单相桥式整流性负荷谐波责任准确性研究

将电容投切方法应用于估计系统侧和用户侧的Norton等效电路参数，并利用获得的参数对系统两侧各自的谐波责任进行评估。仿真结果表明，电容投切方法能有效地估计系统侧Norton等效电路参数，但很难估计出用户侧Norton等效电路参数，用户侧电流源的误差将直接体现在其谐波电压责任上。通过仿真和实验还表明，应用电容投切方法获取单相桥式整流性负荷Norton等效电路参数并进行谐波责任评估，仍存在准确性的问题。为保证电容投切方法进行谐波责任评估的准确性及可靠地在含大量单相桥式整流性负荷的低压配电系统中广泛应用，确定了通过电容投切方法构造电压和电流波动量的原则。

王一平/华南理工大学建筑设计研究院　雍　静/重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室

王一平/硕士研究生

关键词/Keywords
单相桥式整流·
诺顿等效电路·
电容投切·
谐波责任·
波动量法·

以往谐波分析对象主要针对位置确定、数量少和功率大的工业谐波源。由于社会对节能的广泛关注，低压配电系统中采用整流电路的单相用电设备迅速增加，如：紧凑型荧光灯（Compact Fluorescent Lamp，CFL）、液晶显示器（Liquid Crystal Display，LCD）等，这些谐波源随机地分布在整个配电系统中，其谐波畸变率普遍很高，大量谐波注入到系统中，会对系统的电能质量造成严重的影响。为了正确认识低压配电系统中的谐波分量，已有学者针对低压配电系统展开了谐波源识别的研究，从而划分系统侧和用户侧的谐波责任[1, 2]。

现有谐波源识别研究中，通常将用户侧用Norton等效电路表示，系统侧用Norton或Thevenin等效电路表示[1-9]。为了进行谐波源识别，区分各自的谐波责任，需要系统侧和用户侧的阻抗信息，特别是系统侧谐波阻抗。通常它们是未知的或很难获取。虽然负荷接入点处系统侧谐波阻抗由高压短路容量、配电变压器、低压无功补偿电容及部分配电导线等参数共同决定，要分别获得各种参数是非常不易的；用户侧谐波阻抗跟负荷的特性等一系列因素相关，且表现出一定的无规律性；为获取两侧各自的阻抗信息，往往需要利用一定的技术方法或手段。目前，计算谐波阻抗的方法大致可以分为“干预式”法和“非干预式”法两大类。由于低压配电系统中单相非线性负荷不同于大功率的工业谐波源，对系统中的每个负荷都装设监测装置是非常昂贵也是不必要的，且单个或多个负荷的投切并不会影响系统谐波电压的显著变化。因此，为获取系统侧或用户侧的阻抗信息，很难通过“非干预式”法实现，这往往需要借助于“干预式”法，其中最简单且容易实现的手段莫过于投切电容器[1, 9]，电容投切方法不仅能获得系统侧的Norton等效电路参数，而且能获取用户侧的Norton等效电路参数，根据获得的参数即可进行谐波贡献水平的评估；但是用户侧参数相对于系统侧参数而言，更具分散性，利用分散性的用户侧参数进行谐波贡献水平的评估，其可靠性及准确性都是个值得研究的问题。

本文通过电容投切方法估计系统侧和用户侧的Norton等效电路参数，并利用获得的参数对系统两侧各自的谐波责任进行评估及对相关问题展开分析；最后将此方法应用于评估单相桥式整流性

国家自然科学基金（51077138）。

中国知网 https://www.cnki.net

负荷谐波责任，并对其应用于含大量单相桥式整流性负荷的低压配电系统的潜在可行性展开了分析和探讨。

评估谐波责任水平的要点分析

系统侧和用户侧Norton等效电路如图1所示。图1中I_u为系统侧谐波电流源；I_c为用户侧谐波电流源；Z_u和Z_c分别为系统侧谐波阻抗和用户侧谐波阻抗；U_{pcc}和I_{pcc}分别为PCC处谐波电压和谐波电流值。

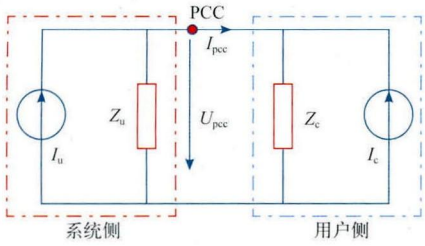


图1　系统侧和用户侧Norton等效电路图

由图1可得以下关系式

$$I_u=\frac{U_{pcc}}{Z_u}+I_{pcc} \tag{1}$$

$$I_c=\frac{U_{pcc}}{Z_c}-I_{pcc} \tag{2}$$

由叠加定理可得，I_u和I_c对I_{pcc}的贡献如图2所示，其表达式如下

$$I_{u\text{-}pcc}=\frac{Z_u}{Z_u+Z_c}I_u \tag{3}$$

$$I_{c\text{-}pcc}=-\frac{Z_c}{Z_u+Z_c}I_c \tag{4}$$

因此，I_{pcc}与$I_{u\text{-}pcc}$和$I_{c\text{-}pcc}$有如下关系式

$$I_{pcc}=I_{u\text{-}pcc}+I_{c\text{-}pcc} \tag{5}$$

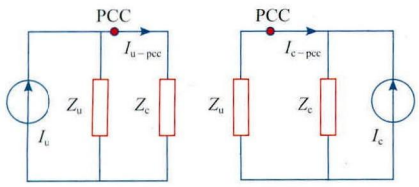


图2　I_{pcc}分解等效电路图

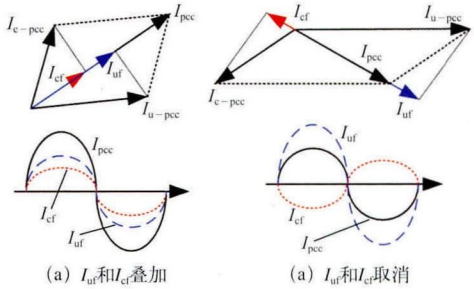
PCC处电流I_{pcc}的值可以分解成两部分（I_{uf}和I_{cf}），其分解示意图如图3所示。$|I_{pcc}|$与I_{uf}和I_{cf}的关系式如下

$$|I_{pcc}|=I_{uf}+I_{cf}=|I_{u\text{-}pcc}|\cos(\varphi_{u\text{-}pcc}-\varphi_{pcc})+$$

$$|I_{c\text{-}pcc}|\cos(\varphi_{c\text{-}pcc}-\varphi_{pcc})=\left|\frac{I_uZ_u}{Z_u+Z_c}\right|\cos(\varphi_{u\text{-}pcc}-\varphi_{pcc})+$$

$$\left|\frac{-I_cZ_c}{Z_c+Z_u}\right|\cos(\varphi_{c\text{-}pcc}-\varphi_{pcc}) \tag{6}$$

式中，I_{uf}为$I_{u\text{-}pcc}$在I_{pcc}上的投影值；I_{cf}为$I_{c\text{-}pcc}$在I_{pcc}上的投影值；$|I_{pcc}|$为这两部分的代数和；$\varphi_{u\text{-}pcc}$、$\varphi_{c\text{-}pcc}$和φ_{pcc}分别为电流$I_{u\text{-}pcc}$、$I_{c\text{-}pcc}$和I_{pcc}的相角。因此，I_{uf}和I_{cf}可用来确定系统侧和用户侧各自谐波责任的指标。$I_{u\text{-}pcc}$和$I_{c\text{-}pcc}$在I_{pcc}上的投影都有可能与$|I_{pcc}|$出现相同或相反的情况，若出现相反的情况，表示其中一侧减少了PCC处的谐波电流，对其产生有利作用。



(a) I_{uf}和I_{cf}叠加　　(a) I_{uf}和I_{cf}取消

图3　I_{pcc}分解成两部分

同理可推出系统侧和用户侧在PCC处的谐波电压责任U_{uf}和U_{cf}，其表达式如下

$$|U_{pcc}|=U_{uf}+U_{cf}=|U_{u\text{-}pcc}|\cos(\phi_{u\text{-}pcc}-\phi_{pcc})+$$

$$|U_{c\text{-}pcc}|\cos(\phi_{c\text{-}pcc}-\phi_{pcc})=\left|\frac{I_uZ_uZ_c}{Z_u+Z_c}\right|\cos(\phi_{u\text{-}pcc}-\phi_{pcc})+$$

$$\left|\frac{I_cZ_cZ_u}{Z_c+Z_u}\right|\cos(\phi_{c\text{-}pcc}-\phi_{pcc}) \tag{7}$$

式中，U_{uf}和U_{cf}分别为$U_{u\text{-}pcc}$和$U_{c\text{-}pcc}$在U_{pcc}上的投影值；$|U_{pcc}|$为这两部分的代数和；$\phi_{u\text{-}pcc}$、$\phi_{c\text{-}pcc}$和ϕ_{pcc}分别为电压$U_{u\text{-}pcc}$、$U_{c\text{-}pcc}$和U_{pcc}的相角。

谐波阻抗求取及谐波责任评估

1. 电容投切方法获取谐波阻抗

在Matlab/Simulink中建立如图4所示仿真电路图，分别用线性负荷（R&L）和非线性负荷（谐波电流源）来表示用户侧的Norton等效电路参数。为获取系统侧谐波阻抗，需要电容投切前和投切后的电压U_{pcc}和电流$I_{u\text{-}pcc}$数据，获取系统侧谐波阻

中国知网　https://www.cnki.net

抗和电流源的表达式如下

$$Z_u = -\frac{U_{pcc_post} - U_{pcc_pre}}{I_{u-pcc_post} - I_{u-pcc_pre}} \quad (8)$$

$$I_u = I_{u-pcc_pre} + \frac{U_{pcc_pre}}{Z_u} = I_{u-pcc_post} + \frac{U_{pcc_post}}{Z_u} \quad (9)$$

式中，U_{pcc_pre}和U_{pcc_post}分别为电容投切前后的电压；I_{u-pcc_pre}和I_{u-pcc_post}分别为电容投切前后系统侧的电流。

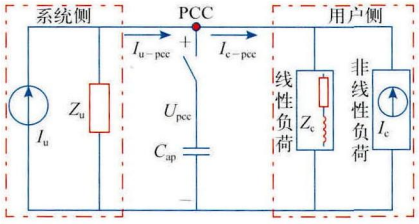


图4 PCC处电容投切获取谐波阻抗

同理可获取用户侧谐波阻抗和电流源的表达式如下

$$Z_c = \frac{U_{pcc_post} - U_{pcc_pre}}{I_{c-pcc_post} - I_{c-pcc_pre}} \quad (10)$$

$$I_c = \frac{U_{pcc_pre}}{Z_c} - I_{c-pcc_pre} = \frac{U_{pcc_post}}{Z_c} - I_{c-pcc_post} \quad (11)$$

式中，I_{c-pcc_pre}和I_{c-pcc_post}分别为电容投切前后用户侧的电流。

仿真电路中，系统侧$Z_u = 1\ \Omega$，$R_u = 0.4\ \Omega$；用户侧有功$P = 1\ 126$ W，无功$Q = 108$ var，ITHD $= 30.2\%$。系统侧等效电路参数与电容投切方法估计的参数如表1所示，投切不同的电容量，估计出的参数基本不变。从表1中可以看出，通过电容投切方法可以很好地估计出系统侧等效电路参数，且系统侧更趋向于用Thevenin等效电路表示（I_uZ_u的误差很小）。因此，用电容投切方法获取系统侧等效电路参数是一种简单可行且有效的方法。

用户侧等效电路参数与电容投切方法估计的参数如表2所示，其中电容投切方法估计的参数是在某一电容值下获取的。由表2可以看出：电流源I_c的误差较大，阻抗Z_c根本无法体现用户侧的真实情况，通过电容投切方法很难有效估计出用户侧Norton等效电路参数。

表1 系统侧电路参数比较

谐波次数	仿真设置		电容投切方法	
	Z_u/（Ω/°）	I_uZ_u/（V/°）	Z_u/（Ω/°）	I_uZ_u/（V/°）
1	1.0/66	230.0/0	0.9/90	228.0/1
3	2.8/82	7.0/−120	3.0/92	7.5/−115
5	4.6/85	4.0/−150	4.6/88	4.0/−147
7	6.4/86	3.0/−160	6.4/88	3.0/−154
9	8.3/87	2.0/−150	8.6/84	2.1/−146
11	10.1/87	1.0/−60	10.2/88	1.0/−50
13	11.3/88	0.7/−60	12.0/89	0.7/−47
15	13.8/88	0.5/−150	13.8/89	0.5/−135

表2 用户侧电路参数比较

谐波次数	仿真设置		电容投切方法	
	Z_c/（Ω/°）	I_c/（A/°）	Z_c/（Ω/°）	I_c/（A/°）
1	254/38	6.0/0	155/−63	4.6/−23
3	512/67	1.5/105	35/69	1.1/100
5	810/76	1.0/−55	125/166	0.7/−54
7	1 118/80	0.8/−70	125/166	0.7/−66
9	1 428/82	0.5/110	76/149	0.4/118
11	1 739/83	0.6/105	376/152	0.4/115
13	2 052/84	0.1/60	905/138	0.1/73
15	2 365/85	0.2/−55	1 205/144	0.1/−39

事实上，用户侧估计出的电路参数会随投切电容量的不同而存在差异，特别是等效阻抗Z_c。通过投切4种不同的电容量获得用户侧等效阻抗Z_c如图5所示。

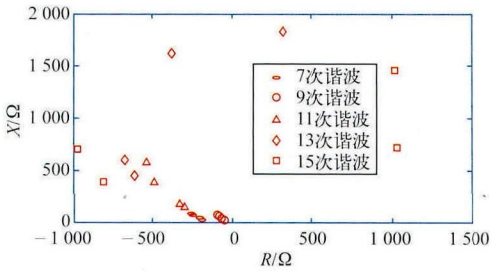


图5 用户侧等效阻抗

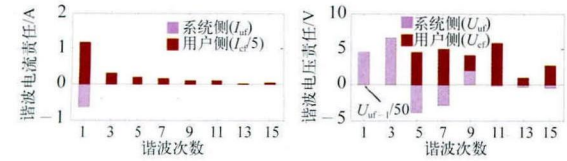
从图5中可知：估计出的阻抗Z_c具有较大的分散性，主要是因为系统侧的阻抗很小，大多数能量在电容投入时注入到系统侧而不是用户侧。因此，用电容投切方法获取用户侧等效电路参数其可靠性和准确性是存在质疑的。

2. 评估系统侧和用户侧各自的谐波责任

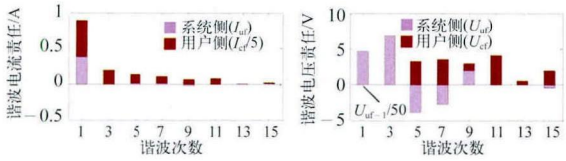
根据上述仿真结果，由式（6）和式（7）分

中国知网 https://www.cnki.net

别计算得到“仿真设置”和“电容投切方法”两种情况下系统和用户两侧各自的谐波电流责任和谐波电压责任，其结果如图6所示。为了便于数据比较，用户侧谐波电流责任I_{cf}缩小了5倍，系统侧基波电压责任缩小了50倍。



(a) 仿真设置



(b) 电容投切方法

图6　谐波电压责任与谐波电流责任比较

从图6中可知，谐波电流责任的误差较小，其主要因为用户侧谐波电流责任远大于系统侧。对于不同的电压等级，谐波电流没有可比性，且谐波电压又是体现供电质量的主要方面，因此，谐波电流并不能真实反映系统的谐波污染情况，往往用谐波电压来进行谐波污染的责任划分。对于谐波电压责任，系统侧误差非常小，而用户侧误差较大。

实际系统中，由于$Z_u \ll Z_c$，因此系统侧和用户侧在PCC处的谐波电压责任U_{uf}和U_{cf}的表达式可简化为

$$\begin{aligned}|U_{pcc}| &= U_{uf} + U_{cf} \\ &= |I_u Z_u| \cos(\phi_{u-pcc} - \phi_{pcc}) + |I_c Z_u| \cos(\phi_{c-pcc} - \phi_{pcc})\end{aligned} \tag{12}$$

由于电容投切方法估计系统侧Norton等效电路参数（Z_u、I_uZ_u）的误差较小，由此得到系统侧谐波电压责任的误差也较小，因此，用电容投切方法对系统侧进行谐波责任评估是可行的。

虽然电容投切方法估计的阻抗Z_c无法体现用户侧的真实情况，且不同的电容量会使估计的阻抗Z_c发生很大变化，但计算得到其对系统两侧各自谐波电压责任的影响甚小，因此，可以忽略因投切不同的电容量导致分散的阻抗Z_c对谐波电压责任的影响，而只需关注电流源I_c。由式（12）可知，电流源I_c的误差会直接体现在用户侧谐波电压责任上，虽然通过电容投切方法估计的电流源I_c存在一定的误差，但用户侧谐波电压责任在整体上较为一致。因此，用电容投切方法对用户侧进行谐波责任评估具有潜在的可行性，但存在评估准确性的问题。

单相桥式整流性负荷谐波责任准确性分析

1. 单相桥式整流性负荷谐波责任

针对CFL这一典型的单相桥式整流性负荷，在Matlab/Simulink中建立其仿真电路图，如图7所示。根据某一实际低压配电系统，将图7中各元件参数设置如下：$Z_u = 0.03\ \Omega$、$\cos\varphi = 0.2$；$C_0 = 3.55\ \mu F$、$R_0 = 5\ 154\ \Omega$（飞利浦14 W的CFL在某一实测电压下的估计值，估计方法见文献［9］）。

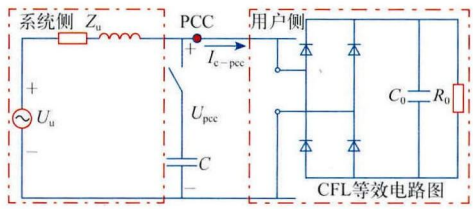


图7　仿真电路图

由于系统侧阻抗Z_u由所处的短路容量决定，其值很小，为毫安级；对于单个桥式整流性负荷而言，在电容未投入时，其在Z_u上的电压降非常小，可以忽略不计。因此，电容投切前，可将系统侧等效电压源U_u用PCC处测量到的电压U_{pcc_pre}表示；电容投切后，PCC处的电压U_{pcc_post}由图7中*RLC*串联电路决定。事实上，单个电容的投切并不能使PCC处各次谐波电压都发生较大的波动，通过选择不同的电容*C*即可改变*RLC*串联电路的谐振频率，从而获得需要的电压波动，最后通过波动量法便可获取单相桥式整流性负荷Norton等效电路参数。

通过仿真，由式（10）和式（11）计算得到CFL的3次谐波Norton等效电路参数如表3所示。事实上，表3中的参数都是采用波动量法[5]计算获得，但电容投切方法是一种“干预式”法，其他两组参数的获取是通过“非干预式”法。表3中

中国知网　https://www.cnki.net

不同电压波形对应的电压指标如下：负荷高峰CF＝1.3832、VTHD＝3.18%；负荷低谷CF＝1.4032、VTHD＝1.28%；投入电容器CF＝1.3668、VTHD＝5.13%。CF为电压波峰系数，VTHD为电压总畸变率，共同来表征不同的电压波形。

从表3中不难看出，“干预式”法与“非干预式”法获取的Norton模型参数存在较大的差异，“非干预式”法之间也会存在一定的差异。

表3 CFL的3次谐波Norton等效电路参数

电压波形		Z_{c3}/（Ω/°）	I_{c3}/（A/°）
变化前	变化后		
负荷高峰	标准余弦波	508/－82	0.057/－95
负荷高峰	负荷低谷	547/－62	0.057/－100
负荷高峰	投入电容器	359/43	0.046/－123

通过实验计算得到CFL和LCD 3次谐波Norton等效电路参数如表4所示。表4中电压波形与表3相对应，均由台湾致茂公司生产的“可编程交流电源供应器”提供，采用NI－DAQ设备采集电压和电流，谐波电压和电流由FFT分析得到。

表4 CFL和LCD的3次谐波Norton等效电路参数

负荷	电压波形		Z_{c3}/（Ω/°）	I_{c3}/（A/°）
	变化前	变化后		
LCD	负荷高峰	标准余弦波	132/－40	0.124 0/－168
	负荷高峰	负荷低谷	213/－62	0.106 5/－174
CFL	负荷高峰	标准余弦波	630/－75	0.056/－84
	负荷高峰	负荷低谷	1 174/－50	0.051/－80

从表4中可以看出，由于选择不同的电压和电流波动量，所获得的Norton等效电路参数也存在较大的差异。

事实上，无论采用“干预式”法或“非干预式”法，单相桥式整流性负荷Norton等效电路参数完全依赖于电压和电流的波动量，通过选择不同的电压波形引起的波动量去计算Norton等效电路参数，其值必然会存在差异。这种差异对于谐波潮流分析并没有影响，但对于评估谐波电压责任却是个不容忽视的问题。结合上述分析可知，用户侧等效谐波电流源I_c的差异将直接反映其对PCC处谐波电压责任上。

通过对多个单相桥式整流性负荷的仿真和实验发现：不同的负荷，采用“干预式”法和“非干预式”法获取的等效谐波电流源I_c同样存在差异，且差异值也不尽相同。因此，在含大量单相桥式整流性负荷的低压配电系统中，广泛运用电容投切方法获取用户侧Norton等效电路参数并利用获得的参数进行谐波电压责任评估，其准确性很难得到保证。

2. 分析和讨论

通常将负荷用Norton等效电路表示，阻抗部分表示线性负荷，电流源部分表示非线性负荷。如果负荷中的确含线性负荷和非线性负荷，这种等效显然是正确的；如果负荷中不含线性负荷，仅含非线性负荷，阻抗部分应为无穷大。实际上，利用Norton等效电路对负荷进行等效时，并不关心负荷的类型、特性及负荷中是否含线性或非线性负荷。为获得负荷Norton等效电路参数，需要采用一定的方法对其进行估计，波动量法即是其中一种。

一般非线性负荷电流都会受输入端电压的影响，且不同的负荷类型，电流受电压的影响也不尽相同。对于线性负荷，其代表Norton等效电路阻抗部分并不依赖于电压和电流的波动量，通过波动量法获得的阻抗是恒定的。对于非线性负荷，电压变化引起电流的变化不仅通过电流源部分来体现，还会通过阻抗部分来体现（表3和表4中的数据足以说明此点）。其中电流源部分反映非线性负荷谐波源特性，阻抗部分反映不同电压对非线性负荷电流输出量的影响。图8为波动量法获取负荷Norton等效电路参数的示意图。

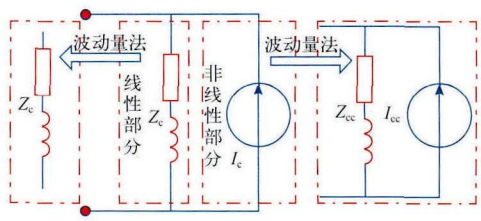


图8 Norton等效电路分解

从图8中可知，电流源I_c是非线性负荷电流在某一时刻电压下的真实值，而采用波动量法估计的值为I_{cc}。对于一般非线性负荷，I_c与I_{cc}的差异与波动量法前后电压和电流的选取有很大关系。

中国知网 https://www.cnki.net

若利用波动量法估计的参数进行谐波电压责任评估，由于谐波电压责任与用户侧阻抗几乎无关，为保证评估的准确性，选择电压和电流波动量的原则为：通过波动量法获得的电流源I_{cc}应尽可能真实地反映非线性负荷的电流I_c。

实际上，要使I_{cc}尽可能真实地反映I_c，选择负荷低谷时段和负荷高峰时段作为波动量法变化前后的电压波形是最佳的选择。由此获得的电流源I_{cc}是在这两种电压波形下电流源I_c的折中，这也为电容投切方法构造电压和电流波动量提供了参考。

由于低压配电系统中单相桥式整流性负荷的接入具有随机性，要分别获取其在低谷时段和高峰时段的电压和电流数据有一定的困难性，特别对于系统高次谐波（11次及以上）电压，低谷时段和高峰时段的值相差较小，存在减法误差，这也增加了获取Norton等效电路的困难，而电容投切方法能一定程度地解决这些问题。如何通过电容投切方法对不同单相桥式整流性负荷的组合进行谐波贡献评估及准确性分析，并将此方法广泛应用于低压配电系统中，将在下一步工作中进行。

结束语

本文通过仿真结果表明：投切电容方法能有效地估计系统侧Norton等效电路参数，系统侧更趋向于用Thevenin等效电路表示；但此方法很难估计出用户侧Norton等效电路参数，用户侧电流源的误差较大，而阻抗根本无法体现其真实情况。由于系统侧阻抗远小于用户侧阻抗，仍可以采用获得的参数对系统两侧各自的谐波责任进行评估，而用户侧电流源的误差将直接体现在谐波电压责任上。此外，通过仿真并结合实验表明：波动量法（电容投切方法与“非干预式”法）获得的单相桥式整流性负荷Norton等效电路参数之间存在一定的差异，为保证采用获得的参数进行谐波责任评估的准确性，确定了选择电压和电流波动量的原则，这也是电容投切的方法能否可靠地在含大量单相桥式整流性负荷的低压配电系统中得到广泛应用的关键。

参考文献

[1] Mazin E.H, Nino E.E, Xu W, et al. A Study on the Harmonic Contributions of Residential Loads [J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2011, 26 (3): 1592-1599.

[2] Pfajfar T, Blažič B, Papič I. Harmonic Contributions Evaluation with the Harmonic Current Vector Method [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2008, 23 (1): 425-433.

[3] Xu W, Ahmed E E, Zhang X, et al. Measurement of network harmonic impedances: Practical implementation issues and their solutions [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2002, 17 (1): 210-216.

[4] Xu W, Liu Y. A method for determining customer and utility harmonic contribution at the point of common coupling [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2000, 15 (2): 804-811.

[5] 刘秀玲，王洪瑞. 电网谐波阻抗的测量及其修正 [J]. 电力系统及其自动化学报，2007，19 (2)：55-58.

[6] 张巍，杨洪耕. 基于二元线性回归的谐波发射水平估计方法 [J]. 中国电机工程学报，2004，24 (6)：50-54.

[7] 车权，杨洪耕. 基于稳健回归的谐波发射水平估计方法 [J]. 中国电机工程学报，2004，24 (4)：39-44.

[8] Nino E. E, Xu W. Measurement of harmonic sources in three-wire single-phase supply systems [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2007, 22 (4): 2527-2533.

[9] Jing Yong, Liang Chen. Alexandre B.Nassif, and W.Xu. A frequency-domain harmonic model for compact fluorescent lamps [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2010, 25 (2): 1182-1189.

（收稿日期：2014－07－10）EA

中国知网 https://www.cnki.net