

光伏并网逆变器损耗分析及效率优化控制

袁义生¹, 田纪云^{1,2}, 邱志卓¹

(1. 华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013;

2. 包头铁道职业技术学院机车车辆系, 内蒙古 包头 014060)

摘要:以前级 Boost、后级全桥逆变器的两级式光伏并网逆变器为例,研究其损耗的计算方法,推导出用于损耗分析计算的公式。分析表明两级式光伏并网逆变器的损耗与其中间母线电压关系密切,中间母线电压的选择直接影响开关管、二极管、电感的损耗,最终影响变换器效率。利用损耗公式,对各器件的具体损耗数值进行详细计算。提出前级采用最大功率点跟踪算法搜寻阵列最大功率点,后级采用最大效率点跟踪算法在线搜寻最大效率点的三环控制策略。搭建实验样机,实验结果表明损耗分析模型和最大效率点跟踪策略的正确性和可行性。

关键词:光伏并网逆变器;效率优化;损耗分析;最大效率点跟踪;最大功率点跟踪

DOI: 10.12067/ATEEE1706045

文章编号: 1003-3076(2018)03-0033-08

中图分类号: TM46

1 引言

光伏并网发电技术在德国、日本等发达国家已得到深入研究和推广。近年来,我国光伏并网技术也得到重视,并得到了国家政策和财政支持。但是由于光伏面板效率较低,造成光伏并网发电系统效率偏低,这促使世界各国都对光伏并网逆变器提出了很高的效率要求。

为了提高效率,研制具有高效率的光伏并网系统拓扑结构成为研究热点。文献[1]提出一种交错并联型三电平双降压式全桥光伏并网逆变器,保留了三电平双降压式全桥逆变器转换效率高、开关损耗低等相应的软开关特性。文献[2]深入分析研究了双向反激逆变器应用于光伏并网发电系统的工作原理,与差动控制时存在功率回馈相比较,无功功率回馈的单边控制效率更高。

文献[3]提出一种新颖的 ZVS 软开关并网逆变器拓扑及其控制算法,可同时实现整流和逆变工况的 ZVS 软开关,但需要额外增加硬件。文献[4,5]利用 NPC 三电平拓扑来提高光伏并网逆变器效率,另外该拓扑还具有器件耐压低、滤波电感小、开关损耗低和并网电流谐波小等优点。文献[6]提出了一

种新颖的单相 Boost 型 SPWM 并网逆变器电路拓扑和控制策略,有效解决了储能电感值及其电流大、输出波形过零点附近畸变、变换效率低等固有缺陷,提高了变换效率。

在研究光伏并网逆变器效率优化控制策略方面,文献[7]指出空间电压矢量脉宽调制策略能提高直流电压利用率,进而能够在更低的光伏电压下向电网馈能,提高了整机的运行效率。文献[8]比较分析了应用两种典型 SVM 调制策略的并网逆变器的损耗,得出 SVM5 调制策略有利于提高并网逆变器效率。文献[9,10]对双有源桥(DAB)的损耗建模和优化进行一系列研究,建立了较为完善的损耗模型,提出一种可减小开关管所承受电流应力的优化调制算法。文献[11]通过对变压器损耗与匝比关系的分析,提出了优化变压器效率所要考虑的主要因素与一般设计方法,达到整体优化变换器效率的目的,但该方法仅限于具有高频变压器的拓扑。文献[12]研究了基于反激逆变器的准谐振模式微型光伏并网发电系统,利用准谐振模式实现功率管的 ZVS 开关及电流型并网,提高了系统转换效率,但同样应用范围狭窄。文献[13,14]分析比较了两电平和三电平的器件损耗与频率、功率的关系,指出

收稿日期: 2017-06-19

基金项目: 国家自然科学基金项目(51467005)、江西省重点研发计划项目(20171BBE50018)

作者简介: 袁义生(1974-),男,江西籍,教授,博士,研究方向为电力电子系统及控制技术;

田纪云(1989-),男,内蒙古籍,硕士研究生,研究方向为电力电子系统及控制技术。

三电平光伏并网变流器在较大功率、较高开关频率场合有着较好的效率优势。文献[15]提出的欧洲效率优化控制方法可使得各逆变模块根据系统发电功率的变化,优先运行在设定的最高效率点,而且还可以推广至三相光伏并网逆变系统、直流微网中的双向变换子系统等。文献[16]提出一种高效率的拓扑切换型并网逆变器,并给出了在总电流谐波含量约束条件下的以全发电范围内效率最优为目标的在线拓扑切换准则。

文献[1-16]均是针对相应拓扑提出的效率优化策略,应用范围狭窄,故本文提出光伏并网逆变器在线效率优化策略,具体实施方法为:在线改变中间母线电压,搜寻系统最大效率点^[17]。该方法可应用于所有具有中间母线电容的两级、准三级、三级式等光伏并网逆变器拓扑中,应用范围广泛,而且易于移植。本文建立了损耗分析模型,计算并绘制了损耗柱状图,设计了最大效率点跟踪(Maximum Efficiency Point Tracking, MEPT)和最大功率点跟踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)控制算法。最后搭建实验样机,验证理论分析和控制策略的正确性和可行性。

2 拓扑结构

为了研究具有中间母线电容的这类光伏并网逆变器在线效率优化控制方法,本文选择典型的两级式光伏并网逆变器拓扑,如图1所示。其前级为Boost直流变换器,用来实现电压匹配和电气隔离,后级为全桥逆变器,将前级得到的直流电变换为所需要的交流电。其中 U_{in} 为输入电压,由光伏阵列提

供; C_{in} 为直流侧原边支撑电容;逆变器输出端直接接市电,并网发电运行; C_b 为中间母线电容,实现前后级功率解耦。这种拓扑无高频及工频变压器,效率相对较高。

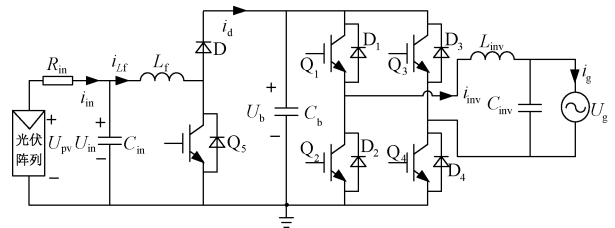


图1 典型的两级式光伏并网逆变器拓扑

Fig.1 Typical two-stage grid-connected PV inverter topology

3 总体控制方案

图2为本文提出的光伏并网逆变器前后级控制框图。光伏电池阵列在不同光照强度和温度下均存在 $P-U$ 特性曲线,利用MPPT算法使光伏阵列工作在最大功率点,以提高光伏阵列能量利用率,故前级升压电路采用了三环控制,如图2(a)所示。最外环采用定电压法加扰动观察法做MPPT计算,产生中间电压环的输入电压指令 U_{in}^* 。电压环控制的输出为电感电流指令 i_{Lf}^* 。最内环为电流环,控制电感电流 i_{Lf} 。其中,电压环采用零极点控制器,电流环采用PI控制器。由图1可见,电感电流 i_{Lf} 其实是输入电压 U_{in} 的负载电流。控制上,当实际输入电压 U_{in} 大于输入电压 U_{in}^* 指令,即 $U_{in} - U_{in}^* > 0$ 时,需增加电感电流指令 i_{Lf}^* 以降低输入电压 U_{in} ,故 i_{Lf}^* 应受控于 $U_{in} - U_{in}^*$,而不是受控于 $U_{in}^* - U_{in}$,这与传统上控制输出电压的电路是相反的。

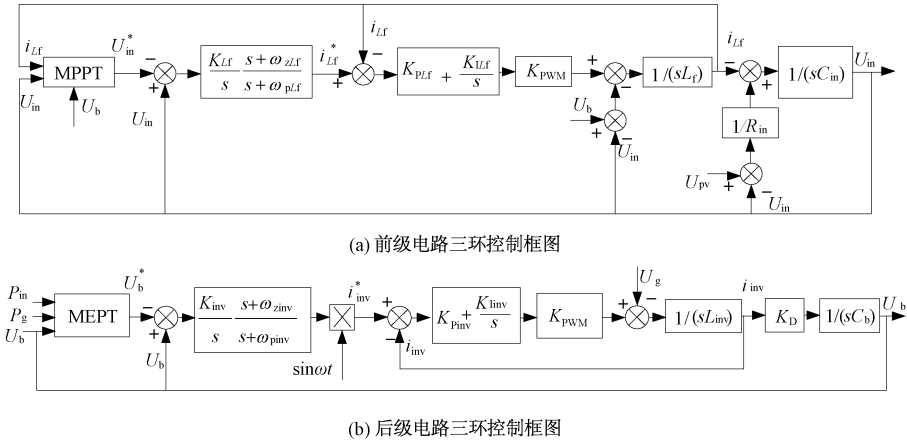


图2 光伏并网逆变器控制框图

Fig.2 Control block diagram for grid-connected PV inverter

后级也采用三环控制策略,外环即本文提出的 MEPT 策略。因调节中间母线电压 U_b 即调节前后级电路各开关管的开关占空比,改变了前后级电路的效率,最终改变系统效率。由于 U_b 的调节范围通常在几十伏以内,以电路带额定负载为例,当前后级电路各自在一个不太宽的范围内调节时,其效率通常只有上升和下降两种状态。组合后的两级式逆变器效率 η 的特性在 U_b 可调整范围内通常有 4 种情况:① η 随 U_b 上升而上升;② η 随 U_b 上升而下降;③ η 随 U_b 上升先上升再下降;④ η 随 U_b 上升而先下降再上升。所以本文借鉴 MPPT 策略在线搜寻最大效率点,找到对应的电压作为 U_b 的指令电压 U_b^* (即电压中环的指令信号),进而与 U_b 做差值,结果代入电压控制器,得到的控制信号与表示网压的单位正弦信号相乘,所得结果即是电流内环的指令信号。如图 2(b) 所示。

4 损耗分析

影响逆变器效率的因素有器件选型、驱动电路设计、PCB 上导体的寄生参数、控制算法和负载特性等内、外部因素。 U_b 的控制属于外部因素的关键。

在分析之前先作如下假设:①前后级电路均工作在 CCM 模式下;②忽略二极管的反向恢复现象;③假设 U_b 一定范围内变化不改变输入电流 i_{in} 的平均值 I_{av_f} 。

4.1 基本电流公式

因开关器件损耗与其流过的电流有直接的关系,故先推导前级 Boost 电路中中间母线电压 U_b 与电感 L_f 的平均电流 I_{av_f} 、电流纹波量 Δi_f 、峰值电流 i_{p_f} 、谷底电流 i_{v_f} 的关系^[17]如下:

$$\begin{cases} D_f = 1 - \frac{U_{in}}{U_b} \\ \Delta i_f = \frac{U_{in} T_f}{L_f} \left(1 - \frac{U_{in}}{U_b}\right) \\ i_{p_f} = \frac{U_{in} T_f}{2L_f} \left(1 - \frac{U_{in}}{U_b}\right) + I_{av_f} \\ i_{v_f} = \frac{U_{in} T_f}{2L_f} \left(\frac{U_{in}}{U_b} - 1\right) + I_{av_f} \end{cases} \quad (1)$$

式中, U_{in} 为实际输入电压; D_f 、 T_f 分别为开关管 Q_5 的占空比和开关周期。

后级逆变电路采用常用的单极性调制,推导后级逆变电路器件损耗时需考虑开关管占空比 D_{inv} 呈正弦量变化,故 U_b 与电感 L_{inv} 的纹波电流 Δi_{inv} 、

峰值电流 i_{p_inv} 、谷底电流 i_{v_inv} 的关系^[17]如下:

$$\begin{cases} D_{inv(N)} = \frac{U_g}{U_b} |\sin(2\pi f_o N T_{inv})| \\ \Delta i_{inv(N)} = \frac{U_g T_{inv}}{2L_{inv}} \left(1 - \frac{U_g}{U_b} |\sin(2\pi f_o N T_{inv})|\right) \\ i_{p_inv(N)} = \frac{U_g T_{inv}}{2L_{inv}} \left(1 - \frac{U_g}{U_b} |\sin(2\pi f_o N T_{inv})|\right) + I_{av_inv(N)} \\ i_{v_inv(N)} = \frac{U_g T_{inv}}{2L_{inv}} \left(\frac{U_g}{U_b} |\sin(2\pi f_o N T_{inv})| - 1\right) + I_{av_inv(N)} \end{cases} \quad (2)$$

式中,下标 (N) 表示第 N 拍的相应变量; $D_{inv(N)}$ 为后级高频臂开关管第 N 拍的占空比; U_g 为并网电源电压; f_o 为逆变器输出电压频率; $I_{av_inv(N)}$ 为电感 L_{inv} 电流第 N 拍的平均值; T_{inv} 为后级电路开关管的开关周期。

设 i_v 为电感电流的谷点电流,即相应开关管开通时刻的电流; i_p 为电感电流的峰值电流,即相应开关管关断时刻的电流。

开关管一个周期内的开关损耗^[17]可以简化为:

$$P_{sw} = K_{ti}(i_p^2 + i_v^2)u_{ds} + K_{tv}(i_p + i_v)u_{ds} \quad (3)$$

式中, K_{ti} 为电流幅值与电流上升、下降时间的关系系数,两者成正比; K_{tv} 为电压幅值与电压上升、下降时间的关系系数,两者也成正比; u_{ds} 为开关管关断时所承受的电压。

4.2 前级 Boost 电路损耗

(1) 开关管 Q_5

假设 Q_5 在电流 I_{av_f} 下的导通压降为 u_{on_Q5} ,根据式(1)中的占空比 D_f ,推导其通态损耗为:

$$P_{on_Q5} = I_{av_f} u_{on_Q5} D_f = I_{av_f} u_{on_Q5} \left(1 - \frac{U_{in}}{U_b}\right) \quad (4)$$

将式(1)中 Q_5 开关时刻的电流 i_{v_f} 和 i_{p_f} 分别替代式(3)中的 i_v 和 i_p ,并标识 Q_5 的电流变化率 K_{ti} 和电压变化率 K_{vi} 分别为 K_{ti_Q5} 和 K_{vi_Q5} ,得到 Q_5 的开关损耗为:

$$P_{sw_Q5} = K_{ti_Q5}(i_{p_f}^2 + i_{v_f}^2)u_{ds} + K_{tv_Q5}(i_{p_f} + i_{v_f})u_{ds}^2 \quad (5)$$

Q_5 承受的关断电压 u_{ds} 等于 U_b ,再将式(1)中 i_{v_f} 和 i_{p_f} 代入式(5),最终得到:

$$P_{sw_Q5} = 2K_{ti_Q5} U_b \left[\frac{U_{in}^2 T_f^2}{4L_f^2} \left(1 - \frac{U_{in}}{U_b}\right)^2 \right] + 2K_{tv_Q5} I_{av_f} U_b^2 \quad (6)$$

(2) 二极管 D

假设二极管 D 在电流 I_{av_f} 下的导通压降为

u_{on_D} , 根据式(1)中的占空比 D_f , 推导其通态损耗为:

$$P_{on_D} = I_{av_f} u_{on_D} (1 - D_f) = I_{av_f} u_{on_D} \frac{U_{in}}{U_b} \quad (7)$$

(3) 电感 L_f

本文磁心采用 Magnetic 公司的 Koolmpμ 材料, 电感损耗分为铜损 P_{cu} 和铁损 P_{fe} 。铜损又分为直流损耗和交流损耗, 因平均电流不变, 直流损耗不变, 故仅考虑交流铜损, 根据文献[18]中三角波电流峰值与有效值的关系和式(1)中的纹波电流 Δi_f , 交流铜损表示为:

$$P_{cu_Lf} = \frac{1}{3} R_{ac_Lf} \Delta i_f^2 = \frac{1}{3} \left[\frac{U_{in} T_f}{2L_f} (1 - \frac{U_{in}}{U_b}) \right]^2 \quad (8)$$

式中, R_{ac_Lf} 为前级电感绕组的交流电阻。根据厂家材料特性表铁损为 $B^2 f_f^{1.46}$, 其中 B 为电路工作时电感峰值磁通密度, f_f 为 Boost 的开关频率。依据电磁感应公式可推导铁损为:

$$\begin{aligned} P_{fe_Lf} &= B^2 f_f^{1.46} = \frac{U_{in} D_f T_f^{1.46}}{2N_{Lf} A_{Lf}} f_f^{1.46} \\ &= f_f^{1.46} \left[\frac{U_{in} T_f}{2N_{Lf} A_{Lf}} \left(1 - \frac{U_{in}}{U_b} \right) \right]^2 \end{aligned} \quad (9)$$

式中, N_{Lf} 和 A_{Lf} 分别为电感 L_f 的线圈匝数和磁心截面积。

4.3 后级逆变电路损耗

后级全桥逆变器采用了单极性调制, Q_3 和 Q_4 为工频开关方式, 构成低频臂; Q_1 和 Q_2 为高频 PWM 开关方式, 构成高频臂。由于低频臂开关频率极低, 故只需考虑其通态损耗, 忽略其开关损耗, 假设 i_{inv} 的有效值不变, 所以无需考虑 U_b 变化对 Q_3 和 Q_4 通态损耗的影响。

以并网输出电压正半周为例, 在一个开关周期内, Q_1 高频工作, Q_2 的反并二极管 D_2 则续流。器件损耗需依据 N 值在一个逆变周期内累加得到。

(1) 开关管 Q_1

假设 Q_1 在流过式(2)第 N 拍电流 $I_{av_inv(N)}$ 时的导通压降为 $u_{on_Q1(N)}$, 根据式(2)中的占空比 $D_{inv(N)}$, 则 Q_1 的通态损耗为:

$$\begin{aligned} P_{on_Q1(N)} &= I_{av_inv(N)} u_{on_Q1(N)} D_{inv(N)} \\ &= \frac{I_{av_inv(N)} u_{on_Q1(N)} U_g}{U_b} \left| \sin(2\pi f_o N T_{inv}) \right| \end{aligned} \quad (10)$$

将 Q_1 开关时刻的电流 $i_{v_inv(N)}$ 和 $i_{p_inv(N)}$ 分别代入式(3)中的 i_v 和 i_p , 并标识 Q_1 的电流变化率 K_{ti} 和

电压变化率 K_{vi} 分别为 K_{ti_Q1} 和 K_{vi_Q1} , 得到 Q_1 第 N 拍的开关损耗为:

$$\begin{aligned} P_{sw_Q1(N)} &= K_{ti_Q1} (i_{p_inv(N)}^2 + i_{v_inv(N)}^2) u_{ds} + \\ &K_{vi_Q1} (i_{p_inv(N)} + i_{v_inv(N)}) u_{ds}^2 \end{aligned} \quad (11)$$

Q_1 承受的关断电压 u_{ds} 等于 U_b , 再将式(2)中 $i_{v_inv(N)}$ 和 $i_{p_inv(N)}$ 代入式(11), 最终得到:

$$\begin{aligned} P_{sw_Q1(N)} &= 2K_{ti_Q1} U_b \left[\frac{U_g^2 T_{inv}^2}{2L_{inv}^2} (1 - \frac{U_g}{U_b} \left| \sin(2\pi f_o N T_s) \right|)^2 + \right. \\ &\left. 2I_{av_inv(N)}^2 \right] + 2K_{vi_Q1} I_{av_inv(N)} U_b^2 \end{aligned} \quad (12)$$

(2) 二极管 D_2

假设二极管 D_2 在电流 $I_{av_inv(N)}$ 下的导通压降为 $u_{on_D2(N)}$, 根据式(2)中的占空比 $D_{inv(N)}$, 推导其通态损耗为:

$$\begin{aligned} P_{on_D2(N)} &= I_{av_inv(N)} u_{on_D2(N)} (1 - D_{inv(N)}) \\ &= I_{av_inv(N)} u_{on_D2(N)} \left(1 - \frac{U_g}{U_b} \left| \sin(2\pi f_o N T_{inv}) \right| \right) \end{aligned} \quad (13)$$

(3) 电感 L_{inv}

采用与前级电路同款磁心, 故其交流铜损和磁损与式(8)、式(9)基本相同, 只是在代入纹波电流计算 B 值时要代入式(2)中相关变量。且因是逆变电路, 应逐拍计算。推导第 N 拍的交流铜损和铁损为:

$$\begin{cases} P_{cu_Linv(N)} = \frac{R_{ac_Linv}}{3} \Delta i_{inv(N)}^2 \\ = \frac{R_{ac_Linv}}{3} \left[\frac{U_g T_{inv}}{2L_{inv}} (1 - \frac{U_g}{U_b} \left| \sin(2\pi f_o N T_{inv}) \right|) \right]^2 \\ P_{fe_Linv(N)} = B^2 f_{inv}^{1.46} = f_{inv}^{1.46} \left[\frac{U_g T_{inv} (1 - D_{inv(N)})}{2N_{Linv} A_{Linv}} \right]^2 \\ = f_{inv}^{1.46} \left[\frac{U_g T_{inv}}{2N_{Linv} A_{Linv}} (1 - \frac{U_g}{U_b} \left| \sin(2\pi f_o N T_{inv}) \right|) \right]^2 \end{cases} \quad (14)$$

式中, B 为逆变器工作时电感峰值磁通密度; R_{ac_Linv} 为电感绕组的交流电阻; f_{inv} 为后级逆变器的开关频率; N_{Linv} 和 A_{Linv} 分别为电感 L_{inv} 的线圈匝数和磁心截面积。

依据式(4)~式(14)归纳得到 U_b 与各器件损耗的关系, 结果见表1(U_b 上升时)。

表1 U_b 与各器件损耗关系

Tab. 1 Relationship of U_b and loss of each device			
参数	变化趋势	参数	变化趋势
P_{on_Q5}	上升	P_{on_D2}	上升
P_{on_Q1}	下降	P_{cu_Lf}	上升
P_{sw_Q5}	不确定	P_{fe_Lf}	上升
P_{sw_Q1}	不确定	P_{cu_Linv}	上升
P_{on_D}	下降	P_{fe_Linv}	上升

4.4 损耗柱状图

根据 4.2 节和 4.3 节的损耗公式,对各器件具体损耗数值进行计算,考察中间母线电压 U_b 与损耗的关系,进而深入研究 U_b 对效率的影响。MPP 点设置为 200V/1000W,改变 U_b 后计算各器件损耗,得到柱状图,如图 3 所示。可以看出, U_b 越大整体损耗越大。

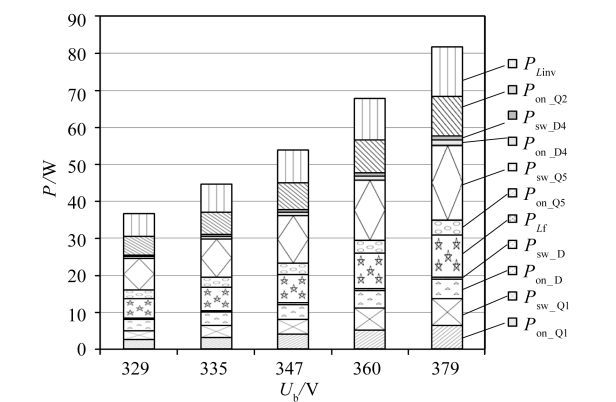


图 3 不同 U_b 时各器件损耗柱状图

Fig. 3 Loss histogram of each device under different U_b

温度恒定时,光伏阵列 MPP 点电压近似不变,输出功率随辐照度的减弱而下降,为方便起见,在上位机中设置相同的 MPP 点电压值为 200V、功率为 500 ~ 1000W 的一系列曲线。分别测试中间母线电压维持在 MEP 点以及传统固定值(例如 360V)下的功率,并计算效率,结果如图 4 所示。可以看出,母线电压维持在 MEP 点时得到的效率比母线电压维持在 360V 时高,说明本文方案可行有效。

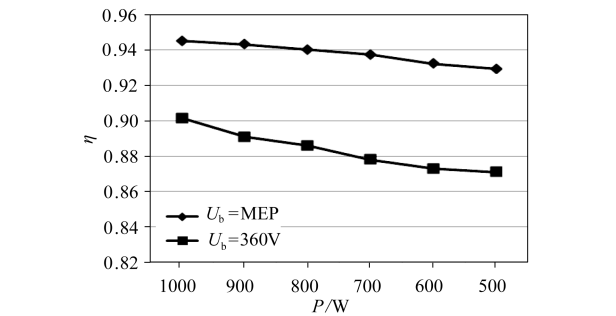


图 4 U_b 为 MEP 点电压以及 $U_b=360V$

工况时效率曲线图

Fig. 4 Efficiency curve at U_b = MEP and $U_b=360V$

5 在线效率优化及最大功率点跟踪方法

根据第 4 节的损耗分析可以初步判断, U_b 与光

伏逆变器的效率之间存在密切的相关关系,其他拓扑中可能存在另外一种关系,不便也没必要对每种拓扑进行损耗分析,所以本文提出在线效率优化方法,即在线调节 U_b 搜寻系统最大效率点;由于光伏电池存在最大功率点跟踪问题,所以将 MEPT 内嵌到 MPPT 中,即实时采集输入输出功率,计算效率并动态调整 U_b 。系统稳定工作时,每隔 Δt_{in} 启动一次 MPPT,而以较小的 Δt_{inv} 对 U_b 进行一次 MEPT。另外,系统存在较复杂的启动阶段,这点后面详细分析。

5.1 MEPT 方法设计

因效率 η 和 U_b 特性曲线有 4 种情况,曲线不一定具有导数为零的峰值,所以本文 MEPT 方法不宜借鉴电导增量法,而适宜借鉴扰动观察法。

首先将 U_b 设定一个初始值,然后按照时序在此基础上进行扰动,正负扰动 ΔU_{bdown} 和 ΔU_{bup} 不同,以便降低在最高效率点附近波动的可能性。另外根据 U_b 的变化范围,系统设置了其上、下限值。程序流程图如图 5 所示。

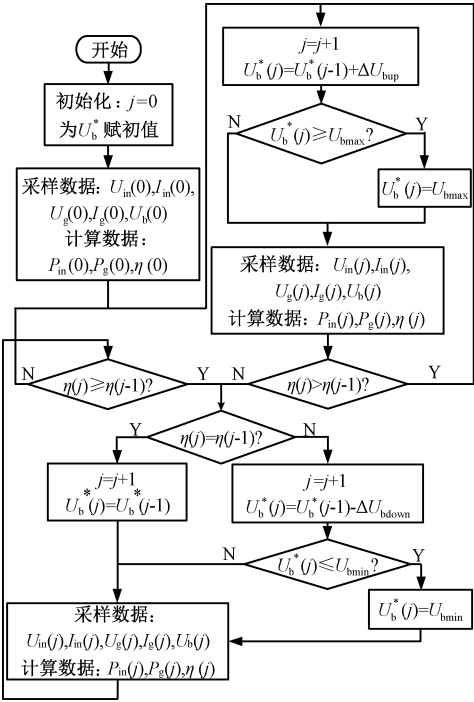


图 5 程序流程图

Fig. 5 Program flow chart

扰动时间间隔 Δt_{inv} 的选取主要考虑效率计算周期以及 U_b 扰动后的稳定时间。效率计算周期受后级逆变器的输出功率计算周期影响,后级功率包含直流量和两倍频谐波量,至少一个逆变输出周期才可以计算一次效率。另外需考虑计算精度,采用 5

个周期计算一次效率均值的方案比较合适。

扰动步长 ΔU_b 的选择与 U_b 的最大允许调整范围 $U_{bmax} \sim U_{bmin}$, 估计的效率变化范围 $\Delta\eta$ (一般 2% 以内), 以及 DSP 的采样和计算精度 n (DSP 的 A/D 采样位数减 1) 有关, 扰动步长 ΔU_b 为:

$$\Delta U_b = \frac{U_{bmax} - U_{bmin}}{2^n \Delta\eta}$$

(15)

式中, U_{bmax} 、 U_{bmin} 分别为允许的中间母线电压的最大值和最小值。

5.2 MPPT 方法设计

为了使系统能够尽快达到最大功率点电压, 避免系统在启动过程中对远离最大功率点区域进行搜索造成的功率损耗, 采用定电压跟踪法加扰动观察法的复合 MPPT 方法^[19]。

另外, 借鉴间歇扫描法的思路, 光伏阵列定时地改变阵列电压并工作于该点上, 由于实际情况是阵列在一天的运行过程中, 短时间内工作点的变化不大, 故系统采用每隔 500ms 启动一次 MPPT 的方法。这种方法不需要使并网逆变器一直处于搜寻状态, 不会产生振荡, 同时避免了其他各种方案由于需要实时搜索而引起的功率损失, 而且事实证明它对精度的影响几乎为零。

系统存在 MEPT 和 MPPT 的配合问题, 在稳定阶段, 由于两者扰动时间相差较大, 所以将 MEPT 内嵌到 MPPT 内。与普通扰动观察法不同的是, 为了使系统在启动阶段尽快进行 MEPT 以达到最大效率, 本文在系统启动阶段添加一个步长变化计数器, 即当每次扰动之后判断扰动步长是否发生变化, 每发生一次变化计数器加 1。如果步长发生第一次改变, 则说明光伏阵列工作点已经越过光伏曲线的顶点; 当发生第二次步长的改变时, 说明工作点已经完成两次越过光伏曲线顶点, 并且下一拍工作点将向着顶点移动, 此时阵列必然工作于光伏曲线顶点附近, 并在顶点附近振荡。计数器的值等于 2, 等待一拍, 触发启动 MEPT。系统启动过程结束之后, 设计方法与普通扰动观察法相同。

6 实验结果

实验室制作了一台两级式光伏并网逆变器, 中间母线电压初始值为 360V。光伏阵列采用 PVS1020 太阳能电池阵列模拟器代替, 利用上位机软件设置一系列 P - U 曲线, 并网端经过继电器直接接市电。其他电路和控制参数见表 2。

表 2 实验样机参数

Tab. 2 Parameters of experimental prototype

参数	数值 (型号)	参数	数值
$Q_1 \sim Q_5$	IRG4PC40UD	$\Delta U_{bup}/V$	5
D	RURG1560	$\Delta U_{bdown}/V$	4
L_t/L_{inv} , 磁心	1mH, MS200026	$\Delta U_{imp}/V$	3
C_{in}	470 μ F \times 2	$\Delta U_{indown}/V$	5
C_b	470 μ F \times 3	U_{bmin}/V	325
C_{inv}/μ F	10	U_{bmax}/V	400
$f_i, f_{inv}/kHz$	20	$\Delta t_{inv}/ms$	100
f_o/Hz	50	$\Delta t_{in}/ms$	500

设置一条开路电压为 286V、MPP 电压/功率为 200V/1000W 的 P - U 曲线。系统启动波形如图 6 所示。

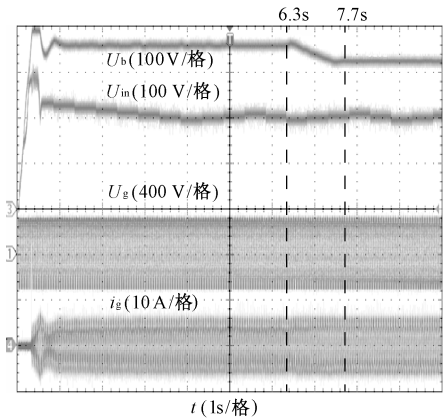


图 6 系统启动波形图

Fig. 6 System startup waveform

图 6 中, 0 ~ 7.7s 为系统启动过程, 系统首先进行恒定电压法 (Constant Voltage Tracking, CVT), 即 U_b 从开路电压直接降到其 80% 处, 再继续以 500ms 的时间间隔寻找 MPP, 并在 6.3s 附近判断到步长变化计数器等于 2, 并延时一拍, 系统启动 MEPT, 观察到此时阵列电压在 200V 附近振荡。 U_b 初始值设置为 360V, 第一拍为正向扰动, 之后负向扰动, 扰动时间间隔为 100ms, 在 7.7s 时系统找到最大效率点, 最终稳定于最小允许调整值 U_{bmin} 处, 即 325V 电压值, 之后系统进入稳定工作阶段。另外, 图 6 中 U_b 启动瞬间存在过冲现象, 但很快会稳定在预先设定的 360V。系统启动时序图如图 7 所示。

在不同 U_b 值下测试了三组效率曲线, 结果如图 8 所示。可见无论光伏阵列处于哪个 MPP, 效率均随 U_b 的上升而下降; 光伏阵列电压相同时, 阵列输入功率越高, 整机效率越高。

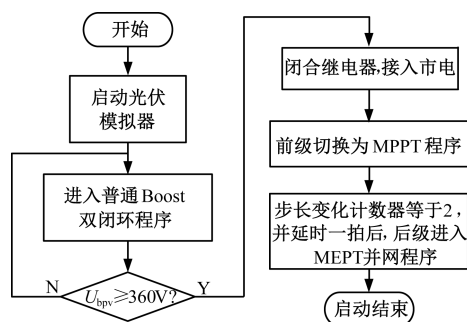


图7 系统启动时序图

Fig. 7 System startup sequence

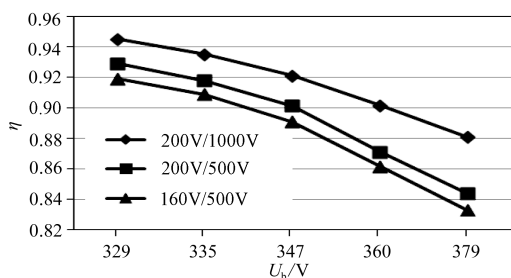


图8 效率曲线

Fig. 8 Efficiency curves

7 结论

本文首先从效率优化角度出发,提出光伏并网逆变器效率提升的方法,即将整机看做一个黑盒,应用扰动观察法在线搜寻最大效率点对应的中间母线电压。该方法具有应用范围广、不增加硬件开销的优点。

本文设计了光伏并网逆变器的控制方案,提出了前级 MPPT 和后级 MEPT 三环控制策略,推导出损耗公式模型,归纳得到中间母线电压与各器件损耗的关系,利用损耗柱状图更加直观地看到每个器件的损耗及总体损耗与中间母线电压的关系。得到在给定范围内,中间母线电压越小,光伏阵列输出功率越大,则整机效率越高的结论。

最后通过实验,验证了本文对光伏并网逆变器的损耗分析和最大效率优化控制策略的正确性与可行性。

参考文献 (References):

[1] 洪峰, 万运强, 赵鑫, 等 (Hong Feng, Wan Yunqiang, Zhao Xin, et al.). 一种交错并联型三电平双降压式全桥光伏并网逆变器 (A novel interleaved dual-Buck full-bridge three-level photovoltaic grid inverter)

[J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 34 (21): 3397-3404.

[2] 毛行奎, 王小彬, 张锦吉, 等 (Mao Xingkui, Wang Xiaobin, Zhang Jinji, et al.). 双向反激微功率光伏并网逆变器的分析与设计 (Analysis and design for bi-directional Flyback photovoltaic grid-connected micro-inverter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2013, 32 (4): 96-101.

[3] Li R, Ma Z, Xu D. A ZVS grid-connected three-phase inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (8): 3595-3604.

[4] 马琳 (Ma Lin). 无变压器结构光伏并网逆变器拓扑及控制研究 (Research on the topologies and control strategies of transformerless grid-connected photovoltaic inverters) [D]. 北京: 北京交通大学 (Beijing: Beijing Jiaotong University), 2009.

[5] 宋金龙 (Song Jinlong). NPC 三电平光伏逆变器系统损耗特性研究 (Study on the characteristic of system loss of NPC three-level photovoltaic inverter) [D]. 合肥: 安徽大学 (Hefei: Anhui University), 2014.

[6] 陈亦文, 江加辉, 邱琰辉, 等 (Chen Yiwen, Jiang Jiahui, Qiu Yanhui, et al.). 单相 Boost 型 SPWM 并网逆变器研究 (Research on single-phase Boost mode SPWM grid-connected inverter) [J]. 电力电子技术 (Power Electronics), 2016, 46 (1): 62-65.

[7] 刘瑶 (Liu Yao). 光伏并网变流器损耗分析与优化设计 (Loss analysis and optimal design of PV grid-connected converter) [D]. 北京: 北京交通大学 (Beijing: Beijing Jiaotong University), 2011.

[8] 李敏, 胡长生, 陈敏, 等 (Li Min, Hu Changsheng, Chen Min, et al.). 基于调制策略的光伏并网逆变器效率优化 (Efficiency optimization of grid-connected PV inverter based on modulation scheme) [J]. 电源学报 (Journal of Power Supply), 2011, 9 (2): 59-63.

[9] Krismer F, Kolar J W. Accurate power loss model derivation of a high-current dual active bridge converter for an automotive application [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (3): 881-891.

[10] Krismer F, Kolar J W. Efficiency optimized high current dual active bridge converter for automotive applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59 (7): 2745-2760.

[11] 丰瀚麟, 肖华锋, 谢少军 (Feng Hanlin, Xiao Hua-feng, Xie Shaojun). 反激型电流源光伏并网逆变器的损耗分析与优化设计 (Losses analysis and optimal design of Flyback-type current source grid-connected PV inverter) [J]. 太阳能学报 (Acta Energiae Solaris Sini-

- ca), 2011, 32 (6): 814-820.
- [12] 吴春华, 黄建明, 杨宇 (Wu Chunhua, Huang Jianming, Yang Yu). 高效率微型光伏并网逆变器控制策略研究 (Control strategy of high efficiency grid-connected photovoltaic micro-inverter) [J]. 电力系统保护与控制 (Power System Protection and Control), 2012, 40 (20): 106-112.
- [13] 孙敦虎, 刘进军, 刘增 (Sun Dunhu, Liu JinJun, Liu Zeng). 两级三电平与两级两电平光伏变流器效率分析与比较 (Efficiency analysis and comparison between the three-level and two-level PV converter) [J]. 电源学报 (Journal of Power Supply), 2013, 11 (1): 20-24, 29.
- [14] 李练兵, 张雷, 孙鹤旭 (Li Lianbing, Zhang Lei, Sun Hexu). 三电平光伏逆变器并网控制策略的研究 (Research on control strategy of three-level photovoltaic grid-connected inverter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (2): 39-43, 80.
- [15] 张犁, 胡海兵, 冯兰兰, 等 (Zhang Li, Hu Haibing, Feng Lanlan, et al.). 模块化光伏并网系统欧洲效率优化控制方法 (European efficiency improvement control for grid-connected modular photovoltaic generation systems) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2012, 32 (9): 7-13, 4.
- [16] 孙博 (Sun Bo). 拓扑切换型并网逆变器及其在线效率优化技术研究 (Research on flexible grid-connected inverter and on-line efficiency optimization) [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学 (Harbin: Harbin Institute of Technology), 2013.
- [17] 袁义生, 田纪云, 胡根连, 等 (Yuan Yisheng, Tian Jiyun, Hu Genlian, et al.). 一种两级式逆变器在线效率优化方法 (An on-line efficiency optimization method of two-stage inverters) [J]. 电力电子技术 (Power Electronics), 2016, 46 (12): 52-55.
- [18] 赵修科 (Zhao Xiuke). 开关电源中磁性元器件 (Magnetic components in switching power supplies) [M]. 南京: 南京航空航天大学出版社 (Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Press), 2004. 8.
- [19] 李练兵, 王同广, 孙鹤旭 (Li Lianbing, Wang Tongguang, Sun Hexu). 单相光伏并网逆变器的研究 (Study on single-phase photovoltaic grid-connected inverter system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2013, 32 (2): 7-10, 15.

Losses analysis and efficiency optimization control of grid-connected photovoltaic inverter

YUAN Yi-sheng¹, TIAN Ji-yun^{1,2}, QIU Zhi-zhuo¹

(1. College of Electrical and Electronics Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China;

2. Department of Locomotive and Vehicle, Baotou Railway Vocational & Technical College, Baotou 014060, China)

Abstract: Taking two-stage grid-connected photovoltaic inverter with former stage being Boost and backward stage being full bridge inverter for example, its power losses calculation method was studied. The formula for losses calculation was derived. It shows that the losses of two-stage grid-connected photovoltaic inverter have close relationship with its middle bus voltage. Different middle bus voltage impacts the losses of switch devices, diodes and inductors, and the inverter efficiency ultimately. Based on the losses formula, the specific loss values of each device are calculated in detail. Then a method of three loop control strategy with MPPT (maximum power point tracking) in former stage and MEPT (maximum efficiency point tracking) in backward stage was proposed to search the maximum power point and efficiency point. The experiment results verified the feasibility and validity of proposed loss analysis model and MEPT control strategy.

Key words: grid-connected photovoltaic inverter; efficiency optimization; loss analysis; MEPT; MPPT