

# 台式计算机负荷的频域谐波模型及衰减特性

雍静, 陈亮, 陈双燕

(输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室(重庆大学), 重庆市沙坪坝区 400044)

## Frequency-Domain Harmonic Model and Attenuation Characteristics of Desktop PC Loads

YONG Jing, CHEN Liang, CHEN Shuangyan

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology (Chongqing University),  
Shapingba District, Chongqing 400044, China)

**ABSTRACT:** Desktop personal computer (desktop PC) is a typical harmonic-source load. The mass and distributed installation of PCs in power system brought difficulties to the harmonic analysis. Based on the PC's generic circuit, this paper developed a frequency-domain harmonic model, which transfers nonlinear characteristics of PCs in the time-domain to linear admittance matrices in the frequency-domain. Besides the application on frequency domain harmonic power flow solution, the model can also be used to analyze the impact of the harmonic voltages on the harmonic currents, i.e. attenuation effect, since it couples all harmonic voltages and currents. Furthermore, the presented model can be extended to other loads employing the similar circuit since it was derived by the generic circuit. This model has been verified by simulations and measurements as well. Investigation of the attenuation characteristics for such loads indicates that the attenuation effect only occurs in a particular harmonic phase angle range, and is strongly correlated to the crest factor of the supply voltage.

**KEY WORDS:** desktop PC; harmonic; frequency-domain harmonic model; attenuation effect

**摘要:** 台式计算机(desktop personal computer, PC)是一种典型的负载谐波源,其量大面广的分布式特性对研究其谐波规律的造成困难。基于台式计算机电源的基本电路,提出一种频域谐波模型,将计算机电源的时域非线性特性表达成频域线性导纳矩阵的形式。该模型除了可被应用于谐波潮流分析外,还能用于分析电源谐波电压对其谐波电流的影响,即衰减效应,因为其耦合了PC负荷输入端的各次谐波电压、电流。由于模型的推导是基于其基本电路,因此该模型可推广

到其他具有类似电源电路的装置。仿真和实验结果验证了模型的准确性。用所提模型对该类非线性负载衰减特性的研究表明,衰减效应仅在特定的谐波相位区间内产生,与电源电压的波峰系数关联性极大。

**关键词:** 台式计算机; 谐波; 频域谐波模型; 衰减效应

## 0 引言

随着电力电子技术的发展,采用开关电源和频率变换装置的用电设备获得广泛应用,配电系统中谐波源负荷的数量和种类也越来越多,如台式计算机、紧凑型荧光灯、液晶电视机、笔记本电脑、采用变频调速技术的空调器、洗衣机、电冰箱等。这些用电设备广泛而随机地分布在整个配电系统中。实验数据表明,这些谐波源的单台总谐波畸变率接近甚至超过100%,成为目前引起极大关注的新型谐波源——分布式谐波源。

最初研究者们主要是通过测量来理解这类非线性设备的谐波产生特性<sup>[1-3]</sup>,随后通过仿真和实验相结合的方法进一步研究系统谐波电压和谐波电流的相互作用<sup>[4-8]</sup>。结果表明,非线性设备产生的谐波电流受输入端谐波电压的影响而存在衰减效应<sup>[8]</sup>,即系统总谐波电压畸变率(total harmonic distortion of voltage, VTHD) $\eta_{VTHD}$ 增大时,谐波源设备的谐波发射水平,即总谐波电流畸变率(total harmonic distortion of incurrent, ITHD) $\eta_{ITHD}$ 反而减小。显然,衰减效应有助于减小系统波形畸变,但迄今为止,还没有能够分析这类非线性设备衰减效应的谐波源模型。目前常用的谐波源模型是恒定的谐波电流源模型,它不能反映谐波源产生的谐波和系统背景谐波之间的相互作用,往往对谐波水平估计过高。另一方面,整流电路的谐波分析方法有了

基金项目: 重庆市自然科学基金项目(CSTC, 2009BB3032); 重庆大学“211工程”三期建设(S-09111)。

The Chongqing Natural Science Foundation (CSTC, 2009BB3032);  
The Third Training of “211 Project”, Chongqing University (S-09111).

许多进展。文献[9]研究了不可控整流电路的时域谐波源模型；文献[10]提出了该类电路的频域模型框架，但没有建立具体模型；文献[11-12]提出了可控整流电路的频域模型。

为了能更精确地表征谐波源的谐波产生特性，反映系统的背景谐波效应，分析这类谐波源的衰减效应，并通过谐波潮流计算研究谐波的传播规律，实现配电系统谐波源识别<sup>[13-14]</sup>和谐波抑制<sup>[15-16]</sup>，需要建立适当的谐波源频域模型。

本文对这类分布式谐波源的典型代表——台式计算机，建立了其频域谐波耦合导纳矩阵模型，用仿真和实验结果验证了模型的准确性，并用所建模型分析了系统谐波电压对该类非线性负载谐波产生特性的影响。

### 1 PC 负荷谐波分析电路及其参数估计

#### 1.1 PC 负荷谐波分析电路及其简化

PC 类负荷谐波分析的常用电路为感容滤波型单相桥式整流电路<sup>[6,8]</sup>，如图 1 所示。其中， $L$  为输入滤波电感， $C$  为大容量直流滤波电容， $R$  为负载等效电阻， $u_{ac}$  为电源电压， $u_{dc}$  为含纹波的直流输出电压。

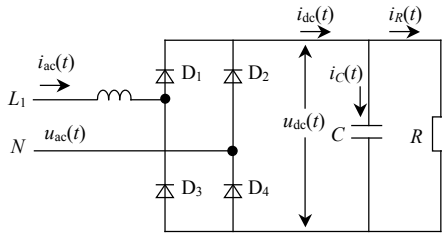


图 1 PC 负荷谐波分析等效电路  
Fig. 1 Equivalent circuit for harmonic analysis of desktop PC load

非连续导通模式 (discontinuous conduction mode, DCM) 下，该电路有电容充、放电 2 种工作状态。仅在每个周期的电容充电阶段，交流侧流过电流  $i_{ac}$ 。电容充电时间只占交流半周期中的很小部分，因此交流电流呈间断的脉冲状波形，含有丰富的谐波。

图 2 给出了在理想基波电压，即  $u_{ac}(t)=U_1\cos(\omega t)$  ( $U_1$  为基波电压峰值) 时，该电路的交流输入电流  $i_{ac}$ 、直流输出电压  $u_{dc}$  的波形。其中， $\alpha$ 、 $\delta$  分别为二极管的导通、截止角。

考虑到滤波电容值很大、输出直流电压波动很小，当电源电压一定时，为简化模型推导，假定  $u_{dc}$  为定值，即  $u_{dc}(t)=U_{dc}$ 。该假定将会在后续的仿真

和实验结果中得到验证。在此假定下，图 1 所示的 PC 负荷谐波分析等效电路可进一步简化，如图 3 所示。

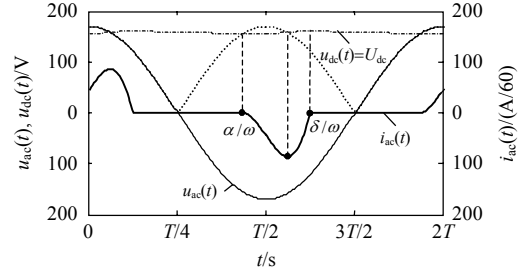


图 2 电源电压  $u_{ac}$ 、交流电流  $i_{ac}$  和直流输出电压  $u_{dc}$   
Fig. 2 Supply voltage  $u_{ac}$ , input current  $i_{ac}$  and output voltage  $u_{dc}$

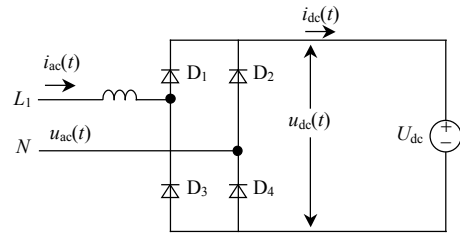


图 3 PC 负荷谐波分析简化电路  
Fig. 3 Simplified circuit for harmonic analysis of PC load

#### 1.2 PC 负荷谐波分析电路的参数估计

尽管 PC 负荷的等值电路很简单，但电路中的元件参数是可变的，因此首先需要确定电路参数。

通过对多个品牌 PC 电源电路的观察，直流侧滤波电容  $C$  可认为是恒定值，即  $470\ \mu\text{F}$ ， $L$ 、 $R$  等参数则随 PC 型号不同而改变。

在 PC 负荷消耗的功率已知的情况下， $U_{dc}$  与  $R$  的关系为

$$R = U_{dc}^2 / P \tag{1}$$

在电容充电阶段 ( $\alpha \leq \omega t \leq \delta$ )，有

$$u_{ac}(t) = L di_{ac}(t) / dt - U_{dc} \tag{2}$$

在区间  $\alpha \leq \theta \leq \gamma$  ( $\alpha \leq \gamma \leq \delta$ ) 上，将式(2)两端积分，得到交流侧电流：

$$i_{ac}(\theta) = \frac{U_1}{\omega L} [\sin \theta - \sin \alpha - (\theta - \alpha) \cos \alpha] \tag{3}$$

式(3)中，导通角  $\alpha$  可由式(4)求出：

$$U_{dc} = -U_1 \cos \alpha \tag{4}$$

式(3)中，令  $i_{ac}(\theta)=0$ ，截止角  $\delta$  可由式(5)求出：

$$\sin \theta - \sin \alpha - (\theta - \alpha) \cos \alpha = 0 \tag{5}$$

于是，交流侧电流的平均值为

$$i_{ac,avg} = \frac{U_1}{\pi \omega L} [(\cos \alpha - \cos \delta) - (\delta - \alpha) \sin \alpha - \frac{1}{2}(\delta - \alpha)^2 \cos \alpha] \tag{6}$$

由电容电荷平衡, 每个充、放电周期内, 电容上的平均电流均应为 0, 电感  $L$  的值可由式(7)求出:

$$i_{ac,avg} = -\frac{U_{dc}}{R} \quad (7)$$

由于  $U_{dc}$  与  $L$ 、 $R$  等参数的上述耦合关系, 它们可由如下迭代过程解出:

1) 设定  $U_{dc}$  的初值, 允许误差  $\varepsilon$  及最大迭代次数  $N$ ;

2) 由式(1)计算  $R$  的初值;

3) 分别由式(4)、(5)计算导通角  $\alpha$ 、截止角  $\delta$  的初值;

4) 由式(7)计算电感  $L$  的初值;

5) 对  $k=1, 2, \dots, N$ , 分别做到步骤 7);

6) 用龙格-库塔方法计算直流电压的平均值  $u_{dc,avg}$ ;

7) 若  $u_{dc,avg} - U_{dc} > \varepsilon$ , 则  $U_{dc} = u_{dc,avg}$ , 由式(1)计算  $R$ ;

8) 令  $U_{dc} = u_{dc,avg}$ , 由式(4)、(5)计算  $\alpha$ 、 $\delta$  的值, 联立式(6)、(7)计算  $L$ , 并输出新的  $L$ 、 $R$ 、 $U_{dc}$ , 停止迭代;

9) 若  $k > N$ , 则输出超过最大迭代次数, 停止迭代。

运用上述迭代方法, 求解 3 种典型 PC ( $U_1 = 120\sqrt{2}$  V,  $f=60$  Hz,  $C=470$   $\mu$ F) 的谐波分析电路的参数, 如表 1 所示。

表 1 3 种典型 PC 负荷的等效电路参数  
Tab. 1 Parameters in circuit models of three typical PC loads

类型	P/W	L/mH	R/ $\Omega$	$U_{dc}$ /V
Dell	71.9	2.6	368	162.6
Acer	87.7	2.0	302	162.8
HP	94.0	1.8	283	162.9

需指出的是, 负载等效电阻  $R$  随 PC 负荷运行工作点的不同而改变, 谐波产生特性也会有差异。本文的工作都在 PC 处于空闲状态(即 PC 处于等待用户输入状态)时展开, 其它运行模式下 PC 负荷的谐波产生特性可以通过类似的分析获得。

## 2 谐波耦合导纳矩阵模型

### 2.1 模型的推导

在实际系统中, 电源电压是理想的基波电压, 而是包含若干奇数次谐波, 设电源电压:

$$u_{ac}(t) = \sum_{h=1}^H U_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \quad (8)$$

式中:  $U_h$  为  $h$  次谐波电压的幅值;  $\varphi_h$  为  $h$  次谐波的

相位,  $\varphi_1=0$ ;  $H$  为所关注的最高次谐波次数;  $\omega=2\pi f$ 。

在区间  $[\alpha, \delta]$  和区间  $[\alpha+\pi, \delta+\pi]$  上, 将式(2)两端积分, 得到各区间内交流电流的表达式:

$$i_{ac}(t) = \frac{\sum_{h=1}^H U_h [e^{j(h\omega t + \varphi_h)} - e^{-j(h\omega t + \varphi_h)}]}{j2h\omega L} - \frac{\sum_{h=1}^H U_h [e^{j(h\alpha + \varphi_h)} - e^{-j(h\alpha + \varphi_h)}]}{j2h\omega L} + \frac{U_{dc}t}{L} - \frac{U_{dc}\alpha}{\omega L}, \alpha \leq \omega t \leq \delta$$

$$i_{ac}(t) = \frac{\sum_{h=1}^H U_h [e^{j(h\omega t + \varphi_h)} - e^{-j(h\omega t + \varphi_h)}]}{j2h\omega L} - \frac{\sum_{h=1}^H U_h [e^{j[h(\alpha+\pi) + \varphi_h]} - e^{-j[h(\alpha+\pi) + \varphi_h]}]}{j2h\omega L} - \frac{U_{dc}t}{L} + \frac{U_{dc}(\alpha + \pi)}{\omega L}, \alpha + \pi \leq \omega t \leq \delta + \pi$$

在该周波的其他区间内,  $i_{ac}(t)=0$ 。

将  $i_{ac}(t)$  在一个周期内傅里叶展开, 有

$$\dot{i}_k = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2\omega}^{5\pi/2\omega} i_{ac}(t) e^{-jk\omega t} dt \quad (9)$$

式中:  $\dot{i}_k$  为是  $i_{ac}(t)$  的相量形式;  $k$  为谐波次数。

考虑到  $k$  为奇数, 且  $h$  为奇数, 则  $h \pm k$  为偶数。

当  $h \neq k$  时, 有

$$\dot{i}_k = \sum_{h=1}^H U_h e^{j\varphi_h} \frac{1}{j2\pi h\omega L} \left[ \frac{e^{j(h-k)\delta} - e^{j(h-k)\alpha}}{j(h-k)} + \frac{e^{j(h\alpha-k\delta)} - e^{j(h\alpha-k\alpha)}}{jk} \right] - \sum_{h=1}^H U_h e^{-j\varphi_h} \frac{1}{j2\pi h\omega L} \left[ \frac{e^{-j(h+k)\delta} - e^{-j(h+k)\alpha}}{-j(h+k)} + \frac{e^{-j(h\alpha+k\delta)} - e^{-j(h\alpha+k\alpha)}}{jk} \right] - \frac{U_{dc}}{j2\pi k\omega L} [(2\delta + \pi)e^{-jk\delta} - (2\alpha + \pi)e^{-jk\alpha} + \frac{2(e^{-jk\delta} - e^{-jk\alpha})}{jk}] + \frac{U_{dc}(2\alpha + \pi)}{j2\pi k\omega L} (e^{-jk\delta} - e^{-jk\alpha}) \quad (10)$$

当  $h=k$  时, 有

$$\dot{i}_k = \sum_{h=1}^H U_h e^{j\varphi_h} \frac{1}{j2\pi h\omega L} [(\delta - \alpha) + \frac{e^{j(h\alpha-k\delta)} - e^{j(h\alpha-k\alpha)}}{jk}] - \sum_{h=1}^H U_h e^{-j\varphi_h} \frac{1}{j2\pi h\omega L} \left[ \frac{e^{-j(h+k)\delta} - e^{-j(h+k)\alpha}}{-j(h+k)} + \frac{e^{-j(h\alpha+k\delta)} - e^{-j(h\alpha+k\alpha)}}{jk} \right] - \frac{U_{dc}}{j2\pi k\omega L} [(2\delta + \pi)e^{-jk\delta} - (2\alpha + \pi)e^{-jk\alpha} + \frac{2(e^{-jk\delta} - e^{-jk\alpha})}{jk}] + \frac{U_{dc}(2\alpha + \pi)}{j2\pi k\omega L} (e^{-jk\delta} - e^{-jk\alpha}) \quad (11)$$

将式(10)、(11)的结果整理成如下矩阵的形式：

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \\ I_5 \\ I_7 \\ \vdots \\ I_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{1,1}^+ & Y_{1,3}^+ & Y_{1,5}^+ & Y_{1,7}^+ & \cdots & Y_{1,H}^+ \\ Y_{3,1}^+ & Y_{3,3}^+ & Y_{3,5}^+ & Y_{3,7}^+ & \cdots & Y_{3,H}^+ \\ Y_{5,1}^+ & Y_{5,3}^+ & Y_{5,5}^+ & Y_{5,7}^+ & \cdots & Y_{5,H}^+ \\ Y_{7,1}^+ & Y_{7,3}^+ & Y_{7,5}^+ & Y_{7,7}^+ & \cdots & Y_{7,H}^+ \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{K,1}^+ & Y_{K,3}^+ & Y_{K,5}^+ & Y_{K,7}^+ & \cdots & Y_{K,H}^+ \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \angle 0 \\ U_3 \angle \varphi_3 \\ U_5 \angle \varphi_5 \\ U_7 \angle \varphi_7 \\ \vdots \\ U_H \angle \varphi_H \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{1,1}^- & Y_{1,3}^- & Y_{1,5}^- & Y_{1,7}^- & \cdots & Y_{1,H}^- \\ Y_{3,1}^- & Y_{3,3}^- & Y_{3,5}^- & Y_{3,7}^- & \cdots & Y_{3,H}^- \\ Y_{5,1}^- & Y_{5,3}^- & Y_{5,5}^- & Y_{5,7}^- & \cdots & Y_{5,H}^- \\ Y_{7,1}^- & Y_{7,3}^- & Y_{7,5}^- & Y_{7,7}^- & \cdots & Y_{7,H}^- \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{K,1}^- & Y_{K,3}^- & Y_{K,5}^- & Y_{K,7}^- & \cdots & Y_{K,H}^- \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \angle 0 \\ U_3 \angle -\varphi_3 \\ U_5 \angle -\varphi_5 \\ U_7 \angle -\varphi_7 \\ \vdots \\ U_H \angle -\varphi_H \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_1^0 \\ Y_3^0 \\ Y_5^0 \\ Y_7^0 \\ \vdots \\ Y_K^0 \end{bmatrix} U_{dc} \quad (12)$$

式中：

$$Y_k^0 = \frac{1}{-j\pi k \omega L} [(\delta - \alpha)e^{-jk\delta} + \frac{e^{-jk\delta} - e^{-jk\alpha}}{jk}] \quad (13)$$

$$Y_{k,h}^+ = \frac{1}{j2\pi h \omega L} [(\delta - \alpha) + \frac{e^{j(h\alpha - k\delta)} - e^{j(h\alpha - k\alpha)}}{jk}], \quad h=k \quad (14)$$

$$Y_{k,h}^+ = \frac{1}{j2\pi h \omega L} \left[ \frac{e^{j(h-k)\delta} - e^{j(h-k)\alpha}}{j(h-k)} + \frac{e^{j(h\alpha - k\delta)} - e^{j(h\alpha - k\alpha)}}{jk} \right], \quad h=k \quad (15)$$

$$Y_{k,h}^- = -\frac{1}{j2\pi h \omega L} \left[ \frac{e^{-j(h+k)\delta} - e^{-j(h+k)\alpha}}{-j(h+k)} + \frac{e^{-j(h\alpha + k\delta)} - e^{-j(h\alpha + k\alpha)}}{jk} \right] \quad (16)$$

上述矩阵方程可简写为

$$I_h = Y^+ U_h + Y^- U_h^* + Y^0 U_{dc} \quad (17)$$

式中： $I_h$ 为交流侧电流向量； $U_h$ 为输入端电压向量； $U_h^*$ 为其共轭。式(12)~(17)中，上标“+”、“-”、“0”分别用来标识与 $U_h$ 、 $U_h^*$ 、 $U_{dc}$ 相关的导纳矩阵元素。

式(17)就是本文提出的 PC 负荷的谐波耦合导纳矩阵模型， $Y^+$ 、 $Y^-$ 、 $Y^0$ 为谐波导纳矩阵，其中 $Y_{k,h}$ 为电源侧 $h$ 次谐波电压对 $k$ 次谐波电流的影响。

### 2.2 模型中变量的确定

对任一给定 PC 负荷，其耗散功率已知时，都可以用 1.2 节的方法确定其谐波分析等效电路的参数  $R$ 、 $L$  及理想基波电压下的直流电压  $U_{dc}$ 。

电源电压含谐波时，可认为电路的固有参数  $L$ 、 $R$ 、 $C$  保持不变，而二极管的导通、关断角受输入电压谐波的影响，因此模型中  $U_{dc}$ 、 $\alpha$ 、 $\delta$  等为随电压变化的变量，需要重新计算。

考虑到在每个导通区内，电感电压的平均值

为 0，可认为电容滤波电路与感容滤波电路的直流侧电压平均值相等，其波形近似为锯齿波，如图 4 所示。

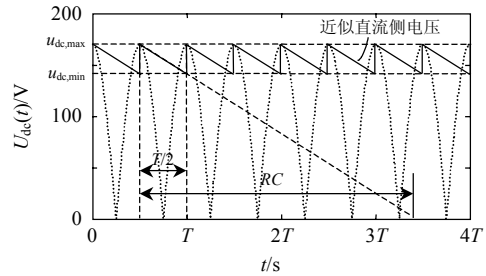


图 4 直流电压平均值的分析

Fig. 4 Analysis of average value of DC voltage

图 4 中， $T$ 为交流侧电压的周期。由于  $RC$  值较大，可认为电容每次充电均能达到交流侧电压的峰值，然后按  $RC$  放电的起始斜率直线下降，经  $RC$  交于横轴，且在  $T/2$  处的数值为直流电压的最小值。由相似三角形关系可得直流电压的平均值：

$$U_{dc} = u_{ac,max} \left(1 - \frac{T}{4RC}\right) \quad (18)$$

式中： $u_{ac,max}$ 为输入端电压峰值。

与式(4)类似， $\alpha$ 可由式(19)解出：

$$U_{dc} = -\sum_{h=1}^H U_h \cos(h\alpha + \varphi_h) \quad (19)$$

在区间  $\alpha \leq \gamma \leq \delta$  上，将式(2)两端积分，有

$$\int_{\alpha}^{\delta} \sum_{h=1}^H U_h (h\theta + \varphi_h) d\theta = \int_{\alpha}^{\delta} \omega L \frac{di_{ac}(\theta)}{d\theta} d\theta - \int_{\alpha}^{\delta} U_{dc} d\theta \quad (20)$$

因  $i_{ac}(\delta)=0$ 、 $i_{ac}(\alpha)=0$ ， $\delta$ 可由式(21)解出：

$$U_{dc} = -\frac{1}{\delta - \alpha} \left\{ \sum_{h=1}^H \frac{U_h}{h} [\sin(h\delta + \varphi_h) - \sin(h\alpha + \varphi_h)] \right\} \quad (21)$$

### 3 仿真与实验验证

为了验证模型的正确性，本文对 3 种 PC 负荷进行了 Simulink 仿真和运行时的实测。实测过程中，PC 负荷输入端电压为 120 V(本文所有实验结果在加拿大 Alberta 大学的电力实验室获得)。实测过程中，谐波条件如表 2~4 所示。图 5~7 分别给出了 3 种 PC 负荷交流电流频谱的对比。

表 2 Dell PC 负荷输入端电压条件  
Tab. 2 Voltage conditions at Dell PC load's input

谐波次数	谐波幅值/%	谐波相位/rad
3	3.43	8.87
5	3.44	16.21
7	1.16	25.11
9	1.68	26.45
11	0.58	31.51

表3 Acer PC 负荷的输入端电压条件  
Tab. 3 Voltage conditions at Acer PC load's input

谐波次数	谐波幅值/%	谐波相位/rad
3	3.42	8.89
5	3.43	16.05
7	1.16	21.32
9	0.92	26.42
11	0.57	30.67

表4 HP PC 负荷的输入端电压条件  
Tab. 4 Voltage conditions at HP PC load's input

谐波次数	谐波幅值/%	谐波相位/rad
3	3.43	8.90
5	3.42	16.06
7	1.15	21.03
9	0.98	26.45
11	0.57	30.62

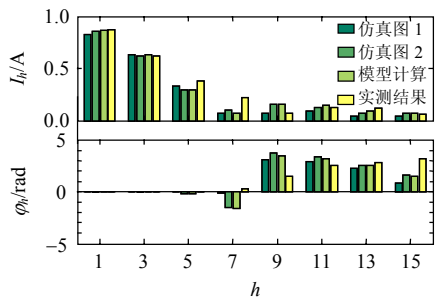


图5 Dell PC 负荷谐波电流频谱比较

Fig. 5 Comparisons of harmonic spectrum of Dell PC load

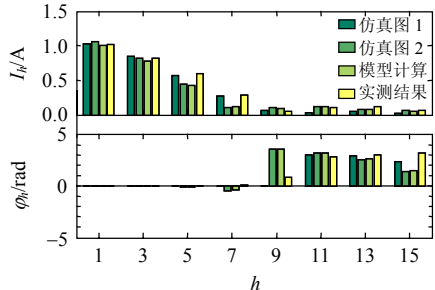


图6 Acer PC 负荷的谐波电流频谱比较

Fig. 6 Comparisons of harmonic spectrum of Acer PC load

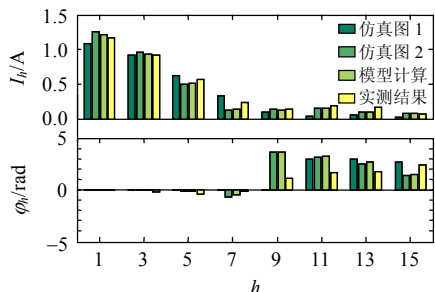


图7 HP PC 负荷的谐波电流频谱比较

Fig. 7 Comparisons of harmonic spectrum of HP PC load

图5~7中, 仿真图1和仿真图3的结果对比显示, 二者的谐波幅值和相位都非常接近, 说明用简化等值电路分析PC负荷的谐波特性是可行的。模

型计算结果与仿真结果也非常接近, 证明了模型推导的正确性。

总体来说, 实测所得的谐波幅值特性与模型、仿真结果都非常接近, 9次以下谐波的相位也很接近。但在9次及以上谐波中, 部分谐波相位上有明显差异, 可能是由文中等效电路、简化电路与实际开关电源电路谐波产生特性的细微差异引起的; 此外, 由于实测谐波相位信息对测量误差十分敏感, 也容易引起模型与测量结果之间的差异。

#### 4 基于模型的非线性负载衰减特性分析

##### 4.1 衰减效应的影响因素

文献[8]最早提出了衰减效应的概念, 非线性负载的 $\eta_{\text{THD}}$ 随其输入端谐波电压的幅值、相位的变化而改变, 在一定的相角区间内,  $\eta_{\text{THD}}$ 增大时,  $\eta_{\text{THD}}$ 反而减小。

由式(17)可知, 本文提出的模型将PC负荷的时域非线性特性变换成一个频域线性导纳矩阵, 它耦合了PC负荷输入端的各次谐波电压、电流, 因而能够用来分析非线性负载的衰减效应。

以Dell PC为例, 分析电源电压含基波和3次谐波电压的情况。计算所得的PC负荷 $\eta_{\text{THD}}(\%)$ 随谐波电压幅值、相位变化的等值线如图8所示。

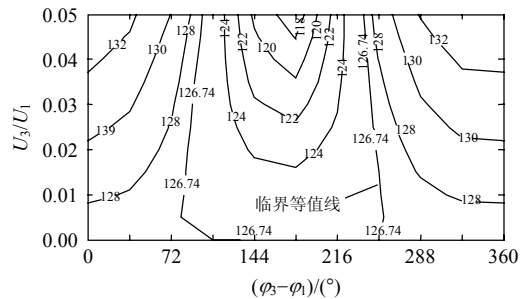


图8  $\eta_{\text{THD}}$  随谐波电压幅值、相位变化等值线

Fig. 8  $\eta_{\text{THD}}$  contours as a function of harmonic voltage amplitude and phase shift

图8中,  $\eta_{\text{THD}}=126.74\%$ 对应于3次谐波幅值为0的情况, 临界等值线内侧、外侧分别对应于衰减效应、放大效应的产生区间。可以看出, 当输入端电压基波与3次谐波电压相位差在一定相角区间内时, 衰减效应才发生; 随着谐波电压幅值的增大, 对应于衰减效应的相角区间略微变窄。总体来说, 衰减效应的产生主要依赖于谐波与基波电压的相位差, 而衰减幅度则依赖于谐波电压的幅值。

对其他次数谐波电压造成的衰减效应分析可以得出类似的结果。表5列出了PC负荷在不同次数谐波电压造成的畸变电压下, 衰减效应的产生区间。

表 5 不同谐波次数对应的衰减区间

Tab. 5 Phase angle range that corresponds to attenuation

谐波次数	谐波幅值/%	衰减区间/(°)
3	3	[93, 245]
5	3	[100, 224]
7	3	[99, 218]
9	3	[87, 227]

4.2 非线性负载的衰减特性

通过 4.1 节分析可以得出，随着谐波与基波电压的相位差的变化，非线性负载产生的  $\eta_{\text{THD}}$  或增大、或减小。下面的分析过程将要证明，非线性负载产生的谐波电流经由衰减效应，可使其自身  $\eta_{\text{THD}}$  得以部分抵消。以  $N$  台 Dell PC 共用母线及系统内阻抗的情况为例进行分析，在以下 3 种情景下进行仿真：

1)  $N=1$ ，电源电压为理想基波，系统内阻抗  $Z_s=0$ ；

2)  $N=1$ ，电源电压为理想基波，系统内阻抗为  $Z_s=0.11+j0.05h \Omega$ ；

3)  $N=2, \dots, 10$ 。电源电压为理想基波，系统内阻抗为  $Z_s=0.11+j0.05h \Omega$ 。

情景 2) 仿真所得 PC 负荷输入端的 3、5 次谐波电压分别为(0.08%，205°)、(0.10%，189°)。0.08% 的 3 次谐波、0.10% 的 5 次谐波对应的衰减区间分别如图 9(a)、(b)所示。

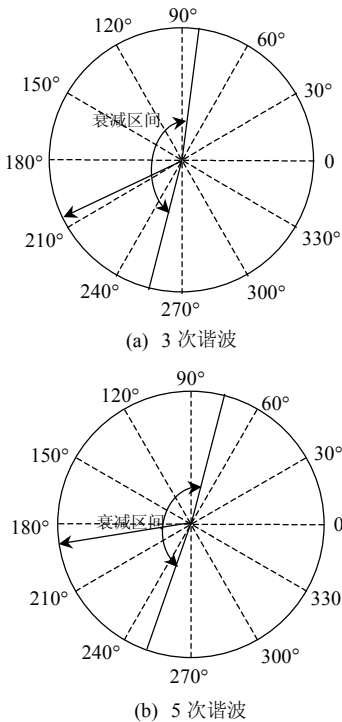


图 9 非线性负载的衰减特性分析

Fig. 9 Attenuation characteristic analysis of nonlinear load

由图 9 可以看出，非线性负载产生的谐波电流通过系统内阻抗影响其输入端的谐波电压，使其输入端各次谐波电压相位位于衰减区间之内，进而能由衰减效应部分抵消自身  $\eta_{\text{THD}}$ 。

情景 1)、3) 的仿真结果表明，随着母线上并联的非线性负载数量增加，设备输入端的谐波电压幅值会增大，结合图 8 可知，衰减区间内谐波电压幅值的增大意味着衰减幅度的增大，如图 10 所示。

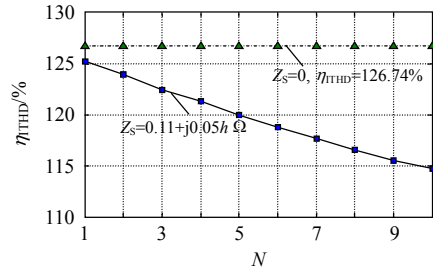


图 10  $\eta_{\text{THD}}$  随并联 PC 负荷台数变化

Fig. 10  $\eta_{\text{THD}}$  as a function of number of parallel PC loads

由上述分析可以看出，衰减效应能部分减少谐波电流，进而降低谐波失真水平。在分析含大量分布式谐波源的系统时需量化负载的衰减特性，以防止高估谐波失真水平。

4.3 衰减特性与电压波形畸变指标的关系

由图 8 可知， $\eta_{\text{THD}}$  增大时， $\eta_{\text{THD}}$  的增大或减小依赖于谐波电压与基波电压的相位差。 $\eta_{\text{THD}}$  不能单调反映  $\eta_{\text{THD}}$  的变化，其原因在于  $\eta_{\text{THD}}$  缺少谐波电压的相位信息。而波峰系数(crest factor, CF)  $\lambda_{\text{CF}}$  为波形峰值与基波方均根值之比，在一定程度上综合反映了谐波的幅值和相位信息。

设电源电压含基波和 3 次谐波电压，且 3 次谐波电压畸变率在  $[0, 0.05]$  区间内以每步 0.005 单步变化，基波与谐波的相位差在  $[0^\circ, 360^\circ]$  区间内以每步  $36^\circ$  单步变化，用本文提出的模型进行大量计算。结果表明，输入电压的波峰系数  $\lambda_{\text{CF}}$  能基本单调反映在含 3 次谐波畸变电压下  $\eta_{\text{THD}}$  的变化，如图 11 所示。

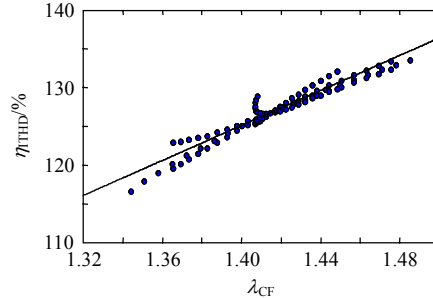


图 11  $\eta_{\text{THD}}$  随  $\lambda_{\text{CF}}$  的变化

Fig. 11 Variation of  $\eta_{\text{THD}}$  with supply voltage crest factor

由图 11 可知,  $\eta_{\text{TTHD}}$  随输入电压幅值单调递增。以电源电压含 3% 的 3 次谐波为例,  $\eta_{\text{TTHD}}$ 、 $\lambda_{\text{CF}}$  随谐波与基波之间相位差的变化曲线如图 12 所示。

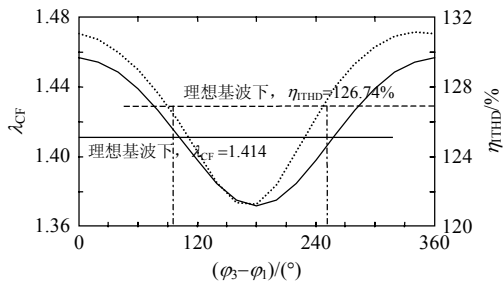


图 12  $\eta_{\text{TTHD}}$ 、 $\lambda_{\text{CF}}$  随谐波与基波相位差的变化  
Fig. 12  $\lambda_{\text{CF}}$  and  $\eta_{\text{TTHD}}$  as a function of phase shift

由图 11、12 知, 当谐波与基波的波峰位置一致时, 合成波为尖顶波,  $\lambda_{\text{CF}} > 1.414$ , 此时  $\eta_{\text{TTHD}}$  比理想基波时大; 当谐波的波谷与基波的波峰位置一致时, 合成波为平顶波,  $\lambda_{\text{CF}} < 1.414$ , 此时衰减效应产生,  $\eta_{\text{TTHD}}$  比理想基波时小。谐波与基波之间相位差为  $0^\circ$  (或  $360^\circ$ ) 和  $180^\circ$  时, 分别对应着  $\lambda_{\text{CF}}$  和  $\eta_{\text{TTHD}}$  的最大、最小值。

图 13 为 Dell PC 在两种不同输入电压条件下, 交流侧电流波形及频谱的实测结果比较。

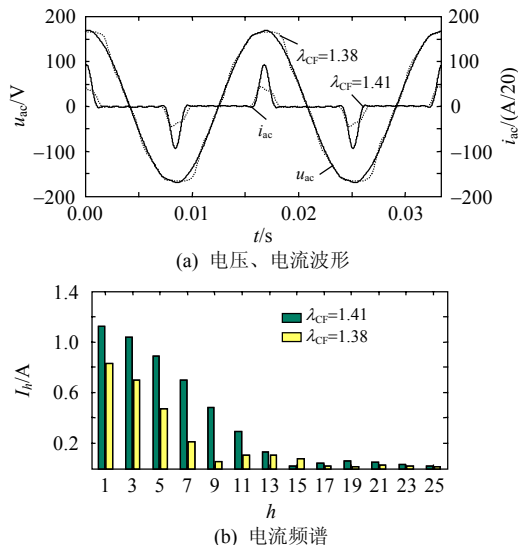


图 13 PC 负荷输入端电压、电流波形及电流频谱  
Fig. 13 Current and voltage waveforms and harmonic spectrum at PC load's input

综上所述, 波峰系数能综合反映谐波的幅值和相位信息, 更有利于建立电压畸变波形与衰减效应的关系。

本文基于 PC 负荷频域谐波模型对该类非线性负载衰减效应的分析只是初步研究, 主要分析了 3 次谐波导致的电压畸变对负载谐波电流的影响。当电源电压同时含有多次谐波时, 衰减效应的产生主

要依赖于各次谐波的幅值以及谐波与基波电压的相位差。当谐波与基波的合成波为平顶波时, 衰减效应发生, 且波峰系数越小, 衰减幅度越大。非线性负载产生的谐波电流通过系统内阻抗影响其输入端的各次谐波电压, 进而能由衰减效应部分抵消自身的  $\eta_{\text{TTHD}}$ 。

对于畸变电压与负载谐波电流关系的定量研究将在下一步的工作中进行。

## 5 结论

本文建立了 PC 负荷的频域谐波耦合导纳矩阵模型。该模型把 PC 负荷的时域非线性特性变换成一个频域线性导纳矩阵, 耦合了 PC 负荷输入端的各次谐波电压、电流, 因而能够用来分析非线性负载的谐波电流与电源电压畸变的关系。该模型克服了传统恒谐波电流源模型不能反映大量非线性负载集中接入系统时谐波衰减效应的缺陷。

## 参考文献

- [1] Koval D O, Carter C. Power quality characteristics of computer loads[J]. IEEE Trans. on Industry Application, 1997, 33(3): 613-621.
- [2] Conroy E. Power monitoring and harmonic problems in the modern building[J]. Power Engineering Journal, 2001, 15(2): 101-107.
- [3] Katie V, Dumnic B, Mujovic S, et al. Effects of low power electronics & computer equipment on power quality at distribution grid-measurements and forecast[C]. IEEE ICIT, Hammamet, Tunisia, 2004.
- [4] Mansoor A, Grady W M, Thallam R S, et al. Effect of supply voltage harmonics on the input current of single-phase diode bridge rectifier loads[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1995, 10(3): 1416-1422.
- [5] El-Saadany E F, Salama M M A. Effect of interactions between voltage and current harmonics on the net harmonic current produced by single-phase non-linear loads[J]. Electric Power Systems Research, 1997, 40(3): 155-160.
- [6] El-Saadany E F, Salama M M A. Reduction of the net harmonic current produced by single phase non-linear loads due to attenuation and diversity effects[J]. Electrical Power & Energy Systems, 1998, 20(4): 259-268.
- [7] Chen M, Fu C. Characteristics of fluorescent lamps under abnormal system voltage conditions[J]. Electric Power Systems Research, 1997, 41(2): 99-107.
- [8] Mansoor A, Grady W M, Chowdhury A H, et al. Samotyj. An investigation of harmonic attenuation and diversity among distributed single-phase power electronic loads[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1995, 10(1): 467-473.
- [9] Lian K L, Lehn P W. Harmonic analysis of single-phase full bridge rectifiers based on fast time domain method[C]. ISIE, Montreal, Canada, 2006.

- [10] Fauri M. Harmonic modeling of non-linear load by means of crossed frequency admittance matrix[J]. IEEE Trans. on Power Systems, 1997, 12(4): 1632-1638.
- [11] Lehn P W, Lian K L. Frequency coupling matrix of a voltage-source converter derived from piecewise linear differential equations [J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2007, 22(3): 1603-1612.
- [12] Sun Y, Zhang G, Xu W, et al. A harmonically coupled admittance matrix model for AC/DC converters[J]. IEEE Trans. on Power Systems, 2007, 22(4): 1574-1582.
- [13] 赵勇, 沈红, 李建华. 谐波源的识别及其用于非谐波源的分离方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 84-87.  
Zhao Yong, Shen Hong, Li Jianhua, Approach of identification and separation of harmonic sources[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(5): 84-87(in Chinese).
- [14] Li C, Xu W, Tayjasanant T. A 'critical impedance' based method for identifying harmonic sources[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2004, 19(2): 671-678.
- [15] 王群, 姚为正, 刘进军, 等. 谐波源与有源电力滤波器的补偿特性[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(2): 16-20.  
Wang Qun, Yao Weizheng, Liu Jinjun, et al. Harmonic source and compensation characteristics of active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(2): 16-20(in Chinese).
- [16] 徐永海, 肖湘宁, 刘昊, 等. 混合型有源电力滤波器与并联电容器组联合补偿技术研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(1): 112-118.  
Xu Yonghai, Xiao Xiangning, Liu Hao, et al. Shunt hybrid for harmonic suppression and reactive power compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(1): 112-118(in Chinese).



雍静

收稿日期: 2010-02-20。

作者简介:

雍静(1964), 女, 博士, 副教授, 主要研究方向为电能质量, yongjingcq@yahoo.com.cn;

陈亮(1984), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电能质量, chenliang\_cq@126.com;

陈双燕(1985), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为电能质量, shuang5471@yahoo.com.cn。

(责任编辑 张玉荣)