

不同负载条件下光伏接口 MPPT 变换器的小信号建模及实验验证

刘宿城¹, 汤运泽¹, 刘晓东¹, 李晴晴²

(1. 安徽工业大学电气与信息工程学院, 安徽马鞍山 243002; 2. 南京中港电力股份有限公司, 江苏南京 211100)

摘 要: 在分布式光伏发电系统中, 光伏电池一般通过 DC-DC 变换器与后级相连, 以实现输出最大功率跟踪 (MPPT). 由于光伏电池的本质电流源特性, 使得输入电压反馈控制光伏接口 MPPT 变换器为电流源变换器, 会呈现出与常见电压源变换器截然不同的动态特性. 以前置电容 Boost 变换器为研究对象, 重点探讨电流源 MPPT 变换器的频率响应特性. 首先, 建立了开环和输入电压闭环两种控制方式下系统的小信号模型, 并揭示不同负载类型对于系统频率响应的影响; 其次, 对 MPPT 变换器的端口阻抗进行了建模分析, 指出影响闭环输入、输出阻抗特性的重要因素, 为接口电路的后续稳定性设计提供理论指导; 最后, 搭建实验室电路样机, 通过频域和时域测试结果验证了理论分析的正确性.

关键词: 光伏发电; MPPT 变换器; 电流源变换器; 小信号建模

中图分类号: TM315 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2019)02-0454-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.02.028

Small-Signal Modeling and Experimental Verification of PV-Interfacing MPPT Converter Under Different Load Conditions

LIU Su-cheng¹, TANG Yun-ze¹, LIU Xiao-dong¹, LI Qing-qing²

(1. School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Technology, Ma'anshan, Anhui 243002, China;

2. Nanjing ZG Power Supply CO, LTD, Nanjing, Jiangsu 211100, China)

Abstract: In distributed photovoltaic (PV) generation systems, PV cells are in general connected to downstream power stage through interfacing DC-DC converters to fulfill maximum power point tracking (MPPT). Due to inherent current-source nature of the PV cell, the input voltage controlled PV-interfacing MPPT converter will become a current-fed (CF) converter which shows distinct dynamic features from those of the usual voltage-fed (VF) converters. In this regard, taking the Boost converter with an input capacitor as the case of study, this paper aims to investigate frequency responses of the CF MPPT converter. Firstly, small-signal models of the control system under both open-loop and input voltage controlled closed-loop are derived, and then the influences of load type on the system frequency responses are revealed. Secondly, the terminal impedances of the MPPT converter are modeled and analyzed, and the important factors affect the closed-loop input and output impedances are pointed out, which will provide theoretical guide for future stability design of the interfacing circuit. Finally, a laboratory prototype is built, and the analyses are verified by test results in both time- and frequency-domains.

Key words: photovoltaic generation; MPPT converter; current-fed converter; small-signal model

1 引言

在分布式光伏发电系统中, 光伏电池接口一般通过 DC-DC 变换器与后级负载相连, 以实现光伏电池板

的最大功率点跟踪 (MPPT), 因此保证接口 MPPT 变换器的控制性能至关重要^[1,2]. 已有研究成果表明, 光伏电池的非线性与接口变换器的动态耦合会导致系统不稳定, 主要原因在于光伏电池作为有限功率电源的特

收稿日期: 2017-09-28; 修回日期: 2018-07-24; 责任编辑: 马兰英

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 51407003); 安徽省自然科学基金 (No. 1708085ME106); 安徽省高校自然科学研究重点项目 (No. KJ2017A067)

殊性及其接口变换器的控制特性不同于传统输出电压反馈控制 DC-DC 变换器^[3,4].

根据输入电源类型不同,可将 DC-DC 变换器分为电压源变换器(voltage-fed, VF)和电流源变换器(current-fed, CF)两大类^[5],即 VF 和 CF 变换器的输入电源分别为电压源和电流源. 光伏电池作为有限功率的非线性电流源,根据工作点的不同表现为电压源和电流源双重特性^[6]. 由于光伏电池本质为电流源特性,因此一般不直接用 VF 变换器作为光伏接口变换器,而要在 VF 变换器的输入端并联电容并借助电压控制来实现 CF 特性,其常见拓扑为前置电容 Buck 或 Boost 变换器^[7-9]. 文献[5]的研究结论证明,无论是静态特性还是动态特性, VF 变换器与 CF 变换器都有本质区别,常见 VF 变换器的分析结论无法应用于 CF 变换器. 因此需要在状态空间平均法的基础上进一步深入研究 CF 变换器,尤其是其动态特性将直接影响系统稳定性的分析与设计.

首先,对于 MPPT 的控制方式,实现 MPPT 主要通过直接占空比控制和输入电压控制两大类^[10,11]. 文献[10]指出输入电压控制相对于直接占空比控制而言在跟踪效果及电压稳定性方面具有明显的优势. 同时,输入电压控制与常见输出电压控制 DC-DC 变换器有本质区别. 其次,就其应用而言,MPPT 变换器作为直流微电网的关键组成部分,对系统稳定性的影响同时体现在输入和输出端口两方面:一方面反映光伏电池与 MPPT 变换器的接口稳定性,而另一方面则反映 MPPT 变换器输出端口连接直流母线电压的稳定性. 考虑到目前分析系统小信号稳定性主要采用阻抗判据^[12,13],因此深入了解 MPPT 变换器的端口阻抗特性尤为重要. 再者,光伏发电系统 MPPT 变换器输出端连接负载类型的不同也会影响变换器的动态特性^[14]. 文献[4,15,16]分析了 MPPT 变换器输出带电压扰动型负载的情况,此时若忽略电压型负载的内阻,则变换器输出滤波电容将被短路,主电路从三阶系统降为二阶系统. 但若考虑电流扰动型负载,主电路则会保留三阶系统特性. 这种变结构的工作特性也将对系统动态特性产生重要影响.

综上所述,输入电压控制时光伏接口 MPPT 变换器为 CF 变换器,其动态特性与现有 VF 变换器存在本质差别. 本文旨在探讨 CF-MPPT 变换器的小信号频域特性,以前置电容 Boost 变换器为研究对象,重点分析控制方式和负载类型对变换器动态特性和端口阻抗特性的影响,为系统稳定设计提供理论依据. 首先针对不同负载类型建立 MPPT 变换器主电路的小信号模型;其次对 MPPT 变换器的闭环端口阻抗进行分析,并指出影响闭环输入、输出阻抗特性的重要因素;最后通过频域和时域测试实验对理论分析进行验证.

2 MPPT 变换器小信号建模

图 1 为光伏接口前置电容 Boost 变换器的系统结构,其中 MPPT 控制采用扰动观察算法间接占空比调节,即由 MPPT 算法产生光伏电源的输出电压参考,并通过输入电压控制调节光伏工作电压至最大功率点对应电压值^[10].

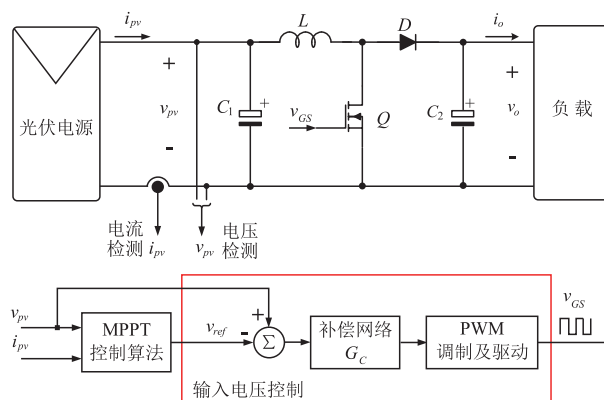


图1 光伏接口前置电容Boost变换器的系统结构

考虑到扰动观察法的扰动周期通常大于接口电路的响应周期,算法的响应相对于输入电压控制环路的动态而言,属于低速缓变时间尺度,满足小信号建模“准静态”的假设条件,因此建模过程可忽略 MPPT 算法对于电压控制环的动态特性影响^[17-19].

2.1 电压扰动型负载

首先确定光伏电源的小信号模型. 图 2(a) 为光伏电池内部等效电路^[6,20],其小信号模型如图 2(b) 所示,则光伏电池的端口输出导纳可表示为:

$$Y_s = \frac{1}{Z_s(s)} \triangleq \frac{\hat{i}_{pv}}{\hat{v}_{pv}} \quad (1)$$

式中, \hat{i}_{pv} 为光伏端口输出电流的扰动量, \hat{v}_{pv} 为光伏端口电压的扰动响应,阻抗的表达式为

$$Z_s(s) = r_s + \left(r_{sh} // r_d // \frac{1}{sC_{ph}} \right) = \left(\frac{r_s r_d + r_{sh} r_d + r_{sh} r_s}{r_d + r_{sh}} \right) \cdot \left(\frac{1 + sC_{ph} \left(\frac{r_s r_d r_{sh}}{r_s r_d + r_{sh} r_d + r_{sh} r_s} \right)}{1 + sC_{ph} \left(\frac{r_d r_{sh}}{r_d + r_{sh}} \right)} \right) \quad (2)$$

观察式(2)发现:由于其中电阻和电容取值较小,那么低频条件下,光伏电池的端口阻抗可近似为动态电阻,由如下公式表示

$$Z_s(s) \approx r_{pv} = \frac{r_s r_d + r_{sh} r_d + r_{sh} r_s}{r_d + r_{sh}} \quad (3)$$

基于图 2(b) 光伏电池的小信号模型,结合图 1 的主电路结构,借助电路平均法^[21]可导出前置电容 Boost 变换器主电路的小信号模型如图 3(a) 所示,分别考虑电压型和电流型两类负载. 图 3(b) 为简化模型,表明变

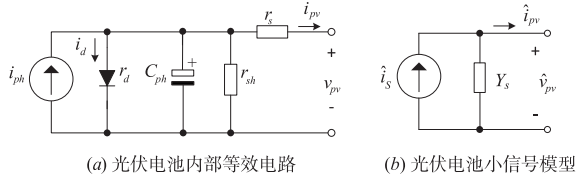


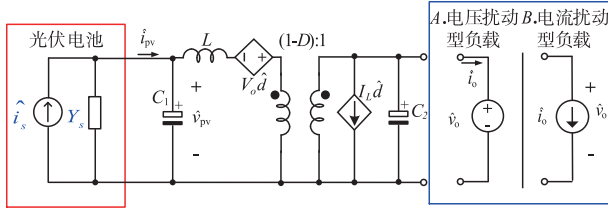
图2 光伏电池简化等效模型

换器具有 CLC 型滤波电路特性. 其中等效电容 $C_{2_eq} = C_2 / (1 - D)^2$, \hat{d} 为占空比扰动. 当负载为电压扰动型时, \hat{v}_o 为输出电压扰动, 此时输出滤波电容 C_2 被短路, 主电路路由三阶滤波器系统降为二阶系统.

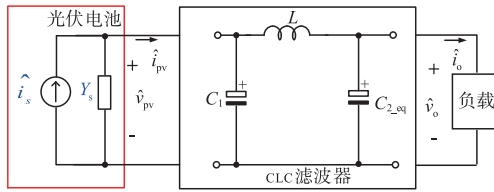
根据图 3(a) 中 MPPT 变换器的主电路小信号模型, 可以推导光伏电池影响的控制到输入电压的传递函数为:

$$G_{pv_vL}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\substack{i_m=0 \\ \hat{v}_m=0}} = - \frac{V_o}{LC_1 s^2 + \left(\frac{L}{r_{pv}}\right)s + 1} \quad (4)$$

式中, V_o 为输出电压的直流流量.



(a) 带不同负载的小信号模型



(b) 简化模型

图3 光伏接口前置电容 MPPT Boost 变换器的小信号模型

式(4)表明控制到变换器输入电压的频率响应的初始相移为 180° . 为了满足稳定裕度的补偿要求, 需要将输入电压参考与反馈在减法器的运算符号颠倒. 另外, 从式(4)还可看出, 光伏电池仅影响控制到输入电压的谐振阻尼.

同理, 可推导变换器输出电压到输入电压的传递函数为:

$$A_{v_vL}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{v}_o(s)} \right|_{\substack{i_m=0 \\ \hat{v}_m=0}} = \frac{r_{pv} D'}{LC_1 r_{pv} s^2 + Ls + r_{pv}} \quad (5)$$

式中, $D' = 1 - D$, D 为占空比直流流量.

以及控制到输出电流的传递函数为:

$$G_{oid_vL}(s) = \left. \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\substack{i_m=0 \\ \hat{v}_m=0}}$$

$$= - \frac{LC_1 I_L r_{pv} s^2 + (I_L L - D' V_o r_{pv} C_1) s - D' V_o + I_L r_{pv}}{LC_1 r_{pv} s^2 + Ls + r_{pv}} \quad (6)$$

式中, I_L 为电感电流直流流量.

前置电容 Boost 变换器的开环输入阻抗为:

$$Z_{i_vL}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{i}_{pv}(s)} \right|_{\substack{i_m=0 \\ \hat{v}_m=0}} = \frac{sL}{s^2 LC_1 + 1} \quad (7)$$

同理, 前置电容 Boost 变换器的开环输出阻抗可推导为

$$Z_{o_vL}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{i_m=0 \\ \hat{v}_m=0}} = \frac{s^2 LC_1 r_{pv} + sL + r_{pv}}{s^3 LC_1 C_2 r_{pv} + s^2 LC_2 + s(C_2 + D'^2 C_1) r_{pv} + D'^2} \quad (8)$$

2.2 电流扰动型负载

考虑负载为电流扰动型时, 由图 3 可以推导出控制到输入电压的小信号传递函数为

$$G_{pv_cL}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\substack{i_m=0 \\ \hat{v}_m=0}} = - \frac{V_o C_2 s + I_L D'}{LC_1 C_2 s^3 + \frac{LC_2}{r_{pv}} s^2 + (C_2 + D'^2 C_1) C_2 s + \frac{D'^2}{r_{pv}}} \quad (9)$$

式(9)表明, 电流扰动负载时控制到输入电压的频率响应表现为三阶系统模型.

同理, 可推导变换器输出电流到输入电压的传递函数为:

$$G_{iv_cL}(s) = \left. \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{v}_{pv}(s)} \right|_{\substack{i_m=0 \\ \hat{v}_m=0}} = \frac{-D' r_{pv}}{s C_2 (LC_1 r_{pv} s^2 + Ls + r_{pv}) + D'^2 (C_1 r_{pv} s + 1)} \quad (10)$$

以及控制到输出电压的传递函数为:

$$G_{ovd_cL}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\substack{i_m=0 \\ \hat{v}_m=0}} = - \frac{LC_1 I_L r_{pv} s^2 + (I_L L - D' V_o r_{pv} C_1) s - D' V_o + I_L r_{pv}}{C_2 s (LC_1 r_{pv} s^2 + Ls + r_{pv}) + D'^2 (C_1 r_{pv} s + 1)} \quad (11)$$

此时, 前置电容 Boost 变换器开环输入阻抗为:

$$Z_{i_cL}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{i}_{pv}(s)} \right|_{\substack{i_m=0 \\ \hat{v}_m=0}} = \frac{D^2 \frac{L}{D'^2} C_2 s^2 + 1}{(D'^2 C_1 + C_2) s \left(\left(\frac{LC_2}{D'^2 C_1 + C_2} \right) s^2 + 1 \right)} \quad (12)$$

式(12)表明开环输入阻抗低频表现为积分环节, 且存

在两个谐振频率分别为:

$$\begin{cases} \omega_z(s) = \sqrt{LC_2} \\ \omega_p(s) = \frac{\sqrt{D^2 C_1 + C_2}}{\sqrt{LC_2}} \end{cases} \quad (13)$$

3 MPPT 变换器的闭环阻抗分析

除了基本的传递函数,MPPT 变换器的端口阻抗特性对于分析系统的动态响应性能也至关重要,同时也是级联系统稳定的重要依据.图 4 为直流微网中光伏发电单元等效模型,由光伏电池、MPPT 变换器及母线三级级联组成.应用阻抗判据^[22]分析两个接口电压的稳定性分别需要 MPPT 变换器的闭环输入阻抗与输出阻抗.

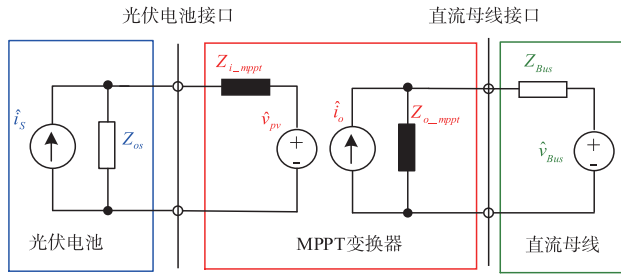


图4 直流微网中光伏发电单元三级级联模型

对于常规输出电压控制 DC-DC 变换器的端口阻抗特性,目前已有大量文献进行了较充分的研究^[23].但 MPPT 变换器在工作机理和控制目标上与常规输出电压控制变换器均有本质区别,其阻抗特性尚未被充分认识^[9].下面将分别针对电压扰动型和电流扰动型两类负载分析输入电压控制 MPPT 变换器的闭环阻抗特性.

图 5 为输入电压控制 MPPT 变换器的小信号控制框图,包含电压扰动负载和电流扰动负载两种类型,分别如图中上方左、右框内所示.其中, \$G_c\$ 为补偿网络, \$H\$ 代表输入电压的采样网络, \$F_m\$ 为 PWM 调制器.由图可推导出输入电压控制 MPPT 变换器的闭环输入阻抗为

$$Z_{ic_vL}(s) \equiv \left. \frac{\hat{v}_{pv}}{\hat{i}_{pv}} \right|_{\substack{\hat{i}_s=0 \\ \hat{v}_s=0}} = \frac{Z_{i_vL}(s)}{1 + T_{v_vL}(s)} \quad (14)$$

式中, \$T_{v_vL}(s)\$ 为考虑电压扰动负载时输入电压控制 MPPT 系统的开环环路增益,满足公式

$$T_{v_vL}(s) = -HG_c(s)F_mG_{pvd_vL}(s) \quad (15)$$

同理,可推导输入电压控制 MPPT 变换器在电压扰动负载时的闭环输出阻抗为:

$$\begin{aligned} Z_{oc_vL}(s) &\equiv - \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} \right|_{\substack{\hat{i}_s=0 \\ \hat{v}_s=0}} \\ &= \frac{Z_{o_vL}(s)(1 + T_{v_vL}(s))}{(1 + T_{v_vL}(s) - A_{v_vL}(s)G_{oid_vL}(s)G_c(s)F_mZ_{o_vL}(s))} \end{aligned} \quad (16)$$

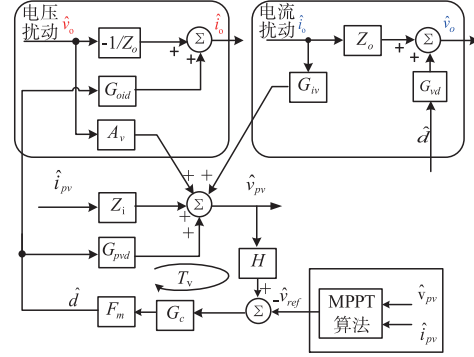


图5 输入电压控制MPPT变换器小信号框图

综合观察式 (14) 与 (16),同时参考常规输出电压控制 DC-DC 变换器的闭环输入阻抗^[17]发现:输入电压控制 MPPT 变换器的闭环输入阻抗与常规输出电压控制 DC-DC 变换器的闭环输出阻抗具有类似的表达式结构,同时前者的闭环输出阻抗与后者的闭环输入阻抗也具有相似性.说明输入电压控制 MPPT 变换器与常规输出电压控制 DC-DC 变换器具有一定程度的控制对偶性.

再考虑电流扰动负载情况,根据图 5 可推导此时输入电压控制 MPPT 变换器的闭环输入阻抗为:

$$Z_{ic_cL}(s) \equiv \left. \frac{\hat{v}_{pv}}{\hat{i}_{pv}} \right|_{\substack{\hat{i}_s=0 \\ \hat{v}_s=0}} = \frac{Z_{i_cL}(s)}{1 + T_{v_cL}(s)} \quad (17)$$

式中, \$T_{v_cL}(s)\$ 为电流扰动负载时控制系统的开环环路增益,可表示为:

$$T_{v_cL}(s) = -HG_c(s)F_mG_{pvd_cL}(s) \quad (18)$$

同理,可推导电流扰动负载时输入电压控制 MPPT 变换器的闭环输出阻抗为:

$$\begin{aligned} Z_{oc_cL}(s) &\equiv - \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} \right|_{\substack{\hat{i}_s=0 \\ \hat{v}_s=0}} \\ &= Z_{o_cL}(s) - \frac{HG_c(s)F_mG_{iv_cL}(s)G_{pvd_cL}(s)}{1 + T_{v_cL}(s)} \end{aligned} \quad (19)$$

4 实验验证

为了验证 MPPT 变换器小信号建模及分析的正确性,搭建了图 6 所示实验平台.表 1 和表 2 分别列出了光伏电源和 Boost 变换器的主要参数.

表 1 光伏模拟电源参数

参数/单位	数值
开路电压 \$V_{oc}/V\$	38.5
短路电流 \$I_{sc}/A\$	4.5
最大功率 \$P_m/W\$	120
最大功率点电压 \$V_m/V\$	30.4
最大功率点电流 \$I_m/A\$	3.95

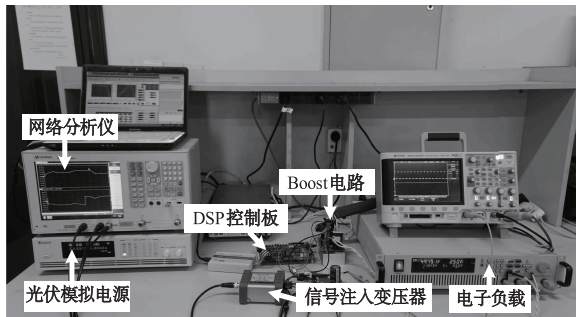


图6 频域响应测试平台

表2 前置电容 Boost 变换器参数

参数/单位	数值
滤波电感 $L/\mu\text{H}$	300
输入电容 $C_1/\mu\text{F}$	22
输出电容 $C_2/\mu\text{F}$	200
开关频率 f/kHz	80
电压型负载 V_o/V	48
电流型负载 I_o/A	2.5
PI 控制器参数 k_p/k_i	0.05/100

首先验证负载类型对控制到输入电压的频域响应影响. 图7给出了光伏电源分别工作在恒压(CV)、最大功率点(MPP)以及恒流(CC)三个区间的输出阻抗测试结果. 由图可知,光伏电源在三个工作区间的阻抗差异主要体现在低频200Hz以内频段,而高频段变化趋同.

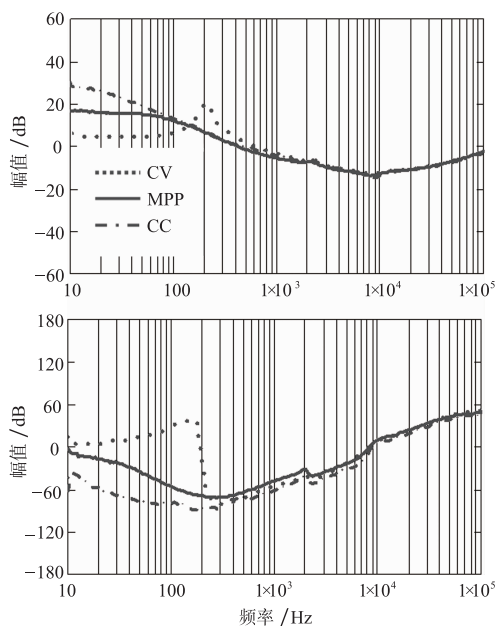


图7 光伏电源输出阻抗测试结果

图8和图9分别为电压扰动型负载和电流扰动型负载时MPPT变换器的控制到输入电压的频率响应实

测曲线.可以看出,实测曲线与理论分析基本吻合.控制到输入电压的频率响应的初始相位均为 180° ,且谐振频率与负载类型无关,仅取决于输入电容 C_1 和电感 L ,说明输出电容 C_2 虽然会改变主电路的阶数,对于整体幅频和相频特性的影响也并不显著.同时,频率响应也未反映右半平面零点的影响,这与常规Boost变换器有本质区别.

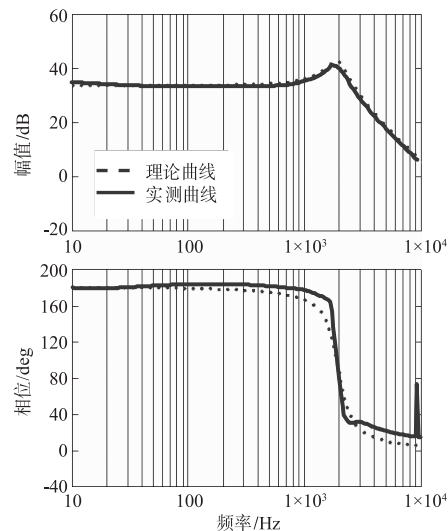


图8 电压扰动型负载时控制到输入电压的频率响应

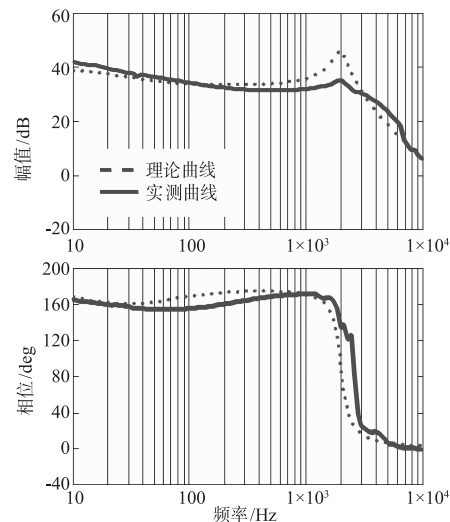


图9 电流扰动型负载时控制到输入电压的频率响应

其次验证MPPT变换器的输入和输出阻抗特性.图10和图11分别为电压扰动型和电流扰动型负载时MPPT变换器的闭环输入阻抗实测曲线,均与理论基本吻合.比较发现:负载类型对于MPPT变换器输入阻抗的低频段影响显著,这是因为前者主电路表现为CL并联网络,而后者为CLC网络.另外,输入阻抗谐振峰值的频率点均接近2kHz处,这是由于输入电容 C_1 取值相对 C_2 较小的缘故.

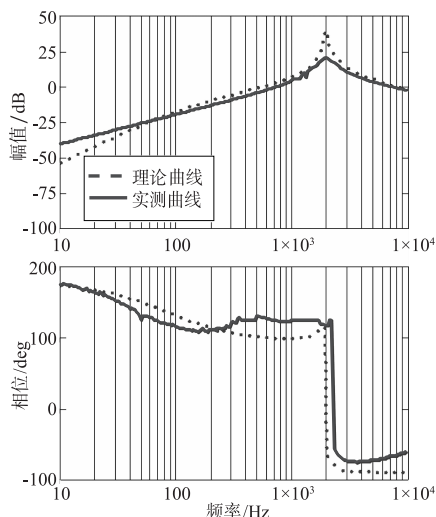


图10 电压扰动型负载MPPT变换器闭环输入阻抗

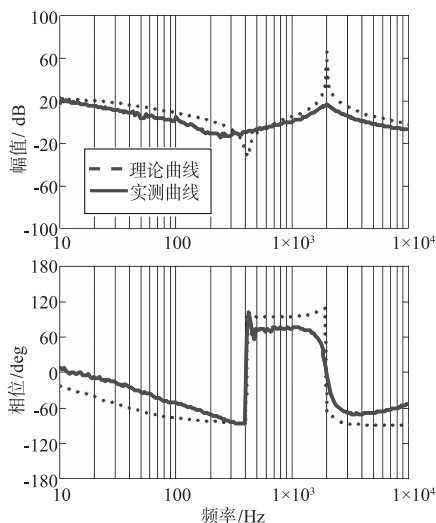


图11 电流扰动型负载MPPT变换器闭环输入阻抗

为了进一步验证频域阻抗模型的正确性,图 12(a)与(b)分别给出了不同负载时 MPPT 变换器输入电压的瞬态响应测试结果.可以看出,对于光伏电源接口处同样 2A 的电流阶跃扰动,电流扰动型负载的输入电压响应超调量(4.2V)相对电压扰动型(1.7V)较大,同时电流扰动型负载的响应时间接近为电压扰动型负载的五倍.因此,时域波形与图 9 和图 10 的频域响应曲线存在一致的对应关系.

再看 MPPT 变换器的输出阻抗测试结果.图 13 为变换器的开环输出阻抗实测曲线,与理论值基本吻合.由于考虑了光伏电源的阻抗特性,低频值反映其动态电阻.同时主电路为 CLC 滤波器结构,幅频呈高通滤波特性,但在两个谐振频率处分别经历一次跌落和上升.图 14 给出了变换器的闭环输出阻抗.与图 13 相比,幅频在谐振频率处有微弱差别,相频特性上由于控制环路的影响导致低

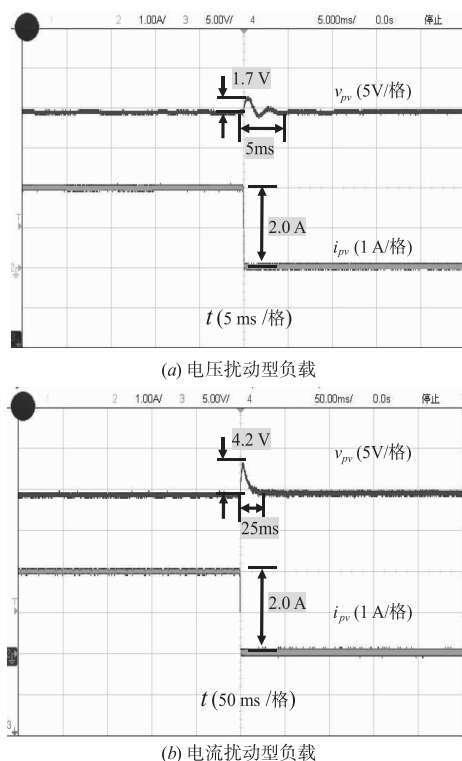


图12 光伏接口电压对于接口电流阶跃的瞬态响应

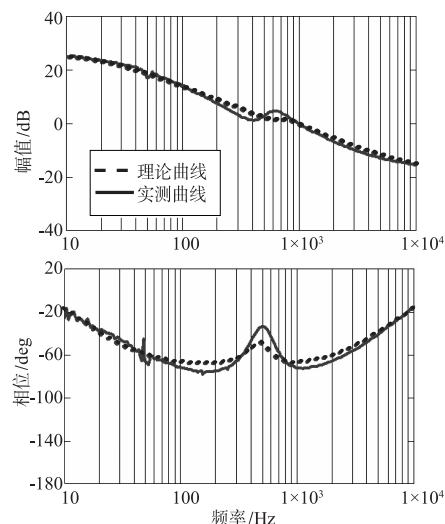


图13 MPPT变换器的开环输出阻抗

频相位滞后稍大,但开环与闭环输出阻抗的整体差异并不显著.图 15 提供了输出电压对于输出电流阶跃的瞬态响应.可以看出,由于闭环输出阻抗的低频值超过 20dB,因此导致输出电压响应超过 18V 的变化量,时域结果与频域响应也存在一致的对应关系.

5 结论

本文建立了光伏接口电流型 MPPT 变换器的小信号模型,并重点分析了 MPPT 变换器的端口阻抗特性以

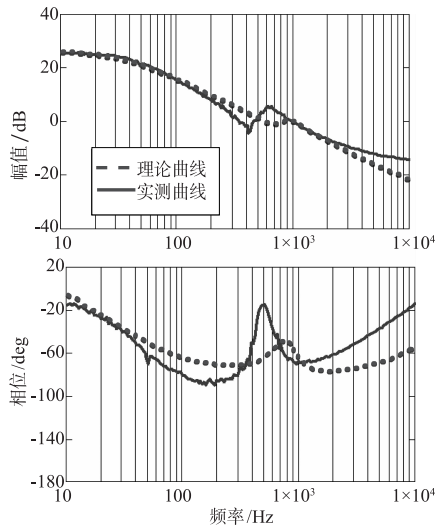


图14 MPPT变换器的闭环输出阻抗

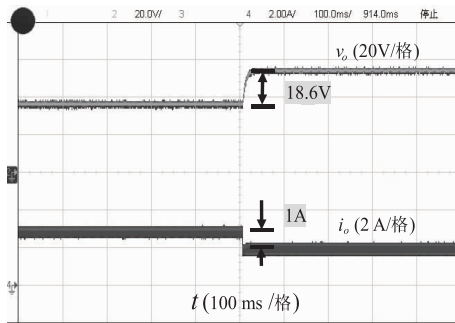


图15 MPPT变换器输出电流阶跃的输出电压响应

及影响输入、输出阻抗的重要因素,理论分析和实验结果可以得出如下结论:

(1) 输入电压控制的 Boost MPPT 变换器与常见输出电压控制的 Buck 变换器相比而言,在控制结构上具备对偶关系。

(2) 负载类型对于 MPPT 变换器的动态特性影响显著。主电路阶数受负载影响可在二阶和三阶之间转换。同时,电流扰动负载时闭环输入阻抗低频幅值大幅提高,导致光伏接口电压硬度变软,MPPT 控制抗扰能力下降。

参考文献

- [1] 宁勇,戴瑜兴,王镇道,等. 不同 MPPT 架构光伏系统发电效率的比较研究[J]. 电子学报, 2016, 44(9): 2134 - 2140.
Y Ning, Y Dai, Z Wang, et al. A comparative study of central and grouped and distributed MPPT architectures for power generation efficiency of photovoltaic system[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(9): 2134 - 2140. (in Chinese)
- [2] Aguillon-Garcia J, Banuelos-Sanchez P. High-efficiency

DC-DC converter for large input-voltage fluctuations in solar applications [J]. Chinese Journal of Electronics, 2015, 24(3): 502 - 507.

- [3] Suntio T, Leppäaho J, Huusari J, et al. Issues on solar-generator interfacing with current-fed MPP-tracking converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9): 2409 - 2419.
- [4] 秦岭, 谢少军, 杨晨. 光伏电池与前置电容式电流型 MPPT 变换器的接口稳定性研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(5): 135 - 141.
L Qin, S Xie, C Yang. The interfacing stability of photovoltaic cells and current-fed MPPT converter [J]. Transactions of China Electro technical Society, 2013, 28(5): 135 - 141. (in Chinese)
- [5] Capel A, Marpinard J C, Jalade J, et al. Current fed and voltage fed switching DC/DC converters-Steady state and dynamic models their applications in space technology [A]. The Fifth IEEE Telecommunications Energy Conference (INTELEC) [C]. Tokyo, Japan, 1983. 421 - 430.
- [6] Nousiainen L, Puukko J, Mäki A, et al. Photovoltaic generator as an input source for power electronic converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 3028 - 3038.
- [7] Leppäaho J, Suntio T. Solar-generator-interfacing with a current-fed superbuck converter implemented by duality-transformation methods [A]. IEEE International Power Electronics Conference (IPEC) [C]. Sapporo, Japan, 2010. 680 - 687.
- [8] Leppäaho J, Nousiainen L, Puukko J, et al. Implementing current-fed converters by adding an input capacitor at the input of voltage-fed converter for interfacing solar generator [A]. 14th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC) [C]. Ohrid, Republic of Macedonia, 2010. 81 - 88.
- [9] Messo T, Jokipii J, Suntio T. Steady-state and dynamic properties of boost-power-stage converter in photovoltaic applications [A]. IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) [C]. Aalborg, Denmark, 2012. 34 - 40.
- [10] Hsu C T, Li P, Sheng S, et al. A maximum power point tracking method for PV systems supplying a periodic nonlinear load [A]. The Fifth Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) [C]. Raleigh, NC, USA, 2013. 2771 - 2777.
- [11] Dong J, Zhang C J, Li Y B. Comparison of duty ratio perturbation & observation and reference voltage perturbation & observation methods applied in MPPT [A]. 7th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC) [C]. Harbin, China, 2012. 1358 - 1362.

- [12] Dragičević T, Lu X, Vasquez J C, et al. DC microgrids – Part I: A review of control strategies and stabilization techniques [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 4876 – 4891.
- [13] Li A, Zhang D. Necessary and sufficient stability criterion and new forbidden region for load impedance Specification [J]. Chinese Journal of Electronics, 2014, 3 (03): 628 – 634.
- [14] Suntio T, Viinamäki J, Jokipii J, et al. Effect of input and output terminal sources on dynamic behavior of switched-mode converters [A]. IEEE International Power Electronics Conference (IPEC) [C]. Hiroshima, Japan, 2014. 2240 – 2246.
- [15] Villalva M G, De Siqueira T G, Ruppert E. Voltage regulation of photovoltaic arrays: small-signal analysis and control design [J]. IET Power Electronics, 2010, 3 (6): 869 – 880.
- [16] Viinamäki J, Jokipii J, Messo T, et al. Comprehensive dynamic analysis of photovoltaic generator interfacing DC-DC boost power stage [J]. IET Renewable Power Generation, 2014, 9(4): 306 – 314.
- [17] El Aroudi A, Zhioua M, Al-Numay M, et al. Stability Analysis of a Boost Converter with an MPPT Controller for Photovoltaic Applications [M]. Lecture Notes in Electrical Engineering, Springer, Cham, 2016. 483 – 491.
- [18] Snyman D B, Enslin J R. Simplified maximum power point controller for PV installations [A]. Twenty-Third IEEE Photovoltaic Specialists Conference [C]. Louisville, KY, 1993. 1240 – 1245.
- [19] Venturini R P, Scarpa V R, Spiazzi G, et al. Analysis of limit cycle oscillations in maximum power point tracking algorithms [A]. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) [C]. Rhodes, Greece, 2008. 378 – 384.
- [20] Mäki A, Valkealahti S, Suntio T. Dynamic terminal characteristics of a photovoltaic generator [A]. 14th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC) [C]. Ohrid, Republic of Macedonia, 2010. 76 – 80.
- [21] Erickson R W, Maksimovic D. Fundamentals of power electronics [M]. Springer Science & Business Media, 2007.
- [22] Zhang X, Ruan X, Chi K T. Impedance-based local stability criterion for dc distributed power systems [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2015, 62(3): 916 – 925.
- [23] Ahmadi R, Paschedag D, Ferdowsi M. Closed-loop input and output impedances of DC-DC switching converters operating in voltage and current mode control [A]. 36th Annual IEEE Conference on Industrial Electronics Society (IECON) [C]. Glendale, Arizona, USA, 2010. 2311 – 2316.

作者简介



刘宿城(通信作者) 男,1981年3月生,博士,现为安徽工业大学电气与信息工程学院副教授,主要从事电力电子系统建模、稳定性分析与控制方面的研究工作。

E-mail: liusucheng@gmail.com



汤运泽 男,1992年11月生,安徽安庆人,现为安徽工业大学电气与信息工程学院硕士研究生,研究方向为电力电子系统建模、稳定性分析与控制。

E-mail: 994791349@qq.com