

级联 H 桥储能变换器直流纹波电流的 无源与有源抑制策略

丁 明, 陈 中, 张国荣, 吴 杰, 朱 灿

(合肥工业大学 安徽省新能源利用与节能重点实验室, 安徽 合肥 230009)

摘要: 级联 H 桥储能变换器直流纹波电流会给储能系统带来效率降低、寿命减少、并网谐波增大等不利影响。分析了电容滤波、LC 滤波、LC 串联谐振 3 种无源滤波电路抑制直流链纹波电流的方法, 以及它们减小直流链纹波电流的可行性。提出了基于耦合变压器直流有源滤波电路的级联 H 桥储能变换器拓扑, 利用直流有源滤波电路吸收直流链纹波电流, 减少流入级联 H 桥储能变换器直流端口的纹波电流。最后, 通过仿真验证了有源滤波方法减小直流链纹波电流的有效性。

关键词: 储能; 级联 H 桥变换器; 直流链纹波电流; 无源滤波电路; 直流有源滤波电路; 变换器; 电流控制

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.04.004

0 引言

随着大规模风电场与集中式光伏电站并网渗透率与日俱增, 储能系统作为平滑可再生能源出力波动的有效方法, 其接入电网的容量越来越大, 电压等级也越来越高。级联 H 桥变换器作为储能系统的功率并网装置^[1-5], 具有以下优点: 增加串联 H 桥个数可以实现输出高电压等级, 从而有效降低电池组电压等级, 省略输出变压器; 电池储能单元采用分布式配置, 易于能量管理系统设计; 基于 H 桥的模块化结构便于储能系统扩容。因此级联 H 桥储能变换器在高压大容量储能系统领域有较大发展潜力。

级联储能变换器没有公共直流母线, 其 H 桥直流链电流包含大量纹波电流。这些纹波电流如果直接流入电池储能单元, 将会增加电池单元的额定功率设计等级, 引起电池单元发热老化从而降低使用寿命, 影响变换器的效率、并网谐波等。文献[6-8]在电池单元与 H 桥端口之间串联 DC/DC 变换器以减小流入电池单元的纹波电流, 但该 DC/DC 变换器的功率等级大于后级 H 桥电路, 大幅增加了装置成本与体积, 并且电能经 2 次转换, 降低了储能系统效率。文献[9]提出了共直流母线的方法抑制直流链纹波电流, 但该方法需要大量变压器隔离输出以避免输入直流侧短路, 增加了系统体积与成本, 更是与使用级联多电平变换器的初衷相矛盾。文献[10]详细推导了级联 H 桥储能变换器的直流链纹波电流表达式, 分析了直流链电流的直流、低频与高频分量, 并提出了基于 Buck/Boost 变换器的直流有源滤波电路 DC-APF(DC Active Power Filter)抑制纹波电流,

但该电路直接并联于 H 桥直流侧, 将承担全部直流侧电压应力, 应用于高压场合时, 开关管的电压应力很高, DC-APF 容量很大, 将会极大地增加系统成本。

本文在文献[10]的基础上, 深入研究了基于无源滤波电路抑制直流链纹波电流的方法, 包括电容滤波、LC 滤波、LC 串联谐振 3 种无源滤波电路, 并分析了其可行性与存在的问题。结合 LC 串联谐振无源滤波电路与 DC-APF, 提出了利用基于耦合变压器的直流有源滤波电路 CTDC-APF(DC Active Power Filter with Coupling Transformer)抑制直流链纹波电流的方法。CTDC-APF 只承担与补偿纹波电流有关的谐波电压, 因此 CTDC-APF 的电压应力远小于 H 桥直流母线电压, 同时 CTDC-APF 与 H 桥电气隔离, 可靠性提高。

1 级联 H 桥储能变换器直流链纹波电流分析

级联 H 桥储能变换器主电路如图 1 所示, 三相桥臂采用星形连接方式, 经滤波电抗器 L_a 、 L_b 、 L_c 并入电网。电池储能单元接在 H 桥直流端口, 通过 H 桥电路实现直流与交流电能的双向转换。

文献[10]给出图 1 中 H 桥直流链电流解析表达式为:

$$\begin{aligned} i_{dky}(t) = & \frac{MI_o}{2} \cos \varphi + \frac{MI_o}{2} \cos(2\omega_o t + 2\theta_{ok} + \varphi) + \\ & \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0, \pm 2, \pm 4, \dots} \left\{ \frac{2I_o \cos \varphi}{m \pi} \cos \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \times \right. \\ & \left. \left[J_{n+1} \left(m \frac{\pi}{2} M \right) - J_{n-1} \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \right] \times \right. \\ & \left. \cos [m(\omega_c t + \theta_{cy}) + n(\omega_o t - \pi + \theta_{ok})] + \frac{2I_o \sin \varphi}{m \pi} \times \right. \\ & \left. \cos \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \left[J_{n+1} \left(m \frac{\pi}{2} M \right) + J_{n-1} \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \right] \times \right. \\ & \left. \sin [m(\omega_c t + \theta_{cy}) + n(\omega_o t - \pi + \theta_{ok})] \right\} \end{aligned} \quad (1)$$

收稿日期: 2015-10-08; 修回日期: 2016-01-17

基金项目: 国家高技术研究发展计划(863计划)资助项目(2015AA050104)

Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China(863 Program)(2015AA050104)

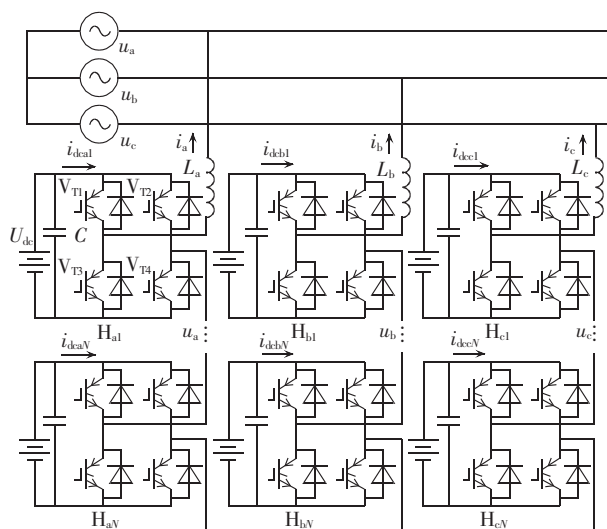


图 1 级联 H 桥储能变换器电路结构

Fig.1 Configuration of cascaded H-bridge converter of energy storage system

其中, I_o 为输出电流基波幅值; φ 为功率因数角; $\theta_{dk} (k=a, b, c)$ 为基波相角, $\theta_{oa}=0, \theta_{ob}=-2\pi/3, \theta_{oc}=2\pi/3$; M 为调制比; ω_o 为调制波频率; ω_c 为载波频率(开关频率); 载波相角 θ_{cy} 满足 $\theta_{cy}=(y-1)\pi/N, y=1, 2, \dots, N$ 表示每一相的第 y 个级联 H 桥单元; J_n 为 n 阶贝塞尔函数; m 为相对于载波的谐波次数; n 为相对于调制波的谐波次数。

由式(1)可知, H 桥直流链电流由直流分量、二倍频低频分量、高频电流分量三部分构成。抑制级联储能变换器的直流链纹波电流, 就是采取有针对性的措施滤除其中的低频与高频分量, 保留用于功率传递的直流分量。

2 基于无源滤波电路的纹波电流抑制策略

在电池单元与 H 桥直流端口间接入无源滤波电路来抑制流入电池单元的纹波电流, 方法简单。本节基于 H 桥电路的纹波电流等效模型, 研究了利用电容滤波、LC 滤波、LC 串联谐振 3 种无源滤波电路抑制直流链纹波电流的效果。

2.1 基于电容滤波的纹波电流抑制

以图 1 中单个 H 桥电路为例, 建立基于电容滤波的 H 桥等效电路模型如图 2 所示。图 2(a) 直流模型中, U_{dc} 为电池单元电压, R_s 为其内阻; C 为滤波

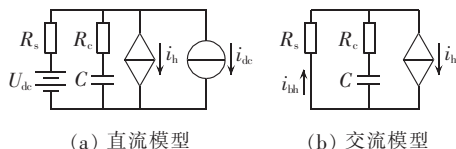


图 2 基于电容滤波的 H 桥纹波电流电路模型
Fig.2 H-bridge ripple current circuit models based on capacitor-filter

电容, R_c 为其内阻。将 H 桥及其输出等效为电流源, 由直流电流 i_{dc} 与纹波电流 i_h 并联构成。将直流电压源 U_{dc} 短路, 直流电流源 i_{dc} 开路, 可得图 2(b) 交流模型, i_{hh} 表示流过电池单元的纹波电流。

由模型可求出, 电池单元中纹波电流与 H 桥直流链纹波电流满足关系式(2), 根据式(2)可分析电容滤波电路抑制 H 桥直流链纹波电流的效果。

$$I_{hh}(s) = \frac{1 + R_c C s}{1 + R_c C s + R_s C s} I_h(s) \quad (2)$$

(1) 低频电流分量。

对于二倍频低频电流分量, 此时 $s = j628$, 工程中通常 $R_c < 0.1 R_s$, 因此忽略 $R_c C s$ 项, 给定 $R_s = 0.1 \Omega$, 对式(2)进行定量分析。图 3 给出了以电容 C 为变量, 电池单元流过低频电流分量的幅值变化曲线。由图可知: 增大滤波电容数值可以减小电池中低频电流分量幅值; 但增大滤波电容对于减小低频电流分量的作用较弱, 需要并联相当数量的滤波电容, 才能使电池低频电流分量大幅衰减。

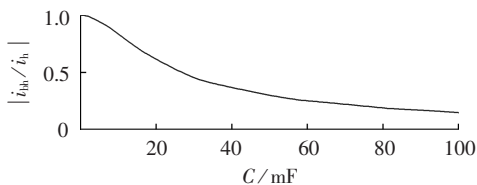


图 3 滤波电容 C 对低频电流分量影响
Fig.3 Influence of capacitor C circuit on low-frequency current

(2) 高频电流分量。

对于高频电流分量, 假设 H 桥开关频率为 2 kHz, 由纹波电流解析式可知最低次高频分量为 80 次及其边带谐波, 且 80 次的高频分量幅值最大, 此时 $s = j25120$, 给定 $R_s = 0.1 \Omega$, 对式(2)进行定量分析。图 4 给出了以 C 为变量, 电池单元流过高频电流分量的幅值变化。由图可知: 增大滤波电容数值可以迅速减小电池中流过高频电流分量的幅值。

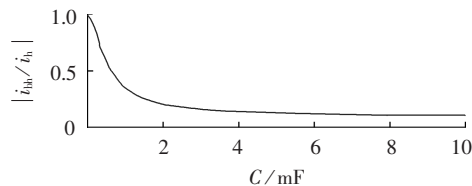


图 4 滤波电容 C 对高频电流分量影响
Fig.4 Influence of capacitor C circuit on high-frequency current

2.2 基于 LC 滤波电路的纹波电流抑制

基于 LC 滤波电路的 H 桥等效交直流电路模型如图 5 所示, LC 组成一阶低通滤波器, 阻止直流链纹波电流流入电池单元。由模型求出电池单元中纹波电流与 H 桥直流链纹波电流满足式(3)。

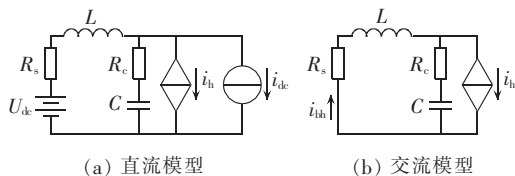


图 5 基于 LC 滤波的 H 桥纹波电流电路模型
Fig.5 H-bridge ripple current circuit models
based on LC-filter

$$I_{hh}(s) = \frac{1 + R_c C s}{1 + R_c C s + R_s C s + L C s^2} I_h(s) \quad (3)$$

(1) 低频电流分量。

对于低频电流分量,此时 $s = j628$, 给定 $R_s = 0.1 \Omega$, 对式(3)进行定量分析。图 6 给出了以滤波电容 C 与电感 L 为变量,电池单元流过低频电流分量的幅值变化。由图可知:增大滤波电容和电感数值可以快速减小电池中低频电流分量幅值;当电池单元中低频电流分量衰减至一定比例时,再增大滤波电容与电感,其作用已经微乎其微。

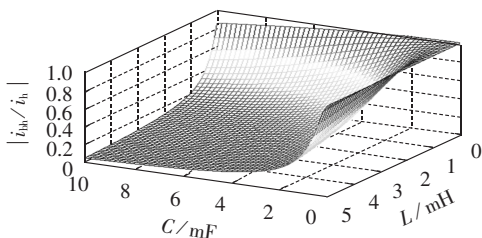


图 6 LC 滤波电路对低频电流分量影响
Fig.6 Influence of LC-filtering circuit
on low-frequency current

(2) 高频电流分量。

对于高频电流分量,此时 $s = j25120$, 给定 $R_s = 0.1 \Omega$, 对式(3)进行定量分析。图 7 给出了以滤波电容 C 与电感 L 为变量,电池单元流过高频电流分量的幅值变化。由图可知,只需较小的滤波电容与电感数值,就可以使电池单元中流过的高频电流分量幅值迅速衰减。

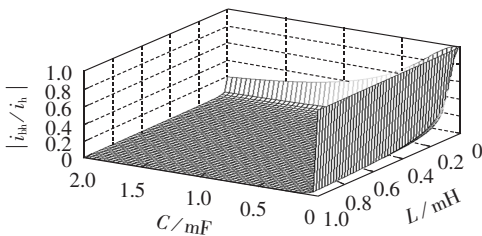


图 7 LC 滤波电路对高频电流分量影响
Fig.7 Influence of LC-filtering circuit on
high-frequency current

2.3 基于 LC 串联谐振滤波电路的纹波电流抑制

基于 LC 串联谐振滤波电路的 H 桥等效交直流电路模型如图 8 所示,LC 并联于直流端口,吸收直流链中的纹波电流。由模型求出电池单元中纹波电

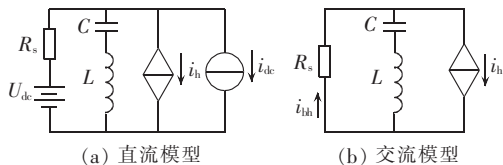


图 8 基于 LC 谐振滤波的 H 桥纹波电流电路模型
Fig.8 H-bridge ripple current circuit models
based on LC-resonant filter

流与 H 桥直流链纹波电流满足关系式(4)。

$$I_{hh}(s) = \frac{1 + L C s^2}{1 + R_s C s + L C s^2} I_h(s) \quad (4)$$

(1) 低频电流分量。

图 9 给出了以滤波电容 C 与电感 L 为变量,电池单元流过低频电流分量的幅值变化。由图可知:改变串联谐振电路的电容和电感,对电池中低频电流分量基本没有衰减作用;在滤波电容与电感取某些特殊数值时,其在频率 $s = j628$ 处发生谐振,此时对电池中低频电流分量幅值衰减作用明显。

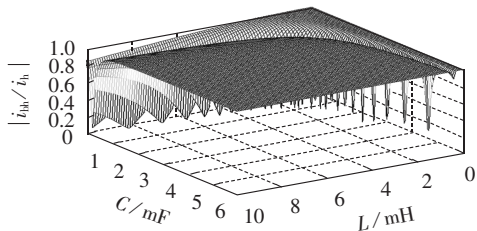


图 9 LC 串联谐振电路对低频电流分量影响
Fig.9 Influence of LC resonant circuit on
low-frequency current

(2) 高频电流分量。

图 10 给出了以滤波电容 C 与电感 L 为变量,电池单元流过高频电流分量的幅值变化。由图可知:改变滤波电容和电感,对电池中高频电流分量基本没有衰减作用;在滤波电容与电感取某些特殊数值时,其在频率 $s = j25120$ 处发生谐振,此时对电池中高频电流分量幅值衰减作用明显。

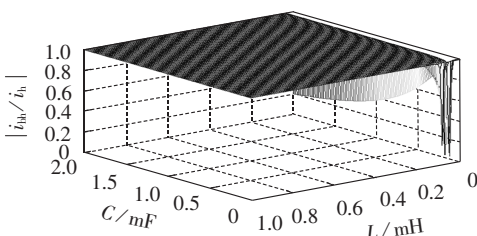


图 10 串联 LC 电路对高频电流分量影响
Fig.10 Influence of LC resonant circuit on
high-frequency current

2.4 小结

a. 采用电容滤波电路滤除 H 桥直流链中高频电流分量是可行的;但滤除低频电流分量需要大量的滤波电容,会带来体积庞大和成本过高问题,因此采

用电容抑制流入电池的低频电流分量是不可取的。

b. LC 低通滤波电路可以较好地滤除直流链低频和低频电流分量,但存在以下问题:电感串接在 H 桥端口,流过与传递功率相关的直流电流,损耗较大;电感磁芯存在恒定直流磁通,难以优化设计;电感影响了电池单元充放电响应速度。

c. 对于 LC 串联谐振滤波电路,通过设计谐振频率,可以滤除相应的纹波电流分量,但存在以下问题:只能滤除某次谐波电流;电池单元、H 桥电路、电网等参数的变化会导致滤波性能变差。

3 基于有源滤波电路的纹波电流抑制策略

3.1 基于有源滤波电路的级联 H 桥储能变换器

结合 LC 串联谐振无源滤波电路与文献[10-12]的 DC-APF,本文提出了 CTDC-APF 抑制级联 H 桥直流链纹波电流的控制策略。

基于 CTDC-APF 的级联 H 桥储能变换器电路结构如图 11 所示,为便于分析,以图 1 中桥 H_{a1} 单元为例。DC-APF 输出接耦合变压器 T 原边电感 L_p ;耦合变压器副边电感 L_s 串联电容 C 后并联接于 H 桥直流端口, L_s 与 C 组成串联谐振无源滤波电路。

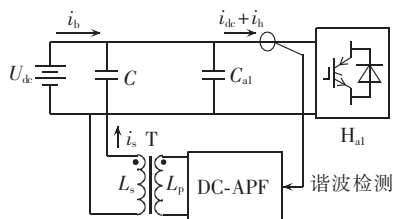


图 11 基于 CTDC-APF 的 H 桥电路单元

Fig.11 H-bridge unit based on CTDC-APF

CTDC-APF 的工作原理:根据检测到的纹波电流 i_h 控制 DC-APF 产生相应的补偿电流 $i_p = i_h$;取变压器变比为 1,经耦合变压器在副边产生电流 $i_s = i_h$;耦合变压器副边电感 L_s 与电容 C 组成的串联谐振滤波支路将 i_s 注入直流母线,使得流过电池单元的电流只有直流分量 i_{dc} 。可以将 CTDC-APF 看作 DC-APF 与串联谐振滤波电路的结合,串联谐振滤波电路用以提供纹波电流流通过程,DC-APF 通过控制补偿纹波电流的大小改善滤波电路的阻抗特性。

当级联 H 桥储能变换器应用于高压大容量场合时,可能每个 H 桥直流电压等级达到数千伏,流过电流达到数百安,此时利用 CTDC-APF 抑制直流链纹波电流具有以下优点:由于滤波电容 C 的隔直作用,耦合变压器的副边电感 L_s 上只经过与补偿纹波电流有关的谐波电压,因此 DC-APF 的电压应力远小于直流母线电压等级;DC-APF 并联接于直流母线结构,使其只流过所需补偿谐波电流,不流过与传递功率有关的直流量,从而降低功率损耗;DC-APF 与

H 桥电气隔离,可靠性提高。

3.2 基于 CTDC-APF 抑制纹波电流的控制策略

建立基于 CTDC-APF 的 H 桥电路单元的纹波电流模型如图 12 所示。图中, i_{th} 为直流链电流中二倍频低频电流分量, i_{2h} 为直流链高频电流分量。将 DC-APF 等效为一可控电流源 i_L ,耦合变压器匝比定义为 1,则输出串联谐振电路流过电流被控制为 i_L 。CTDC-APF 的控制策略为:控制 CTDC-APF 输出补偿电流 i_L 与直流链低频电流 i_{th} 大小相等、方向相反,即 $i_L = -i_{th}$;通过并联滤波电容 C_{al} 滤除高频电流分量 i_{2h} 。利用滤波电容 C_{al} 滤除高频分量的目的是:并联滤波电容可以有效滤除高频电流分量,方法简单;有源滤波器只补偿低频分量,可以减小 DC-APF 容量;DC-APF 只需跟踪二倍频低频电流分量,控制电路容易设计,补偿效果容易达到。

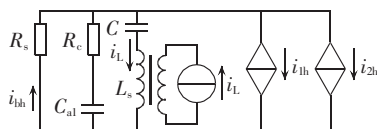


图 12 基于 CTDC-APF 的 H 桥单元纹波电流电路模型

Fig.12 Ripple current model of H-bridge unit based on CTDC-APF

DC-APF 采用单相 H 桥逆变器,其控制结构如图 13 所示,采样级联 H 桥直流链电流,经过带通滤波器提取出二倍频低频电流分量 i_h ;采样 DC-APF 输出电感电流 i_L ,基于电流滞环技术控制 i_L 跟踪 i_h ,响应速度快。关于 DC-APF 的详细控制与设计原理可以参考文献[12-15],本文不做详述。

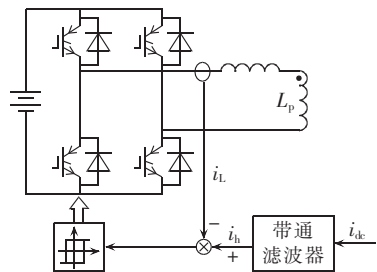


图 13 DC-APF 控制结构

Fig.13 Configuration of DC-APF control

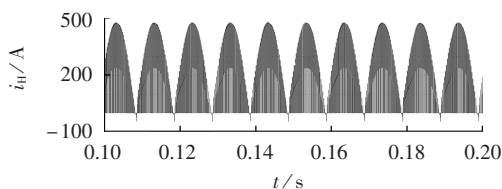
3.3 基于 CTDC-APF 抑制纹波电流的仿真

基于 MATLAB 搭建 5 电平级联储能变换器模型,每相由 2 个 H 桥串联构成。电路参数为:储能系统额定功率 1 MW;交流电网 1000 V/50 Hz;交流滤波电抗器 2 mH;H 桥直流侧电池组额定电压 1000 V,内阻 0.2 Ω ,开关频率 2 kHz。不考虑损耗可计算出,储能系统额定功率充放电时,电池单元需提供直流电流分量为 166.7 A。H 桥直流端口并联 4 只 4700 μ F 滤波电容用以滤除高频电流分量,并用 CTDC-APF 抑制 H 桥直流链电流中二倍频纹波电流分量,耦合

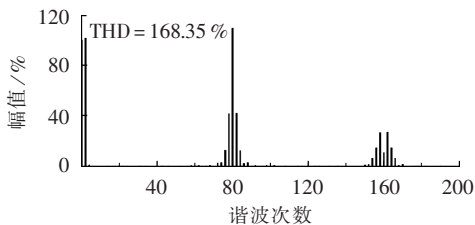
变压器原副边电感取 0.3 mH,隔直电容取 4700 μ F。电池储能系统从电网以 1 MW 有功功率进行充电时,不同情况下的直流侧电流仿真结果如下。

H 桥端口未经滤波的直流电流仿真结果如图 14 所示。H 桥端口直流电流中:直流分量幅值为 155.6 A(由于内阻的功率损耗,略小于理论计算值);二倍频电流分量幅值与直流分量近似相等;高频电流分量主要是 80 次、160 次及其边带附近的高频电流分量,它们的频率范围主要在开关频率的偶数次倍数及其边带附近;在 200 次谐波范围内,总纹波电流含量达到了 168.35%。可见未经滤波的 H 桥直流电流含有大量纹波电流,如果直接注入电池单元,则电池单元的额定电流参数设计需远远超过其理论值 166.7 A。

图 15 所示为 CTDC-APF 输出的补偿电流仿真



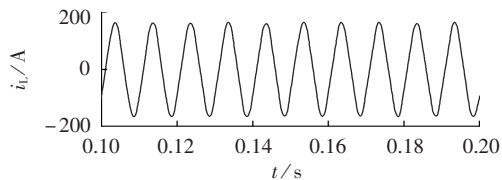
(a) H 桥端口电流波形



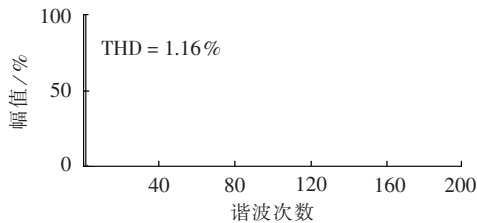
(b) 频谱分析

图 14 未经滤波 H 桥端口电流波形与频谱

Fig.14 Waveform and spectrum of H-bridge port current,without filtering



(a) CTDC-APF 输出补偿电流波形



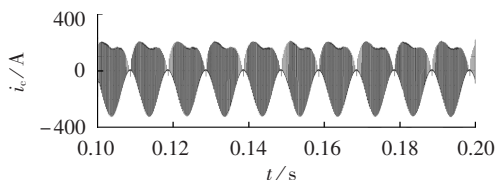
(b) 频谱分析

图 15 CTDC-APF 输出补偿电流波形与频谱

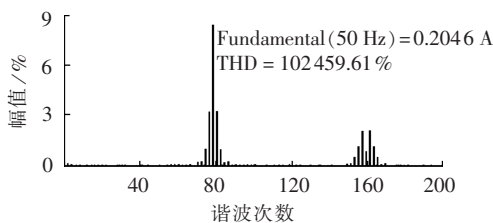
Fig.15 Waveform and spectrum of CTDC-APF output compensating current

结果。CTDC-APF 提供的补偿电流频率为 100 Hz,幅值为 159.5 A,基本与图 14 未经滤波的 H 桥直流链电流中的二倍频低频电流分量相对应。可见 CTDC-APF 可以吸收 H 桥直流链低频纹波分量,不会对与功率传递有关的直流分量造成影响。

图 16 所示为直流侧并联 $4 \times 4700 \mu$ F 电容输出的补偿电流仿真结果。由仿真结果可见:滤波电容中电流主要为 80 次、160 次及其边带附近的高频电流分量,基本与图 14 未经滤波的 H 桥直流链电流中的高频电流分量相对应;由于低频纹波电流由 CTDC-APF 提供,滤波电容几乎不吸收二倍频低频分量。可见滤波电容有效滤除了直流链高频纹波分量,不会对直流分量造成影响。



(a) 滤波电容输出补偿电流波形

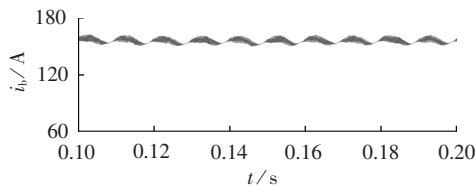


(b) 频谱分析

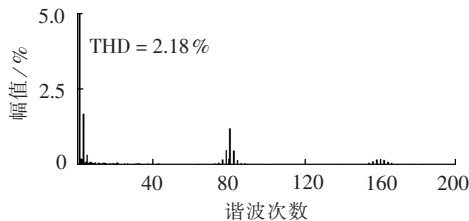
图 16 滤波电容输出补偿电流波形与频谱

Fig.16 Waveform and spectrum of capacitor output compensating current

图 17 所示为经滤波后注入电池单元的电流仿真结果。电池单元流过幅值为 155.1 A 的近似直流流量,基本符合理论计算,纹波电流含量仅为 2.18%。



(a) 流入电池电流波形



(b) 频谱分析

图 17 电池单元电流波形与频谱

Fig.17 Waveform and spectrum of battery current

与图 14 未经滤波的 H 桥直流链电流相比,注入电池单元的电流只剩下与传递功率有关的直流分量,纹波电流波动幅值小于 8 A。由此可见,CTDC-APF 与滤波电容可以有效地滤除 H 桥直流链低频与高频纹波电流。

4 结论

本文研究了 3 种利用无源滤波电路抑制级联 H 桥储能变换器直流链纹波电流的控制方法,分析了它们减小纹波电流的可行性和存在的问题。在此基础上,针对高压大容量级联 H 桥储能系统,提出了 CTDC-APF 抑制 H 桥直流链纹波电流的方法。研究结果表明,利用 CTDC-APF 可以有效吸收 H 桥直流链纹波电流,电池单元只承担与传递功率有关的直流分量,有利于级联 H 桥变换器应用于高压大容量储能系统。

参考文献:

- [1] BRAGARD M, SOLT AU N, THOMAS S, et al. The balance of renewable sources and user demands in grids: power electronics for modular battery energy storage systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12): 3049-3056.
- [2] 苗青, 吴俊勇, 艾洪克, 等. 组合级联式兆瓦级功率调节装置协调控制策略[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(7): 43-49.
MIAO Qing, WU Junyong, AI Hongke, et al. Coordinated control of hybrid cascaded megawatt power regulation device[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(7): 43-49.
- [3] AKAGI H, MAHARJAN L. A battery energy storage system based on a multilevel cascade PWM converter[C]//Power Electronics Conference. Mato Grosso, Brazil: IEEE, 2009: 9-18.
- [4] MAHARJAN L, INOUE S, AKAGI H. A transformerless energy storage system based on a cascade multilevel PWM converter with star configuration[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(5): 1621-1622.
- [5] 徐榕, 于泳, 杨荣峰, 等. H 桥级联 STATCOM 直流侧电容电压平衡控制方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(5): 15-22.
XU Rong, YU Yong, YANG Rongfeng, et al. DC capacitor voltage balance control of H-bridge cascaded STATCOM [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(5): 15-22.
- [6] 金一丁, 宋强, 刘文华. 大容量链式电池储能系统及其充放电均衡控制[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(3): 6-11.
JIN Yiding, SONG Qiang, LIU Wenhua. Large scaled cascaded battery energy storage system with charge/discharge balancing [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(3): 6-11.
- [7] VASILADIOTIS M, RUFER A. Balancing control actions for cascaded H-Bridge converters with integrated battery energy storage [C]//The 15th European Conference on Power Electronics and Applications. Lille, France: IEEE, 2013: 1-10.
- [8] 万承宽, 杨耕, 张桐硕, 等. 基于星形接法的三相链式功率调节系统直流母线电压平衡控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(12): 256-263.
WAN Chengkuan, YANG Geng, ZHANG Tongshuo, et al. DC bus voltage balancing control of three-phase cascade power regulation system with star connection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(12): 256-263.
- [9] VASSALLO J, CLARE J C, WHEELER P. A multilevel power conversion scheme for non-isolated DC sources [C]//2004 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany: IEEE, 2004: 3534-3540.
- [10] 丁明, 陈中, 程旭东. 级联储能变换器直流链纹波电流的抑制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(2): 46-54.
DING Ming, CHEN Zhong, CHENG Xudong. A scheme for suppressing DC ripple current of cascade converter for energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(2): 46-54.
- [11] 李辉, 吴正国. HVDC 系统中低成本串联混合型直流有源滤波器[J]. 高电压技术, 2010, 36(9): 2341-2345.
LI Hui, WU Zhengguo. Low cost series active DC filters in HVDC system [J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(9): 2341-2345.
- [12] 孙正, 李可军, 王宇红, 等. HVDC 直流有源滤波器容量的影响因素分析及其改进方法[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(11): 111-114.
SUN Zheng, LI Kejun, WANG Yuhong, et al. Analysis of affecting factors on capacity of DC active power filter for HVDC system and improvement [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(11): 111-114.
- [13] 王磊, 曹现峰, 刘小宁, 等. 基于能量回馈和注入补偿的直流有源滤波器设计[J]. 高电压技术, 2013, 39(11): 2756-2761.
WANG Lei, CAO Xianfeng, LIU Xiaoning, et al. Design of DC active filter based on energy feedback and injection compensation [J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(11): 2756-2761.
- [14] 庞浩, 王赞基, 陈建业. 并联型直流有源电力滤波器的控制系统设计[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(10): 49-51.
PANG Hao, WANG Zanki, CHEN Jianye. Control system design of shunt active DC filter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(10): 49-51.
- [15] 侯世英, 张闯, 肖旭, 等. 新型直流侧串联型有源电力滤波器[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(11): 43-46.
HOU Shiying, ZHANG Chuang, XIAO Xu, et al. DC-side series active filters [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(11): 43-46.

作者简介:



丁明

丁明(1956—),男,安徽合肥人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为电力系统规划及可靠性、新能源及其利用、柔性输电系统的仿真与控制等;

陈中(1981—),男,安徽合肥人,博士研究生,主要研究方向为可再生能源发电、储能技术(E-mail: chengzhong1982228@163.com)。

(下转第 61 页 continued on page 61)

预测方法[J]. 中国电机工程学报,2003,23(1):46-51.

TAI Nengling,HOU Zhijian,LI Tao,et al. New principle based on wavelet transform for power system short-term load forecasting[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(1):46-51.

[26] 廉巍巍,杜欣慧,武晓冬,等. 灰色等维递补预测模型在电力系统长期负荷预测中的应用[J]. 科技情报开发与经济,2007,17(1):167-168.

LIAN Weiwei,DU Xinhui,WU Xiaodong,et al. Application of the grey forecasting model of equidimensional filling vacancies in the medium-long term load forecasting of power system[J]. Sci-Tech Information Development & Economy,2007,17(1):

167-168.

作者简介:



李亦言

李亦言(1991—),男,河南南阳人,博士研究生,主要研究方向为电力系统负荷预测(E-mail:mmaawwx@163.com);

严正(1964—),男,江西上犹人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为电力系统优化运行、电力系统稳定分析及电力市场。

Mid/long-term load forecasting model considering urbanization characteristics

LI Yiyang,YAN Zheng,FENG Donghan

(Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion,Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University,Shanghai 200240,China)

Abstract: Along with the enhancement of urbanization level,the power load of some big cities begins to present a certain trend of saturation and fluctuation,which makes the mid/long-term load forecasting much harder. A mid/long-term load forecasting model based on the urbanization characteristics is proposed. The urbanization characteristics are analyzed in three aspects:population,economic and area,and the main influencing factors of urbanization on power load are extracted. Combined with the experiences of experts,the analytic hierarchy process is applied to set the subjective weighs for the main influencing factors and the fuzzy clustering analysis is adopted to forecast the power load affected by multiple factors. The proposed model can fairly well deal with the fluctuation of power load,suitable for the mid/long-term load forecasting during the urbanization. Case analysis shows that,compared with the traditional methods,such as the time series extrapolation and the elastic coefficient,the proposed method has higher forecasting accuracy.

Key words: mid/long-term forecasting; electric load forecasting; urbanization characteristics; fluctuation; analytic hierarchy process; fuzzy clustering analysis

(上接第 24 页 continued from page 24)

Passive and active schemes of DC ripple suppression for cascaded H-bridge converter of energy storage system

DING Ming,CHEN Zhong,ZHANG Guorong,WU Jie,ZHU Can

(Anhui New Energy Utilization and Energy Saving Laboratory, Hefei University of Technology,Hefei 230009,China)

Abstract: The DC-link ripple current of cascaded H-bridge converter has negative effects on the energy storage system,such as lower efficiency,reduced lifetime,increased grid-connecting harmonic,etc. Three kinds of passive filter,i.e. capacitor-filter,LC-filter and LC-resonant filter,and the feasibility of applying them to suppress the DC-link ripple current are analyzed. A cascaded H-bridge converter topology based on CTDC-APF(DC Active Power Filter with Coupling Transformer) is proposed,which adopts the DC active filtering circuit to absorb the ripple current of DC-link for reducing the ripple current at the DC port of cascaded H-bridge converter. Simulative results show its effectiveness.

Key words: energy storage; cascaded H-bridge converter; DC-link ripple current; passive filter; DC active filter; electric converters; electric current control