqrt{L_r/C_1} i_{Lr}(t_3)$ 逐步上升。当此终点电压值大于输出电压值 V_o 时, C_1 电压由 D_3 箝位于 V_o , L_r 中的剩余能量经 D_2 , D_3 流入输出电容 C_o 。

模式 6 [$t_5 \sim t_6$]: t_5 时刻, L_r 的电流下降为零, 若 D_2 为理想器件, 则主辅管的开通过程就此结束, 后续的模式 7 不复存在。然而实际的二极管存在反向恢复现象和结电容 C_j , 通过初始电压值为零的 D_2 的结电容 C_j 、 L_r 及 R 形成的串联阻尼谐振电路, 在 L_r 中产生反向电流, 二极管反向电压增加, Q_a 两端电压下降至零。

模式 7 [$t_6 \sim t_7$]: 当 Q_a 两端电压下降为零时, 其体二极管自然导通, L_r 电流经 R , Q 和 Q_a 的体二极管构成的衰减回路, 以指数形式衰减至零。至此, 完成 Q 的导通状态转换, 且辅助电路也恢复至完全静止状态。

模式 8 [$t_7 \sim t_8$]: Q 处于导通状态, L 的瞬时电流 $i_L(t)$ 在输入电压的驱动下, 处于线性上升状态。

$$i_L(t) = i_L(t_7) + \frac{V_{in}}{L} (t - t_7) \quad (7)$$

模式 9 [$t_8 \sim t_9$]: t_8 时刻, Q 动作。由于 D_1 , C_r 的存在, Q 两端电压缓慢上升, 几乎在低电压状态下完成从导通到截止的软关断转换; 之后, 输入 L 电流经由 D_1 向 C_r 充电, 直至 C_r 电压与输出电压相等。同时经由 D_3 向 C_1 反向充电直至 C_1 电压为零; 此后 D 导通, 电感电流流向输出母线。

通过这 9 种模式的周期性执行, 达到从低压输入功率转换成高压输出功率的功率转换目的。

3 集散电源控制策略

3.1 控制结构

单组串 MPPT 集散电源系统采用分散控制、集中管理的控制策略, 各模块的 MPPT 控制器的工作完全独立, 其控制结构如图 5 所示。该变换电路为准谐振型电路拓扑, 控制输出信号仍可采用 PWM 调制方式, 因此可沿用普通升压变换器的控制器及其设计方法。

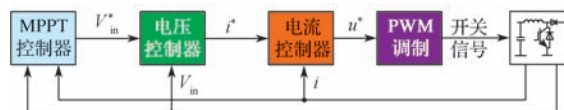


图 5 单组串模块控制结构

Fig. 5 Control structure of the single string module

3.2 PWM 调制策略

软开关升压变换电路的开关动作需要主辅开关管的协调工作。该电路中, Q 关断过程中不需要 Q_a 的参与, 但开通动作需要辅助开关管的辅助动作; Q 开通信号施加后, 需关断 Q_a 。基于此特点, 该电路开关脉冲信号的发生适合采用图 6 所示锯齿波的 PWM 调制方式。

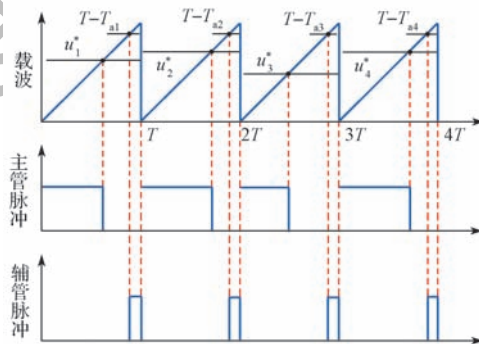


图 6 PMW 调制示意

Fig. 6 Principle diagram of the PWM modulation

采用锯齿波 PWM 调制时, 由于主开关管的开通和辅助开关管的关断信号是在固定的时间点自动产生的, 故只需要设置主开关管关断信号时间以指定控制脉宽以及辅管的开通时间 ($T - T_a$)。 T 为载波周期; T_a 为辅管的开通提前量, 可由式 (8) 算出。

$$T_a = \frac{L_r (I_L + I_{\pi})}{V_o} + \frac{\pi \sqrt{L_r C_r}}{2} \quad (8)$$

式中: I_L ——主电感电流。

3.3 载波交错同步策略

由于集散电源内所有 (N 个) 变换器模块的输出端并联在一起, 总输出电流波形为 N 个方波波形电流的叠加, 这种叠加的结果使得输出纹波电流随各变换器模块间载波的相对相位关系呈现相加或相消的效应。研究表明: 当变流器模块的载波相位一致时, 纹波电流完全相加, 纹波最大; 相位均匀相差时, 综合纹波相消效果最佳。

若分散控制的各变换器模块的载波间没有协调机制, 载波相位处于随机分布状态, 输出总电流的纹波也

随之为不确定状态，且各载波频率由于分散控制不可能完全一致，载波相位会出现缓慢的漂移，由此输出纹波电流出现大小变化呈振荡状态。为抑制这种振荡状态的输出电流纹波，通常需在输出端增加庞大的滤波电路，由此造成设备成本的增加和体积尺寸的增大。

为此，本文利用单组串 MPPT 集散电源的“集中管理”的特点，由上位系统控制器提供共同的基准同步信号，各模块控制器根据基准信号捕获自身载波的相位，并与相位指令值进行比较，调整自身载波的频率(周期)，使载波相位跟踪其指令值，达到载波相位交错同步的目的。载波锁相环的控制原理如图 7 所示。

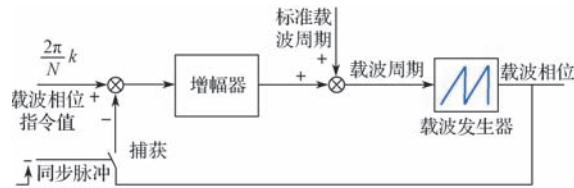


图 7 载波锁相环控制原理

Fig. 7 Block diagram of the carrier wave phase lock loop

对于有 N 个模块的集散电源，各模块设有预定的模块编号 k ($k=0, 1, \dots, N-1$)。根据自身的编号，各模块的载波相位指令值为

$$\varphi_k^* = \frac{2\pi k}{N}$$

(9)

载波相位的捕获，可以利用 DSP(digital signal processor) 内置的捕获功能，以系统控制器发出的基准同步脉冲的上升沿或下降沿捕获 DSP 内部锯齿波的定时器的计数值来实现。

载波相位锁相环利用相位偏差的增幅值对载波周期（频率）进行微调，以达到载波相位与目标值一致的控制目的。该方法的优点在于系统结构简洁明了，系统容量扩展容易，没有模块数量上的限制。对各模块的控制，不需要知悉其他模块的信息就能实现载波相位的均匀交错同步，最终达到汇流输出电流谐波最小化的目的，由此可大幅减小输出滤波器尺寸甚至省去滤波器，以促成系统的低成本化。

4 实验验证

为了验证所提单组串 MPPT 软开关集散电源的有效性，我们试制了一台 80 kW 集散电源样机，并对其转换性能进行了实验测试。样机外形与内部结构如图 8 所示，基于模组化设计理念，其由 8 个模组构成。每个模组内含 2 个额定 5 kW 转换模块，每个模块各对应单支光伏组串输入，独立进行 MPPT 控制。开关频率设置为 40 kHz，MPPT 范围为 300 V~880 V，额定输出电压为 800 V，集散电源的输出电压由上位并网逆变器控制。

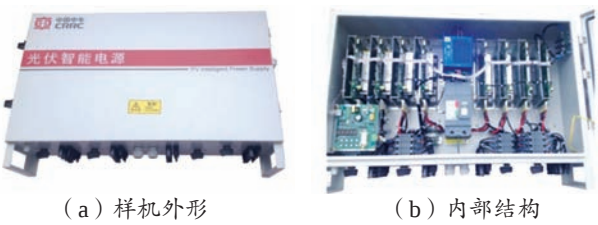
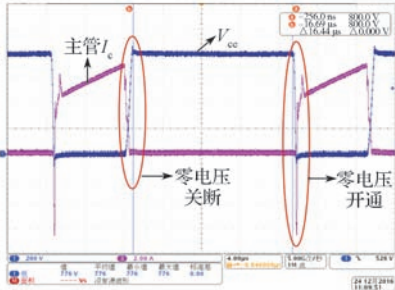


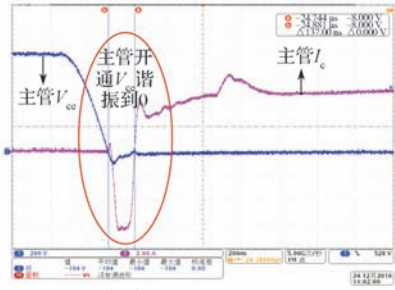
图 8 样机外形及内部结构

Fig. 8 Outline and internal structure of the prototype

试验测取模块主开关管的电压电流波形如图 9 所示。图 9(a) 中主开关管关断时，由于谐振电容 C_r 的存在，抑制了电压上升速率 dv/dt ，使得电流电压的交集很小，关断损耗极低；图 9(b) 示出主开关管开通时的展开波形，由于主开关管的开通信号在其两端电压由辅助电路作用下降至零后才施加，故不产生开通损耗，电流的换流过程在辅助开关管关断时进行。



(a) 主开关管开关波形



(b) 开通展开波形

图 9 主开关管电压、电流波形

Fig. 9 Voltage and current waveforms of the main switch

图 10 示出辅助开关管（以下简称“辅管”）的电压和电流波形。开通时，电流上升速度受谐振电感的抑制，产生的损耗很小，为零电流开通；关断时辅管两端电压上升速度受吸收电容 C_1 抑制，使得关断损耗极小，为零电压关断。

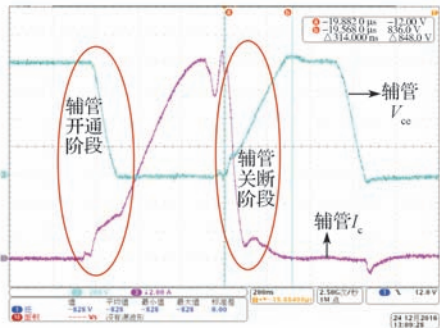


图 10 辅开关管电压、电流波形

Fig. 10 Voltage and current waveforms of the auxiliary switch

由图9、图10的实验结果可知,该拓扑的所有开关动作均为零电压或零电流的软开关动作,极大地降低了电路的开关损耗,在高频的开关频率下也能获得较高的转换效率。实测最高转换效率达到99.25%,验证了该软开关拓扑的高效性和控制策略的有效性。

5 结语

本文针对光伏集散发电系统,提出了一种单组串MPPT集散电源方案,从根本上解决了光伏组串的匹配问题,实现了光伏发电系统的发电量最大化;结合采用软开关功率转换电路,可提高系统转换效率、减小设备体积尺寸。本文所提ZVS软开关升压电路拓扑克服了以往软开关电路拓扑的脆弱性,不仅可用于光伏集散电源,对其他一般用途的升压变换装置也具有有良好的应用价值。后续将针对该方案的可扩展性、兼容性、容错能力和可靠性等方面进行进一步分析研究,并在实际产品应用中进行验证和改进。

参考文献:

- [1] 刘刚,梁燕,汪海涛,等. MW级光伏发电系统并网技术方案研究[J]. 电源世界, 2016(1): 41-45.
LIU G, LIANG Y, WANG H T, et al. Research on Grid-connected Technology of MW Level Photovoltaic Power Generation System[J]. The World of Power Supply, 2016(1): 41-45.
- [2] 蹇芳,李志勇. 光伏逆变器技术现状与发展[J]. 大功率变流技术, 2014(3): 5-9.
JIAN F, LI Z Y. Technology Status and Future Development of PV Inverter[J]. High Power Converter Technology, 2014(3): 5-9.
- [3] 邓宇. 集散式逆变器应用及设计方案探讨[J]. 中国设备工程, 2017(6): 82-83.
DENG Y. Research on Application of D&C Inverter and Design scheme [J]. Chinese Device Engineering, 2017(6): 82-83.
- [4] 唐秋文. 集散式逆变器特性及应用初探[J]. 石化技术, 2016(11): 273.
TANG Q W. Research on the Property of D&C Inverter and Application [J]. Petrochemical Industry Technology, 2016(11): 273.
- [5] 王正仕,方红兴,徐德鸿. 辅助管实现无损吸收的零电压转移BOOST电路[J]. 电力电子技术, 2000, 34(4): 4-6.
WANG Z S, FANG H X, XU D H. Realization of Lossless Snubber for Auxiliary Switching in ZVT-BOOST Circuit [J]. Power Electronics, 2000, 34(4): 4-6.
- [6] 叶欣,蔡拥军. 一种新颖的有源钳位ZVS-Boost变换器[J]. 电源技术应用, 2005, 8(6): 12-16.
YE X, CAI Y J. A Novel Zero Voltage Switching Boost Converter with Active Clamping [J]. Power Supply Technologies and Applications, 2005, 8(6): 12-16.
- [7] 褚恩辉,叶树仁,王邀宇. 一种新型的有源软开关变换器[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(5): 72-77.
CHU E H, YE S R, WANG A Y. A novel active soft switching converter [J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(5): 72-77.
- [8] 孟建辉,付超,石新春,等. 光伏逆变系统中的ZVS升压变换器[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(11): 1-7.
MENG J H, FU C, SHI X C, et al. ZVS boost converter of photovoltaic inverter system [J]. Electric Machines and Control, 2013, 17(11): 1-7.
- [9] 孟建辉,石新春,付超,等. 新型高效率两级式单相光伏并网逆变系统的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(20): 87-92.
MENG J H, SHI X C, FU C, et al. Research and application of novel high efficiency two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter system [J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(20): 87-92.
- [10] TSENG C J, CHEN C L. Novel ZVT-PWM converters with active snubbers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(5): 861-869.
- [11] 张矛盾,张森,孙兴中,等. 新型Boost ZVT-PWM变换器在光伏系统中的应用[J]. 电力电子技术, 2010, 44(4): 12-14.
ZHANG M D, ZHANG M, SUN X Z, et al. A new Boost ZVT-PWM converter and its application in photovoltaic system [J]. Power Electronics, 2010, 44(4): 12-14.
- [2] 郭肖鹏,刘飞,熊璐,等. ISO 26262标准下永磁同步电机故障对整车安全性的影响分析[J]. 汽车技术, 2013(2): 13-18.
WU X P, LIU F, XIONG L, et al. Analysis of Impact of PMSM Failure on the Safety of EV under ISO 26262 [J]. Automotive Technology, 2013(2): 13-18.
- [3] BAGALINI E, SINI J, REORDA M S, et al. An automatic approach to perform the verification of hardware designs according to the ISO 26262 functional safety standard [C] //2017 18th IEEE Latin American Test Symposium. Cundinamarca Bogota, 2017.
- [4] 庄兴明,张琴. 基于ISO 26262标准的车用驱动电机系统设计研究[J]. 汽车零部件, 2016(12): 18-21.
ZHUANG X M, ZHANG Q. Research on Design of the Motor Drive System in Electric Vehicle Based on ISO 26262 [J]. Automobile Parts, 2016(12): 18-21.
- [5] 尚世亮,王雷雷,赵向东. 基于ISO 26262的车辆电子电气系统故障注入测试方法[J]. 汽车技术, 2015(12): 49-58.
SHANG S L, WANG L L, ZHAO X D. Fault Injection Test Method of Vehicle E/E System Based on ISO 26262 [J]. Automotive Technology, 2015(12): 49-58.
- [6] ISO 26262: 2011, Road vehicles -- Functional safety [S]. first edition. International Organization for Standardization, 2011.
- [7] 刘佳熙,郭辉,李君. 汽车电子电气系统的功能安全标准ISO 26262 [J]. 上海汽车, 2011(10): 57-61.
LIU J X, GUO H, LI J. Functional Safety Standard of ISO 26262 for EV E/E System [J]. Shanghai Automotive, 2011(10): 57-61.
- [8] SAE J2980, Considerations for ISO 26262 ASIL Hazard Classification [S]. SAE international, 2015.
- [9] Standardized E-GAS Monitoring Concept for Gasoline and Diesel Engine Control Units [S]. Version 6.0. EGAS Workgroup, 2015.
- [10] 李益丰,彭俊,符敏利,等. 基于最大转矩电流比控制的永磁同步牵引电机电流的精确计算[J]. 机车电传动, 2016(5): 1-3.
LI Y F, PENG J, FU M L, et al. Current Accurate Calculation of PMSM Based on MTPA Control Mode [J]. Electric Drive for Locomotives, 2016(5): 1-3.

(上接第5页)