# 具有谐波治理功能的虚拟谐波电阻型储能逆变器控制策略

曾 江,冯健磊,陈书樑,熊陶君,陈伟国,刘洪伟 (华南理工大学 电力学院,广东 广州 510640)

**摘要**:传统的储能逆变器在进行谐波治理时只能补偿指定的非线性负载产生的谐波电流,无法降低电网中原 有的谐波含量。为此,分析了并联电阻对并网点处谐波电压以及系统谐振的抑制作用,提出了虚拟谐波电阻 型储能逆变器的控制策略。对于基波而言,储能逆变器仍能实现正常充放电功能;对于谐波而言,控制储能 逆变器输出与谐波电压幅值成比例、相位相反的谐波电流,此时逆变器相当于一个虚拟谐波电阻,可以吸收 谐波功率并抑制并网点处谐波电压。在考虑谐振的情况下采用扰动观察法自动调节虚拟谐波电导值,使得 储能逆变器最大化吸收谐波功率。仿真和实验结果表明,虚拟谐波电阻型储能逆变器能在正常充放电的同 时实现良好的谐波治理功能。

关键词:储能逆变器;虚拟谐波电阻;谐波治理;谐振抑制;控制策略

中图分类号:TM 761;TM 464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202205007

### 0 引言

随着世界各国大力推进可再生能源的发展,以 风电、光伏为代表的新能源发电在电力能源中的占 比越来越大,但同时也带来了一系列的挑战,如谐波 污染、电力调峰问题等<sup>[1-2]</sup>。储能系统具有响应速度 快、充放电速率快等特点,能够解决新能源发电单元 的功率不确定性以及负荷变化随机性的问题,是大 规模新能源发电接入电网的重要一环<sup>[3-5]</sup>。目前,对 于储能逆变器的开发主要集中在实现基波功率的快 速充放电以及有功功率和无功功率之间的协调,而 关于其参与谐波和三相不平衡治理的研究仍较少。 储能系统在调节微电网功率时通常有较大的冗余容 量,甚至长时间处于闲置状态,因此可以对储能系统 实施多目标控制,开发其电能质量治理功能<sup>[6-7]</sup>。

考虑到储能逆变器与有源滤波器具有相同的拓扑结构和控制方法,有学者提出设计具有有源滤波功能的储能逆变器,并形成了一定的研究成果。文献[8-9]优化了并网逆变器的无功补偿功能,提出了具有良好经济性的电压控制策略;文献[10]建立了一种多重同步参考系,能使储能逆变器快速、准确地产生谐波补偿电流,使得输出电流中的谐波分量与非线性负载电流中的谐波分量相互抵消,达到抑制谐波的效果;文献[11-12]提出了能同时补偿谐波、无功和不平衡电流的并网逆变器,可实现对并网点PCC(Point of Common Coupling)处电能质量的综合

收稿日期:2021-12-10;修回日期:2022-03-11 在线出版日期:2022-04-08

基金项目:广东省基础与应用基础研究基金资助项目 (2021A1515012616)

Project supported by the Basic and Applied Basic Research Foundation of Guangdong Province(2021A1515012616) 治理。上述方法只能补偿指定的非线性负载产生的 谐波电流,且当非线性负载不工作时,储能逆变器的 谐波补偿能力被闲置,利用率较低;另外需要在非线 性负载附近安装额外的电流互感器,这将增加谐波 补偿的生产成本。

针对已有研究中的不足,本文首先分析了并联 电阻对 PCC 处谐波电压和并联谐振的抑制作用,进 而提出了虚拟谐波电阻型储能逆变器的控制策略, 使储能逆变器能在正常充放电的同时充当一个虚拟 谐波电阻,以吸收谐波功率和抑制 PCC 处的电压畸 变率。为了提高储能逆变器在参与谐波治理时获得 的收益,在考虑谐振的情况下采用扰动观察法自动 调节虚拟谐波电导值,使得储能逆变器最大化吸收 谐波功率。仿真和实验结果验证了所提控制策略的 有效性。

## 1 储能系统结构

储能逆变器的拓扑结构及系统的总体架构如图 1所示。图中: $u_{de}$ 为直流侧电压; $i_{gabe}$ 、 $u_{gabe}$ 分别为三 相并网电流(取并网电流的正方向为从逆变器流向 PCC)、PCC处三相电压; $e_{sabe}$ 为电网等效三相电压;  $C_{d1}$ 、 $C_{d2}$ 为直流侧电容; $L_1$ 、 $L_2$ 分别为逆变侧、电网侧 电感;C为滤波电容; $R_c$ 为滤波电容的串联电阻,用 于抑制 LCL滤波器的谐振峰; $L_s$ 为电网等效电感;  $i_{gabe}(t)、u_{gabe}(t)分别为t时刻三相并网电流、PCC处电$  $压的瞬时值;<math>i_{gabe}(n)$ 、 $u_{gabe}(n)$ 分别为三相并网电流、 PCC处电压经过模数转换器 ADC(Analog-to-Digital Converter)后采样点n处的值; $U_{gh}$ 、 $I_{gh}$ 分别为快速傅 里叶变换FFT(Fast Fourier Transform)后h次谐波电 压相量、谐波电流相量。

储能系统由直流电源、逆变器、LCL滤波器和配 电系统组成,配电系统包括电网、大量的线性和非线





Fig.1 Topological structure of energy storage inverter and overall architecture of system

性负载以及新能源发电设备。控制系统由 ADC、 FFT 和谐波抑制装置组成。

### 2 虚拟谐波电阻型储能逆变器的控制策略

本文所提虚拟谐波电阻型储能逆变器的控制策 略可以使储能逆变器在实现正常充放电的同时兼顾 谐波治理功能,其控制原理的具体介绍如下。

#### 2.1 并联电阻对谐波的抑制作用分析

首先,以一个容性负载下的简单电力系统为例 分析并联电阻对谐波电压和并联谐振的抑制作用, 其谐波等效电路如图2所示。图中:*C*<sub>load</sub>为容性负载 的等效电容;*i*<sub>h</sub>为包括电网背景谐波电流以及非线 性负载谐波电流的*h*次等效谐波电流源;*R*为等效并 联电阻;*u*<sub>sh</sub>为PCC处的*h*次谐波电压。对于感性和 阻性负载的分析较为简单且其结论与容性负载类 似,故本文不再赘述。



图2 容性负载下系统的谐波等效电路

Fig.2 Harmonic equivalent circuit of system with capacitive load

1)并联电阻对谐波电压的抑制作用。

根据图 2 可得 PCC 处 h 次谐波电压的有效值  $U_{sh}$ 为:

$$U_{gh} = \frac{I_h}{\sqrt{G^2 + B_h^2}} < \frac{I_h}{B_h} \tag{1}$$

式中:G=1/R; $B_h=\omega_h C_{load}-1/(\omega_h L_s)$ , $\omega_h$ 为h次谐波角 频率; $I_h$ 为h次谐波电流的有效值。

可见在电网和负载不变的情况下,加入并联电 阻后 PCC 处谐波电压相比加入并联电阻前减小,且 并联电阻越小,谐波电压的抑制效果越好。

2)并联电阻对并联谐振的抑制作用。

设 $\omega_0 = 1/\sqrt{L_s C_{load}}$ ,则 $L_s 与 C_{load}$ 在角频率 $\omega_0$ 处构 成谐振,此时 $L_s 与 C_{load}$ 并联部分相当于开路。设Q为并联谐振电路的品质因数,其表达式如式(2)所 示。根据电路原理可知,流过 $L_s 与 C_{load}$ 的谐振电流 幅值为谐波电流源 $i_h$ 的Q倍<sup>[13]</sup>,且并联电阻R越大, 谐振电流幅值越大。

$$Q = R \sqrt{C_{\text{load}}/L_{\text{s}}} \tag{2}$$

一般而言,在仅考虑电网等效阻抗中电阻分量 以及负载自身电阻的情况下,等效并联电阻R可能 会很大,导致品质因数Q较大,从而会在电感和电容 支路中产生过电流,严重时会危害设备安全和系统 正常运行。但若能在PCC处主动并联电阻,降低Q 值,进而限制谐振电流幅值,则并联谐振的危害将会 得到有效抑制。

综上所述,在PCC处接入电阻不仅能有效抑制 PCC处的电压畸变,还能抑制电力系统的谐振,且并 联电阻值越小,抑制效果越好。但从节约能源的角 度出发,希望能够无需消耗电阻产生的功率也能达 到抑制谐波的效果。为此,本文提出了虚拟谐波电 阻型储能逆变器的控制策略,对于各次谐波而言,控 制储能逆变器产生与对应谐波电压幅值成比例、相 位相反的谐波电流,使得储能逆变器能被等效为一 个虚拟谐波电阻,吸收系统的谐波能量,并将其储存 至储能设备中或以基波功率的形式送回电网,这样 既不消耗功率又能抑制谐波电压和并联谐振。

#### 2.2 基于FFT的谐波正负序分量检测方法

由于电网电压不对称,各次谐波电压均含有正 序、零序、负序3种分量,且储能逆变器是三相三线 制拓扑,无法输出零序分量,因此只需对各次谐波的 正序、负序分量进行检测和控制。

本文采用基于FFT的正负序分量检测方法<sup>[14]</sup>获 得各次谐波正序、负序分量的*d*、*q*轴分量。以测量 PCC处谐波电压为例进行说明,首先对*α*β坐标系下 的电压信号进行FFT,获得*α*、β轴上全部谐波电压 的实部和虚部分量,然后根据式(3)计算得到*h*次谐 波电压正序、负序分量的*d*、*q*轴分量。

$$\begin{cases} u_{gd(1),h} = 0.5(u_{g\alpha\_real,h} - u_{g\beta\_imag,h}) \\ u_{gg(1),h} = 0.5(u_{g\beta\_real,h} + u_{g\alpha\_imag,h}) \\ u_{gd(2),h} = 0.5(u_{g\alpha\_real,h} + u_{g\beta\_imag,h}) \\ u_{gg(2),h} = 0.5(u_{g\beta\_real,h} - u_{g\alpha\_imag,h}) \end{cases}$$
(3)

式中:下标(1)、(2)分别表示正序、负序分量;下标d、q分别表示d、q轴分量;下标 $\alpha$ \_real、 $\alpha$ \_imag和 $\beta$ \_real、  $\beta$ \_imag分别表示 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴上的实部、虚部分量。

为了尽量降低控制器的计算量,在FFT后只需 提取需要治理的特定次谐波的正序或负序分量,例 如:若只启动5次谐波负序分量的治理,则只需计算  $u_{gd(2),5}, u_{gg(2),5}即可。$ 

### 2.3 虚拟谐波电阻型储能逆变器控制策略

虚拟谐波电阻型储能逆变器的控制策略框图见 附录A图A1。基波采用双环控制,将交流电流作为 内环控制量,h次谐波电流控制环节的比例-积分 PI(Proportional Integral)参数设计过程见附录B。外 环根据调度需求使逆变器工作于恒功率充放电模 式,充电状态下当储能电源的电压较高时转换为恒 压充电模式。

对各次谐波采用分次虚拟谐波电阻控制策略, 对经 Clarke 变换后的交流电压、电流信号进行 FFT, 分别得到 $\alpha$ 、 $\beta$ 轴上的实部和虚部分量,然后根据式 (3)提取各次谐波电压、电流在 dq坐标系下的正负 序分量  $U_{gdq(i),h}$ 、 $I_{gdq(i),h}$ (i=1,2)。将 $U_{gdq(i),h}$ 乘以虚拟谐 波电导  $K_h$ 的相反数(即- $K_h$ )作为对应的指令电流  $I_{gdq(i),h}$ ,将 $I_{gdq(i),h}$ 与谐波电流实际值 $I_{gdq(i),h}$ 送入PI控制 器中进行谐波电流控制,最后结合h次谐波相位 $\omega_h t$ 进行 Park 反变换,将各次谐波控制量和基波控制量 叠加后通过空间矢量脉宽调制 SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation)生成逆变器的控制信 号,如此便可生成与h次谐波电压相位相反、幅值相 差 $K_h$ 倍的h次谐波电流。此时,逆变器相当于一个 大小为 $R_h(R_h=1/K_h)$ 的虚拟谐波电阻,用于吸收电网 中的h次谐波功率,达到降低谐波电压的目的。

#### 2.4 虚拟谐波电导的取值分析

虽然虚拟谐波电阻值越小,对PCC处谐波电压 的抑制效果越好,但是此时储能逆变器吸收的谐波 功率可能达不到最大值,即无法使得储能逆变器在 谐波治理过程中获得最大的收益。因此,有必要选 取一个合适的*R*,值,使储能逆变器最大化吸收谐波 功率。

将储能系统以外的电路看作一个整体,则系统 谐波等效电路如图3所示。图中: $Z'_{sh}=R'_{s}+jX'_{sh}$ 为系 统的h次谐波等效阻抗, $R'_{s}$ 、 $X'_{sh}$ 分别为系统的等效 电阻、h次谐波等效电抗。根据电路原理可知,对于 各次谐波而言,有且仅有一个电阻值 $R_{\text{pmax},h}$ ,使得当  $K_{h}=1/R_{\text{pmax},h}$ 时储能逆变器吸收的谐波功率最大,该 电阻值即为 $Z'_{sh}$ 的模值 $|Z'_{sh}|$ ,如式(4)所示。

$$R_{\text{pmax},h} = |Z'_{\text{sh}}| = \sqrt{(R'_{\text{s}})^2 + (X'_{\text{sh}})^2}$$
(4)



#### 图3 系统谐波等效电路

#### Fig.3 Harmonic equivalent circuit of system

综上所述,虚拟谐波电阻吸收的谐波功率 $P_h$ 是 一条关于 $K_h$ 的单峰曲线,故可采用扰动观察法自动 调节 $K_h$ 的取值。基于扰动观察法的 $K_h$ 取值自动调 节流程图见附录C图C1。该方法由 $P_h$ 的变化方向 和上一时刻 $K_h$ 的变化方向共同决定下一时刻 $K_h$ 的 变化方向,即若对 $K_h$ 施加扰动后 $P_h$ 增大,则说明该 扰动能够提高虚拟谐波电阻吸收的谐波功率,下一 时刻继续对 $K_h$ 施加相同方向的扰动;否则,下一时 刻对 $K_h$ 施加相反方向的扰动。最终 $K_h$ 会稳定在最 优解  $1/R_{pmax,h}$ 附近波动,波动幅度受扰动步长 $|\Delta K_h|$ 的影响。

考虑到在容性负载下谐振角频率 $\omega_0$ 附近的 $h_0$ 次谐波等效阻抗模值  $|Z'_{sh_0}|$ 可能很大,由扰动观察法可知 $K_{h_0}$ 将不断减小,在此过程中流入储能逆变器的谐波电流 $i_{sh_0}$ 几乎不变,而谐振电压幅值 $U_{sh_0}$ 不断上升, $P_{h_0}$ 不断增大。过大的 $U_{sh_0}$ 会影响设备的安全运行,过大的 $P_{h_0}$ 会占用充放电容量,为此本文在 $K_h$ 的调节过程中加入谐波电压限制环节,即在不超越电流限值的前提下,当h次谐波电压幅值 $U_{sh}$ 高于限值 $U_{sh_0}$ imit 时持续增大 $K_h$ ,直到 $U_{sh}$ 低于 $U_{sh_0}$ imit,达到限制谐振电压和谐波功率的目的。

在储能逆变器容量充足且不考虑谐振的情况下,若忽略电网等效阻抗中的电阻分量,则 $R_{\text{pmax},h}$ = $|X'_{sh}|$ 。此时若按照扰动观察法调节 $K_h$ =1/ $R_{\text{pmax},h}$ ,则根据计算分析可知,PCC处谐波电压将降低为原来的 $\sqrt{1/2}$ ,即70.7%左右,而在实际应用中因为电阻分量的存在,其对谐波电压的抑制效果会更好。

#### 3 仿真和实验结果

#### 3.1 仿真结果

## 3.1.1 正常情况下的谐波功率最大化

在MATLAB中搭建图1所示储能系统的仿真模型,对本文所提基于虚拟谐波电阻抑制谐波电压和 谐波功率的控制策略进行验证。其中电网仅含有基 波正序电压,非线性负载为三相不可控整流器带阻 感负载,仿真参数如附录C表C1所示。另外设置 各谐波电压限值U<sub>sh limit</sub>=12 V,在仿真中U<sub>sh</sub>将一直 低于 Ugh\_limit °

PCC处电压和储能逆变器的并网电流曲线见附录C图C2,储能逆变器处于充电状态,功率因数约为1。1s后启动5、7、11、13次谐波抑制功能,开始采用虚拟谐波电阻吸收谐波电流。PCC处电压的频谱如图4所示。由图可知,启动谐波抑制功能后5、7、11、13次谐波电压含量分别下降为启动谐波抑制功能前的56.5%、66.7%、68.9%、75.4%,总谐波电压畸变率由2.28%降至2.12%,可见本文所提控制策略具有良好的谐波电压抑制效果。



图4 PCC处电压的频谱

Fig.4 Spectrum of voltage at PCC

储能逆变器吸收的各次谐波功率以及虚拟谐波 电导 $K_h$ 的变化曲线如图 5 所示。图中 $K_h$ 以每 0.1 s 的扰动周期进行调节,5、7次谐波电导的扰动步长  $|\Delta K_h|$ 为 0.05 S,11、13次谐波电导的扰动步长 $|\Delta K_h|$ 为 0.02 S。在扰动观察法的作用下,各次虚拟谐波 电导最终在稳定值附近波动,吸收的各次谐波功率 也达到最大值。





virtual harmonic conductance

## 3.1.2 并联谐振下的谐波抑制

将图1中的非线性负载用并联电容代替,并增加并联谐波电流源,以验证在并联谐振下本文所提控制策略对谐波的抑制作用。其中并联电容值为 1.764 mF,电容器的等效串联电阻为0.3 Ω,其将与 电网等效电感构成5次谐波谐振,谐波电流源输出 幅值为20A的5次谐波电流。

并联电容的电流波形和PCC处的电压波形分别如附录C图C3和图C4所示,PCC处5次谐波电压幅值和5次虚拟谐波电导 $K_s$ 的变化曲线如图6所示。

由图可知:在2s时投入谐波抑制功能后,由于5次 谐波电压幅值 $U_{g5} < U_{g5,limit}$ ,在扰动观察法的作用下 $K_5$ 不断减小, $U_{g5}$ 不断增大,最终 $U_{g5}$ 被限制在 $U_{g5,limit}$ 附 近上下波动;相较于启动谐波抑制功能前,启动谐波 抑制功能后 PCC处5次谐波电压幅值从36.48 V降 至12.14 V,总谐波电压畸变率从11.27%降至3.78%, 流过并联电容的5次谐波电流幅值从47.34 A下降 至16.39 A。可见,本文所提基于虚拟谐波电阻的控 制策略能有效降低并联谐振的危害。



图 6 5次谐波电压幅值和虚拟谐波电导的变化曲线 Fig.6 Variation curves of 5th harmonic voltage amplitude and virtual harmonic conductance

### 3.2 实验结果

搭建如附录C图C5所示的蓄电池充放电实验 平台以验证本文所提控制策略,其主要包括铅酸蓄 电池组、储能逆变器、示波器、外部采样调理电路等。 本文采用56节型号为NP80-12的蓄电池串接组装安 放在蓄电池柜内,储能逆变器参数与仿真参数一致。 由于实验条件的限制,只在电网正常运行的条件下, 使储能逆变器实现充电的同时对5、7、11、13次谐波 进行治理,且没有采用扰动观察法调整*K*<sub>h</sub>,而是将 *K*<sub>h</sub>设为定值1S。

启动谐波抑制功能前、后的实验波形和谐波有效值分别如图7和附录C图C6所示。由图可知,相较于启动谐波抑制功能前,启动谐波治理功能后





Fig.7 Experimental waveforms before and after enabling harmonic suppression function

PCC处各次谐波电压的有效值均明显减小,总谐波 畸变率从1.73%降至1.53%,基本达到了抑制PCC 处谐波电压的目的,验证了本文所提控制策略的有 效性。

## 4 结论

本文提出了一种具有谐波治理功能的虚拟谐波 电阻型储能逆变器,基于仿真和实验结果可得如下 结论:

1)在储能逆变器实现正常充放电功能的基础 上,在各次谐波下控制逆变器为虚拟谐波电阻,用于 吸收谐波能量并将其储存在储能电源中或以基波功 率的形式送回电网,同时达到抑制 PCC 处谐波电压 和系统并联谐振的目的;

2)无需额外的电流传感器来测量非线性负载的 电流,在降低了成本的同时,也便于储能逆变器安装 地点的灵活调整,具有良好的实用价值;

3)在考虑谐振的情况下采用扰动观察法自动调 节虚拟谐波电导值,使得储能逆变器最大化吸收 谐波功率,同时将对应次谐波电压幅值降低30% 左右。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

#### 参考文献:

[1]李宏仲,吕梦琳,胡列翔,等.考虑广义储能的微电网联合规划
 [J].电力自动化设备,2020,40(7):149-160.
 LI Hongzhong,LÜ Menglin,HU Liexiang, et al. Joint planning

of microgrid considering generalized energy storage [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(7):149-160.

 [2] 刘海涛,许伦,郝思鹏,等. 基于配电网分区的分布式混合储能 优化方法[J]. 电力自动化设备,2020,40(5):137-145.
 LIU Haitao,XU Lun,HAO Sipeng, et al. Optimization method of distributed hybrid energy storage based on distribution network partition[J]. Electric Power Automation Equipment,2020, 40(5):137-145.

- [3] 李秀磊,耿光飞,季玉琦,等.含分布式电源的配电网中电池储 能系统运行策略[J].电力自动化设备,2017,37(11):59-65.
   LI Xiulei, GENG Guangfei, JI Yuqi, et al. Operation strategy of battery energy storage system in distribution network with distributed generation[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(11):59-65.
- [4] 杨少帅,罗萍萍.带混合储能的光伏并网系统功率协调控制策略研究[J].现代电力,2019,36(1):37-44.
   YANG Shaoshuai,LUO Pingping. Research on power coordination control strategy of photovoltaic grid-connected system with hybrid energy storage[J]. Modern Electric Power, 2019, 36(1):37-44.
- [5]任凯,蒋玮,杨波,等.用于平抑间歇性负荷的混合储能系统优化分频定容技术[J].电力自动化设备,2021,41(7):81-87.
   REN Kai, JIANG Wei, YANG Bo, et al. Optimal frequency division and capacity determination technology of hybrid energy storage system for suppressing intermittent load [J]. Electric Power Automation Equipment,2021,41(7):81-87.
- [6] 李建林,袁晓冬,郁正纲,等.利用储能系统提升电网电能质量

研究综述[J]. 电力系统自动化,2019,43(8):15-24.

LI Jianlin, YUAN Xiaodong, YU Zhenggang, et al. Comments on power quality enhancement research for power grid by energy storage system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(8):15-24.

[7]余中平,关洪浩,孟高军,等.基于多功能储能变流器的微电网 电能质量综合补偿策略[J].电力电容器与无功补偿,2021,42 (3):157-163.

YU Zhongping, GUAN Honghao, MENG Gaojun, et al. Comprehensive compensation strategy on power quality for microgrid based on multi-function energy storage converter[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2021, 42(3):157-163.

- [8]高鹏程,王蕾,李立生,等.基于光伏逆变器调节的配电网电压 控制策略[J].电力自动化设备,2019,39(4):190-196.
   GAO Pengcheng, WANG Lei, LI Lisheng, et al. Voltage control strategy based on adjustment of PV inverters in distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(4):190-196.
- [9] 符杨,孟祥浩,苏向敬,等.考虑逆变器无功支撑和三相选择的 不平衡主动配电网电动汽车有序充电控制[J].电力自动化设 备,2020,40(12):1-12.
   FU Yang, MENG Xianghao, SU Xiangjing, et al. Coordinated charging control of PEV considering inverter's reactive power support and three phase switching in unbalanced active distribution networks[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020,40(12):1-12.
- [10] UZ-LOGOGLU E,SALOR O,ERMIS M. Online characterization of interharmonics and harmonics of AC electric arc furnaces by multiple synchronous reference frame analysis[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(3):2673-2683.
- [11] 程冲,曾正,汤胜清,等.复合功能并网逆变器的线性最优控制
  [J].电力自动化设备,2016,36(1):135-142.
  CHENG Chong,ZENG Zheng,TANG Shengqing, et al. Linear optimal control of multi-functional grid-connected inverter[J].
  Electric Power Automation Equipment,2016,36(1):135-142.
- [12] 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.
- [13] 朴政国,户永杰,郭裕祺. 一种基于并联谐振的高频隔离型并 网逆变器[J]. 电工技术学报,2018,33(2):322-330.
  PIAO Zhengguo, HU Yongjie, GUO Yuqi. High-frequency isolated grid-connected inverter based on parallel resonance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(2): 322-330.

 [14] 杨清波.兼具电能质量控制的铅酸蓄电池储能系统研究[D]. 广州:华南理工大学,2018.
 YANG Qingbo. Study on lead-acid battery energy storage system with power quality control[D]. Guangzhou: South China University of Technology,2018.

#### 作者简介:



曾 江(1972—),男,副教授,博士,主
 要研究方向为配电网自动化、电能质量分析
 与控制(E-mail:zengxy@scut.edu.cn);

冯健磊(1997—),男,硕士研究生,通 信作者,主要研究方向为电能质量分析与控 制(**E-mail**:903734040@qq.com)。

曾 江

(编辑 陆丹)

# Control strategy of virtual harmonic resistance-type energy storage inverter with harmonic governance function

ZENG Jiang, FENG Jianlei, CHEN Shuliang, XIONG Taojun, CHEN Weiguo, LIU Qiwei

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: The traditional energy storage inverter can only compensate the harmonic current generated by the specified nonlinear load, but cannot reduce the original harmonic content of the power grid. Therefore, the suppression effect of parallel resistance on harmonic voltage at the PCC (Point of Common Coupling) and system resonance is analyzed, and the control strategy of virtual harmonic resistance-type energy storage inverter is proposed. For fundamental wave, the energy storage inverter can still achieve normal charging and discharging function. For harmonics, the energy storage inverter is controlled to output harmonic current, whose magnitude is proportional to the magnitude of harmonic voltage and whose phase is opposite to that of harmonic power and suppress harmonic voltage at the PCC. Considering the resonance, the perturbation and observation method is used to adjust the virtual harmonic conductance automatically so that the energy storage inverter can absorb the maximum harmonic power. The simulative and experimental results show that the virtual harmonic resistance-type energy storage inverter can realize good harmonic governance function while charging and discharging normally.

**Key words**: energy storage inverter; virtual harmonic resistance; harmonic governance; harmonic suppression; control strategy

(上接第69页 continued from page 69)

# Probabilistic power flow calculation of distribution network with multiple wind farms based on Gaussian mixture random model

WANG Shixing<sup>1</sup>, CHEN Shuheng<sup>1</sup>, LIU Qunying<sup>2</sup>, HAN Yang<sup>1</sup>, CHEN Zhe<sup>3</sup>, HU Weihao<sup>1</sup>

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, University of Electronic Science and Technology of China,

Chengdu 611731, China; 2. School of Automation Engineering,

University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China;

3. Department of Energy Technology, Aalborg University, Aalborg 9220, Danmark)

Abstract: The power flow analysis of power system is significantly affected by the randomness of wind speed and the correlation between wind farms. An improved probabilistic power flow calculation method is proposed considering the randomness of wind speed and the correlation between multiple wind farms. Based on the actual output sample data of multiple wind farms, *k*-means algorithm is used to determine the number of parameters of Gaussian mixture model, and the data selection process is used to improve Gaussian mixture model for improving the accuracy of joint distribution model. A three-point estimation method based on Nataf evaluation transformation is introduced for sampling of the built probabilistic distribution model, and the sampling data and power flow balance equations of power system are combined to realize probabilistic power flow calculation. The case results of IEEE 18-bus system show that the proposed method has high calculation precision and efficiency.

**Key words**: Gaussian mixture model; *k*-means algorithm; Nataf transformation; three-point estimation method; probabilistic power flow

# 附录 A



图 A1 虚拟谐波电阻型储能逆变器的控制策略框图 Fig.A1 Block diagram of virtual harmonic resistance-type energy storage inverter's control strategy

# 附录 B: h 次谐波电流控制环节中的 PI 参数设计过程

首先对 LCL 滤波器进行数学建模。LCL 滤波器在低频段的幅频特性与 L 滤波器几乎相同,因此在建模时 忽略滤波电容的影响,将 LCL 滤波器等效为 L 滤波器,并令 *L*=*L*<sub>1</sub>+*L*<sub>2</sub>。等效 L 型滤波器的数学模型为:

$$L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{i}_{\mathrm{gdq}} = (-R + \mathrm{j}\omega_h L)\boldsymbol{i}_{\mathrm{gdq}} + \boldsymbol{u}_{\mathrm{idq}} - \boldsymbol{u}_{\mathrm{gdq}}$$
(B1)

式中:  $i_{gdq} = i_{gd} + ji_{gq}$ 为输出电流的 dq 轴分量;  $u_{idq} = u_{id} + ju_{iq}$ 为逆变桥侧电压的 dq 轴分量;  $u_{gdq} = u_{gd} + ju_{gq}$ 为并网侧电压的 dq 轴分量;  $\omega_h$ 为角频率; R为计及线路电阻、电感电阻等的等效电阻总和。

根据式(B1)设计采用前馈解耦的 PI 控制器,其控制方程为:

$$\boldsymbol{u}_{dq} = \left(k_{p} + \frac{k_{i}}{s}\right)(\boldsymbol{i}_{gdq}^{*} - \boldsymbol{i}_{gdq}) - j\omega_{h}L\boldsymbol{i}_{gdq} + \boldsymbol{u}_{gdq}$$
(B2)

式中:  $u_{dq} = u_d + ju_q$ 为 PI 控制器的输出信号;  $k_p$ 、 $k_i$ 为 PI 控制系数;  $i_{gdq}^*$ 为输出电流参考值的 dq 轴分量。其 控制框图如图 B1 所示。



Fig.B1 Control block diagram of hth harmonic current

根据图 B1,并考虑采样延时以及 PWM 作用延时,则 h 次谐波电流的简化控制框图如图 B2 所示。图中: *T*<sub>d</sub>为延时时间常数,一般取为开关周期的 1.5 倍,包括采样延时 1 个周期和 PWM 作用延时的 0.5 个周期; *K*<sub>pwm</sub> 为 PWM 变换器的增益。



图 B2 h 次谐波电流的简化控制框图 Fig.B2 Simplified control block diagram of hth harmonic current

开环传递函数为:

$$G_{\rm oc}(s) = \frac{K_{\rm pwm}(k_{\rm p}s + k_{\rm i})}{s(T_{\rm d}s + 1)(Ls + R)}$$
(B3)

在本文中内环是为了获得较快的响应速度,故采用典型 I 型系统设计方法,以 PI 调节器的零点抵消掉被 控对象的极点,即 k<sub>p</sub>/k<sub>i</sub>=L/R。校正后,电流内环的开环传递函数为:

$$G_{\rm oc}(s) = \frac{K_{\rm pwm}k_{\rm p}}{Ls(T_{\rm d}s+1)}$$
(B4)

该系统为典型的二阶系统,选取阻尼比ζ=0.707,代入相关参数则可得到相关的 PI 参数。



Fig.C1 Flowchart of automatic adjustment of  $K_h$  based on perturbation and observation method

表 C1 储能系统的仿真参数

Table C1 Simulation parameters of energy storage system							
逆变器参数	取值	系统参数	取值				
额定功率	10 kW	电网等效电阻	0.01 Ω				
直流侧电容	125 µF	电网等效电感	0.23 mH				
逆变侧滤波电感	0.74 mH	电网基波电压	311 V				
网侧滤波电感	55 μΗ	负载电阻	20 Ω				
滤波电容	6.6 µF	负载电感	3 mH				
滤波电容串联电阻	0.5 Ω						







Fig.C3 Current of shunt capacitance before and after harmonic suppression









(a)实验平台
 (b)储能逆变器结构
 图 C5 蓄电池充放电实验平台
 Fig.C5 Experiment platform of battery charging and discharging

<u>**</u> *	SYS	TEM VIEW	TIME F	LOT VEVENT			
CH1,2,3 3P4W 300V 100A AC	CH 4  300V	500A PLL: U1	PC C	IRNAL MEMORY VARD MEMORY			
Real Time View			f : 50	0.030Hz			
CH1 U VALUE iHarmOFF							
1: 236.74	2:	0.06	THD	1.73			
3: 1.68	19:	0.40	35:	0.22			
4: 0.11	20:	0.17	36:	0.05			
h: 0.03	21.	0.32	38:	ŏ.oś			
7: 0.30	23:	0.38	39:	0.18			
8: 0.05	24:	0.44	40:	0.03			
10: 0.06	26:	0.13	42:	ŏioă			
11: 0.88	27:	0.24	43:	0.09			
13 0.98	28:	0.19	44: 45:	0.10			
14: 0.15	30:	0.09	46:	ŏ.os			
15: 0.20	31:	0.22	47:	0.06			
17: 0.36	33:	0.11	40:	0.03			
18: 0.23	34:	0.06	50:	0.02			

(a) 启动谐波治理功能前

얉	S	YSTEM /		TIME P	LOT VEVENT
CH1,2,3	CH 4	4	50Hz	INTE	RNAL MEMORY
3P4W 300V 100A	AC 300V	500A	PLL: U1	PC C	ARD MEMORY
Real Time View				f:49	9.986Hz
CH1 U	VALUE i	HarmOFF			
1: 236.5	4 2:	0.	05	THD	1.53
3: 1.7	5 19:	0.	33	35:	0.23
4: 0.0	9 20:	0.	38	36:	0.03
5: 2.7	3 21:	<u>o</u> .	52	37:	0.17
6: 0.0	4 22:	<u>o</u> .	23	38:	0.07
7: 0.0	8 23:	<u> </u>	47	39:	0.15
8: 0.0	8 24:	<u> </u>	30	40:	0.06
9: 0.1	2 25:	<u> </u>	26	41:	0.17
	2 20:	<u> </u>	20	42:	0.03
III: 0.5	4 27:	<u> </u>	24	45:	0.15
	20:	<u> </u>		44:	0.03
		<u> </u>	140	40:	0.13
	A 21.	<u> </u>	11	40.	0.05
16: 0.2	5 32	ŏ.	13	48.	0.03
17: 0.3	0 33	ŏ.	19	49:	0.04
18: 0.2	6 34:	ŏ.	08	50:	0.02

(b) 启动谐波治理功能后

图 C6 PCC 电压谐波分析 Fig.C6 Harmonic analysis of PCC voltage