

电网电压畸变下的级联H桥光伏并网 逆变器谐波抑制控制策略

袁义生, 吕 森, 朱启航

(华东交通大学 电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:三次谐波补偿策略可有效解决单相级联H桥光伏并网逆变器的功率不平衡问题,但在电网电压畸变下易发生并网电流畸变。针对这一问题,提出一种电流谐波抑制环来消除电网电压畸变所带来的影响,并降低电网电流畸变率。分析了电网电压畸变导致电流畸变的机理原因,在此基础上,提出了将并网电流中的谐波成分作为控制对象,实时反馈至系统中,通过闭环控制实现对电流谐波成分的抑制。该电流谐波抑制环不改变原有的控制策略,只是作为额外的补充环节。仿真和实验结果表明,所提控制策略可大幅降低逆变器在电网电压畸变时的电流畸变率,证明了该控制策略的有效性和可行性。

关键词:级联H桥;光伏;逆变器;谐波抑制;功率平衡控制

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202112013

0 引言

级联H桥CHB(Cascaded H-Bridge)变换器具有模块化、布局简单、可靠性高的特点^[1-3],相较于传统的两电平变换器,CHB变换器通过电位的叠加,可大幅提高变换器的电压等级和功率等级^[4]。同时,随着电平数的增加,在相同开关频率下,级联型变换器所需的滤波电感更小,这就使得其功率密度可以更高^[5-6]。此外,CHB逆变器直流侧相互独立,各单元光伏(PV)面板可独立完成最大功率点跟踪MPPT(Maximum Power Point Tracking)^[7]。这些特性使得CHB逆变器非常适合应用于光伏产业中。

但光伏面板输出功率具有不稳定性,会受到灰尘、落叶甚至维修后型号不匹配等的影响,各单元光伏输出功率会出现相差较大的情况^[8]。由于各H桥单元交流侧流过同一并网电流,功率较大的单元可能进入过调制状态,进而导致并网电流畸变,系统不稳定,被强制做离网处理^[9-10]。因此,如何解决CHB逆变器在输入功率不平衡时出现的并网电流畸变问题,是目前的主要研究重点之一。文献[11]提出了一种改进的MPPT控制策略,通过降低过调制单元的输出功率,使其退出最大功率点运行,回到线性调制范围内,进而避免并网电流畸变,但其缺点是降低了系统的发电效率。文献[12-13]提出了一种基于无功补偿的控制策略,将逆变器的功率因数作为额外的控制对象,拓宽系统的控制自由度,可大幅降低

输入功率极度不平衡时的并网电流畸变率,但是可变的功率因数将会限制逆变器的应用场合。文献[14-15]提出了一种三次谐波补偿策略THCS(Third Harmonic Compensation Strategy),利用方波的最大调制度为 $4/\pi$ 的特点,通过在过调制单元的调制波中注入三次谐波来提高该单元的调制度。与文献[11]和文献[12-13]中提到的2种方法相比,THCS可在保证发电效率的前提下,仍保持逆变器以单位功率因数运行。综合而言,THCS效果最优,因此笔者将该方法作为研究对象。在研究的过程中发现现有的THCS在电网电压畸变下,电流畸变十分严重,且并未有研究学者针对该现象进行进一步的研究。因此,本文以此为重点,力图解决THCS在电网电压畸变下产生的电流畸变问题。

本文首先介绍了THCS的基本原理及其控制框图,分析了电网电压畸变导致电流畸变的机理原因。在原有控制策略不变的前提下,提出了一种电流谐波抑制环作为额外的补充。通过引入电流的谐波成分作为控制对象,闭环控制实现对电流谐波的抑制。通过仿真和实验证明了所提电流谐波抑制环的有效性,其显著提高了THCS对电网电压的适应性,解决了在电网电压畸变情况下的电流畸变问题。

1 单相CHB光伏并网逆变器数学模型分析

单相CHB光伏并网逆变器拓扑如图1所示。图中 n 个H桥级联, $PV_x(x=1,2,\dots,n)$ 为各单元光伏面板; C_x 为各单元直流侧滤波电容; T_{x1} — T_{x4} 为各单元H桥开关; L_s 和 R_s 分别为交流滤波电感和线路等效电阻; u_s 和 i_s 分别为电网电压和并网电流; u_L 为滤波电感电压; u_{Hx} 和 u_{dCx} 分别为H桥模块的交流侧电压和直流侧电压; i_{PVx} 、 i_{Cx} 和 i_{Hx} 分别为光伏面板输出电

收稿日期:2021-02-22;修回日期:2021-10-20

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52067007);江西省自然科学基金资助项目(20181BAB206033)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(52067007) and the Natural Science Foundation of Jiangxi Province(20181BAB206033)

流、电容电流和H桥模块直流侧输入电流。

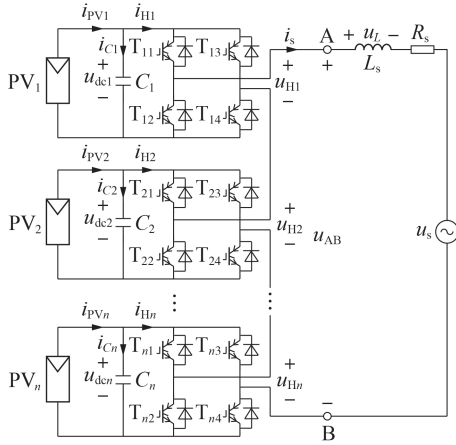


图1 单相CHB光伏并网逆变器拓扑

Fig.1 Topology of single-phase CHB grid-connected photovoltaic inverter

逆变器稳定运行时,由于逆变器的开关频率远大于电网频率,则各单元交、直流侧之间的电压关系可由其调制波 m_x 来表示,即:

$$m_x = \frac{u_{Hx}}{u_{dcx}} \quad (1)$$

忽略H桥模块的损耗,则H桥逆变单元前后瞬时功率相等,有:

$$u_{dcx} i_{Hx} = u_{Hx} i_s \quad (2)$$

根据图1,由基尔霍夫定律可得逆变器的动态特性为:

$$\begin{cases} u_L = \sum_{x=1}^n u_{Hx} - u_s = L_s \frac{di_s}{dt} \\ i_{Cx} = i_{PVx} - i_{Hx} = C_x \frac{du_{PVx}}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_{PVx} 为光伏面板输出电压。

结合式(1)–(3),可得单相CHB光伏并网逆变器的状态方程为:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_s}{dt} = \sum_{x=1}^n m_x u_{dcx} - u_s \\ C_x \frac{du_{dcx}}{dt} = i_{PVx} - m_x i_s \end{cases} \quad (4)$$

式(4)中, L_s 、 C_x 和 u_s 为系统自身硬件参数; u_{dcx} 和 i_s 为控制对象,共 $n+1$ 个; m_x 为开关函数,共 n 个。系统是通过调节 n 个开关函数来实现对 $n+1$ 个控制对象的控制。因此,CHB光伏并网逆变器系统存在天然的内在不稳定。根据文献[12]可知,CHB逆变器在单位功率因数下稳定运行的前提条件为:

$$\frac{P_x}{P_T} \leq \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{u_{dcx}}{U_s} \quad (5)$$

式中: P_x 为各单元光伏面板的输出功率; P_T 为光伏面板输出总功率; U_s 为电网电压 u_s 的有效值。式(5)从

功率的角度出发,给出了CHB逆变器在单位功率因数下的稳定域范围,各单元光伏输出功率应满足式(5),否则系统将发生过调制,进而失稳。

2 基于THCS的CHB光伏并网逆变器控制策略

2.1 THCS

THCS原理较为简单,通过在过调制单元的调制波中注入一定量的三次谐波,其线性调制度可由1提高至1.155,一定程度上解决了功率不平衡所带来的电流畸变问题。即使其单元调制度达到1.155时,其调制波峰值也不会超过其三角载波峰值。THCS下,其调制波计算公式为:

$$m_x = S_x \cos(\omega t + \delta) + k_x S_x \cos(3\omega t + 3\delta) \quad (6)$$

式中: S_x 为归一化后的调制度; k_x 为三次谐波补偿系数; ωt 为电网电压实时相角; δ 为调制相角。补偿系数 k_x 会随着调制度 S_x 的变化而变化,以实现最优补偿,达到补偿量“刚刚好”的目的。需要说明的是,当在过调制单元的调制波中注入三次谐波时,相应地会在其余单元注入反向的三次谐波,以保证交流侧电压矢量中不含多余的三次谐波成分。

2.2 系统控制框图

根据文献[13],基于THCS的CHB光伏并网逆变器控制框图见附录A图A1。系统有以下2个控制目标,共 $n+1$ 个控制对象:目标1,控制 n 个直流母线电压 u_{dcx} ,使得光伏面板运行在最大功率点处;目标2,控制并网电流 i_s ,保证并网电流的高正弦度和高功率因数。

2.2.1 电压环

电压环由 n 个MPPT算法单元、 n 个比例-积分(PI)控制器和 n 个100 Hz陷波器构成。各单元电压环相互独立,互不影响。通过MPPT算法可得到各单元光伏面板的最大功率点电压 $U_{mpp,x}$,以此作为电压环的给定值。PI控制器的输出可认为是光伏面板输出电流给定值 i_{PVx}^* ,设 u_{dcfx} 为光伏面板经陷波器后的输出电压, i_{PVx}^* 与其相乘后即可得到该单元输出功率给定值 P_x^* 。对 P_x^* 求和后得到 P_T^* , P_T^* 的大小决定了逆变器并网电流的大小,经变换后即可作为电流环的给定值。

2.2.2 电流环

目前,单相并网逆变器的电流控制中最常见的方法为基于PI或准比例-谐振(PR)控制器的内环控制方法[16],其具有算法简单易实现、抗干扰能力强的特点。但THCS为了扩宽CHB光伏并网逆变器的稳定域运行范围,需要得到各个单元的调制度 S_x ,以计算相应的三次谐波补偿系数。而基于PI或准PR的内环控制方法无法直接得到调制度 S_x ,所以不适用于基于THCS的系统。因此,单相系统中,凡是涉及

THCS的文献皆采用了类似附录A图A1所示的电流环。即需要引入二阶广义积分SOGI(Second-Order Generalized Integrator)变换器和Park坐标变换,将交变的并网电流 i_s 转变为有功直流分量 I_d 和无功直流分量 I_q 。

首先,通过锁相环PLL(Phase-Locked Loop)得到电网电压 u_s 的幅值 U_m 及其相角 ωt 。因为本文系统为单相系统,然后引入SOGI变换器以得到2个正交电流 i_d 和 i_q ,其中 i_d 与 i_s 同频同相且同幅值, i_q 与 i_s 同频同幅值但相角滞后 $\pi/2$ 。 i_d 和 i_q 在电网电压相角 ωt 的基础上,经Park变换,即可实时获得电流有功分量 I_d 和无功分量 I_q 。有功分量给定值 I_d^* 由光伏输出总功率给定值 P_T^* 除以 $0.5U_m$ 得到,无功分量给定值 I_q^* 设为0。电流环PI控制器的输出为有功调制电压幅值 U_d 和无功调制电压幅值 U_q 。最后,由式(7)计算得到总调制电压幅值 U_r 和调制相角 δ 。

$$\begin{cases} U_r = \sqrt{U_d^2 + U_q^2} \\ \delta = \arctan \frac{U_q}{U_d} \end{cases} \quad (7)$$

得到总调制电压幅值 U_r 后,需要对其进行分配,以得到各单元的调制电压信息。CHB逆变器中,各单元交流侧流过同一并网电流,故各单元输出功率 P_x 与其调制电压 U_{Hx} 成正比,有:

$$\frac{P_1}{U_{H1}} = \frac{P_2}{U_{H2}} = \dots = \frac{P_n}{U_{Hn}} = \frac{P_T}{U_r} \quad (8)$$

根据式(8),可得各单元调制度 S_x 为:

$$S_x = \frac{P_x}{P_T} \frac{U_r}{u_{dcx}} \quad (9)$$

一旦某单元调制度 $S_x > 1$,则系统根据文献[14]中THCS的原理,产生相对应的调制波 m_x ,最终实现功率控制。

3 电网电压畸变导致并网电流畸变的机理分析

实际的电网电压中可能会包含大量的低次谐波,并网电压 u_s 波形及其快速傅里叶变换(FFT)分析结果如附录A图A2所示。可见电网电压的总谐波畸变率THD(Total Harmonic Distortion)达到了3.56%。第2节对文献[14]中设计的CHB光伏并网逆变器的控制框图进行了较为详细的描述,其电流环采用了基于 dq 坐标变换的解耦控制策略。由于本文系统为单相系统,故引入SOGI变换器虚拟出一对正交的电流信号。SOGI变换器其实是作用于反馈通路中的,但文献[14]并未研究SOGI变换器对反馈通路的影响。因此,需要进一步分析SOGI变换器的特性及其给电流环控制带来的影响。

3.1 SOGI变换器对电流反馈的影响

SOGI变换器可以将并网电流 i_s 转换成一正交交流流量 i_d 和 i_q ,经Park变换后,作为电流环的反馈值,其原理图如图2所示。图中, k 为增益系数; ω^* 为谐振角频率。

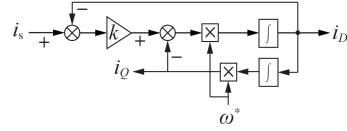


图2 SOGI变换器的原理图

Fig.2 Principle diagram of SOGI converter

SOGI变换器特征传递函数为:

$$\begin{cases} D(s) = \frac{i_d(s)}{i_s(s)} = \frac{k\omega^*s}{s^2 + k\omega^*s + (\omega^*)^2} \\ Q(s) = \frac{i_q(s)}{i_s(s)} = \frac{k(\omega^*)^2}{s^2 + k\omega^*s + (\omega^*)^2} \end{cases} \quad (10)$$

为探究SOGI变换器的频率特性,假定系统的电网电压频率为50 Hz,则 $\omega^* = 100\pi$ 。根据式(10),可绘制得到不同 k 值下的 $D(s)$ 和 $Q(s)$ 幅频特性和相频特性,如图3所示。

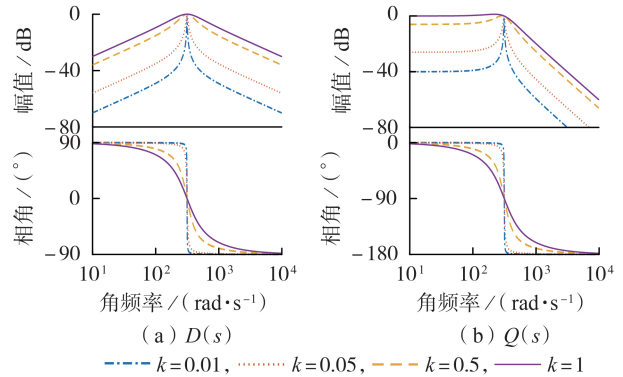


图3 $D(s)$ 和 $Q(s)$ 的幅频特性与相频特性曲线

Fig.3 Curves of amplitude-frequency and phase-frequency characteristics for $D(s)$ and $Q(s)$

由图3可以看出,当 $\omega = \omega^* = 100\pi$ 时,在谐振角频率处, $D(s)$ 的增益为1,相角为 0° , $Q(s)$ 的增益为1,相角为 -90° ,得到一组幅值相同、相位相差 90° 的信号。而在其他角频率处, $D(s)$ 和 $Q(s)$ 的增益很小,会对并网电流中的谐波成分起到较强的抑制作用,且随着增益系数 k 的不断减小,这种抑制效果愈发强烈。这意味着电流反馈值 i_d 和 i_q 中将不包含并网电流的谐波成分,即不能完整反映电流的真实情况。

3.2 机理分析

复频域下,单相CHB并网逆变器交流侧等效电路如图4所示,其基波分量与谐波分量下的等效电路如附录A图A3所示。图中, $U_{AB}(s)$ 为级联后交流侧电压和; $U_s(s)$ 为电网电压; $I_s(s)$ 为并网电流; $Z_L(s)$

和 $Z_R(s)$ 分别为逆变器等效阻抗和线路阻抗。根据线性叠加定理,可将各电路变量分解为基波分量和谐波分量,其表达式为:

$$\begin{cases} U_{AB}(s) = U_{AB,b}(s) + U_{AB,h}(s) \\ U_s(s) = U_{s,b}(s) + U_{s,h}(s) \\ I_s(s) = I_{s,b}(s) + I_{s,h}(s) \end{cases} \quad (11)$$

式中: $U_{AB,b}(s)$ 和 $U_{AB,h}(s)$ 、 $U_{s,b}(s)$ 和 $U_{s,h}(s)$ 、 $I_{s,b}(s)$ 和 $I_{s,h}(s)$ 分别为复频域下交流侧电压 $U_{AB}(s)$ 、电网电压 $U_s(s)$ 、并网电流 $I_s(s)$ 的基波成分和谐波成分。

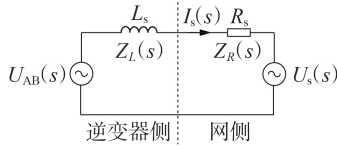


图4 单相CHB并网逆变器交流侧等效电路图

Fig.4 AC-side equivalent circuit diagram of single-phase CHB grid-connected inverter

根据附录A图A3(a),可推导出CHB并网电流的基波分量表达式为:

$$I_{s,b}(j\omega_b) = \frac{U_{AB,b}(j\omega_b) - U_{s,b}(j\omega_b)}{Z_L(j\omega_b) + Z_R(j\omega_b)} \quad (12)$$

式中: ω_b 为基波角频率。

同理,根据附录A图A3(b),可推导出CHB并网电流的谐波分量表达式为:

$$I_{s,h}(j\omega_h) = \frac{U_{AB,h}(j\omega_h) - U_{s,h}(j\omega_h)}{Z_L(j\omega_h) + Z_R(j\omega_h)} \quad (13)$$

式中: ω_h 为谐波角频率。

由3.1节可知,电流反馈中不包含其谐波成分,这意味着控制环路中将缺乏对谐波的控制,即 $U_{AB,h}(j\omega_h) \approx 0$ 。故一旦电网电压发生畸变,电网电压谐波成分将失控,在电路中呈现短路状态。此时式(13)可简化为:

$$I_{s,h}(j\omega_h) = -\frac{U_{s,h}(j\omega_h)}{Z_L(j\omega_h) + Z_R(j\omega_h)} \quad (14)$$

因此,有必要在原有的电流控制中,补充对谐波电流的控制,以减小并网电压畸变所带来的影响。

4 谐波抑制环

4.1 基本原理

评判并网逆变器工作质量的一个重要标准是并网电流的高正弦度。由逆变器的状态方程(式(4))可知,并网电流 i_s 是由H桥交流侧电压 u_{AB} 、电网电压 u_s 和滤波电感 L_s 所共同决定的。但从控制的角度而言, u_s 和 L_s 是常量,是不可控的,只有 u_{AB} 可通过改变 m_x 来进行调节。

4.2 控制框图

基于谐波抑制的基本原理,可设计得到其控制

框图如图5所示。图中, $i_{s,h}$ 为并网电流 i_s 中的谐波成分; $u'_{h,sum}$ 为总的反向谐波调制电压; $m'_1, m'_2, \dots, m'_n$ 为谐波抑制环生成的各单元调制波。本文所提出的谐波抑制环是在原有控制策略基础上,作为额外的补充。

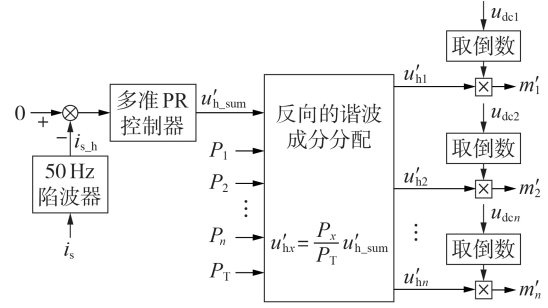


图5 所提谐波抑制环控制框图

Fig.5 Control block diagram of proposed harmonic suppression loop

首先利用50 Hz陷波器,将并网电流中的谐波成分提取出来,作为谐波抑制环的反馈量。陷波器函数在特定频率处增益极小,起到极强的抑制作用,而对其余频段的信号保持增益为1^[17]。因此, i_s 经过50 Hz陷波器以后,可近乎认为 $i_{s,h}$ 中仅包含了 i_s 的谐波成分。

将 i_s 的谐波成分给定值 $i_{s,h}^*$ 设置为0,与 $i_{s,h}$ 相减后,经过多准PR控制器后,即可得到总的反向谐波调制电压 $u'_{h,sum}$ ^[18]。而各单元所需的反向谐波调制电压 u'_{hx} 可根据各个单元的输出功率份额进行分配,计算公式如下:

$$u'_{hx} = \frac{P_x}{P_T} u'_{h,sum} \quad (15)$$

由式(15),再根据H桥交-直电压关系,即可计算得到各单元谐波抑制调制波 m'_x 如下:

$$m'_x = \frac{u'_{hx}}{u_{dcx}} = \frac{P_x}{P_T} \frac{u'_{h,sum}}{u_{dcx}} \quad (16)$$

至此计算得到 m'_x ,只需在原有调制波 m_x 的基础上,额外加上 m'_x 。

4.3 陷波器参数设计

50 Hz陷波器作为谐波抑制环的“眼睛”,其参数设计至关重要,有以下2个关键点:高准确性和低延时性。即快速准确地将并网电流中的谐波成分反馈至控制系统中。陷波器传递函数 $G_{notch}(s)$ 如下:

$$G_{notch}(s) = \frac{s^2 + \omega_s^2}{s^2 + \frac{\omega_s}{Q}s + \omega_s^2} \quad (17)$$

式中: ω_s 为陷波器谐振角频率; Q 为陷波器品质因数, Q 值越小,陷波特性和越好,但其频率适应性越差。

以 $\omega_s = 100\pi$ 为例, Q 分别为0.5、1时陷波器的Bode图如图6所示。因此, Q 值的选择需适当,要兼

顾高准确性和低延时性,最终 Q 被设置为1。

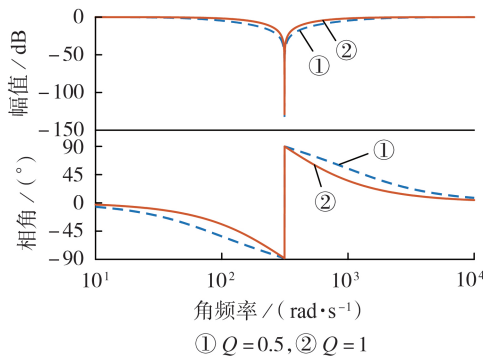


图6 陷波器函数的Bode图

Fig.6 Bode diagram of notch filter function

4.4 谐波抑制环控制器设计与稳定性分析

4.4.1 控制器设计

根据图5所示的谐波抑制环的控制框图,结合附录A图A3(b)所示的谐波成分等效电路,可得到谐波抑制环的控制模型结构,如图7所示。图中, $G_h(s)$ 为控制器谐波抑制环传递函数; $I_{s,h}^*(s)$ 为谐波电流参考值,设置为0; $L=L_s$; $R=R_s$ 。

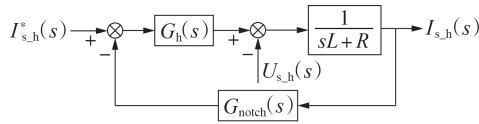


图7 谐波抑制环控制模型结构

Fig.7 Control model structure of harmonic suppression loop

根据图7所示的模型,可推导出电流谐波成分 $I_{s,h}(s)$ 为:

$$I_{s,h}(s) = \frac{G_h(s)}{sL+R+G_{notch}(s)G_h(s)} I_{s,h}^*(s) - \frac{1}{sL+R+G_{notch}(s)G_h(s)} U_{s,h}(s) \quad (18)$$

由式(18)可以看出,并网电流谐波由电流谐波参考值与电网电压谐波所决定。在系统中,电流谐波参考值被设置为0,式(18)等号右侧第一项可被忽略,则式(18)可简化为:

$$I_{s,h}(s) = -\frac{1}{sL+R+G_{notch}(s)G_h(s)} U_{s,h}(s) \quad (19)$$

由式(19)可得以下结论: $G_h(s)$ 在电网电压谐波角频率处的增益越高,电流谐波越小。

PR控制器传递函数为:

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_r s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (20)$$

式中: k_p 为PR控制器的比例系数; k_r 为PR控制器的谐振系数; ω_0 为PR控制器的谐振角频率。

计算可得PR控制器在其谐振角频率 ω_0 处的增

益为 $\sqrt{k_p^2 + [2k_r \omega_0 / (-\omega_0^2 + \omega_0^2)]^2}$,其值趋于无穷大。考虑到电网电压谐波成分复杂,其中包含了许多次频率的交流成分。若想尽量实现电网电压谐波信号的全覆盖,则在PR控制器的基础上,额外添加其他频率的谐振环节,最终采用一种工程应用中更为常见的多准PR形式。

多准PR控制器的传递函数为:

$$G_{MZPR}(s) = k_p + \sum_{x=1}^m \frac{2k_{cx} \omega_{cx} s}{s^2 + 2\omega_{cx} s + \omega_{cx}^2} \quad (21)$$

式中: m 为谐振点个数; ω_x 为各谐振点角频率,各谐振点角频率对应 k_{cx} 和 ω_{cx} 这2个参数。各参数特性如下: k_p 在全频段为控制器提供一个最为基础的增益; k_{cx} 决定了控制器在谐振点处的增益大小, k_{cx} 越大,增益越高; ω_{cx} 会影响控制器在谐振点处的带宽,也影响其增益, ω_{cx} 越大,增益和带宽都越大。

在参数设计时,首先要根据谐振点处的带宽,计算 ω_{cx} 。设 $k_p=0$,当 $s=j\omega_x$ 时,控制器在该谐振点处的增益为 k_{cx} ,根据带宽的定义, $|G(j\omega)| = k_t / \sqrt{2}$ 时,对应的2个角频率差即为带宽。令 $|(\omega^2 - \omega_x^2) / (2\omega_{cx} \omega)| = 1$,计算得到该谐振点处的带宽为 $2\omega_{cx}$ 。设系统电网频率允许波动的范围为 $\pm 0.5\%$,则有 $2\omega_{cx} = 1\% \omega_x$,即 $\omega_{cx} = 0.5\% \omega_x$ 。

由于参数 k_{cx} 和 k_p 都会影响控制器的增益,前者影响谐振点处的增益,后者影响全频段的增益。根据上文分析可知, $G_h(s)$ 在电网电压谐波角频率处的增益越高,电流谐波越小,即 k_{cx} 越大,电流谐波越小。但在控制系统中,过高的增益可能会造成系统失稳。因此,要综合谐波抑制能力与稳态性能来设计 k_{cx} 和 k_p 这2个参数。

关于控制器谐振角频率 ω_x 的选择,与电网电压谐波成分有关。电网电压中的主要谐波成分通常为低次谐波,因此,将本文控制器谐振角频率设置为基频的2~9倍。

4.4.2 稳定性分析

根据图7所示的模型,可得到系统闭环特征方程式为:

$$G_{cl}(s) = \frac{G_h(s)}{sL+R+G_h(s)G_{notch}(s)} \quad (22)$$

设 $k_{cx}=100$, k_p 由0.01变化至20,忽略系统次要极点,绘制出系统主导极点的根轨迹图,如图8所示。由图可知,当 k_p 过小或过大时,系统主导极点将无限趋近于虚轴,造成系统稳定性下降。此外,由于 k_p 为控制器提供一个全频段的基础增益,在设计时要尽可能大一些。综合这2点,在保证系统稳定的前提下,参数 k_p 设计为10。

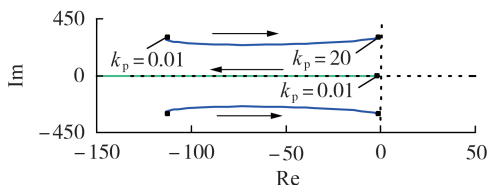


图8 系统根轨迹图

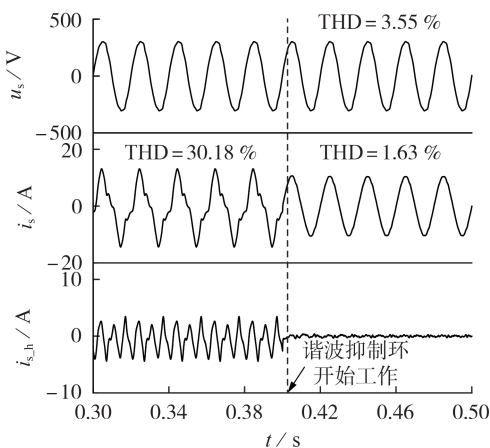
Fig.8 Root locus diagram of system

5 仿真分析

为了验证本文所提出的控制策略的可行性,在MATLAB/Simulink平台上搭建了3级CHB光伏并网逆变器的仿真模型,其中光伏面板由电压源串联电阻的形式代替,具体参数如附录A表A1所示。

系统在电网电压没有畸变时的仿真结果见附录A图A4。0~0.2 s为光伏并网逆变器的启动阶段,随着直流侧电压逐渐下降,光伏输出功率不断增加。0.2 s以后,系统处于稳定运行阶段,此时并网电流谐波含量较小,并网电流畸变率为0.57%。仿真结果表明,本文所提出的控制框图在理想电网电压下具有较好的电能质量。

图9为系统工作在电网电压畸变下的仿真结果。设置电网电压畸变率为3.55%。图9(a)中, $t=0.4$ s时,在原有控制框图的基础上,加入了本文提出的谐波抑制环。对比可见并网电流畸变率由



(a) 并网电压、并网电流及其谐波成分

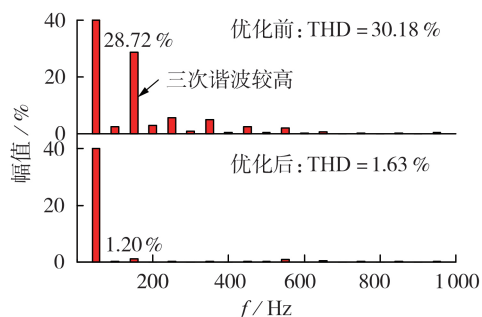
(b) 并网电流 i_s 的FFT分析结果

图9 电网电压畸变下的仿真结果

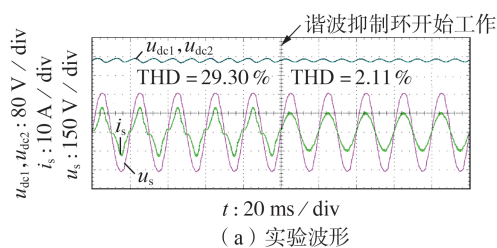
Fig.9 Simulative results under grid voltage distortion

30.18%下降至1.63%,效果显著。图9(b)为优化前、后并网电流 i_s 的快速傅里叶变换(FFT)分析图。由于 u_s 中的谐波是由三次谐波占主导的,因此在优化前, i_s 中的谐波成分也主要为三次谐波。

6 实验验证

为了进一步验证本文所提控制策略的有效性,在实验室搭建了额定功率为2 kW的七电平CHB光伏并网逆变器。实验参数与仿真参数保持一致,见附录A表A1。同样采用电压源串联电阻的形式来模拟光伏面板,通过改变电阻大小来改变光伏面板的输出功率。主控芯片采用TMS320F28335,实验样机接入实验室市电。实验平台见附录A图A5。

图10为系统在电网电压畸变下的实验结果。电网电压畸变率为3.55%,且各谐波含量与上文仿真分析保持一致。显然,并网电流发生了畸变。在原有控制框图的基础上,设置在某一时刻,谐波抑制环开始工作,实验波形如图10(a)所示。对比可见并网电流畸变率由29.30%大幅下降至2.11%。实验结果证明了本文所提出的谐波抑制环对并网电流的畸变起到良好的抑制作用。另外,在谐波抑制环工作前、后,直流侧电压始终稳定在给定值附近,未发生明显的电压波动,证明了本文所提出的谐波抑制环不会对电压外环造成影响。



(a) 实验波形

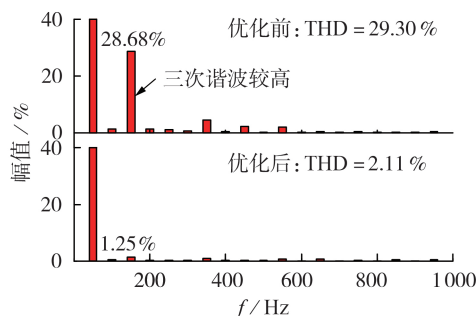
(b) 谐波抑制环工作前、后,并网电流 i_s 的FFT分析结果

图10 电网电压畸变下的实验结果

Fig.10 Experimental results under grid voltage distortion

7 结论

传统的单相CHB光伏并网逆变器在电网电压畸变下易出现并网电流畸变的问题。针对这一问题,本文提出了一种基于闭环控制的谐波抑制方法。

首先分析了电网电压畸变导致并网电流畸变的机理原因。通过提取并网电流中的谐波成分,并将其反馈至谐波抑制环中,使得CHB逆变器在电网电压畸变下仍能保持稳定运行,大幅降低了并网电流的畸变率。本文所提谐波抑制环不改变原有的控制框图,只是作为额外的补偿环节,原理简单且易于实现,可在其他场合或拓扑中推广应用。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 袁义生,毛凯翔. 基于负载电流前馈的级联H桥整流器直流电压平衡策略[J]. 电力自动化设备,2019,39(6):33-39.
YUAN Yisheng, MAO Kaixiang. DC voltage balance strategy for cascaded H-bridge rectifier based on load current feed-forward[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(6): 33-39.
- [2] 盘宏斌,朱鸿章,肖志勇,等. 级联H桥整流器的新型直流电压与无功平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报,2017,37(12):3565-3573.
PAN Hongbin, ZHU Hongzhang, XIAO Zhiyong, et al. A novel DC voltage and reactive power balance control strategy for cascaded H-bridge rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(12): 3565-3573.
- [3] 余攀,瞿李锋,杨泽洲,等. 级联H桥混合型有源电力滤波器直流电压控制[J]. 中国电机工程学报,2019,39(16):4866-4875, 4988.
YU Pan, QU Lifeng, YANG Zezhou, et al. Improved DC voltage control method for H-bridge-based hybrid active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(16): 4866-4875, 4988.
- [4] 梁得亮,柳轶彬,寇鹏,等. 智能配电变压器发展趋势分析[J]. 电力系统自动化,2020,44(7):1-14.
LIANG Deliang, LIU Yibin, KOU Peng, et al. Analysis of development trend for intelligent distribution transformer[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(7): 1-14.
- [5] 章勇高,熊健. 级联多电平H桥逆变器的同相层叠型SPWM脉冲分配方法[J]. 电力自动化设备,2017,37(7):148-154.
ZHANG Yonggao, XIONG Jian. Pulse distribution strategy for IPD-SPWM of cascaded multi-level H-bridge inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(7): 148-154.
- [6] 王哲,李耀华,李子欣,等. 三相级联H桥型电力电子变压器电容值设计方法[J]. 电力自动化设备,2020,40(1):219-224.
WANG Zhe, LI Yaohua, LI Zixin, et al. Design method of capacitance value of three-phase cascaded H-bridge power electronic transformer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(1): 219-224.
- [7] YU Y, KONSTANTINOU G, HREDZAK B, et al. Power balance of cascaded H-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic integration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 292-303.
- [8] 王书征,赵剑锋,姚晓君,等. 级联型光伏并网逆变器在光照不均匀条件下的功率平衡问题[J]. 电工技术学报,2013,28(12):251-261.
WANG Shuzheng, ZHAO Jianfeng, YAO Xiaojun, et al. Power balanced controlling of cascaded inverter for grid-connected photovoltaic systems under unequal irradiance conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 251-261.
- [9] WANG C, ZHANG K, XIONG J, et al. An efficient modulation strategy for cascaded photovoltaic systems suffering from module mismatch[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(2): 941-954.
- [10] WANG C, ZHANG K, XIONG J, et al. A coordinated compensation strategy for module mismatch of CHB-PV systems based on improved LS-PWM and reactive power injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2825-2836.
- [11] IMAN-EINI H, BACHA S, FREY D. Improved control algorithm for grid-connected cascaded H-bridge photovoltaic inverters under asymmetric operating conditions[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(3): 407-415.
- [12] 赵涛,张兴,毛旺,等. 基于无功补偿的级联H桥光伏逆变器功率不平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报,2017,37(17):5076-5085.
ZHAO Tao, ZHANG Xing, MAO Wang, et al. Control strategy for cascaded H-bridge photovoltaic inverter under unbalanced power conditions based on reactive compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(17): 5076-5085.
- [13] 袁义生,吕森. 一种可有效拓宽级联型光伏逆变器稳定域范围的控制策略[J]. 高电压技术,2021,47(3):972-982.
YUAN Yisheng, LÜ Sen. Control method for extending the stable operating region of CHB PV inverter[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(3): 972-982.
- [14] ZHAO T, ZHANG X, MAO W. An optimized third harmonic compensation strategy for single-phase cascaded H-bridge photovoltaic inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(11): 8635-8645.
- [15] KO Y, ANDRESEN M, BUTICCHI G, et al. Power routing for cascaded H-bridge converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 9435-9446.
- [16] 赵清林,郭小强,郭伟扬,等. 单相逆变器并网控制技术研究[J]. 中国电机工程学报,2007,27(16):60-64.
ZHAO Qinglin, GUO Xiaoqiang, WU Weiyang, et al. Research on control strategy for single-phase grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(16): 60-64.
- [17] 袁义生,毛凯翔. 单相PWM整流器控制器设计与动态特性的改善[J]. 电机与控制学报,2020,24(5):34-42.
YUAN Yisheng, MAO Kaixiang. Design of the controller and improvement of the dynamic performance for single-phase PWM rectifiers[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(5): 34-42.
- [18] 汪颖,罗代军,肖先勇,等. 多逆变器并网下的超高次谐波特性分析[J]. 电力系统自动化,2020,44(1):192-199.
WANG Ying, LUO Daijun, XIAO Xianyong, et al. Analysis on supraharmic resonance characteristics with integration of multiple inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(1): 192-199.

作者简介:



袁义生

袁义生(1974—),男,江西上高人,教授,博士,主要研究方向为电力电子系统及其控制(E-mail:cloudstone_yuan@aliyun.com);

吕森(1997—),男,河南焦作人,硕士研究生,主要研究方向为级联多电平光伏逆变器(E-mail:841812372@qq.com);

朱启航(1995—),男,江西赣州人,硕士研究生,主要研究方向为级联多电平光伏逆变器(E-mail:568147957@qq.com)。

(编辑 李玮)

Harmonic suppression control strategy of cascaded H-bridge grid-connected photovoltaic inverter under grid voltage distortion

YUAN Yisheng, LÜ Sen, ZHU Qihang

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: The third harmonic compensation strategy can effectively solve the power imbalance problem of single-phase cascaded H-bridge grid-connected photovoltaic inverter, but it is prone to contributing to grid-connected current distortion under grid voltage distortion. To solve this problem, a current harmonic suppression loop is proposed to eliminate the effects of grid voltage distortion and reduce the distortion rate of grid-connected current. The mechanism of current distortion caused by the grid voltage distortion is analyzed. On this basis, it is proposed that the harmonic components of grid-connected current are taken as the control objects and fed back to the system in real time. The current harmonic components can be suppressed by closed-loop control. The current harmonic suppression loop does not need to change the original control strategy, but only serves as an additional supplementary link. Simulative and experimental results show that the proposed control strategy can greatly reduce the current distortion rate of the inverter when the grid voltage is distorted, which proves the effectiveness and feasibility of the control strategy.

Key words: cascaded H-bridge; photovoltaic; electric inverters; harmonic suppression; power balance control

(上接第59页 continued from page 59)

Analytical calculation of open line voltage for HVDC transmission system

YU Jingqiu, XU Zheng

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: OLT (Open Line Test) is an important test in HVDC (High Voltage Direct Current) engineering, the accurate analysis of principles and calculation of open line voltage are very necessary. Based on the basic model of converter valves, their conduction situations with and without DC lines are respectively analyzed in detail. Besides, the equivalent circuit for quantitative calculation of open line voltage is established. The differential equations of equivalent circuit when the converter valve is triggered on are listed. And Laplace transformation circuit when the converter valve is turned off is performed. The open line voltages with and without DC lines are calculated analytically, and the basic process and physical essence of the establishment of open line voltage are described. Finally, the CIGRE HVDC standard test model is adopted in PSCAD / EMTDC software to verify the accuracy of the proposed formulas.

Key words: electric power systems; HVDC power transmission; converter valves; open line test; snubber circuit; open line voltage

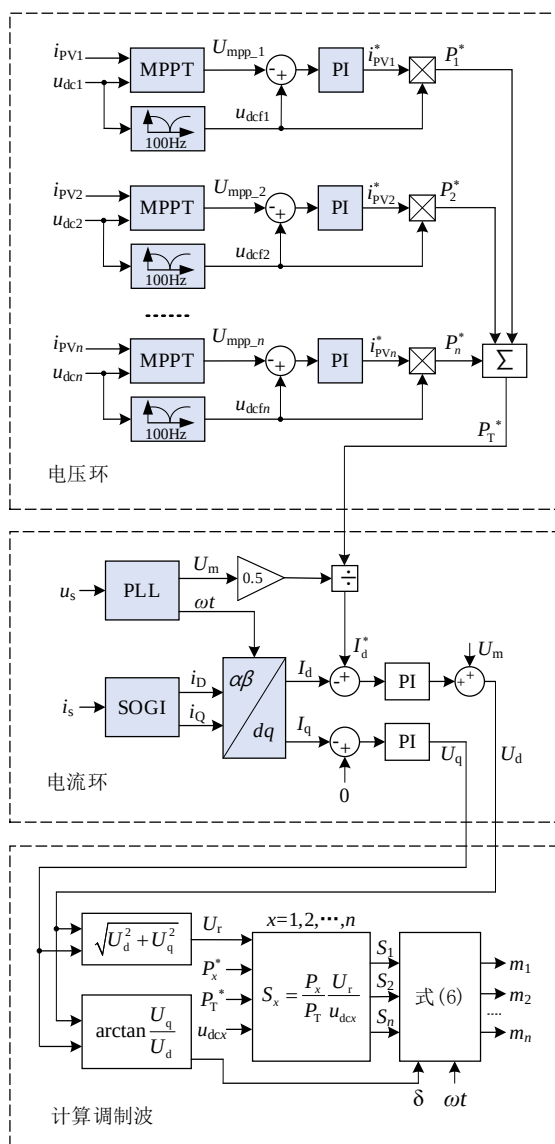
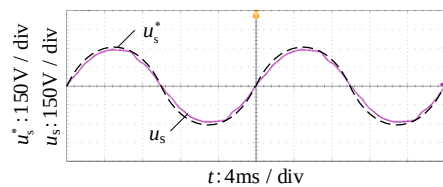
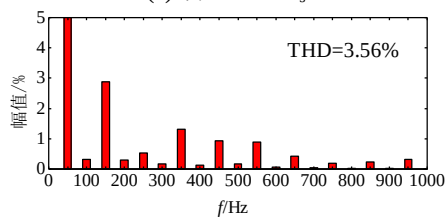


图 A1 基于 THCS 的 CHB 光伏逆变器控制策略

Fig.A1 CHB PV inverter control strategy based on THCS

(a) 并网电压 u_s 

(b) FFT 分析

图 A2 并网电压 u_s 及其 FFT 分析Fig.A2 Actual power grid u_s and its FFT analysis

图 A2 中， u_s 为实际中的电网电压， u_s^* 为标准电网电压。

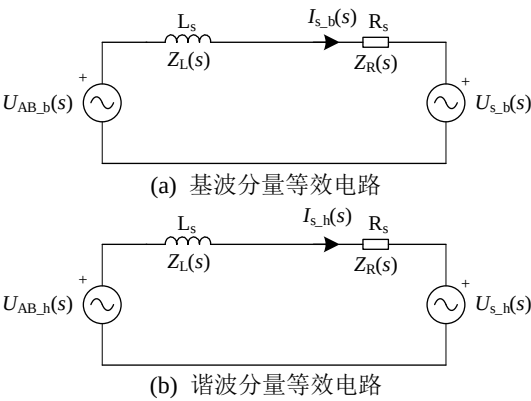


图 A3 单相 CHB 并网逆变器交流侧等效电路图

Fig.A3 AC side equivalent circuit diagram of single phase CHB grid-connected inverter

表 A1 仿真参数设置

Table A1 Simulation parameter setup			
参数	数值	参数	数值
级联单元数 n	3	开关频率 f_c/kHz	10
电网电压 U_s/V	220RMS	直流电压源 U_{oc}/V	180
滤波电感 L_s/mH	4.5	最大功率点电压 U_{mpp}/V	160
直流侧电容 $C_u/\mu\text{F}$	940	等效输出功率 P_x/W	550

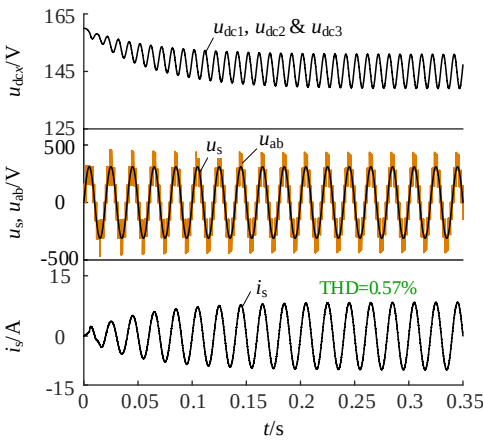


图 A4 系统正常运行时的仿真结果

Fig.A4 Simulative results during normal operation

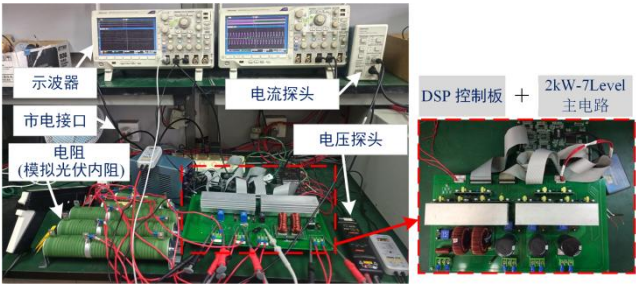


图 A5 2 kW-7 电平 CHBI 实验平台

Fig.A5 Experimental platform of 2 kW-7 level CHBI