

DOI:10.12158/j.2096-3203.2020.06.017

基于主从控制的微电网电压质量改善策略

李彪¹, 菅永², 曹雪源¹, 连勃³, 高超³

(1. 中节能(内蒙古)风力发电有限公司, 内蒙古 乌兰察布 012000;

2. 内蒙古风昶源新能源开发有限公司, 内蒙古 乌兰察布 012000;

3. 内蒙古电力勘测设计院有限责任公司, 内蒙古 呼和浩特 010000)

摘要:针对非线性不平衡混合负载易导致微电网母线电压质量下降的问题,文中利用并联在微电网母线上的多个逆变器对母线电能质量进行治理。以单台逆变器为例,对非线性不平衡混合负载造成逆变器输出电压质量下降的原因进行分析,并提出一种主从控制策略。主逆变器充当电压源,从逆变器充当电流源,利用从逆变器剩余可用容量来补偿负载中的谐波、负序电流分量,而负载中的基波电流和零序电流分量则由主从逆变器共同分担。该策略有效降低了逆变器输出侧电压的畸变率和不平衡度,将电能质量治理功能嵌入到从逆变器中,避免增加额外的电能质量治理装置,降低了系统成本。最后,在PSCAD仿真环境下搭建仿真模型验证了该控制策略的有效性和可行性。

关键词:微电网;非线性不平衡混合负载;主从控制;电压畸变和不平衡;电能质量治理

中图分类号:TM464

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2020)06-0117-07

0 引言

微电网中多个逆变器常以并联的方式运行,以提高微电网系统的容量和冗余性^[1-2]。微电网中存在的大量非线性不平衡混合负载会导致微电网母线电压不平衡且畸变。母线电压质量下降不仅会对微电网中的用电设备造成很大危害^[3-4],也会影响逆变器的稳定运行。因此微电网中的逆变器在完成电能形式转换的同时,还要保证优质的供电质量^[5-6]。

针对逆变器带三相不平衡负载运行时出现的电压不平衡问题,文献[7-8]提出在逆变器和三相不平衡负载间增加一个 Δ/Y 变压器,解决逆变器输出电压不平衡的问题,但增加了成本。文献[9]提出一种在逆变器直流侧并联分裂电容的方式,能保证逆变器输出电压三相对称。但流入分裂式电容中的中性电流导致电容的选取值需较大。针对逆变器带非线性负载运行时出现的电压畸变问题,文献[10-11]提出将逆变器输出电压经过 dq 旋转坐标变换成直流量后进行滤波,送入到比例积分(proportional and integral, PI)控制器,抑制输出电压中的谐波,但该策略只能抑制5次、7次等谐波。为了能够抑制非线性负载所产生的各次谐波,文献[12-14]提出一种多谐振比例控制器(proportional and

resonant, PR)谐波抑制方法,能有效抑制电压中的各次谐波,但PR控制的增益取值太大时会造成控制系统的不稳定。文献[15]提出通过一个积分器反馈电感电流,降低输出电压的畸变率(total harmonics distortion, THD),但最优虚拟电容值选取较为繁琐。文献[16-18]提出一种降低逆变器输出电压THD的下垂控制策略,通过并联的逆变器来分担谐波电流以降低输出电压THD。但该下垂控制方程的选取依赖于逆变器输出阻抗类型。以上文献研究的都是负载为单一非线性或不平衡时逆变器输出电压质量问题,而实际微电网中负载大多为非线性不平衡混合负载,且未考虑负载中的零序电流问题。

文中针对微电网中的非线性不平衡混合负载造成逆变器输出电压质量下降的问题,提出将电能质量治理功能嵌入到从逆变器中,充分利用从逆变器剩余可用容量对逆变器输出电压质量进行治理的策略。首先分析了非线性不平衡混合负载导致逆变器输出侧电压质量下降的原因;然后提出了改善逆变器输出电压的策略,包括主逆变器和从逆变器控制策略;最后通过仿真验证了该策略的有效性。

1 逆变器输出电压质量下降原因分析

首先以单台逆变器为例,分析非线性不平衡混合负载造成逆变器输出电压质量下降的原因。对于主从控制的多逆变器并联系统,其主逆变器通常采用恒压恒频控制策略来维持电压和频率稳定,控

收稿日期:2020-05-13;修回日期:2020-06-27

基金项目:内蒙古自治区自然科学基金资助项目(2020LH0519)

制拓扑结构如图 1 所示。其中 V_{dc} 为逆变器直流侧母线电压; L, C 分别为逆变器的滤波电感和电容; I_{oa} 为负载电流; I_{Labc}, U_{abc} 分别为采集到的逆变器电感电流和负载电压; SPWM 为正弦波脉冲宽频调制器。

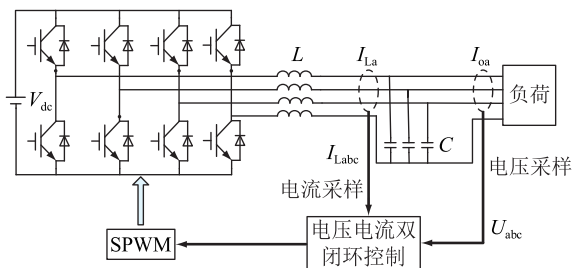


图 1 逆变器主电路

Fig.1 The main circuit diagram of inverter

根据图 1 可以得到主逆变器控制模型, 即图 2。

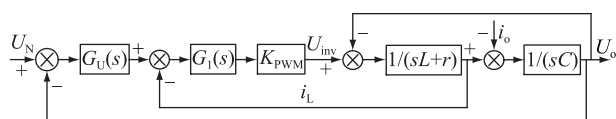


图 2 主逆变器双环控制框图

Fig.2 The dual-loop control block diagram of main inverter

由图 2 可得, 主逆变器的输出电压为:

$$U_o = G_v(s) U_N - Z_o(s) i_o \quad (1)$$

式中: $G_v(s)$ 为主逆变器输出电压到电压参考指令间的传递函数; $Z_o(s)$ 为逆变器的等效输出阻抗; U_N 为给定的参考电压指令值; i_o 为逆变器的输出电流。当负载为非线性不平衡混合负载时, i_o 将由基波电流 i_{of} 和谐波电流 i_{oh} 构成, 可表示为 $i_o = i_{of} + i_{oh}$, 而基波电流 i_{of} 含有正序分量 i_{of}^+ 、负序分量 i_{of}^- 和零序分量 i_{of}^0 , 即 $i_{of} = i_{of}^+ + i_{of}^- + i_{of}^0$, 此时逆变器的输出电压变为:

$$U_o = G_v(s) U_N - Z_{of}(s) i_{of} - Z_{oh}(s) i_{oh} \quad (2)$$

其中:

$$G_v(s) = \frac{G_U(s) G_I(s) K_{PWM}}{s^2 LC + (rC + G_I(s) K_{PWM})s + G_U(s) G_I(s) K_{PWM} + 1} \quad (3)$$

$$Z_{of}(s) = Z_{oh}(s) = \frac{sL + r + G_I(s) K_{PWM}}{s^2 LC + (rC + G_I(s) K_{PWM})s + G_U(s) G_I(s) K_{PWM} + 1} \quad (4)$$

式中: $G_U(s)$ 为电压环传递函数; $G_I(s)$ 为电流环传递函数; K_{PWM} 对应逆变器等效增益; $Z_{of}(s)$ 为逆变器的基波阻抗; $Z_{oh}(s)$ 为逆变器的谐波阻抗; r 为逆变器滤波器的等效电阻。

根据式(2)可知, 逆变器输出电压质量下降的

原因主要在于负载中的谐波电流 i_{oh} 以及基波电流中的负序分量和零序分量, 而给定参考电压 U_N 是纯正弦的, 因此当逆变器输出侧接有非线性不平衡负载时, 逆变器输出电压将会出现畸变和不平衡。

2 改善电压质量的主从逆变器控制策略

2.1 主逆变器控制策略

文中主逆变器维持原有的控制策略不变, 采用图 2 中的双闭环控制方式维持频率和电压稳定。主从控制的主电路如图 3 所示, 选取 1 台容量较大的逆变器为主逆变器, 另 1 台作为从逆变器。

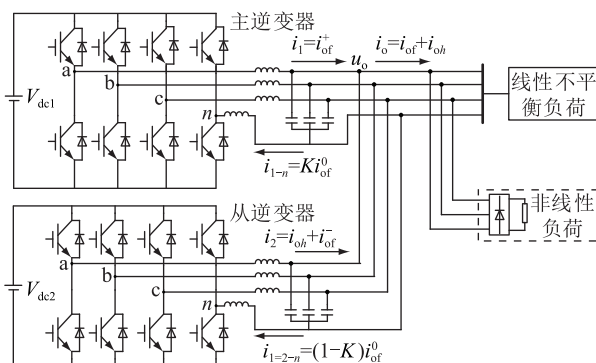


图 3 主电路拓扑

Fig.3 Main circuit topology

其中 i_o 为负载电流, 由基波电流 i_{of} 和谐波电流 i_{oh} 组成, 通过对从逆变器的控制, 使得负载中的谐波电流 i_{oh} 以及基波负序电流 i_{of}^- 由从逆变器提供, 而主逆变器仅仅流过基波正序电流 i_{of}^+ , 零序电流 i_{of}^0 将由主从逆变器中的第四桥臂共同分担。由式(1)可知, 通过从逆变器的控制后, 主逆变器等效输出阻抗上将不含有谐波、负序和零序压降, 使得主逆变器输出电压三相对称, 且不含谐波。图 3 的戴维南等效电路如图 4 所示。

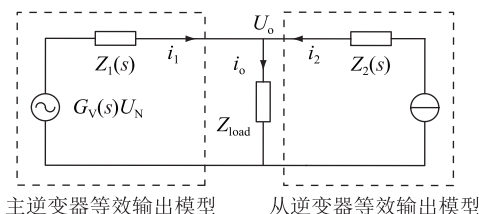


图 4 具有谐波补偿功能的输出级等效电路
Fig.4 The equivalent circuit of output stage with harmonic compensation

其中 $Z_1(s), Z_2(s)$ 为主逆变器和从逆变器的等效输出阻抗; Z_{load} 为负载阻抗; i_1, i_2 分别为主逆变器和从逆变器的输出电流。由图 4 可以看出, 逆变器输出电压为:

$$U_o = G_v(s) U_N - Z_1(s) i_1 \quad (5)$$

2.2 逆变器输出侧电压质量改善机理

从式(5)来看,要想减小输出电压 U_o 中的不平衡电压以及谐波的含量,关键在于减小逆变器输出阻抗 $Z_1(s)$ 上的负序、零序以及谐波压降,而输出阻抗上的谐波压降可以从输出阻抗 $Z_1(s)$ 和输出电流两方面进行控制。从式(4)可以看出,电压环传递函数 $G_U(s)$ 决定了逆变器输出阻抗大小,逆变器输出阻抗越小,流过其上面的负序、零序以及谐波压降也将越小,虽可通过提高 $G_U(s)$ 增益来达到减小逆变器输出阻抗的目的,但会造成系统不稳定。因此文中通过减小流过主逆变器的谐波电流、负序以及零序电流来提高主逆变器输出电压质量。

设逆变器输出 a 相电流为:

$$i_{oa} = \sqrt{2}I_{oaf}^+ \sin(\omega t + \theta_1) + \sqrt{2}I_{oaf}^- \sin(\omega t + \theta_2) + \sqrt{2}I_{oaf}^0 \sin(\omega t + \theta_0) + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \quad (6)$$

式中: ω 为系统额定频率; $\theta_0, \theta_1, \theta_2$ 分别为零序、正序和负序电流的初相; φ_h 为 h 次谐波电流的初相; $I_{oaf}^+, I_{oaf}^-, I_{oaf}^0$ 分别为各相电流正序、负序和零序分量的有效值; I_h 为 h 次谐波电流的有效值。

设 a 相参考电压 u_{ref} 为:

$$u_{ref} = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \delta) \quad (7)$$

则 a 相输出电压的基波正序分量为:

$$u_{oaf}^+ = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \delta) - \sqrt{2}I_{oaf}^+ |Z_{of}(j\omega)| \times \sin(\omega t + \theta_1 + \theta) = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \varphi) \quad (8)$$

式中: U 为参考电压 u_{ref} 的有效值; φ 为 a 相输出电压的基波正序分量的初相; θ 为 a 相基波电流在阻抗上产生的相位; U_1 为逆变器输出电压中的基波分量有效值,其表达式如下:

$$U_1 = [U^2 + I_{oaf}^{+2} |Z_{of}(j\omega)|^2 - 2UI_{oaf}^+ |Z_{of}(j\omega)| \cos(\theta_1 + \theta - \delta)]^{1/2} \quad (9)$$

a 相输出电压的谐波成分总和可表示为:

$$u_{oh} = \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_h |Z_{oh}(jh\omega)| \sin[h\omega t + \varphi_h + \angle Z_{oh}(jh\omega)] \quad (10)$$

根据 THD 的定义, a 相输出电压的 THD 为:

$$R_{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2 |Z_{oh}(jh\omega)|^2}}{U_1} \times 100\% \quad (11)$$

由式(11)可知,若流过主逆变器的谐波电流越小,则输出电压 THD 越小。

a, b, c 相输出电压的负序和零序成分可以表示为:

$$\begin{cases} u_{oaf}^- + u_{oaf}^0 = \sqrt{2}I_{oaf}^- |Z_{of}(j\omega)| \sin(\omega t + \theta_2 + \theta) + \sqrt{2}I_{oaf}^0 |Z_{of}(j\omega)| \sin(\omega t + \theta_0) \\ u_{obf}^- + u_{obf}^0 = \sqrt{2}I_{obf}^- |Z_{of}(j\omega)| \sin(\omega t + \theta_2 + \theta + 120^\circ) + \sqrt{2}I_{obf}^0 |Z_{of}(j\omega)| \sin(\omega t + \theta_0) \\ u_{ocf}^- + u_{ocf}^0 = \sqrt{2}I_{ocf}^- |Z_{of}(j\omega)| \sin(\omega t + \theta_2 + \theta - 120^\circ) + \sqrt{2}I_{ocf}^0 |Z_{of}(j\omega)| \sin(\omega t + \theta_0) \end{cases} \quad (12)$$

各相电压负序不平衡度为:

$$\begin{cases} \beta_a^- = \frac{U_{oaf}^-}{U_{oaf}^+} \times 100\% = \frac{I_{oaf}^- |Z_{of}(j\omega)|}{I_{oaf}^+ |Z_{of}(j\omega)|} \times 100\% = \frac{I_{oaf}^-}{I_{oaf}^+} \times 100\% \\ \beta_b^- = \frac{U_{obf}^-}{U_{obf}^+} \times 100\% = \frac{I_{obf}^-}{I_{obf}^+} \times 100\% \\ \beta_c^- = \frac{U_{ocf}^-}{U_{ocf}^+} \times 100\% = \frac{I_{ocf}^-}{I_{ocf}^+} \times 100\% \\ \beta_a^0 = \beta_b^0 = \beta_c^0 = \frac{U_{oaf}^0}{U_{oaf}^+} \times 100\% = \frac{I_{oaf}^0}{I_{oaf}^+} \times 100\% \end{cases} \quad (13)$$

式中: β 为不平衡度; $U_{oaf}^+, U_{obf}^+, U_{ocf}^+, U_{oaf}^-, U_{obf}^-, U_{ocf}^-$ 分别为各相电压正序和负序分量的方均根值,且零序不平衡度计算与负序不平衡度相同。

由式(13)可知,各相电压不平衡度主要与负序和零序电流有关,负序和零序电流越小,不平衡度值也越小。

2.3 从逆变器补偿控制策略

根据式(11)和式(13)可知,当逆变器带非线性不平衡混合负载运行时,若减小流入主逆变器中的谐波电流、负序电流以及零序电流分量,可以使得逆变器输出电压接近正弦波。基于这一思路,文中选取由从逆变器来提供负载电流中的全部谐波电流、负序电流分量,而负载中的基波电流和零序电流则由主从逆变器共同分担。该从逆变器控制框图如图 5 所示。

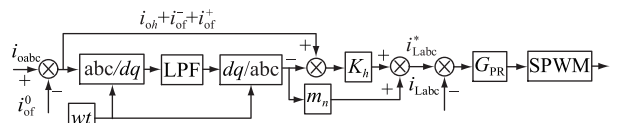


图 5 从逆变器控制框图

Fig.5 Control block diagram of slave inverter

图中,去除零序分量的负载电流经坐标变换后

的结果如下:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = T(\theta = \omega t)_{abc/dq} \begin{bmatrix} i_{oa} - i_{ofa}^0 \\ i_{ob} - i_{ofb}^0 \\ i_{oc} - i_{ofc}^0 \end{bmatrix} = \sqrt{2} I_{of}^+ \begin{bmatrix} \cos\theta_1 \\ -\sin\theta_1 \\ 0 \end{bmatrix} + \sqrt{2} I_{of}^- \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \theta_2) \\ -\sin(2\omega t + \theta_2) \\ 0 \end{bmatrix} + \sqrt{2} \sum_{h=6k+1}^n I_h \begin{bmatrix} \cos[(h-1)\omega t + \theta_h] \\ -\sin[(h-1)\omega t + \theta_h] \\ 0 \end{bmatrix} + \sqrt{2} \sum_{h=6k-1}^n I_h \begin{bmatrix} \cos[(h+1)\omega t + \theta_h] \\ -\sin[(h+1)\omega t + \theta_h] \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: I_h 为 h 次谐波的谐波电流有效值; $T(\theta)_{abc/dq}$ 的表达式如下:

$$T(\theta)_{abc/dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (15)$$

由图 5 可知, 将负载电流 i_{oabc} 中的零序电流 i_{of}^0 去除后, 余下的量为 $i_{of}^+ + i_{of}^- + i_{oh}$, 通过基波旋转坐标变换后, 基波正序电流转换为直流分量, 负序分量转换为 2 倍频分量, 谐波分量主要为 $6k$ 次谐波, 通过低通滤波器 LPF 滤波后, 得到直流量, 其再经过基波旋转反变换得到基波正序电流, 用除去零序分量后的负载电流减基波电流正序分量得到负载中的谐波电流和负序电流分量。将其之和乘以一比例系数 k 后叠加到从逆变器原有的基波指令值上, 作为从逆变器参考电流指令值 i_{Labc}^* , 即:

$$i_{Labc}^* = m_n i_{of}^+ + k_h (i_{of}^+ + i_{oh}) \quad n=0,1,2,\dots; h=1,2,\dots \quad (16)$$

式中: m_n, k_h 为每个逆变器的比例系数, 取值满足:

$$\begin{cases} P_0^* : P_1^* : P_2^* : \dots : P_n^* = m_0 : m_1 : m_2 : \dots : m_n \\ m_0 + m_1 + m_2 + \dots + m_n = 1 \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} P_1^* : P_2^* : \dots : P_n^* = k_1 : k_2 : \dots : k_h \\ k_1 + k_2 + \dots + k_h = 1 \end{cases} \quad (18)$$

式中: P_0^* 为主逆变器额定功率; P_n^* 为从逆变器 n 的额定功率。各逆变器根据自身额定功率来分担负载中的基波电流, 而负载中的谐波、负序电流分量则由各从逆变器根据自身额定功率来分担。零序电流由主从逆变器的第四桥臂共同分担。将从逆

变器参考指令值 i_{Labc}^* 与从逆变器实际输出电流 i_{Labc} 比较后送入到电流环控制器得到从逆变器的开关控制信号。整体控制策略框图如图 6 所示。

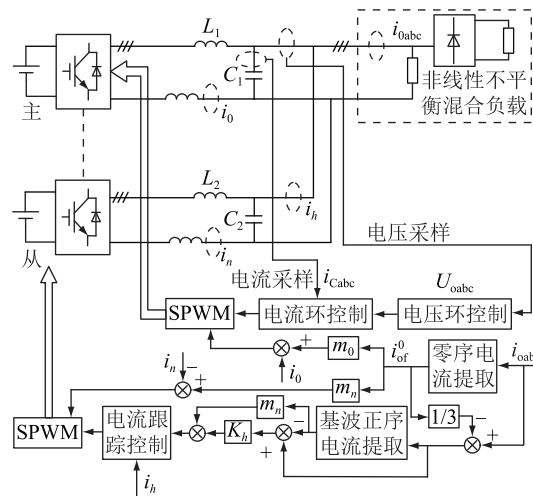


图 6 主从逆变器整体控制框图

Fig.6 Control block diagram of master-slave inverter

3 仿真实验

文中在 PSCAD 仿真环境下搭建主从逆变器带非线性不平衡混合负载模型, 验证所提策略的可行性。其中主从逆变器均采用三相四线制拓扑, 从逆变器在 1 s 时刻投入使用, 并通过仿真观察在非线性和不平衡负载及非线性不平衡混合负载 3 种工况下, 主逆变器输出电压电流波形及从逆变器输出电流波形。仿真模型见图 7, 主要参数见表 1。

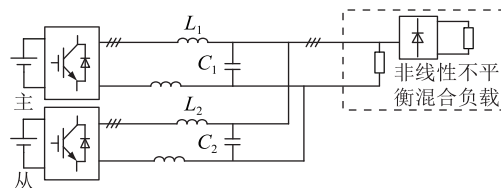


图 7 主从逆变器带非线性不平衡混合负载

Fig.7 Simulation model of master-slave inverter under nonlinear and unbalanced load

其中非线性不平衡混合负载由直流侧带电阻的三相不可控整流桥和 3 个电阻值不一样的电阻并联模拟。具体负载参数见表 2, 其中 R_d, C_d 分别为不可控整流桥直流侧电阻和电容。

3.1 逆变器输出侧电压质量改善的仿真分析

图 8 为主从逆变器带非线性负载运行时, 其负载电压波形, 主逆变器输出电流波形以及从逆变器输出电流波形。在 0~1 s, 负载电压和主从逆变器输出电流畸变严重, 谐波含量较大; 1 s 时, 从逆变器投入谐波补偿, 经过从逆变器的有效控制, 负载中的谐波电流大部分由从逆变器提供。经过计算, 补

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameter		
逆变器	参数	数值
主逆变器	额定电压 U/V	380
	滤波电感 L_1/mH	1.2
	滤波电容 $C_1/\mu F$	30
	电压外环比例系数	0.5
	电压外环积分系数	5
	电流内环比例系数	30
从逆变器	电流内环积分系数	0.01
	滤波电感 L_2/mH	5
	滤波电容 $C_2/\mu F$	30
	电流环 PI 比例系数	100
	电流环 PI 积分系数	0.05

表 2 负载参数

Table 2 Load parameter		
负载	参数	数值
不平衡负载	A 相电阻 R_a/Ω	2
	B 相电阻 R_b/Ω	8
	C 相电阻 R_c/Ω	10
非线性负载	$C_d/\mu F$	9 000
	R_d/Ω	4

偿前电压畸变率为 8.900 95%, 补偿后电压畸变率为 1.033 81%, 负载电压中谐波得到有效抑制。

3.2 带不平衡负载的仿真分析

图 9 为主从逆变器带不平衡负载运行时, 其负载电压波形, 主逆变器输出电流波形以及从逆变器输出电流波形。在 0~1 s, 负载各相电压之间以及主从逆变器输出各相电流之间发生严重不平衡; 1 s 时, 从逆变器投入不平衡补偿, 从图 9(c) 可以看出,

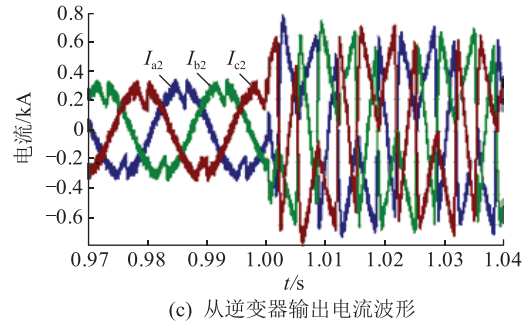
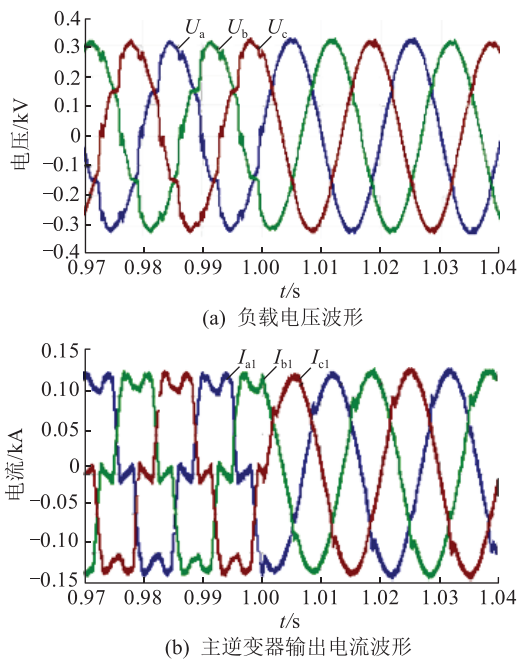


图 8 非线性负载下主从逆变器输出波形

Fig.8 The output waveform of the master-slave inverter under nonlinear load

从逆变器主要提供了负载中的负序电流, 负载各相电压之间、主逆变器输出各相电流之间的不平衡度得到有效抑制。经过计算, 补偿前后各相电压的不平衡度如表 3 所示。

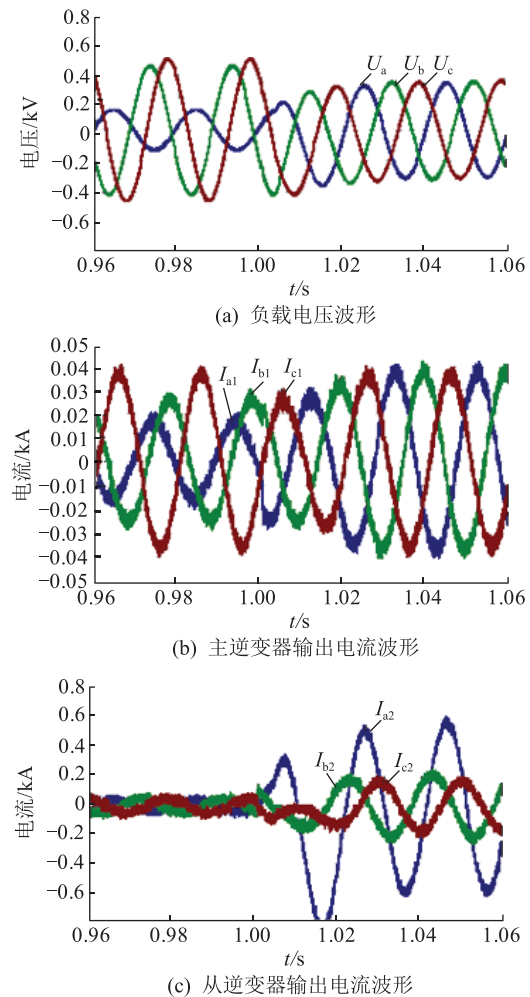


图 9 不平衡负载下主从逆变器输出波形

Fig.9 The output waveform of the master-slave inverter under unbalanced load

可以看出, 从逆变器投入不平衡补偿后, 负载各相电压的负序不平衡度和零序不平衡度都大大降低, 表明负载电压不平衡得到有效改善。

表3 各相电压不平衡度

Table 3 Voltage unbalance degree of each phase

类别	各相负序不平衡度/%	各相零序不平衡度/%
补偿前	13.402	6.645
补偿后	0.226	0.106

3.3 带非线性不平衡负载的仿真分析

图10为主从逆变器带非线性不平衡混合负载运行时相关波形。在0~1s,负载电压和主从逆变器输出电流畸变严重,谐波含量和不平衡度较大;1s时,从逆变器投入补偿,经过从逆变器有效控制,负载中的谐波电流及基波负序、零序电流大部分由从逆变器提供。经过计算,补偿前、后的电压畸变率分别为4.647 07%,1.494 62%,负载电压、主逆变器输出电流中谐波和不平衡得到有效抑制。

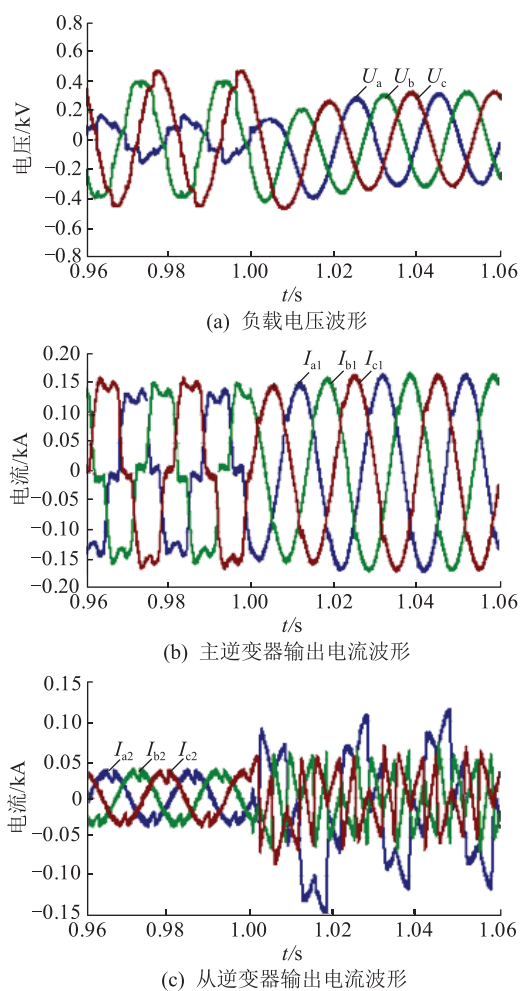


图10 非线性不平衡负载下主从逆变器输出波形
Fig.10 The output waveform of the master-slave inverter under nonlinear and unbalanced load

4 结论

文中分析非线性不平衡混合负载造成逆变器输出侧电压质量下降的原因后,提出一种主从控制

的多逆变器并联系统输出侧电压质量改善策略,并得出以下结论:

(1) 流入主逆变器中的谐波电流、负序以及零序电流是造成主逆变器输出电压畸变和不平衡的主要原因;

(2) 通过控制从逆变器,降低主逆变器中的负序、零序以及谐波电流,有效抑制了主逆变器输出侧电压的畸变和不平衡。

文中控制策略可以应用于微电网示范工程中的母线电能质量治理,替代有源电力滤波器。未来的研究方向可以将无功补偿、谐波治理和不平衡治理集成在1台逆变器中,实现电能质量的综合治理,减少额外的电能质量治理装置。

参考文献:

[1] 晁凯云,苗世洪,刘子文. 基于虚拟同步电机控制的微电网稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制,2019,47(3):15-22.
CHAO Kaiyun, MIAO Shihong, LIU Ziwen, et al. Stability analysis of microgrid based on virtual synchronous generator control [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(3): 15-22.

[2] 任庭昊,代启琛,郝新翔,等. 低压微电网逆变器并联系统控制策略研究[J]. 智慧电力,2019,47(6):34-39,55.
REN Tinghao, DAI Qican, HAO Xinxiang, et al. Control strategy of low voltage microgrid inverter parallel system [J]. Smart Power, 2019, 47(6): 34-39, 55.

[3] 杨青峰. 基于VSG的混合储能系统能量管理控制策略研究[J]. 智慧电力,2019,47(7):51-55.
YANG Qingfeng. Energy management control strategy of hybrid energy storage system based on VSG [J]. Smart Power, 2019, 47(7): 51-55.

[4] 康慨,邓少平,张超,等. 含直流馈线分区优化的交直流混合微电网规划[J]. 智慧电力,2019,47(10):22-30.
KANG Kai, DENG Shaoping, ZHANG Chao, et al. AC/DC hybrid microgrid planning with optimal placement of DC feeders [J]. Smart Power, 2019, 47(10): 22-30.

[5] 邓诗蕾,王明渝. 直流微电网潮流控制器与分布式储能协同控制策略[J]. 电力系统保护与控制,2018,46(24):46-52.
DENG Shilei, WANG Mingyu. Cooperative control strategy of DC microgrid power flow controller and distributed energy storage system [J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(24): 46-52.

[6] 李小叶,李永丽,张玮亚,等. 基于多功能并网逆变器的电能质量控制策略[J]. 电网技术,2015,39(2):556-562.
LI Xiaoye, LI Yongli, ZHANG Weiya, et al. A power quality control strategy based on multi-functional grid-connected inverter [J]. Power System Technology, 2015, 39(2): 556-562.

[7] 蒋玮,陈武,胡仁杰. 基于超级电容器储能的微网统一电能质量调节器[J]. 电力自动化设备,2014,34(1):85-90.
JIANG Wei, CHEN Wu, HU Renjie. United power quality conditioner based on super-capacitor for microgrid [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(1): 85-90.

- [8] JENSEN U B, ENJETI P N, BLAABJERG F. A new space vector based control method for ups systems powering nonlinear and unbalanced loads [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(6): 1864-1870.
- [9] 彭力, 白丹, 康勇, 等. 三相逆变器不平衡抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 174-178.
PENG Li, BAI Dan, KANG Yong, et al. Research on three-phase inverter with unbalanced load [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 174-178.
- [10] JEONG C Y, CHO J G, KANG Y. A 100 kV · A power conditioner for three-phase four-wire emergency generators [C]//IEEE PESC'98. Fukuoka, Japan, 1998.
- [11] DIPANKAR D, VENKATARA M. A proportional+ multiresonant controller for three-phase four-wire high-frequency link inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(4): 899-906.
- [12] 霍群海, 孔力, 唐西胜. 微源逆变器不平衡非线性混合负载的控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 10-15.
HUO Qunhai, KONG Li, TANG Xisheng. Control strategy for unbalanced and nonlinear mixed load of micro-source inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(15): 10-15.
- [13] LIM K, CHOI J, JANG J. P+ multiple resonant control for output voltage regulation of microgrid with unbalanced and nonlinear loads [C]//2014 International Power Electronics Conference. Hiroshima, Japan, 2014.
- [14] HAMZEH M, KARIMI H, MOKHTARIH. Harmonic and negative-sequence current control in an islanded multi-bus MV microgrid [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(1): 167-176.
- [15] 石荣亮, 张兴, 刘芳, 等. 不平衡与非线性混合负载下的虚拟同步发电机控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(22): 6086-6095.
SHI Rongliang, ZHANG Xing, LIU Fang, et al. A control strategy for unbalanced and nonlinear mixed loads of virtual synchronous generators [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(22): 6086-6095.
- [16] ZHONG Q C, ZENG Y. Can the output impedance of an inverter be designed capacitive? [C]//Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2012.
- [17] HASSAN M, AHMED S, MARTIN J. Harmonic power sharing with voltage distortion compensation of droop controlled islanded microgrids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(5): 5335-5347.
- [18] ZHONG Q C, BLAABJERG F, GUERRERO J, et al. Reduction of voltage harmonics for parallel-operated inverters equipped with a robust droop controller [C]//IEEE Energy Conversion and Exposition (ECCE)-Phoenix. AZ, USA, 2011.

作者简介:



李彪

李彪(1981),男,学士,工程师,从事风电场运营管理相关工作(E-mail: lbzb01@163.com);

菅永(1980),男,学士,高级工程师,从事继电保护、项目管理、微电网技术相关工作;

曹雪源(1987),女,硕士,助理工程师,从事微电网、热动、暖通相关工作。

Strategy for improving voltage quality of microgrid based on master-slave control

LI Biao¹, JIAN Yong², CAO Xueyuan¹, LIAN Bo³, GAO Chao³

(1. CECEP (Inner Mongolia) Wind Power Corporation Co., Ltd., Ulanqab 012000, China;

2. Inner Mongolia Fengchangyuan New Energy Development Co., Ltd., Ulanqab 012000, China;

3. Inner Mongolia Electric Power Survey & Design Institute Co., Ltd., Hohhot 010000, China)

Abstract: To solve the problem of voltage distortion and unbalance caused by non-linear and unbalanced load, several inverters connected in parallel to micro-grid bus are used to control the bus quality. Taking a single inverter as an example, the causes of the output voltage quality degradation caused by the nonlinear unbalanced mixed load are analyzed. A master-slave control strategy is proposed, in which the master inverter acts as the voltage source and the slave inverter acts as the current source. The remaining available capacity of the slave inverter is used to compensate the harmonic and negative sequence current of the load, while the fundamental current and zero sequence current of the load are shared by the master-slave inverter. The control strategy effectively reduces the distortion rate and unbalance degree of the output voltage of the inverter, and embeds the power quality control function into the slave inverter, which avoids adding additional power quality control devices and reduces the system cost. Finally, the effectiveness and feasibility of the proposed control strategy are verified by building a simulation model in PSCAD environment.

Keywords: microgrid; nonlinear and unbalanced load; master-slave control; voltage harmonics and unbalance; power quality control

(编辑 方晶)