

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230157

基于改进调制的两级式单相光伏并网逆变器前级 二次谐波抑制

张鸿博, 熊军华, 李继方

(华北水利水电大学电气工程学院, 河南 郑州 450045)

摘要: 为抑制两级式单相光伏并网逆变器前级电路中的二次谐波电流, 利用开关周期平均模型对前级电路中二次谐波电流产生的原因进行了分析, 基于此提出了抑制二次谐波电流的改进调制方法。该方法根据实时采样得到的母线电压修正占空比, 无需复杂的运算处理, 易于实现。进一步分析了改进调制方法下前级 Boost 电路的小信号传递函数, 提出了欠阻尼条件下基于微分先行 PID 算法的光伏电池最大功率点电压跟踪方法。仿真表明, 改进后的两级式单相光伏并网逆变器最大功率点跟踪过程振荡小, 光伏电池输出电流平稳, 二次谐波电流抑制效果显著。

关键词: 并网逆变器; 二次谐波; 抑制; 开关周期平均; 调制

Front-stage second harmonic suppression of a two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter based on improved modulation

ZHANG Hongbo, XIONG Junhua, LI Jifang

(College of Electrical Engineering, North China University of Water Resources and Electric Power, Zhengzhou 450045, China)

Abstract: To suppress the second harmonic current in the front-stage circuit of a two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter, the causes of the second harmonic current in the front-stage circuit are analyzed using a switching period average model, and based on this an improved modulation method for suppressing the second harmonic current is proposed. This method corrects the duty ratio according to the bus voltage obtained by real-time sampling. This is easy to realize without complicated processing. The small signal transfer function of the front-stage Boost circuit using an improved modulation method is analyzed, and a voltage tracking method of the maximum power point of photovoltaic cells based on a differential ahead PID control algorithm in an under-damped condition is proposed. The simulation results show that the improved two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter has little oscillation in the maximum power point tracking process, the output current of photovoltaic cells is stable, and the second harmonic current suppression effect is remarkable.

This work is supported by the Key Science and Technology Project of Henan Province (No. 222102240072).

Key words: grid-connected inverter; second harmonic; suppression; switching period averaging; modulation

0 引言

单相逆变器输出瞬时功率含有 2 倍工频的波动, 导致直流母线电压叠加大量 2 倍工频纹波(简称 2 次纹波)^[1]。三相并网逆变器在电网三相电压不对称时也存在类似问题^[2-5]。在两级式逆变器中, 直流母线电压 2 次纹波会导致前级 DC/DC 电路产生 2 次谐波电流, 对前级电力电子器件及配套直流电源

产生不利影响^[6]。已有不少文献对前级 DC/DC 电路 2 次谐波电流的抑制方法进行了研究, 文献[6]对这些方法进行了梳理, 分析总结了不同方法的优缺点, 总体上可以分为两类: 基于改进拓扑结构的方法和基于改进控制策略的方法。其中基于改进拓扑结构的方法需要增加有源和无源元件^[7-8], 使拓扑结构和控制更为复杂、成本也较高; 而基于改进控制策略的方法^[9-20]实现成本低, 在应用上更具优势。

在基于改进控制策略的方法中, 文献[9]基于传统的电压电流双闭环控制策略, 提出了增加电流内环增益并降低电压外环增益的方法, 提高前级 DC/DC

基金项目: 河南省科技攻关计划项目资助(222102240072);
河南省高等学校重点科研项目计划支持(17A470011)

变换器在 2 倍工频处的等效输出阻抗, 从而抑制 2 次谐波电流, 该方法需要将电压外环增益设计得很低, 这降低了电压环的动态性能; 为了改善系统动态性能, 文献[10]在电压外环中加入陷波器来消除电流内环给定参考信号中的 2 次谐波电流; 文献[11-12]分别引入电感电流前馈、负载电流前馈改善系统动态特性, 取得了不错的效果。然而文献[9-12]所述的控制模式适用于前级 DC/DC 电路实现直流母线电压稳定控制的场合(如离网运行的独立逆变器), 与光伏等新能源并网逆变器采用的前级 DC/DC 电路实现最大功率跟踪(MPPT)、后级 DC/AC 电路实现直流母线电压稳定控制的模式存在显著差别, 不适用于两级式光伏并网逆变器中前级 DC/DC 电路 2 次谐波电流的抑制。

针对两级式光伏并网逆变器前级 DC/DC 电路 2 次谐波电流的抑制, 文献[13]在单电流环控制的基础上, 引入直流母线电压 2 次纹波分量前馈补偿, 但需要从直流母线电压中分离出 2 次纹波分量, 影响补偿的实时性和效果; 文献[14]在电流控制环中加入谐振控制器的方法抑制前级 DC/DC 电路中的 2 次谐波电流, 增加了电流环的复杂性和设计难度, 且光伏电池最大功率跟踪需要采用基于电流的扰动观察法, 不易和广泛采用的电压扰动观察法相配合; 文献[15]通过 PI 控制级联准谐振控制的方法抑制光伏电池 2 次谐波电压, 增加了电压环的复杂性和设计难度; 文献[16]采用直流母线电压前馈的直接占空比控制实现 MPPT, 较好地抑制了输入电压纹波, 然而其需要带通滤波器提取直流母线电压 2 次谐波信息, 响应速度较慢; 文献[17]提出了基于 PI+准比例谐振控制的光伏电池电压 2 次纹波抑制策略, 但从该文的仿真结果看, 光伏电池电压 2 次纹波虽被抑制但并未完全消除, 且控制器参数设计比较复杂。

本文从调制策略入手提出了一种新型的抑制前级 DC/DC 电路 2 次谐波电流的改进调制方法, 该方法无须增加硬件电路, 实现成本低且效果明显。首先详细介绍了该方法的基本原理, 基于该改进调制方法进一步分析了前级 Boost 电路的小信号传递函数, 提出了欠阻尼条件下基于微分先行 PID 控制算法的光伏电池最大功率点电压跟踪方法。最后通过仿真验证了方法的有效性。

1 直流母线电压二次波动机理

两级式单相光伏并网逆变器结构如图 1 所示。

图 1 主要包括光伏电池 PV、Boost 电路、直流母线电容 C_{dc} 、单相全桥逆变电路、输出 LCL 滤波

器以及电网。图中: C_1 为 Boost 电路前置电容; L_1 为 Boost 电路电感; u_{pv} 为光伏电池端口电压; i_{pv} 为光伏电池输出电流; u_{dc} 为直流母线电容电压; i_{dc} 为流入 H 桥直流侧的电流; L_1 、 L_g 分别为 LCL 滤波器逆变器侧和电网侧电感; C_f 、 R_c 分别为滤波电容和阻尼电阻。单相并网逆变器通常输出与电网电压同频同相的正弦电流, 实现系统单位功率因数控制。

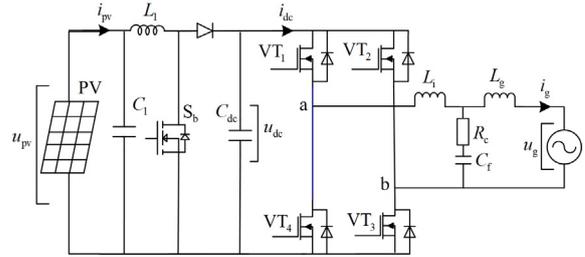


图 1 两级式单相光伏并网逆变器

Fig. 1 Structure diagram of two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter

设电网电压为 u_g 、逆变器并网电流为 i_g , 且有

$$u_g(t) = U_m \sin(\omega t) \quad (1)$$

式中: U_m 为电网电压峰值; ω 为电网电压角频率。

以单位功率因数并网时, i_g 为

$$i_g(t) = I_m \sin(\omega t) \quad (2)$$

式中, I_m 为并网电流峰值。

根据式(1)、式(2)求出并网功率 P_g , 如式(3)所示, 并网功率存在 2 倍工频波动。

$$P_g(t) = u_g(t)i_g(t) = \frac{U_m I_m}{2} [1 - \cos(2\omega t)] \quad (3)$$

忽略 LCL 滤波器上消耗的瞬时功率, 并假设 H 桥的变换效率为 100%, 则 H 桥直流侧输入功率等于并网功率, 于是有

$$u_{dc}(t)i_{dc}(t) = P_g(t) \quad (4)$$

中间直流母线电压 u_{dc} 脉动一般较小, 设 U_{dc} 为 u_{dc} 的直流分量, 则 H 桥输入电流 i_{dc} 可用式(5)表示。

$$i_{dc}(t) = \frac{P_g}{u_{dc}} \approx \frac{P_g}{U_{dc}} = \underbrace{\frac{U_m I_m}{2U_{dc}}}_{I_{dc}} - \underbrace{\frac{U_m I_m \cos(2\omega t)}{2U_{dc}}}_{i_{2rd}} \quad (5)$$

由式(5)可知, H 桥直流侧的输入电流包含两个分量, 一个是直流分量 I_{dc} , 另一个是频率为两倍工频(2ω)的交流分量 i_{2rd} , 即 2 次纹波分量。

显然 i_{2rd} 只能由前级 DC/DC 变换器和直流母线电容 C_{dc} 共同提供。如果前级 DC/DC 变换器提供的

2 次纹波电流较大, 会对 DC/DC 变换器及配套光伏电池带来不良影响(如影响光伏电池最大功率跟踪效率^[6]), 应采取措施抑制其中的 2 次纹波电流。

2 前级 Boost 电路 2 次谐波电流抑制

前级 Boost 电路及其开关网络如图 2^[21]所示, 图中 R 为后级电路对应的等效电阻。

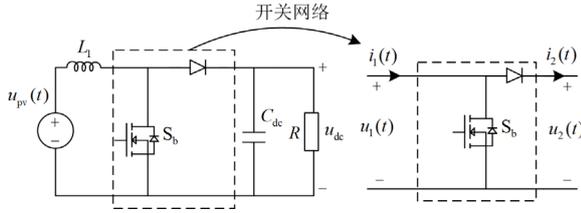


图 2 Boost 变换器及其开关网络

Fig. 2 Boost converter and its switching network

由图 2 易知: $i_1(t)$ 为电感 L_1 的电流; $u_2(t)$ 为电容 C_{dc} 的电压; $u_1(t)$ 为开关管 S_b 两端的电压; $i_2(t)$ 为流过二极管的电流。

在 Boost 电路中, 一般希望电感电流 $i_1(t)$ 工作在电流连续模式, 因为电流断续模式下 Boost 电路传递函数非常复杂, 增加系统分析和设计难度, 且不利于光伏电池在最大功率点处稳定运行。当电感电流 $i_1(t)$ 工作在电流连续模式时, $u_1(t)$ 在一个开关周期内的波形如图 3^[21]所示。

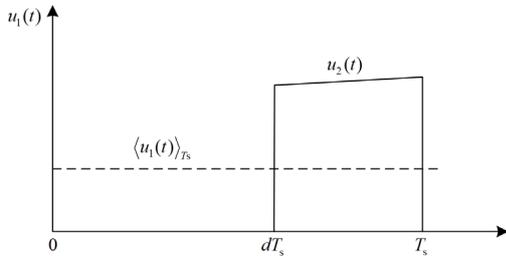


图 3 $u_1(t)$ 在一个开关周期内的波形图

Fig. 3 Waveform diagram of $u_1(t)$ in one switching cycle

其中: $0 \sim dT_s$ 时段, 开关管 S_b 导通, 对应的 $u_1(t)$ 为 0; $dT_s \sim T_s$ 时段, 开关管 S_b 截止, 对应的 $u_1(t)$ 为 $u_2(t)$ (忽略二极管压降)。因此 $u_1(t)$ 在一个开关周期内的平均值可由式(6)计算。

$$\begin{aligned} \langle u_1(t) \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_1(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{dT_s} u_1(t) dt + \int_{dT_s}^{T_s} u_1(t) dt \right] \approx \\ &= \frac{1}{T_s} \left[0 + (T_s - dT_s) \langle u_2(t) \rangle_{T_s} \right] = \\ &= (1-d) \langle u_2(t) \rangle_{T_s} = d' \langle u_2(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (6)$$

式中: $\langle \cdot \rangle_{T_s}$ 表示变量在一个开关周期内的平均值; T_s 为开关周期; d 为占空比, $d' = 1 - d$ 。式(6)中的约等号是因为 $u_2(t)$ 在一个开关周期内波动很小, 近似用其开关周期平均值表示。

如果 $\langle u_2(t) \rangle_{T_s}$ 含有 2 次纹波, d' 为恒定值, 由式(6)可知, $\langle u_1(t) \rangle_{T_s}$ 必含有 2 次纹波。如果期望 $\langle u_1(t) \rangle_{T_s}$ 在 $\langle u_2(t) \rangle_{T_s}$ 含有 2 次纹波的情形下仍为恒定直流 U_1 , 那么应当令

$$d'(t) = \frac{U_1}{\langle u_2(t) \rangle_{T_s}} \quad (7)$$

式(7)代入式(6)易得, $\langle u_1(t) \rangle_{T_s} = U_1$ 。

也就是说, 当直流母线电容电压 $\langle u_2(t) \rangle_{T_s}$ 含有 2 次纹波时, $d'(t)$ 应当随着 $\langle u_2(t) \rangle_{T_s}$ 的波动而波动, 这样才能保证前级 DC/DC 电路的输入电压为恒定直流。

根据以上基本原理, 本文初步设计的前级 Boost 电路控制策略如图 4 所示, 改进 PWM 发生模块在文中称为 imPWM, 如将 $\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}$ 更改为 U_{dc0} (即直流母线额定电压), 称为常规 PWM 模块。

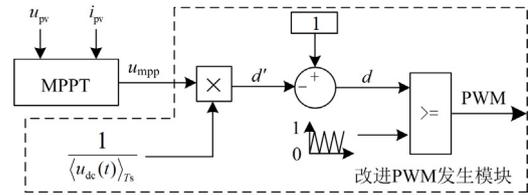


图 4 前级 Boost 电路控制原理图

Fig. 4 Control schematic diagram of front Boost circuit

图 4 中 MPPT 模块给出最大功率点电压指令值 u_{mpp} , imPWM 模块实现对指令电压值的跟踪。imPWM 发生模块将 MPPT 算法给出的指令电压 u_{mpp} 除以直流电容电压 u_{dc} 在一个开关周期内的平均值 $\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}$, 其输出为 d' , $1 - d'$ 得到占空比 d , d 与幅值为 1 的三角载波进行比较得到 PWM 波。根据 imPWM 发生模块流程, d' 的表达式为

$$d'(t) = \frac{u_{mpp}}{\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}} \quad (8)$$

根据式(6), 前级 Boost 电路中:

$$\langle u_1(t) \rangle_{T_s} = d'(t) \langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s} = \frac{u_{mpp}}{\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}} \times \langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s} = u_{mpp} \quad (9)$$

因此, 当 $\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}$ 存在 2 次谐波时, $\langle u_1(t) \rangle_{T_s}$ 并

没有受到影响, 仍然能得到期望的指令电压。

从式(9)还可以得出, 当 $\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}$ 还存在其他频率成分时, 按式(8)确定占空比仍然可以得到期望的指令电压, 因此即使直流母线电压出现暂态扰动, 采用这种调制方法 $\langle u_1(t) \rangle_{T_s}$ 仍然为期望的指令电压。另外, 当 u_{mpp} 发生变化时, 根据式(8)确定占空比, 也可以使 $\langle u_1(t) \rangle_{T_s}$ 立即跟随 u_{mpp} 的变化而变化。

上述改进调制无需复杂的运算即可达到抑制DC/DC电路中2次谐波电流的效果, 与文献[13-17]中的方法相比要简单易实现, 且易于与广泛采用的扰动电压MPPT法相配合。

$\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}$ 表示是 u_{dc} 在一个开关周期内的平均值, 当直流母线电容较大且开关频率较高时, u_{dc} 在一个开关周期内波动很小, 可认为 $\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}$ 与 u_{dc} 的采样值相等。如果直流母线电容较小或者开关频率不高, u_{dc} 在一个开关周期内波动较大, 则可以采用过采样+开关周期平均算法, 假设功率MOS管开关频率为20 kHz, 则对直流电容电压的采样频率提升为100 kHz, 这样每个开关周期采样5个点, 对5个采样点取平均作为 $\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}$ 。采用上述改进调制策略后前级Boost电路可等效为图5。

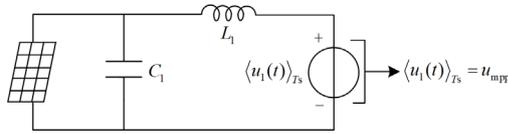


图5 前级Boost等效电路图

Fig. 5 Equivalent circuit diagram of front Boost

根据图5, 稳态时光伏电池的端口电压等于 u_{mpp} 。但暂态过程中, 由于存在LC电路, 可能出现振荡, 下面通过小信号模型分析电路的暂态特性。

光伏电池在最大功率点附近可以近似用一个电阻 R_{mpp} 表示其小信号动态特性^[22], 因此图5对应的小信号等效电路如图6所示, 为方便描述, 其中 $\langle u_1(t) \rangle_{T_s}$ 简称为 u_{1Ts} , 带“^”均表示小扰动信号。

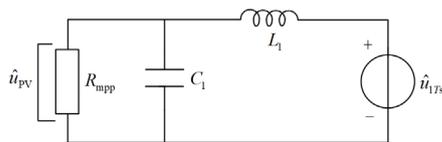


图6 Boost变换器小信号等效电路

Fig. 6 Small signal equivalent circuit of Boost converter

这里特别值得一提的是, 采用改进调制策略后, 根据式(9), $\langle u_{dc}(t) \rangle_{T_s}$ 中的小信号扰动量不会引起

u_{1Ts} 的扰动, 进而也不会再引起前级光伏电池端电压的扰动, 这相当于文献[17]中所述音频敏感系数 $A_u(s)$ 在本文改进调制策略下为0, 这降低了系统的复杂性。

由图6所示的小信号等效电路可得 u_{1Ts} 到 u_{pv} 的传递函数, 如式(10)所示。

$$G_{u_{pv}, u_{1Ts}}(s) = \frac{u_{pv}(s)}{u_{1Ts}(s)} = \frac{1/(L_1 C_1)}{s^2 + s/(C_1 R_{mpp}) + 1/(L_1 C_1)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (10)$$

其中

$$\begin{cases} \omega_n = 1/\sqrt{L_1 C_1} \\ \xi = \sqrt{L_1 / C_1} / (2R_{mpp}) \end{cases} \quad (11)$$

式中: ω_n 为系统自然振荡角频率; ξ 为阻尼比。根据式(10), 当 u_{1Ts} 发生阶跃变化后, u_{pv} 具有二阶系统的响应特性, 稳态时 $u_{pv} = u_{1Ts}$ 。而暂态过程与阻尼比有关, 阻尼比由 L_1 、 C_1 和 R_{mpp} 决定, 一般希望阻尼比在0.4~0.8^[23]内, 当光伏电池等效电阻 R_{mpp} 可以使阻尼比在0.4~0.8范围内时, 无须采取额外的控制措施。但从文献[22, 24]的实例看, 光伏电池等效电阻可能比较大, 系统固有阻尼不足, 暂态过程振荡明显。

为改善欠阻尼条件下最大功率点指令电压跟踪的动态特性, 在文献[17, 24]PI控制的基础上引入微分先行的PID控制, 原理如图7所示。

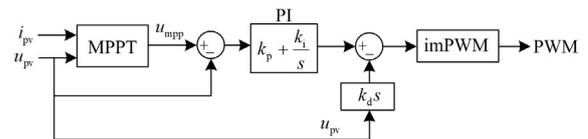


图7 采用微分先行PID控制的Boost电路控制原理图

Fig. 7 Schematic diagram of Boost circuit using differential ahead PID control

图中 k_p 、 k_i 、 k_d 分别为比例、积分、微分系数。微分控制能反应输入信号的变化趋势, 产生有效的早期修正信号, 以增加系统的阻尼程度, 从而改善系统的动态特性。

对应的小信号传递函数如图8所示, MPPT算法给出光伏电池电压需要的扰动量 \hat{u}_{mpp} , 经PID控制给出 \hat{u}_{1Ts} 的参考电压 \hat{u}_{1Ts_ref} , 经过改进调制算法生成占空比作用于Boost电路得到 \hat{u}_{1Ts} , 再经过传递函

数 $G_{upv,u1Ts}(s)$ 得到光伏电池端电压扰动量,最后经过反馈形成闭环。

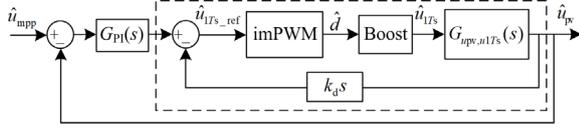


图 8 Boost 电路传递函数图

Fig. 8 Transfer function diagram of Boost circuit

根据前述 imPWM 的原理和特点, \hat{u}_{1Ts} 可以实时跟踪指令信号 \hat{u}_{1Ts_ref} (延时很小, 忽略不计), 因此 imPWM+Boost 模块可等效为值为 1 的比例环节。

图 8 虚线框内可以看作是微分先行环节对被控对象的一次校正, 校正后的传递函数为

$$G_J(s) = \frac{G_{upv,u1Ts}(s)}{1 + k_d s G_{upv,u1Ts}(s)} = \frac{1/(L_1 C_1)}{s^2 + [1/(C_1 R_{mpp}) + k_d/(L_1 C_1)]s + 1/(L_1 C_1)} = \frac{\omega_n'^2}{s^2 + 2\xi'\omega_n' s + \omega_n'^2} \quad (12)$$

其中

$$\begin{cases} \omega_n' = 1/\sqrt{L_1 C_1} \\ \xi' = \sqrt{L_1/C_1}/(2R_{mpp}) + k_d/(2\sqrt{L_1 C_1}) \end{cases} \quad (13)$$

对比式(10)和式(12)可以看出, 微分环节增加了被控对象的阻尼, 可减弱 u_{pv} 的振荡。根据式(13)反求 k_d 可得

$$k_d = 2\sqrt{L_1 C_1} (\xi' - \sqrt{L_1/C_1}/(2R_{mpp})) \quad (14)$$

将期望阻尼比代入式(14)可以求出对应的微分系数 k_d 。

实际系统中, 由于微分环节会放大高频噪声, 因此一般采用不完全微分, 即用 $G_{nd} = k_d s / (1 + \tau s)$ 代替 $k_d s$, τ 为低通滤波器时间常数, 本文 $\tau = 2 \times 10^{-4} s$ 。采用不完全微分校正后的传递函数为

$$G_J(s) = \frac{G_{upv,u1Ts}(s)}{1 + G_{nd}(s)G_{upv,u1Ts}(s)} \quad (15)$$

校正后的传递函数 $G_J(s)$ 相当于 PI 控制的新被控对象, PI 参数的整定可借助 Matlab 的 PID tuner 工具箱方便快速地进行, 不再详述。

3 逆变器整体控制策略

在介绍两级式单相光伏并网逆变器整体控制策略

略之前, 需要指出的是, 直流母线电压 2 次纹波对逆变器前后两级电路均有不良影响, 本文重点关注的是对前级电路的不良影响及抑制, 而对后级电路的不良影响不是本文的研究内容。与本文不同的是, 文献[25-27]重点关注了直流母线电压 2 次纹波会造成逆变器后级电路并网电流中出现 3 次谐波[25-27], 恶化并网电能质量, 针对此问题, 文献[27]提出了后级电路的改进控制策略, 可有效抑制并网电流中的 3 次谐波。

为了能够同时消除直流母线电压 2 次纹波对前后两级电路的不良影响, 本文采用的逆变器整体控制策略如图 9 所示。图中前级电路采用第 2 节提出的控制方法, 其中 MPPT 采用具有停止机制的最大功率点跟踪方法, 即当检测到光伏电池输出功率对电压的导数接近零时停止扰动。图中 imPWM 模块第 2 节已有介绍, 不再赘述。

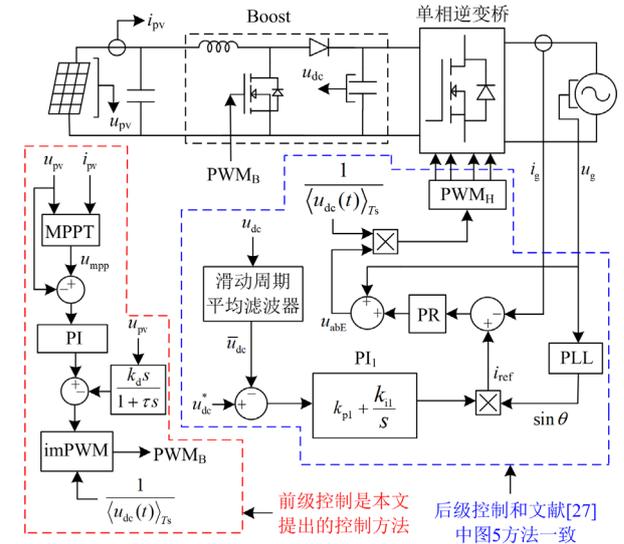


图 9 本文采用的两级式单相光伏并网逆变器整体控制策略

Fig. 9 Overall control strategy of the two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter adopted in this paper

图 9 中后级电路采用文献[27]提出的改进策略以抑制逆变器后级输出并网电流中的 3 次谐波, 其中的 PWM_H 表示单相 H 桥 PWM 发生模块, PR 表示比例谐振控制器, u_{dc}^* 表示 u_{dc} 的目标设定值, i_{ref} 为并网电流参考值, θ 为锁相环的输出角度, u_{abE} 为期望输出相电压。

4 仿真分析

单相光伏并网逆变器的仿真建模主要依据图 1 和图 9 且在 Matlab/Simulink 中进行, 仿真模型参数

见表 1。其中光伏阵列参数参考国内某厂商 280 W 的光伏电池参数(10 块串联)。光伏阵列最大功率点电阻为 36Ω , 由式(11)计算可知阻尼不足, 因此采用本文提出的微分先行 PID 控制算法增加系统阻尼, 根据式(14), 阻尼比设为 0.7 时对应 $k_d = 0.00034$ 。 k_p 、 k_i 利用 Matlab 的 PID tuner 工具箱分别整定为 0.01、1130。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

模块	参数名称	数值
光伏阵列	开路电压/V	383
	短路电流/A	9.41
	最大功率点电压/V	321
	最大功率点电流/A	8.77
	最大功率/W	2815
Boost 电路	R_{mpp}/Ω	36
	前置电容 $C_1/\mu\text{F}$	40
	电感 L_1/mH	2
	u_{dc} 采样频率/kHz	100
	开关频率/kHz	20
逆变器	高压母线电容 $C_{dc}/\mu\text{F}$	500
	高压侧额定电压/V	400
	额定电压/V	220
	额定电流/A	20
	滤波器电感 L_f/mH	2
PI ₁ 控制器	滤波器电感 L_g/mH	2
	滤波器阻尼电阻 R_c/Ω	5
	滤波器电容 $C_f/\mu\text{F}$	20
	开关频率/kHz	20
	比例系数 k_{p1}	0.1
	积分系数 k_{i1}	2

为方便对比, 分别建立了两种仿真模型, 模型 1 前级 Boost 电路采用常规 PWM 调制算法(以下简称常规策略, 即图 9 中 imPWM 更改为常规 PWM), 模型 2 前级 Boost 电路采用 imPWM 调制算法(以下简称改进策略, 控制策略与图 9 完全一致)。

得到的仿真波形如图 10 所示。0.03 s 之前 Boost 电路按恒定占空比 0.25 启动, 直流电容处于充电阶段, 后级 DC/AC 电路不工作。

0.03 s 时直流电容电压从 0 升至 400 V 附近, 后级 DC/AC 电路投入工作, 直流母线电压经过短暂的暂态过程在 0.16 s 基本达到稳态, 随即投入最大功率跟踪控制, 0.22 s 找到最大功率点(320 V)。

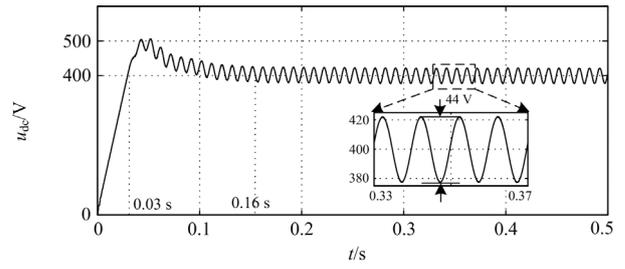
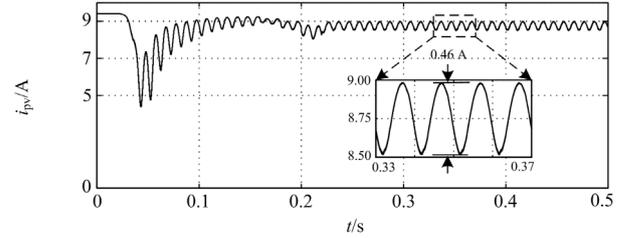
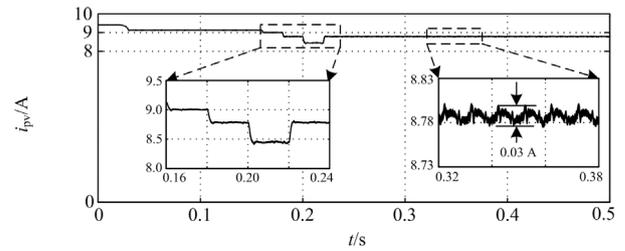
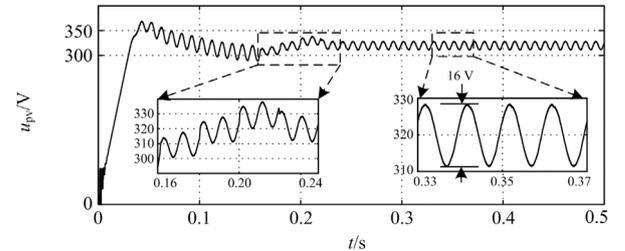
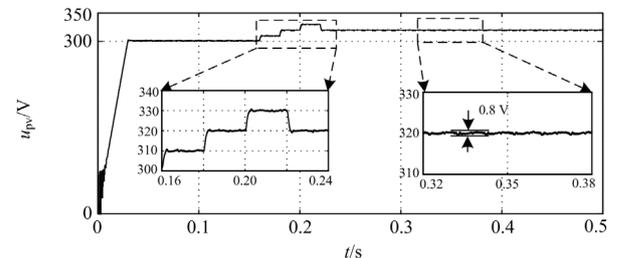
(a) 直流电容电压 u_{dc} 波形(b) 常规策略光伏电池输出电流 i_{pv} 波形(c) 改进策略光伏电池输出电流 i_{pv} 波形(d) 常规策略光伏电池输出电压 u_{pv} 波形(e) 改进策略光伏电池输出电压 u_{pv} 波形

图 10 单相光伏并网逆变器仿真结果

Fig. 10 Simulation results of single-phase photovoltaic grid-connected inverter

从图 10(a)可以看出,直流母线电压存在明显的二倍频波动,两种策略下直流侧电压波动情况相近,不再一一给出。

对比不同策略下 i_{pv} (图 10(b)与图 10(c))、 u_{pv} (图 10(d)与图 10(e))波形,常规策略光伏电池输出电流、输出电压均含有明显的 2 次谐波,改进策略的 2 次谐波含量大幅减少,输出电流电压非常平稳,即使在 0.03~0.16 s 时直流母线电压还处于暂态过程,光伏电池输出电流仍然非常平稳,证明了所提出的改进调制策略能很好地抑制光伏电池输出的 2 次谐波。

两种控制策略下逆变器后级电路采用的控制方法是一致的(均来自文献[27]),因此仿真所得并网电流波形相近,统一用图 11 表示。从图 11 中可以看出,并网电流谐波含量很小,总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)仅为 0.5%,直流母线电压 2 次纹波对后级电路的不良影响得到了很好的抑制,其中原理已在文献[27]进行了分析论证,本文不再重复。

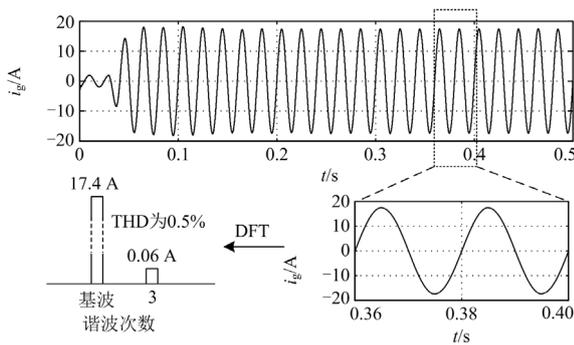
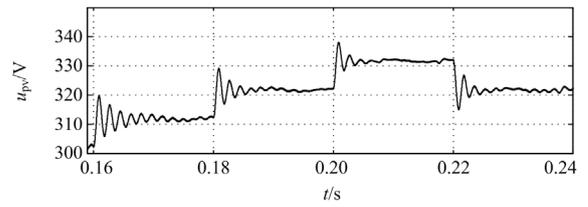


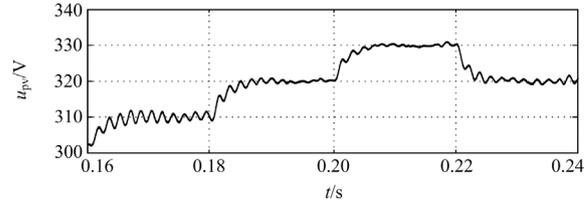
图 11 逆变器并网电流 i_g 波形及谐波分析

Fig. 11 Waveform and harmonic analysis of inverter grid-connected current i_g

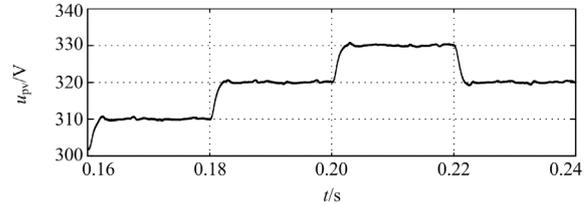
为对比说明系统阻尼不足时采用微分先行 PID 的优势,分别进行了 3 种情形的仿真:(1)前级 Boost 电路不采用任何控制(图 9 同时删去 PI 控制环节和不完全微分环节,并将 MPPT 模块的输出 u_{mpp} 直接作用于 imPWM 模块);(2)前级 Boost 电路仅采用 PI 控制(图 9 前级控制部分删去不完全微分环节,PI 参数也是通过 PID tuner 整定得到的上升时间(Rise time)和调整时间(Settling time)都比较短的情况, $k_p = 0$ 、 $k_i = 500$);(3)前级 Boost 电路采用本文提出的微分先行 PID 控制(如图 9 所示)。3 种情形下后级 DC/AC 电路的控制策略一致。图 12 显示了 3 种情形下 MPPT 过程中光伏电池端口电压、电流的波形。



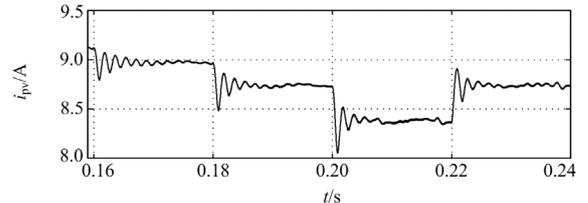
(a) 不施加任何控制下 u_{pv}



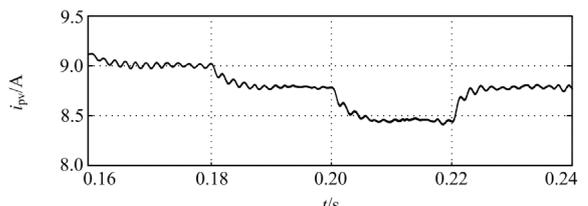
(b) PI控制(无微分)下 u_{pv}



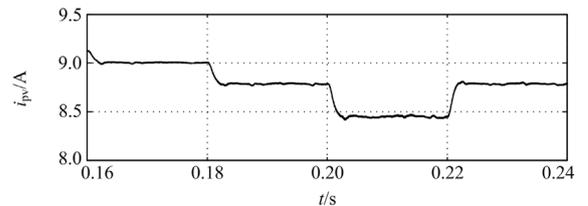
(c) 微分先行PID控制下 u_{pv}



(d) 不施加任何控制下 i_{pv}



(e) PI控制(无微分)下 i_{pv}



(f) 微分先行PID控制下 i_{pv}

图 12 MPPT 过程中 u_{pv} 与 i_{pv} 波形

Fig. 12 The u_{pv} and i_{pv} waveforms in the MPPT process

从图 12 可见, 在最大功率点跟踪过程中, 前两种策略下光伏电池端口电压、输出电流需要经过明显的振荡过程才能趋于稳定, 而采用微分先行 PID 控制时, 光伏电池端口电压(图 12(c))、输出电流(图 12(f))几乎没有振荡, 能更快地趋于稳定。

5 结论

1) Boost 电路电感电流工作于连续模式时, 如果高压侧直流母线电压含有 2 次谐波, 按本文所提调制方法将直流母线电容电压开关周期平均值引入到调制信号的生成中, 可有效抑制 Boost 电路中的 2 次谐波电流。

2) 提出的欠阻尼条件下基于微分先行 PID 控制算法的光伏电池最大功率点电压跟踪方法, 可以在阻尼不足的情况下调节系统阻尼, 改善系统动态性能。

参考文献

- [1] 林智乐, 何良宗, 周鸿彦. 基于有源负电容的电压源型逆变器直流母线二次功率脉动的抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(22): 7772-7781.
LIN Zhile, HE Liangzong, ZHOU Hongyan. Suppressing secondary power pulsation method for DC bus of voltage source inverter based on active negative capacitor[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(22): 7772-7781.
- [2] 杨航, 周羽生, 许振华, 等. 基于储能和序分量控制的直驱永磁风电系统非对称故障穿越研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(2): 60-68.
YANG Hang, ZHOU Yusheng, XU Zhenhua, et al. Asymmetric fault ride-through of a direct-drive permanent magnet wind power system based on the control of energy storage and sequence components[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(2): 60-68.
- [3] 杜田雨, 付子义, 任磊. 不平衡电网下逆变器功率波动/电流质量协调控制[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(5): 141-150.
DU Tianyu, FU Ziyi, REN Lei. Coordinate control of power fluctuation and current quality for inverter[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(5): 141-150.
- [4] 季亮, 郭佳龙, 李博通, 等. 不对称电压跌落下分布式新能源多目标主动控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(20): 41-49.
JI Liang, GUO Jialong, LI Botong, et al. A multi-objective active control strategy for distributed generation under asymmetric voltage sag[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(20): 41-49.
- [5] OGHORADA O J K, ZHANG Li, HAN Huang, et al. Inter-cluster voltage balancing control of a delta connected modular multilevel cascaded converter under unbalanced grid voltage[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2021, 6(3): 289-299.
- [6] 汪飞, 雷志方, 梁东, 等. 单相逆变器低频脉动电流抑制机理分析与方法综述[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(2): 184-191, 198.
WANG Fei, LEI Zhifang, LIANG Dong, et al. Analysis of mechanism and review of methods for low-frequency ripple current suppression of single-phase inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(2): 184-191, 198.
- [7] TANG Y, BLAABJERG F, LOH P C, et al. Decoupling of fluctuating power in single-phase systems through a symmetrical half-bridge circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 1855-1865.
- [8] 章勇高, 孔令韬, 王增强, 等. 微逆变器交流侧泛 Buck-boost 功率解耦技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(24): 16-26.
ZHANG Yonggao, KONG Lingtao, WANG Zengqiang, et al. Research on pan buck-boost power decoupling technology on the AC side of a micro-inverter[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(24): 16-26.
- [9] 王建华, 卢旭倩, 张方华, 等. 两级式单相逆变器输入电流低频纹波分析及抑制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(6): 10-16.
WANG Jianhua, LU Xuqian, ZHANG Fanghua, et al. Low frequency input current ripple analysis and reduction in a single phase inverter with two-stage structure[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(6): 10-16.
- [10] 邓翔, 韦微, 龚春英, 等. 一种新颖的抑制两级式直交逆变器输入电流低频脉动的方法[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(30): 24-29.
DENG Xiang, WEI Zheng, GONG Chunying, et al. A novel technique for low frequency input current ripple reduction in two-stage DC-AC inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(30): 24-29.
- [11] 刘斌, 贺建军, 粟梅, 等. 两级式单相逆变输入端纹波电流双反馈抑制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 187-193.
LIU Bin, HE Jianjun, SU Mei, et al. Principle and input ripple current active mitigating for two-stage single-phase inverter based on double channel current feedback[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(8): 187-193.
- [12] 祝国平, 阮新波, 王学华. 两级式单相逆变器二次纹波电流的抑制与动态特性的改善[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 72-80.
ZHU Guoping, RUAN Xinbo, WANG Xuehua. Suppression of the second harmonic current and improvement of the

- dynamic performance for two-stage single-phase inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(12): 72-80.
- [13] LEE S H, AN T P, CHA H J. Mitigation of low frequency AC ripple in single-phase photovoltaic power conditioning systems[J]. Journal of Power Electronics, 2010, 10(3): 328-333.
- [14] JEONG H G, KIM G S, LEE K B. Second-order harmonic reduction technique for photovoltaic power conditioning systems using a proportional-resonant controller[J]. Energies, 2013, 6(1): 79-96.
- [15] GU B, DOMINIC J, ZHANG J, et al. Control of electrolyte-free microinverter with improved MPPT performance and grid current quality[C] // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 16-20, 2014, Fort Worth, USA: 1788-1792.
- [16] LÜ J G, HU W B, YAO K, et al. Research on input current ripple reduction of two-stage single-phase PV grid inverter[C] // European Conference on Power Electronics and Applications, August 26-28, 2014, Lappeenranta, Finland: 1-8.
- [17] 侯虚虚, 秦岭, 茅靖峰, 等. 两级式单相光伏并网逆变器输入电压 PI+QPR 鲁棒控制器设计[J]. 电网技术, 2017, 41(9): 2910-2918.
HOU Xuxu, QIN Ling, MAO Jingfeng, et al. Design of input voltage robust PI+QPR controller for two-stage single-phase PV grid-connected inverter[J]. Power System Technology, 2017, 41(9): 2910-2918.
- [18] 张长春, 赵尚, 杨弘诚, 等. 光伏并网逆变器内部短路故障耐受性能试验研究[J]. 高压电器, 2022, 58(7): 28-33.
ZHANG Changchun, ZHAO Shang, YANG Hongcheng, et al. Research on withstand performance test of internal short circuit fault of photovoltaic grid connected inverter[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(7): 28-33.
- [19] 苏大威, 徐伟, 张琦兵, 等. 基于阻抗分析法的风储并网系统谐波稳定性分析[J]. 智慧电力, 2022, 50(6): 64-71.
SU Dawei, XU Wei, ZHANG Qibing, et al. Harmonic stability analysis of wind-storage grid-connected system based on impedance analysis method[J]. Smart Power, 2022, 50(6): 64-71.
- [20] 许竞, 田书娅, 赵铁军, 等. 考虑 DG 并网逆变器和 APF 参与电压治理的 SVG 优化配置[J]. 中国电力, 2021, 54(12): 2-10.
XU Jing, TIAN Shuya, ZHAO Tiejun, et al. Optimal allocation of SVG considering voltage mitigation of dg grid-connected inverter and APF[J]. Electric Power, 2021, 54(12): 2-10.
- [21] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2019.
- [22] 彭志辉, 和军平, 马光, 等. 光伏发电系统 MPPT 输出功率采样周期的优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(34): 24-29.
PENG Zhihui, HE Junping, MA Guang, et al. Sampling period optimization design of output power of photovoltaic power generation MPPT systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(34): 24-29.
- [23] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2007.
- [24] 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): 135-142.
QIN Ling, XIE Shaojun, YANG Chen. Interface stability of photovoltaic cells and current-fed MPPT converter adding input capacitor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(5): 135-142.
- [25] 陈瑞成, 苗加振, 胡骢, 等. 单相光伏逆变器直流母线电压二次波动对系统影响的分析与抑制[J]. 电测与仪表, 2017, 54(10): 7-13, 20.
CHEN Ruicheng, MIAO Jiazhen, HU Cong, et al. Analysis and suppression on effect of secondary voltage disturbances of DC bus for single-phase PV inverter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2017, 54(10): 7-13, 20.
- [26] 黄海宏, 高瑞, 江念涛, 等. APF 二次脉动的指令电流放大效应及其影响[J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(6): 968-973.
HUANG Haihong, GAO Rui, JIANG Niantao, et al. Reference current amplification effect of secondary pulsation and its influence for APF[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2017, 31(6): 968-973.
- [27] 张鸿博, 蔡晓峰. 直流电压含二次纹波条件下并网逆变器输出谐波抑制[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(15): 119-128.
ZHANG Hongbo, CAI Xiaofeng. Output harmonic suppression of a grid-connected inverter with secondary ripple in DC voltage[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(15): 119-128.

收稿日期: 2023-02-20; 修回日期: 2023-06-09

作者简介:

张鸿博(1980—), 男, 通信作者, 硕士, 讲师, 研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用; E-mail: zhhbncwu@163.com

熊军华(1973—), 女, 博士, 教授, 研究方向为新能源并网发电技术; E-mail: xjh2004@ncwu.edu.cn

李继方(1971—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。E-mail: ljf538@163.com

(编辑 姜新丽)