

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240600

基于改进谐波注入的单相 Boost 功率因数校正变换器直流母线电容参数在线检测

卢伟国¹ 曹琪¹ 张婷婷¹ 罗天柱² 张淮清¹

(1. 输变电装备技术全国重点实验室(重庆大学电气工程学院) 重庆 400044

2. 中电科芯片技术研究院 重庆 400060)

摘要 电解电容是功率变换器系统中最易失效的元件,通过实时检测其电容 C_R 和等效串联电阻 R_E , 明确电容退化状态对于提高系统可靠性至关重要。为此该文提出一种基于“去过零区间”的改进谐波注入电容参数在线检测方法。首先,基于母线电压谐波响应提出谐波电容电流重构方法,构建无电容电流采样的 C_R 和 R_E 参数计算模型。其次,高次谐波引入会带来电流过零畸变问题,直接影响了电容电流重构的准确度,提出“去过零区间”改进谐波注入方式,进一步改进电容参数检测精度。最后,搭建一台 48 W/72 W/144 W 的单相 Boost 功率因数校正(PFC)实验样机,不同工况下实验结果表明,改进谐波注入方式的检测误差控制在 5%以内,所提电容参数检测法基于交直流功率平衡原理,适用于常见直流母线系统。

关键词: 直流母线电容 等效串联电阻 R_E 和电容 C_R 改进谐波注入 在线检测

中图分类号: TM461

0 引言

Boost 功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)变换器是在交直流系统中应用最普遍的变换器^[1-4],而其直流母线电解电容容易失效性则会引起系统失稳,甚至崩溃^[5]。因此实时检测电解电容(Aluminum Electrolytic Capacitor, AEC)的使用寿命,及时更换即将失效的电解电容,对提高 PFC 电源的可靠性具有重要意义^[6]。

特征参数容值 C_R 和等效串联电阻 R_E 是衡量电解电容寿命的重要技术指标^[7]。随着电容使用时间变长,其电解液会挥发,表现为 C_R 下降和 R_E 增大,而且 R_E 增加相对于 C_R 变化更为显著^[8-9],因此许多关于 C_R 和 R_E 的检测方法被相继提出^[10-14]。

根据参数检测方法对变换器的影响程度可将其分为离线检测和在线检测,两种方法都是通过直接或间接计算 C_R 和 R_E 来评估电容的健康状态^[10]。对于离线检测方法,文献[11-12]将信号发生器、电容

和附加电阻组合成一个回路,然后通过采样电容两端的正弦电压波形,采用牛顿迭代法计算该电容的 C_R 和 R_E 。文献[13]采用阻抗矢量计算基于离线傅里叶变换的 C_R 和 R_E 。文献[14]设计了一种电容充放电电路,并采用最小二乘法进行 C_R 和 R_E 的离线计算。这些方法在操作上相对简单且测试成本较低,但是需要定期将电容从功率变换器系统中移除或在变换器停机时进行测试,给实际操作造成了很大的不便,难以广泛推广。所以在变换器长时间正常工作的情况下,离线检测方法并不适用于电容参数的检测,故现有大多数检测方法为在线检测。

相比离线检测,在线检测无须停止设备运行,能够反映不同工作条件下的电容参数变化情况,适用于变换器长期正常工作时的场合,更具有研究价值。因此,通过在线检测直流母线电容 C_R 和 R_E 的值,可在线准确地评估其健康状况,这对提高功率变换器的稳定性和可靠性至关重要。目前已有学者提出了两大类用于 AEC 的 C_R 和 R_E 在线检测方法^[15-31]:一种是利用系统固有的工作信息进行参数检测^[15-23];另一种是利用附加信号注入的高次谐波响应信息进行参数检测^[24-31]。一般就交直流系统而言,通常可

以利用固有低频信息检测 C_R 参数,通过中高频信息检测 R_E 参数。

文献[15]通过对电路原始的电压电流信号进行采样,利用低频纹波检测 C_R 和 R_E ,但电容的低频阻抗不利于准确检测 R_E 。因此,可以利用高频开关纹波信息对 R_E 进行检测^[16-19],但高频纹波的采集需要高精度触发电路和额外的复杂采样电路^[20-23]。为实现同步检测 C_R 和 R_E ,学者们提出了利用谐波信号注入的检测方法^[24-31],通过谐波信号来构建中频域的谐波模型进而实现 C_R 和 R_E 的同步检测。在此基础上,文献[24-25]利用 LMS 算法对注入的不同次谐波计算出的 C_R 和 R_E 做了寿命估计分析,结果较为准确,但谐波信号频率较为接近,需要更高要求的带通滤波器。文献[26]提出了基于开关管短路电流的 C_R 和 R_E 估计,然而它需要对短路电流进行采样, R_E 的估计精度较低。文献[27]通过向电机系统注入谐波信号进而对直流侧电容上的电压及电流纹波信息进行采样,实现对电机驱动系统直流侧电容参数检测,同样的电容器检测方案进一步应用于电容器组的健康评估^[28]。以上两种方法都需要对电容所在支路的电压电流进行采样,带来高检测成本的同时复杂性也大幅提高。因此,在线检测方法需要特别关注两个核心问题:一是计算思想是否依赖于电容器所处的电路布局,对其他类型的电路结构是否适用还有待进一步讨论;二是不同环境下对测量结果进行改进时,是否充分考虑被测对象的实际情况。

Boost PFC 变换器是一典型的交直流应用对象,在工程中对其 AEC 检测受到普遍关注。文献[29-30]通过在 Boost 主电路中注入正弦谐波信号,检测 C_R 和 R_E 参数,得到在不考虑电流畸变的情况下的计算模型,但此时参数检测精度较低,并不能满足行业检测标准。原因是当注入高频谐波信号时,会导致其输入电流无法及时跟踪上参考电流,出现电流过零畸变现象^[31]。因此,利用谐波注入法检测 C_R 和 R_E 时需要考虑电流过零畸变对参数检测的影响,但现有的高频谐波注入方式尚无文献关注此问题。

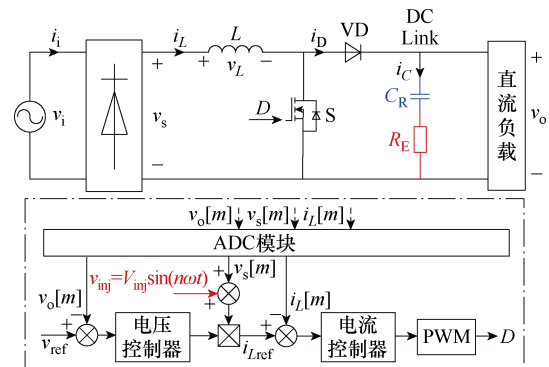
综上所述,本文针对 Boost PFC 变换器探讨一种基于“去过零区间”改进谐波注入的电容参数在线检测方法。首先为避免对电容电流进行高精度采样,拟基于母线电压谐波响应给出谐波电容电流重构方法,由交直流功率平衡原理进一步推导出无电容电流采样的 C_R 和 R_E 参数计算模型。此外,考虑谐波注入会带来电流过零畸变问题,分析其对电容

电流重构准确度的影响,拟提出“去过零区间”改进谐波注入方式,以提高电容参数检测精度。通过仿真讨论明确“去过零区间”注入参数选取,最后搭建一台 48 W/72 W/144 W 实验样机以验证所提方法的可行性。

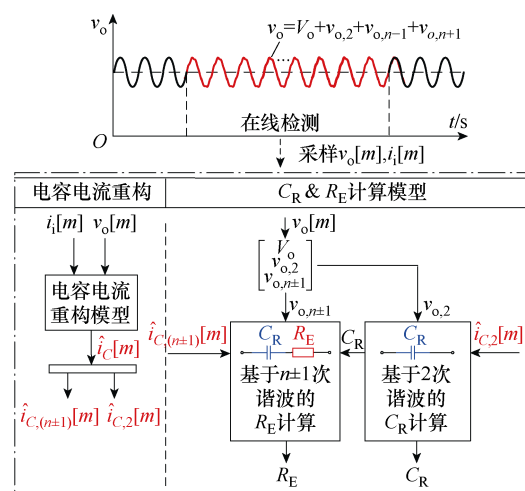
1 改进谐波注入检测原理

1.1 谐波注入检测方案

图 1a 为单相 Boost PFC 变换器的主电路和所提出的谐波注入的检测方案,本文所提变换器的控制方式采用平均电流模式(Average Current Mode, ACM),ACM 采用电压电流双闭环结构。图中, v_o 为直流母线侧的输出电压, v_{ref} 为参考电压信号; i_L 为电感电流, i_{Lref} 为电压外环输出信号和直流侧输入电压 v_s 的乘积, PWM 为输出控制的占空比信号, D 为开关管 S 导通占空比, $[m]$ 为各变量在不同频率下的信号分量。



(a) Boost PFC 变换器示意图



(b) 所提方法的参数检测模块

图 1 单相 Boost PFC 变换器的主电路和所提出的谐波注入的检测方案

Fig.1 Main circuit of single-phase Boost PFC converter and the proposed harmonic injection detection scheme

在不影响 Boost PFC 变换器正常工作的前提下,通过在电压外环叠加谐波电压 v_{inj} ,将谐波电压转换成谐波电流,从而在变换器的电流控制环路中注入奇数 n 次谐波电流,在谐波响应下输出电压会出现 2 次、 $n-1$ 次和 $n+1$ 次偶次谐波分量,如图 1b 所示。利用此谐波响应对电容电流进行重构,然后通过低频下 2 次分量估算 C_R ,通过中频域下 $n-1$ 次和 $n+1$ 次分量估算 R_E ,从而同时实现 C_R 和 R_E 的在线检测。这里的电容电压等于输出电压 v_o ,电容电流 i_C 通过功率平衡原理重构获得。图 2 中, \hat{i}_C 为电容电流重构量,其余参数含义在后续推导时给出,此处不再解释。以下将重点讨论谐波电容电流 i_C 的重构方法以及受电流畸变影响的改进谐波注入的参数计算模型。

1.2 基于电容电流重构的电容参数计算模型

Boost PFC 变换器如图 1a 所示,右侧蓝色和红色代表的是实际的输出滤波电容器。其阻抗为

$$|Z_C(\omega)| = \sqrt{\frac{1}{\omega_x^2 C_R^2} + R_E^2} \quad (1)$$

式中, ω_x 为电容电流频率。

二极管电流 i_D 为

$$i_D = \frac{p_o}{v_o} = \frac{p_{in}}{v_o} \quad (2)$$

式中, p_o 为输出瞬时功率; p_{in} 为输入瞬时功率; v_o 为直流母线电容电压。

根据电路的阻抗特性,可以认为二极管电流的交流分量 \tilde{i}_D 流入电容器,直流分量流入负载。不妨设电容电流重构为 \hat{i}_C , 则

$$\hat{i}_C = \tilde{i}_D \approx \frac{\tilde{p}_o}{v_o} \quad (3)$$

输入电压 v_i 为

$$v_i = V_M \sin(\omega t) \quad (4)$$

式中, V_M 为输入电压幅值; ω 为角频率, $\omega=314$ rad/s。

通过电流环在输入电流 i_i 中注入连续谐波,注入后的输入电流表达式为

$$i_i = I_M \sin(\omega t) + I_n \sin(n\omega t) \quad (5)$$

式中, I_M 为输入电流幅值; I_n 为注入电流幅值,根据 R_E 与 $1/(n\omega C_R)$ 量值相当来确定注入谐波次数 n 。则输入功率为

$$\begin{aligned} p_{in} &= V_M I_M \sin^2(\omega t) + V_M I_n \sin(\omega t) \sin(n\omega t) \\ &= \frac{[1 - \cos(2\omega t)] V_M I_M}{2} + \frac{\cos[(n-1)\omega t]}{2} V_M I_n + \\ &\quad - \frac{\cos[(n+1)\omega t]}{2} V_M I_n \end{aligned} \quad (6)$$

不考虑功率损耗,即功率平衡时,存在

$$p_{in} = p_{load} + p_C \quad (7)$$

式中, p_{load} 和 p_C 分别为瞬时直流负载消耗功率和直流母线电容吸收功率。

由式 (6) 和式 (7) 得

$$\begin{cases} p_C = \frac{-\cos(2\omega t)}{2} V_M I_M + \frac{\cos[(n-1)\omega t]}{2} V_M I_n - \\ \quad \frac{\cos[(n+1)\omega t]}{2} V_M I_n \\ p_{load} = \frac{V_M I_M}{2} \end{cases} \quad (8)$$

则流过二极管的电流 i_D 为

$$i_D = \frac{p_{in}}{v_o} = \frac{p_{in}}{V_o + v_{o,2} + v_{o,n-1} + v_{o,n+1}} \quad (9)$$

式中, v_o 具体成分包括直流电压 V_o 、二次工频电压 $v_{o,2}$ 、 $n-1$ 次工频电压 $v_{o,n-1}$ 和 $n+1$ 次工频电压 $v_{o,n+1}$ 。

假设所有谐波分量都流经直流母线电容,即重构的电容电流 \hat{i}_C 为

$$\begin{aligned} \hat{i}_C = \tilde{i}_D &= \frac{-V_M I_M \cos(2\omega t)}{2V_o} + \frac{\cos[(n-1)\omega t]}{2V_o} V_M I_n - \\ &\quad \frac{\cos[(n+1)\omega t]}{2V_o} V_M I_n \end{aligned} \quad (10)$$

则直流母线电容电流重构后的 2 次、 $n-1$ 次和 $n+1$ 次谐波分量可分别表示为

$$\hat{i}_{C,2} = \frac{-V_M I_M \cos(2\omega t)}{2V_o} \quad (11)$$

$$\hat{i}_{C,n-1} = \frac{\cos[(n-1)\omega t]}{2V_o} V_M I_n \quad (12)$$

$$\hat{i}_{C,n+1} = \frac{\cos[(n+1)\omega t]}{2V_o} V_M I_n \quad (13)$$

由式 (1) 得,由于 $C_R \gg R_E$,因此从电容阻抗里很难提取 R_E ,导致检测精度较低。故本文采用电容低频阻抗模型 $|Z_{C(2)}|$ 估算 C_R ,进一步采用中频域谐波电容阻抗模型 $|Z_{C(n-1)}|$ 和 $|Z_{C(n+1)}|$ 估算 R_E 。

在谐波电流注入 Boost PFC 系统后,直流母线侧会产生高次谐波电压分裂现象,表现出包含偶数

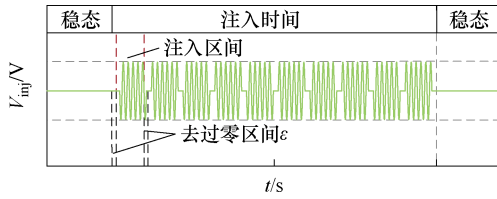

 (b) 实际“去过零区间”注入宽度 ε

 图 3 “去过零区间”注入示意图及宽度 ε

 Fig.3 Schematic and width ε of zero-crossing removal interval injection

在一个周期 $[-\pi, \pi]$ 的区间范围, 谐波“去过零区间”注入后的输入电流表达式为

$$i_i = \begin{cases} I_M \sin(\omega t) & \omega t \in \left[-\pi + \varepsilon, \frac{T_1}{2} - \pi\right], \omega t \in \left[-\frac{T_1}{2} + \varepsilon, \frac{T_1}{2}\right], \\ & \omega t \in \left[\pi - \frac{T_1}{2} + \varepsilon, \pi\right] \\ I_M \sin(\omega t) + I_n \sin(n\omega t) + \sum I_k \sin(k\omega t + \varphi_k) & \omega t \in \left(\frac{T_1}{2} - \pi + \varepsilon, -\frac{T_1}{2}\right), \omega t \in \left(\frac{T_1}{2} + \varepsilon, \pi - \frac{T_1}{2}\right) \end{cases} \quad (20)$$

式中, ε 为“去过零区间”的宽度 ($\varepsilon \rightarrow 0$); T_1 为注入谐波电流的周期。

同理按照前面方法, 与式 (4) ~ 式 (9) 的处理类似, 此时重构的 \hat{i}_{C^*} 为

$$\hat{i}_{C^*} = \begin{cases} -\frac{V_M I_M}{2V_o} \cos(2\omega t) & \omega t \in \left[-\pi + \varepsilon, \frac{T_1}{2} - \pi\right], \omega t \in \left[-\frac{T_1}{2} + \varepsilon, \frac{T_1}{2}\right], \\ & \omega t \in \left[\pi - \frac{T_1}{2} + \varepsilon, \pi\right] \\ -\frac{V_M I_M}{2V_o} \cos(2\omega t) + \frac{V_M I_n}{2V_o} \cos[(n-1)\omega t] - \\ \frac{V_M I_n}{2V_o} \cos[(n+1)\omega t] + \\ \sum \frac{V_M I_k}{2V_o} \cos[(k-1)\omega t + \varphi_{k-1}] - \\ \sum \frac{V_M I_k}{2V_o} \cos[(k+1)\omega t + \varphi_{k+1}] & \omega t \in \left(\frac{T_1}{2} - \pi + \varepsilon, -\frac{T_1}{2}\right), \omega t \in \left(\frac{T_1}{2} + \varepsilon, \pi - \frac{T_1}{2}\right) \end{cases} \quad (21)$$

将式 (21) 的电容电流 \hat{i}_{C^*} 进行傅里叶分解得

$$\hat{i}_{C^*}(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} (a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)) \quad (22)$$

其中

$$\begin{cases} a_0 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_c(\omega t) d(\omega t) = C_1 \\ a_h = -\frac{V_M I_M}{2\pi V_o} \left\{ \frac{\cos[(h-2)\omega t]}{|h-2|} + \frac{\cos[(h+2)\omega t]}{|h+2|} \right\} \Big|_0^{\pi} + \\ \frac{V_M I_M}{2\pi V_o} \left\{ \frac{\cos[(h-n+1)\omega t]}{|h-n+1|} + \frac{\cos[(h+n-1)\omega t]}{|h+n-1|} - \right. \\ \left. \frac{\cos[(h-n-1)\omega t]}{|h-n-1|} - \frac{\cos[(h+n+1)\omega t]}{|h+n+1|} + \right. \\ \left. \frac{\cos[(h-k+1)\omega t + \varphi_{k-1}]}{|h-k+1|} + \frac{\cos[(h+k-1)\omega t + \varphi_{k-1}]}{|h+k-1|} - \right. \\ \left. \frac{\cos[(h-k-1)\omega t + \varphi_{k+1}]}{|h-k-1|} - \right. \\ \left. \frac{\cos[(h+k+1)\omega t + \varphi_{k+1}]}{|h+k+1|} \right\} \Big|_{\frac{T_1}{2}}^{\pi - \frac{T_1}{2}} \\ b_h = 0 \quad h=1, 2, \dots \end{cases}$$

式中, a_0 为经过分解的直流信号; C_1 为一个常数; a_h 为电容电流在谐波注入后经过傅里叶分解后在各个频域中的系数; $\hat{i}_{C^*}(\omega t)$ 为偶函数, 故 $b_h=0$ 。

可以看出, a_h 的 $n-1$ 次和 $n+1$ 次电容电流信号的系数相等, 即 $\hat{I}_{C,n-1} = \hat{I}_{C,n+1}$ 。利用此关系, 可以规避重构过零点附近的高次电容电流导致产生的计算误差, 保证其不发生过零畸变, 完成电容参数 C_R 和 R_E 检测。另外, 此关系仍符合 1.2 节导出的参数计算模型式 (15), 进一步说明了模型的普适性。

2 仿真实验

根据第 1 节“去过零区间”改进谐波注入方式检测原理, 本节选取了 18 种情况来验证所提出的方法, 见表 1。这里考虑的仿真条件包括“去过零区间”宽度及不对称度 (I ~ VIII)、注入电压幅值及频率 (IX ~ XV)、不同电容 (III 与 XVI) 和不同 (包括 R_E) 负载 (III 与 XVII、XVI 与 XVIII), 通过讨论各项条件结合仿真结果进行量化对比分析。

用于仿真的 Boost PFC 变换器系统的参数见表 2。所使用的电容 C_a 、 C_b 分别为 $470 \mu\text{F}$ ($100 \text{ m}\Omega$) 和 $670 \mu\text{F}$ ($200 \text{ m}\Omega$), 在 $f_{inj}=650 \text{ Hz}$ 时, $1/(n\omega C_R)$ 与 R_E 比例接近。因此本文采用注入电流次数为 13 次, 使电容的 12 次和 14 次谐波电容电流幅值相等, 完

表1 18种情况的仿真参数

Tab.1 Simulation parameters of 18 cases

类别	仿真条件					去过零 区间(%)	对称 注入
	$C_R/\mu\text{F}$	$R_E/\text{m}\Omega$	R_L/Ω	V_{inj}/V	f_{inj}/Hz		
I	670	200	100	10	650	60	是
II	670	200	100	10	650	40	是
III	670	200	100	10	650	10	是
IV	670	200	100	10	650	0	是
V	670	200	100	10	650	60	否
VI	670	200	100	10	650	40	否
VII	670	200	100	10	650	10	否
VIII	670	200	100	10	650	0	否
IX	670	200	100	8	650	10	是
X	670	200	100	6	650	10	是
XI	670	200	100	4	650	10	是
XII	670	200	100	10	450	10	是
XIII	670	200	100	10	750	10	是
XIV	670	200	100	10	950	10	是
XV	670	200	100	10	1150	10	是
XVI	470	200	100	10	650	10	是
XVII	670	200	200	10	650	10	是
XVIII	470	100	100	10	650	10	是

成电容参数 C_R 和 R_E 在线检测。需要注意，仿真中使用的 C_R 和 R_E 都是假设值，以模拟电容参数的变化。

表2 Boost PFC 变换器仿真参数

Tab.2 The simulation parameters of the Boost PFC converter

参数	数值
输入电压有效值 v_i/V	60
直流母线电压平均值 V_o/V	120
电感 L/mH	1.5
负载 R_L/Ω	100
直流母线电容 $C_a/\mu\text{F}$	670 (200 mΩ)
$C_b/\mu\text{F}$	470 (100 mΩ)
开关频率 f_s/kHz	100

2.1 不同“去过零区间”宽度及不对称度的对比分析

为验证所提“去过零区间”改进谐波注入法的正确性，同时确定如何选择“去过零区间”使检测精度较高，本节针对“去过零区间”的宽度及不对称度进行了8种不同条件下的对比分析，见表1(I~VIII)。并给出了III对称注入、“去过零区间”10%与VI不对称注入、“去过零区间”40%的仿真结果。

案例III、VI的仿真结果分别如图4和图5所示。

由图4和图5可知，谐波电流注入后，输入电流在过零处未发生畸变，对输入电流 i_i 和输出电压 v_o 的仿真结果进行DFT分析，代入参数计算模型式(15)， R_E 和 C_R 估计结果见表3(I~VIII)。由仿真结果可知，“去过零区间”宽度越宽，其谐波注入的含量越少，在输出侧高次谐波分量越低，检测精度越低；同时，不对称注入会加重过零畸变的影响，导致检测精度进一步降低。当采用III对称注入、“去过零区间”选取10%时，其 R_E 和 C_R 计算精度在1.1%以内。另外通过表3(IV、VIII)可知，当“去过零区

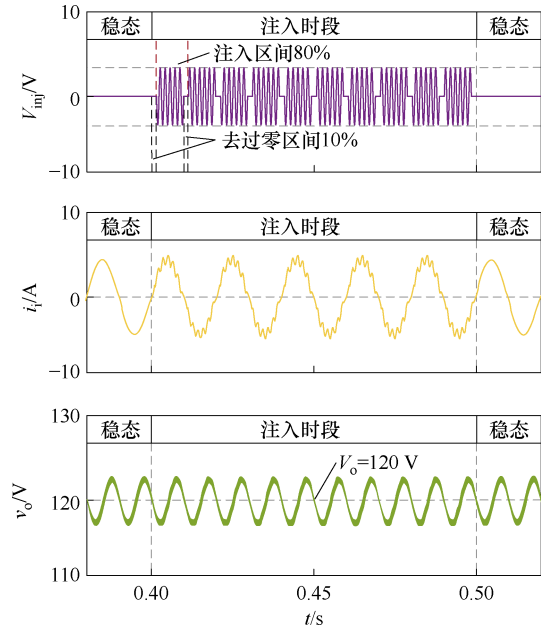


图4 案例III的仿真结果

Fig.4 Simulation results for the case of III

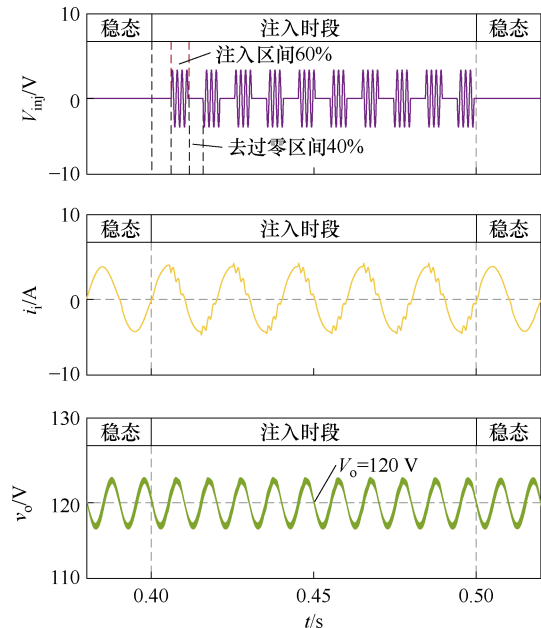


图5 案例VI的仿真结果

Fig.5 Simulation results for the case of VI

表 3 18 种情况下的仿真结果

Tab.3 Simulation results of 18 cases

类别	测量结果		估计结果		相对误差(%)	
	$R_E/m\Omega$	$C_R/\mu F$	$R_E/m\Omega$	$C_R/\mu F$	R_E	C_R
I	200	670	208.7	665.4	4.4	0.69
II	200	670	204.4	665.4	2.2	0.69
III	200	670	202.2	665.9	1.1	0.61
IV	200	670	229.1	651.2	14.6	2.8
V	200	670	211.2	665.9	5.6	0.61
VI	200	670	205.9	665.9	3.0	0.61
VII	200	670	203.1	665.2	1.6	0.72
VIII	200	670	239.2	644.5	19.6	3.8
IX	200	670	204.6	665.2	2.3	0.71
X	200	670	207.5	665.4	3.8	0.69
XI	200	670	210.8	665.5	5.4	0.67
XII	200	670	206.2	665.5	3.1	0.67
XIII	200	670	202.9	665.2	1.5	0.72
XIV	200	670	201.6	665.2	0.8	0.72
XV	200	670	201.4	665.7	0.7	0.64
XVI	200	470	204.7	464.5	2.4	1.17
XVII	200	670	205.6	665.8	2.8	0.62
XVIII	100	470	103.1	462.9	3.1	1.52

间”为 0%注入时即全区间注入， C_R 的估算误差增大，其中 R_E 的误差显著增大，可见过零畸变影响下的检测精度较低，说明了所提“去过零区间”改进谐波注入方法的有效性。

2.2 不同注入电压幅值及频率的对比分析

由 2.1 节知，在对称注入下且“去过零区间”越窄，检测精度越高，因此本节采用对称注入和“去过零区间”选取 10%进行对比分析。

图 6 为表 1 (IX~XI) 不同注入电压幅值的仿真波形。可以看出，谐波分量随着注入幅值的增大而减小，系统功率因数均大于 99%。将输出电压 v_o 和输入电流 i_i 的谐波分量代入参数计算模型式 (15)，得到相应的估计结果见表 3 (IX~XI)。

当注入电压小于输入电压的 5%时，检测误差急剧增大，且输入电流的 13 次谐波分量小于 7%。为了保证检测精度，减少对系统的影响，本方案选择 5 个工频周期 (0.1 s)，注入电压为输入电压的 10%左右，因此在所选 18 种情况下注入电压幅值 10 V 检测精度最佳。

根据工程设计，Boost PFC 变换器电流回路的截止频率通常设置为开关频率的 1/20，因此注入谐

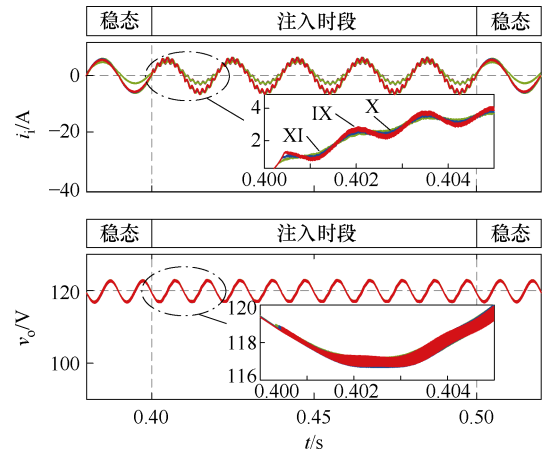


图 6 案例 IX~XI 的仿真结果

Fig.6 Simulation results for the case of IX~XI

波电压的频率小于 5 kHz。同时根据电容的初始参数选择注入频率 n ，以保证电容器的电容值和阻抗值在 $n-1$ 次和 $n+1$ 次频率下占同一数量级。

图 7 为表 1 (XII~XV) 不同注入电压频率下的仿真波形。以 C_a 为例， $R_E=200\text{ m}\Omega$ ，不同频率下的阻抗和容抗见表 4，容抗和阻抗值逐渐趋近于 1。将输入电流 i_i 和输出电压 v_o 的谐波分量代入参数计算模型式 (15)，得到相应的估计结果见表 3 (XII~XV)。

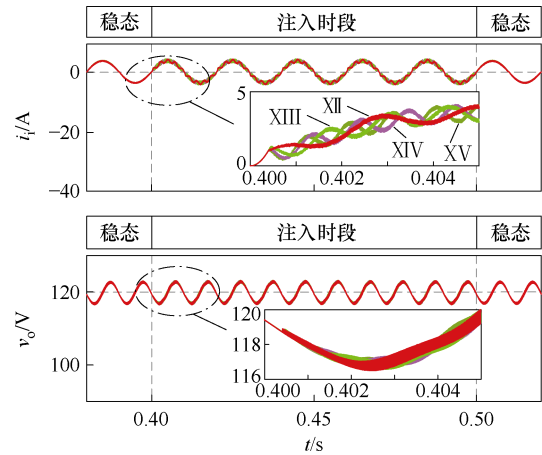


图 7 案例 XII~XV 的仿真结果

Fig.7 Simulation results for the case of XII~XV

表 4 C_a 不同频率下的阻抗和容抗

Tab.4 Impedance and reactance of C_a at different frequencies

频率/Hz	$1/(\omega C_a)$	$R_E : 1/(\omega C_a)$
400	0.594	0.337
600	0.396	0.505
800	0.296	0.675
1000	0.238	0.840
1 200	0.198	1.01

由于 C_R 依据直流母线电压的 2 次谐波计算,所以注入信号的频率对 C_R 的估计结果影响较小。然而, R_E 主要是依据谐波注入信号构建的中频域信号的电压和电流谐波计算的,因此,注入信号的频率对 R_E 的检测精度有较大影响。分析表 3 的仿真结果得到,当 $R_E:1/(\omega C_a)>0.5$ 时,所提检测方法的检测精度在 2% 以内,具有较高的检测精度,当 $R_E:1/(\omega C_a)<0.5$ 时,检测精度为 3.1%, R_E 的检测误差相对增大。仿真结果验证了注入谐波的频率主要影响 R_E 的估计误差。同时表明设计注入信号的频率时,应保障电容的容抗和阻抗之比大于 0.5,在此条件下,仿真的相对误差小于 10% 检测标准,验证了所提在线检测方案是可行的。

2.3 不同电容下的对比分析

由 2.1 节和 2.2 节可知,选定对称注入、“去过零区间”选取 10%、注入幅值 10 V 和频率 650 Hz 进行后续的对比分析。本节对两种电容器 C_a 和 C_b 进行测试,证明所提出的 R_E 和 C_R 估计方法的有效性。

以 III 和 XVI 为研究对象,分别选择不同的电容 C_R 。当改进的谐波电流注入后, C_a 和 C_b 的输入电流和输出电压分别如图 8 和图 9 所示。由图 8 和图 9 知,谐波注入之后,输入电流 i_i 在过零点处并没有出现畸变,而在 650 Hz 的频率范围内有奇次谐波存在,这与 1.3 节理论推导相吻合。当变换器功率一定时,随着母线电容值的增大,直流母线电压的基波值逐渐减小。

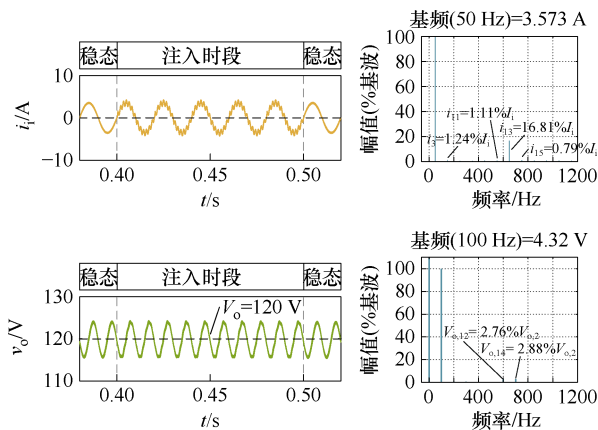


图 8 案例 III 的仿真结果

Fig.8 Simulation results for the case of III

通过对输入电流 i_i 和输出电压 v_o 的 DFT 分解仿真结果进行分析,将图 8 和图 9 的数据代入参数计算模型式 (15), R_E 和 C_R 的估计结果分别列于表 3 (III、XVI)。发现 R_E 的计算精度在 3% 以内,因此,所提“去过零区间”改进注入方法能在不同的电容

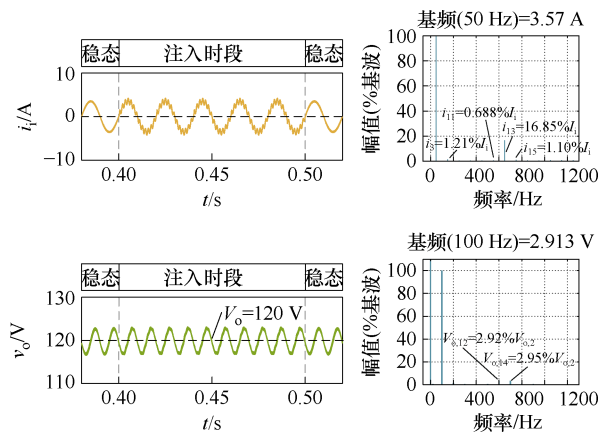


图 9 案例 XVI 的仿真结果

Fig.9 Simulation result for the case of XVI

条件下保持较高的检测精度。

2.4 不同负载下的对比分析

本节仍选定对称注入、“去过零区间”选取 10%、注入幅值 10 V 和频率 650 Hz 进行后续的对比分析。为了验证所提方法的适用性和准确性,本节在不同负载(包括 R_E)条件下进行了一系列仿真验证。

以 III 和 XVII 为研究对象,分别选择不同的负载 R_L 。图 10 显示了不同负载下的输入电流 i_i 和输出电压 v_o 波形,可以看出,随着负载的增大,变换器功率下降,由于输入电压不变,导致变换器输入电流和输出电压的 2 次谐波相应减小,相应的谐波分量也随之增加,检测精度相对变小。

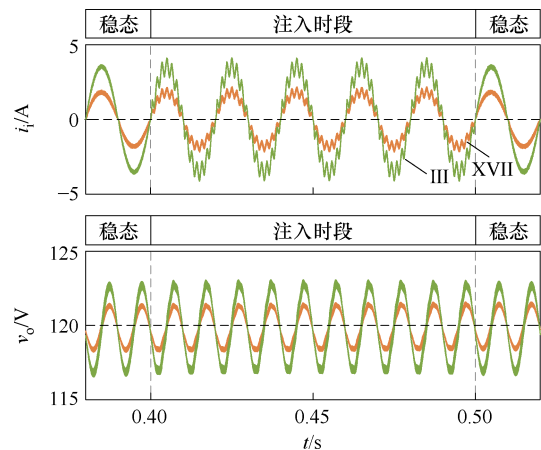


图 10 案例 III 和 XVII 的仿真结果

Fig.10 Simulation results for the case of III and XVII

另外,以 XVI 和 XVIII 为研究对象,分别选择不同的 R_E 。图 11 显示了不同 R_E 条件下的输入电流 i_i 和输出电压 v_o 波形。同样可以看出,输出电压随着 R_E 的增大,输出电压的纹波值会相应增大。因此,在注入电压和电容的等效串联电容 C_R 相同的情况下,估计精度随着 R_E 的减小而减小。

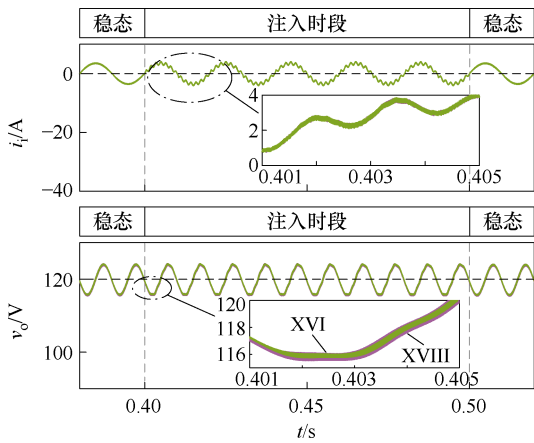


图 11 案例 XVI 和 XVIII 的仿真结果

Fig.11 Simulation results for the case of XVI and XVIII

对输入电流 i_i 和输出电压 v_o 的 DFT 分解仿真结果进行分析, R_E 和 C_R 的估计结果分别列于表 3 (III 与 XVIII、XVI 与 XVII), 相应的估计误差均在 3% 以内, 依旧保持较高的检测精度, 说明了所提方法在不同的负载条件下的可行性。

3 在线检测系统和实验验证

本文实验方案拟针对不同功率等级 (48 W/72 W/144 W) Boost PFC 实验样机展开验证, C_R 和 R_E 在

线检测实验样机如图 12 所示, 样机系统参数为: 环境温度 $T=25^\circ\text{C}$, $v_i=60\text{ V}$, $v_o=120\text{ V}$, $L=1.5\text{ mH}$, $R_L=100\ \Omega$, $f_s=100\text{ kHz}$, MOSFET: IRFP460, MCU: TMS320F28377。另外, 设计制作电路板时着重降低了其寄生参数对检测的影响, 因此不再考虑其工作时的寄生参数。谐波信号注入在 DSP 内实现, C_R 和 R_E 的计算和显示在上位机上实现。

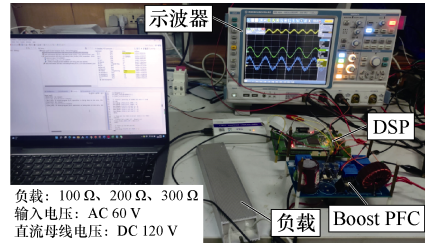


图 12 C_R 和 R_E 在线检测实验样机

Fig.12 C_R and R_E online detect prototype

DSP 中详细的 R_E 和 C_R 在线估计流程如图 13 所示。利用 DSP 内部的 CLA 单元实现对变换器的双环控制。它减少了中断程序的任务, 保证了 ADC 样本的实时读取。当电压 v_s 过零时, 将谐波电压注入控制回路, 在此期间 ADC 对输出电压和输入电流进行采样。基于采样数据, 在上位机上通过 DFT 变换得到电容参数。

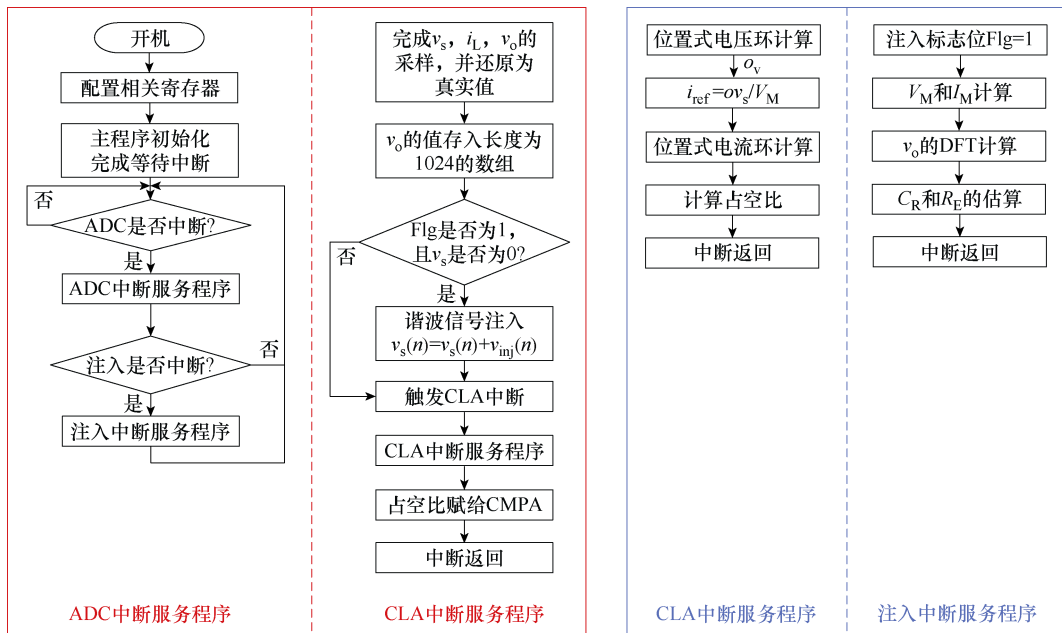


图 13 DSP 上实现的在线估算系统流程

Fig.13 Flowchart of the online estimation system implemented in DSP

本节在选定对称注入、“去过零区间”选取 10%、注入幅值 10 V 和频率 650 Hz 条件下, 采用了两种电容 C_1 和 C_2 , 分别在三种不同负载条件下进行了实验验证。通过对比实验, 观察不同电容条件下的

检测精度。图 14~图 16 分别显示了负载为 100 Ω 、200 Ω 、300 Ω , 电容分别为 C_1 和 C_2 时, 谐波“去过零区间”注入的实验波形。

根据图 14~图 16 波形对比可知, 谐波电流在

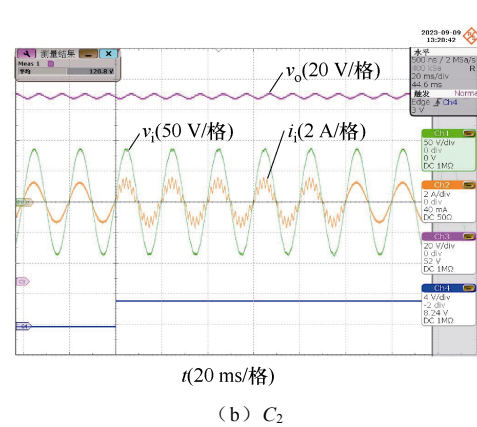
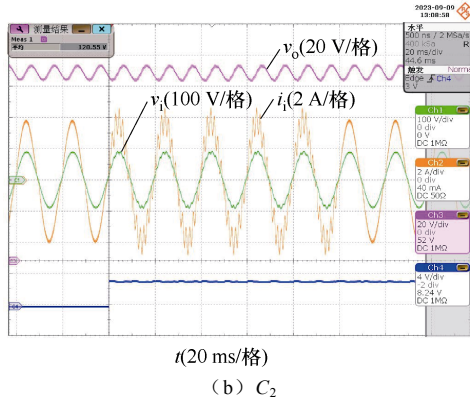
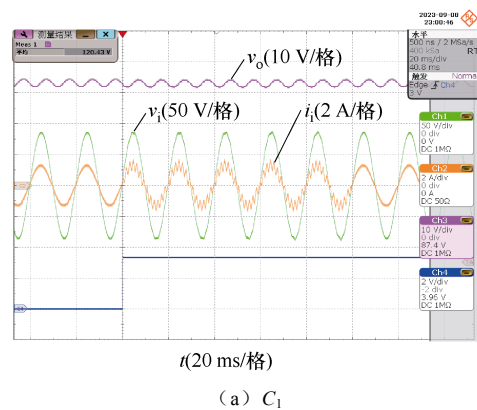
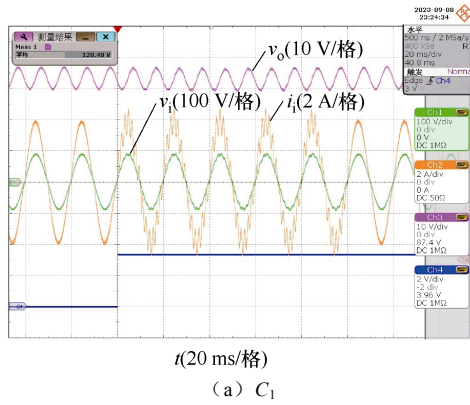
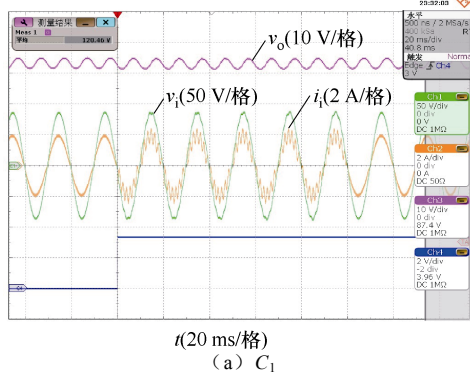


图 14 谐波“去过零区间”注入的实验波形 ($R_L=100\ \Omega$)

图 16 谐波“去过零区间”注入的实验波形 ($R_L=300\ \Omega$)

Fig.14 Experimental waveforms with harmonic zero-crossing removal interval injection ($R_L=100\ \Omega$)

Fig.16 Experimental waveforms with harmonic zero-crossing removal interval injection ($R_L=300\ \Omega$)



经“去过零区间”注入后，输入电流在过零点处未发生畸变现象。将输入电流 i_i 和输出电压 v_o 进一步 DFT 分解得到各次谐波分量，并代入参数计算模型式 (15)，得到的 R_E 和 C_R 的估计结果见表 5。表 5 给出了不同电容和负载下的实验结果，检测结果与 LCR 仪测量结果基本一致，相对误差小于 5%，验证了所提“去过零区间”改进谐波注入方法的可行性。

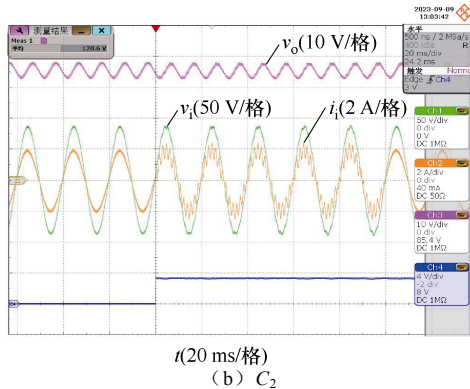


表 5 不同阻抗负载下的实验结果

Tab.5 Experimental results under different impedance loads

L	R_L/Ω	测量值		估计值		相对误差(%)	
		$R_E/m\Omega$	$C_R/\mu F$	$R_E/m\Omega$	$C_R/\mu F$	R_E	C_R
C_1	100	196	412	202.7	419.4	3.4	1.8
	200	196	412	203.3	419.0	3.7	1.7
	300	196	412	204.1	421.1	4.1	2.2
C_2	100	216	617	225.1	630.0	4.2	2.1
	200	216	617	225.7	631.2	4.5	2.3
	300	216	617	226.6	630.6	4.9	2.2

图 15 谐波“去过零区间”注入的实验波形 ($R_L=200\ \Omega$)

Fig.15 Experimental waveforms with harmonic zero-crossing removal interval injection ($R_L=200\ \Omega$)

从表 5 中可以观察到，当功率较低时，误差率会更高；而在电容较大时，误差率也会增加。这主

要是由于在功率较低和电容较大的情况下, 直流母线端的电压纹波信息减小, 导致谐波信号含量降低, 从而在数据处理阶段遗失部分关键数据信息。因此在进行滤波处理时应该考虑到这些影响因素。

4 结论

本文提出了一种“去过零区间”改进谐波注入的直流链路 AEC 的 C_R 和 R_E 在线检测方法, 可以同时检测 C_R 和 R_E 。针对不同负载和电容工况进行了多种仿真和实验验证, 实验结果显示, C_R 和 R_E 的检测误差均在 5% 以内。该方法基于母线电压谐波响应提出了谐波电容电流重构方法, 构建出无电容电流采样的 C_R 和 R_E 参数计算模型, 仅通过检测输出电压即可完成 R_E 的检测。同时考虑了谐波注入引起的电流过零畸变现象, 提出了“去过零区间”改进谐波注入方式, 进一步改进了电容参数检测精度。此外, 注入过程是在软件中实现的, 不需要额外的硬件设备。最后, 该方法是基于交直流功率平衡原理, 可扩展到其他 AC-DC 变换器中应用。

参考文献

- [1] 王议锋, 王忠杰, 陈博, 等. 基于耦合电感的交错 Boost 变换器性能优化[J]. 电工技术学报, 2022, 37(8): 2097-2106.
Wang Yifeng, Wang Zhongjie, Chen Bo, et al. Performance optimization of interleaved Boost based on coupled inductors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(8): 2097-2106.
- [2] 林通, 江平, 姚佳. 一种基于耦合电感的零电流纹波功率因数校正变换器[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4732-4744.
Lin Tong, Jiang Ping, Yao Jia. A zero current ripple tapped inductor power factor correction converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4732-4744.
- [3] 王立乔, 陈建医, 程超然, 等. 单级单相无电解电容 Buck-Boost 逆变器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(24): 6768-6781.
Wang Liqiao, Chen Jianyi, Cheng Chaoran, et al. A single-stage single-phase Buck-Boost inverter without electrolytic capacitor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(24): 6768-6781.
- [4] 陶星澳, 王丰, 卓放. 部分功率直流变换器研究综述[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3021-3037.
Tao Xing'ao, Wang Feng, Zhuo Fang. Review of partial power DC converter research[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3021-3037.
- [5] Lu Weiguo, Lang Shuang, Zhou Luowei, et al. Improvement of stability and power factor in PCM controlled boost PFC converter with hybrid dynamic compensation[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2015, 62(1): 320-328.
- [6] 樊靖轩, 施佳楠, 徐子梁, 等. 基于 GaN 的开关线性复合高速随动脉冲负载直流变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1818-1829.
Fan Jingxuan, Shi Jianan, Xu Ziliang, et al. GaN-based switched linear composite high-speed follow-up pulse load DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1818-1829.
- [7] 皇金锋, 李林鸿, 任舒欣, 等. 考虑滤波电容等效串联电阻的输出本质安全型 Buck-Boost 变换器分析与设计[J]. 电工技术学报, 2021, 36(8): 1658-1670.
Huang Jinfeng, Li Linhong, Ren Shuxin, et al. Analysis and design of an intrinsically safe Buck-Boost converter on considering of the filter capacitor with equivalent series resistance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(8): 1658-1670.
- [8] Soliman H, Wang Huai, Blaabjerg F. A review of the condition monitoring of capacitors in power electronic converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(6): 4976-4989.
- [9] 罗天柱. 单相 Boost PFC 变换器的直流母线电容参数检测方法研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2022.
Luo Tianzhu. Research on DC bus capacitance parameter detection method of single-phase Boost PFC converter[D]. Chongqing: Chongqing University, 2022.
- [10] Pu Xingsi, Nguyen T H, Lee D C, et al. Fault diagnosis of DC-link capacitors in three-phase AC/DC PWM converters by online estimation of equivalent series resistance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(9): 4118-4127.
- [11] Amaral A M R, Marques Cardoso A J. Using Newton-Raphson method to estimate the condition of aluminum electrolytic capacitors[C]//2007 IEEE

- International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, Spain, 2007: 827-832.
- [12] Tsang K M, Chan W L. Simple method for measuring the equivalent series inductance and resistance of electrolytic capacitors[J]. IET Power Electronics, 2010, 3(4): 465.
- [13] Amaral A M R, Marques Cardoso A J. A simple offline technique for evaluating the condition of aluminum-electrolytic-capacitors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3230-3237.
- [14] Amaral A M R, Marques Cardoso A J. An automatic technique to obtain the equivalent circuit of aluminum electrolytic capacitors[C]//2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Orlando, FL, USA, 2008: 539-544.
- [15] Yao Kai, Tang Weijie, Bi Xiaopeng, et al. An online monitoring scheme of DC-link capacitor's ESR and C for a Boost PFC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5944-5951.
- [16] 罗丹, 陈民铀, 赖伟, 等. 基于 Haar 小波变换重构开关序列的 MMC 子模块电容值在线监测方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(20): 5278-5289.
- Luo Dan, Chen Minyou, Lai Wei, et al. Online monitoring method for sub-module capacitance in modular multilevel converter based on Haar wavelet transform reconstruction switch sequence[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(20): 5278-5289.
- [17] 辛熙锴, 马柯, 蔡旭. 工频周期四点电压采样的 MMC 子模块电容值在线监测方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(11): 3896-3904.
- Xin Xikai, Ma Ke, Cai Xu. Online monitoring for sub-module capacitance in modular multilevel converter with four sampling points of capacitor voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(11): 3896-3904.
- [18] 林晓婉, 代锋, 刘沈全, 等. 含 LCC-HVDC 的交直流混联电网统一谐波状态估计方法[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(13): 94-103.
- Lin Xiaowan, Dai Feng, Liu Shenquan, et al. Unified harmonic state estimation method for AC/DC hybrid power grid with LCC-HVDC[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(13): 94-103.
- [19] Laadjal K, Sahraoui M, Cardoso A J M, et al. Online estimation of aluminum electrolytic-capacitor parameters using a modified prony's method[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(5): 4764-4774.
- [20] 蒋兴良, 周文轩, 董莉娜, 等. 基于旋转圆柱三电极阵列的覆冰测量方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(5): 1524-1535.
- Jiang Xingliang, Zhou Wenxuan, Dong Lina, et al. Ice coating measurement method based on rotating cylindrical three-electrode array[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(5): 1524-1535.
- [21] Zhao Zhaoyang, Lu Weiguo, Davari P, et al. An online parameters monitoring method for output capacitor of buck converter based on large-signal load transient trajectory analysis[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4004-4015.
- [22] 孙鹏菊, 龚灿, 杜雄, 等. 一种大功率交流变流器直流母线电容等效串联电阻的在线监测方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(17): 5134-5142, 5233.
- Sun Pengju, Gong Can, Du Xiong, et al. An online monitoring scheme of equivalent series resistance for DC-link capacitor of high-power AC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(17): 5134-5142, 5233.
- [23] Lu Weiguo, Lu Xuemei, Han Jinxin, et al. Online estimation of ESR for DC-link capacitor of Boost PFC converter using wavelet transform based time-frequency analysis method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 7755-7764.
- [24] Ahmeid M, Armstrong M, Gadoue S, et al. Real-time parameter estimation of DC-DC converters using a self-tuned Kalman filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5666-5674.
- [25] Li B X, Low K S. Low sampling rate online parameters monitoring of DC-DC converters for predictive-maintenance using biogeography-based optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4): 2870-2879.
- [26] Sun Pengju, Gong Can, Du Xiong, et al. Online condition monitoring for both IGBT module and DC-link capacitor of power converter based on short-

- circuit current simultaneously[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(5): 3662-3671.
- [27] Kim M, Sul S K, Lee J. Condition monitoring of DC-link capacitors in drive system for electric vehicles[C]//2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Seoul, Korea (South), 2012: 633-637.
- [28] Gupta Y, Ahmad M W, Narale S, et al. Health estimation of individual capacitors in a bank with reduced sensor requirements[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9): 7250-7259.
- [29] Ahmad M W, Agarwal N, Kumar P N, et al. Low-frequency impedance monitoring and corresponding failure criteria for aluminum electrolytic capacitors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(7): 5657-5666.
- [30] Meng Jinlei, Chen E X, Ge S J. Online E-cap condition monitoring method based on state observer[C]//2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), Shenzhen, China, 2018: 1-6.
- [31] Sun Jian. On the zero-crossing distortion in single-phase PFC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(3): 685-692.

作者简介

卢伟国 男, 1977 年生, 博导, 教授, 研究方向为电能变换系统及控制、无线供能与取能技术等。

E-mail: luweigu@cq.edu.cn

曹琪 男, 2000 年生, 硕士研究生, 研究方向为电能变换系统及控制。

E-mail: student_caoqi@163.com (通信作者)

Online Detection of DC-Link Capacitance Parameters of Single-Phase Boost Power Factor Correction Converter Based on Improved Harmonic Injection

Lu Weigu¹ Cao Qi¹ Zhang Tingting¹ Luo Tianzhu² Zhang Huaqing¹

(1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment Technology School of Electrical Engineering
Chongqing University Chongqing 400044 China

2. China Electronics Chip Technology Research Institute Chongqing 400060 China)

Abstract Boost PFC converter is commonly utilized in rectifier circuits due to its ability to achieve a high power factor and low input current distortion. For the single-phase boost PFC converter, large-capacity and low-priced aluminum electrolytic capacitors (AECs) are typically employed to balance the instantaneous power deviation between the input and the output. However, the failure-prone nature of electrolytic capacitors may result in system instability or even collapse. Therefore, the real-time detection of electrolytic capacitor status information, assessment of its service life, and timely replacement of the soon-to-be-failed electrolytic capacitor can provide an important technical guarantee for the reliability of PFC power supply operation. This paper proposes an improved "zero-crossing removal interval" harmonic injection method for online detection of capacitance parameters to solve current zero-crossing distortion caused by harmonic injection. Additionally, based on the harmonic response of the bus voltage, the harmonic capacitor current reconstruction is achieved, and a model for calculating the C_R and R_E parameters without capacitor current sampling is constructed.

Firstly, the AC and DC input-output power action characteristics of the Boost PFC converter are fully utilized, i.e., the high harmonic current injection of the current control loop produces a high harmonic voltage splitting phenomenon on the output voltage. The two split harmonic voltage signals are employed to reconstruct the capacitor current; the capacitor's low-frequency impedance model is used to estimate C_R ; a mid-frequency domain harmonic capacitor parameter computation model is established to estimate the R_E . In addition, the high harmonic current injection in the current loop inevitably results in an asymmetric zero-crossing distortion of the input current, directly affecting the accuracy of the capacitance parameter computation model. Consequently, the zero-crossing removal interval harmonic current injection method is employed to solve zero-crossing distortion

caused by inter-area injection. The improved “zero-crossing removal interval” method avoids the reconstructed high-order capacitor current calculation error, enhancing C_R and R_E accuracy.

Eighteen types of capacitor conditions are selected for simulation calculation, and 48 W/72 W/144 W Boost PFC experimental prototypes are established. The proposed detection method is verified under an input voltage of 60 V, a switching frequency of 100 kHz, and an output voltage of 120 V. The results demonstrated that the method exhibits high detection accuracy under symmetrical injection conditions with a 10% zero-crossing removal interval, a 10 V injection amplitude, and a 650 Hz frequency. Furthermore, the improved “zero-crossing removal interval” method can achieve parameter detection error within 5% under different loads (100 Ω , 200 Ω , and 300 Ω) and capacitor conditions (196 m Ω /412 μ F and 216 m Ω /617 μ F), regardless of light or heavy loads.

This paper presents the following conclusions. (1) The proposed method considers the impact of current on distortion caused by harmonic injection. A “zero-crossing removal interval” harmonic injection method improves the accuracy of capacitance parameter detection. (2) In the “zero-crossing removal interval” method, the capacitor current is obtained through algorithmic reconstruction, which avoids high-precision capacitor current sampling. The harmonic injection is achieved by the control algorithm without additional hardware equipment. (3) The proposed capacitance parameter calculation model is derived based on the AC-DC power balance, making it straightforward to extend to similar AC-DC converters.

Keywords: DC-link capacitance, R_E and C_R , improved harmonic injection, online detection

(编辑 陈 诚)