

GB/T 17626.7-2008 电磁兼容 试验和测量技术 供电系统及所连设备谐波、谐间波的测量和测量仪器导则

GB/T 17626.7-2008 电磁兼容 试验和测量技术 供电系统及所连设备谐波、谐间波的测量和测量仪器导则为 GB/T 17626 电磁兼容 试验和测量技术系列标准的第七部分。

GB/T 17626.7-2008 电磁兼容 试验和测量技术 供电系统及所连设备谐波、谐间波的测量和测量仪器导则等同采用 IEC 61000-4-7:2002 (ED2.0)。

GB/T 17626.7-2008 电磁兼容 试验和测量技术 供电系统及所连设备谐波、谐间波的测量和测量仪器导则适用于测量叠加在 50Hz 或 60Hz 电力系统基波上的，高达 9KHz 的频谱分量的测量仪器。从实际角度考虑，本部分对谐波、谐间波以及其他超过谐波范围直至 9KHz 分量是加以区分的。

本部分定义了依据相关标准中给定的发射限值（如 GB 17625.1 中给出的谐波电流限值）对设备逐项进行试验的测量装置；还定义了对实际供电系统中的谐波电流和电压进行测量的装置。用于测量谐波频率范围以上，直至 9KHz 的测量仪器，是暂时性规定。

注 1：本部分详细地研究了基于离散傅里叶变换的仪器。

注 2：本部分中关于测量仪器的结构和功能的描述是清晰的，意味着对此应严格执行。这要求参考一起无论输入信号特性如何都能得到重复性结果。

注 3：规定测量仪器应具有测量高达 50 次谐波的功能。

GB/T 17626.7-2008 电磁兼容 试验和测量技术 供电系统及所连设备谐波、谐间波的测量和测量仪器导则代替 GB/T 17626.7-1998 《电磁兼容 试验和测量技术 供电系统及所连设备谐波、谐间波的测量和测量仪器导则》。

前端数字化 复杂电磁环境下的高准确度测量解决方案



- ★只传输有用信息，功率分析仪不受干扰
- ★不接受辐射骚扰，增强传感器抗干扰能力
- ★截断传导骚扰途径，增强传感器抗干扰能力



中华人民共和国国家标准

GB/T 17626.7—2008/IEC 61000-4-7:2002
代替 GB/T 17626.7—1998

电磁兼容 试验和测量技术 供电系统及所连设备谐波、谐间波的 测量和测量仪器导则

Electromagnetic compatibility—Testing and measurement techniques—
General guide on harmonics and interharmonics measurements and
instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto

(IEC 61000-4-7:2002, IDT)

2008-05-20 发布

2009-01-01 实施



中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局
中国国家标准化管理委员会

发布

目 次

前言	Ⅲ
1 范围	1
2 规范性引用文件	1
3 术语和定义	1
4 所有类型测量仪器的通用概念和共同要求	6
5 谐波测量	7
6 其他分析原理	12
7 过渡期	12
8 概述	13
附录 A (资料性附录) 谐间波的测量	14
附录 B (资料性附录) 频率在 9 kHz 以下又高于谐波频率的信号的测量	15
B.1 概述	15
B.2 测量方法	15
B.3 基本仪器	15
B.4 测量布置	16
B.5 准确度的要求	16
附录 C (资料性附录) 组合方法的技术性考虑因素	17
C.1 以时域表示信号和以频域表示信号的功率等价	17
C.2 数字化实现的特性	18
C.3 谐波的波动	18
C.4 谐间波	20
参考文献	24

前 言

GB/T 17626《电磁兼容 试验和测量技术》目前包括以下部分：

GB/T 17626.1—2006	电磁兼容	试验和测量技术	抗扰度试验总论
GB/T 17626.2—2006	电磁兼容	试验和测量技术	静电放电抗扰度试验
GB/T 17626.3—2006	电磁兼容	试验和测量技术	射频电磁场辐射抗扰度试验
GB/T 17626.4—2008	电磁兼容	试验和测量技术	电快速瞬变脉冲群抗扰度试验
GB/T 17626.5—2008	电磁兼容	试验和测量技术	浪涌(冲击)抗扰度试验
GB/T 17626.6—2008	电磁兼容	试验和测量技术	射频场感应的传导骚扰抗扰度
GB/T 17626.7—2008	电磁兼容	试验和测量技术	供电系统及所连设备谐波、谐间波的测量和 测量仪器导则
GB/T 17626.8—2006	电磁兼容	试验和测量技术	工频磁场抗扰度试验
GB/T 17626.9—1998	电磁兼容	试验和测量技术	脉冲磁场抗扰度试验
GB/T 17626.10—1998	电磁兼容	试验和测量技术	阻尼振荡磁场抗扰度试验
GB/T 17626.11—2008	电磁兼容	试验和测量技术	电压暂降、短时中断和电压变化的抗扰度 试验
GB/T 17626.12—1998	电磁兼容	试验和测量技术	振荡波抗扰度试验
GB/T 17626.13—2006	电磁兼容	试验和测量技术	交流电源端口谐波、谐间波及电网信号的 低频抗扰度试验
GB/T 17626.14—2005	电磁兼容	试验和测量技术	电压波动抗扰度试验
GB/T 17626.16—2007	电磁兼容	试验与测量技术	0 Hz~150 kHz 共模传导骚扰抗扰度试验
GB/T 17626.17—2005	电磁兼容	试验和测量技术	直流电源输入端口纹波抗扰度试验
GB/T 17626.27—2006	电磁兼容	试验和测量技术	三相电压不平衡抗扰度试验
GB/T 17626.28—2006	电磁兼容	试验和测量技术	工频频率变化抗扰度试验
GB/T 17626.29—2006	电磁兼容	试验和测量技术	直流电源输入端口电压暂降、短时中断和 电压变化的抗扰度试验

本部分为 GB/T 17626 的第 7 部分。

本部分等同采用国际标准 IEC 61000-4-7:2002(ED2.0)。

本部分代替 GB/T 17626.7—1998《电磁兼容 试验和测量技术 供电系统及相连设备谐波、谐间波的测量和测量仪器导则》。

本部分与 GB/T 17626.7—1998 主要差异如下：

- 1) 增加了新的定义；
- 2) 对测量仪器的要求更加具体详细；
- 3) 增加了对耦合网络的要求；
- 4) 增加了对高速通信线的试验要求；
- 5) 增加了附录 C,详细给出间歇波产生和测量以及特殊测量方法使用。

本部分的附录 A、附录 B、附录 C 均为资料性附录。

GB/T 17626.7—2008/IEC 61000-4-7:2002

本部分由全国电磁兼容标准化技术委员会(SAC/TC 246)提出并归口。

本部分负责起草单位:国网武汉高压研究院。

本部分主要起草人:张广洲、邬雄、万保权、张泽平、李妮、王勤、张小武。

本部分代替标准的历次版本发布情况:

——GB/T 17626.7—1998。

电磁兼容 试验和测量技术

供电系统及所连设备谐波、谐间波的 测量和测量仪器导则

1 范围

GB/T 17626 的本部分适用于测量叠加在 50 Hz 或 60 Hz 电力系统基波上的,高达 9 kHz 的频谱分量的测量仪器。从实际角度考虑,本部分对谐波、谐间波以及其他超过谐波范围直至 9 kHz 分量是加以区分的。

本部分定义了依据相关标准中给定的发射限值(如 GB 17625.1 中给出的谐波电流限值)对设备逐项进行试验的测量装置;还定义了对实际供电系统中的谐波电流和电压进行测量的装置。用于测量谐波频率范围以上,直至 9 kHz 的测量仪器,是暂时性规定(见附录 B)。

注 1: 本部分详细地研究了基于离散傅立叶变换的仪器。

注 2: 本部分中关于测量仪器的结构和功能的描述是明晰的,意味着对此应严格执行。这要求参考仪器无论输入信号特性如何都能得到重复性结果。

注 3: 规定的测量仪器应具有测量高达 50 次谐波的能力。

2 规范性引用文件

下列文件中的条款通过 GB/T 17626 的本部分的引用而成为本部分的条款。凡是注日期的引用文件,其随后所有的修改单或修订版均不适用于本部分,然而,鼓励根据本部分达成协议的各方研究是否可使用这些文件的最新版本。凡是不注日期的引用文件,其最新版本适用于本部分。

GB/T 4365—2003 电工术语 电磁兼容(IEC 60050(161):1990, IDT)

GB 17625.1—2003 电磁兼容 限值 谐波电流发射限值(设备每相输入电流 ≤ 16 A)(IEC 61000-3-2:2001, IDT)

3 术语和定义

GB/T 4365 确立的以及下列术语和定义适用于 GB/T 17626 的本部分。

3.1 有关频率分析的定义

符号表示法:目前导则中有关傅立叶级数展开式中使用下列符号表示法,因为这样比较容易通过观察过零点的值测量相角。

$$f(t) = c_0 + \sum_{m=1}^{\infty} c_m \cdot \sin\left(\frac{m}{N}\omega_1 t + \varphi_m\right) \dots\dots\dots(1)$$

其中:

$$\left. \begin{aligned} c_m &= |b_m + ja_m| = \sqrt{a_m^2 + b_m^2} \\ C_m &= \frac{c_m}{\sqrt{2}} \\ \varphi_m &= \arctan\left(\frac{a_m}{b_m}\right), \text{若 } b_m \geq 0 \\ \varphi_m &= \pi + \arctan\left(\frac{a_m}{b_m}\right), \text{若 } b_m < 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2)$$

$$\left. \begin{aligned} a_m &= \frac{2}{T_w} \int_0^{T_w} f(t) \times \cos\left(\frac{m}{N}\omega_1 t + \phi_m\right) dt \\ b_m &= \frac{2}{T_w} \int_0^{T_w} f(t) \times \sin\left(\frac{m}{N}\omega_1 t + \phi_m\right) dt \\ c_0 &= \frac{1}{T_w} \int_0^{T_w} f(t) dt \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

式中：

ω_1 ——基波角频率($\omega_1 = 2\pi f_1$)；

T_w ——时间窗的宽度(持续时间)($T_w = NT_1, T_1 = 1/f_1$)；时间窗是在一个时域函数上进行傅立叶变换的时间段；

c_m ——频率为 $f_m = \frac{m}{N}f_1$ 的分量的幅值；

N ——时间窗内的基波周期数；

c_0 ——直流分量；

m ——相对频率基准($f = 1/T_w$)的阶数(谱线的次序)。

注1：严格地讲，这些定义仅适用于稳态信号。

在多数情况下，傅立叶级数实际上被表示为数字的，即离散傅立叶变换(DFT)。

采样要分析的模拟信号 $f(t)$ ，经 A/D 变换并存储。每组 M 个样本构成一个时间窗并在该时间窗上进行 DFT。根据傅立叶级数扩展原则，时间窗口宽度决定了分析的频率解析度($f_w = 1/T_w$) (即：谱线的频率间隔)，从而决定了变换结果的频率基准。因此，窗口宽度 T_w 必须是系统电压基波周期 T_1 的整数 N 倍： $T_w = NT_1$ 。这种情况下采样率为： $f_s = M/(NT_1)$ (式中 M 为时间窗 T_w 内的样本数)。

在进行 DFT 之前，在时间窗 T_w 之内的样本通常要乘以一个特殊的对称函数“窗函数”进行加权。然而，对周期性信号和同步采样，使用对每一个样本乘以单位权重的矩形加权窗函数则更可取。

对应于谐波频率 $f_m = m/T_w (m = 0, 1, 2 \dots 2^i - 1)$ ，DFT 变换产生正交的傅立叶系数 a_m 和 b_m 。然而，只有 m 个值有用 ($m \leq$ 采样数最大值的一半)，其余一半只是它们的复制品。

当充分同步时，相对于基波频率 f_1 的谐波阶数 $n = m/N$ (N 为时间窗 T_w 内的周期数)。

注2：快速傅立叶变换(FFT)是一种可以缩短计算时间的特殊算法。它要求样本数 M 是 2 的整数次幂， $M = 2^i$ ，如： $i \geq 10$ 。

3.2 有关谐波的定义

3.2.1

谐波频率 harmonic frequency

f_n

电源(基波)频率的整数倍的频率($f_n = n \times f_1$)。

3.2.2

谐波阶数 harmonic order

n

谐波频率与电源(基波)频率的(整数)比。综合 DFT 分析以及 f_1 与 f_s (采样速率)之间的同步时，谐波阶数 n 由 $n = k/N$ (k 为傅立叶分量数目， N 为 T_w 内的 T_1 数)给出。

3.2.3

谐波分量有效值 r. m. s. value of a harmonic component

G_n

在一个非正弦波形分析中某一个谐波频率分量的有效值。

为简短起见，这样的—一个分量可被简单描述为谐波。

注1: 谐波分量 G_n 等于频谱分量 C_k ($k=N \times n$) 是唯一的; ($G_n=C_{Nn}$)。它按需求可用 I_n 表示电流, 用 U_n 表示电压。

注2: 符号 C_k 代表公式 2 中当 $m=k$ 时频谱分量 C_m 的有效值。

注3: 本部分中, 时间窗具有 $N=10$ (50 Hz 系统) 或 $N=12$ (60 Hz 系统) 个基波周期的宽度, 即: 约 200 ms (见 4.4.1)。这将得出 $G_n=C_{10n}$ (50 Hz 系统) 或 $G_n=C_{12n}$ (60 Hz 系统)。

3.2.4

谐波群的有效值 r. m. s. value of a harmonic group

$G_{g,n}$

某一个谐波有效值以及在时间窗之内靠近它的频谱分量有效值的方和根, 从而, 把谐波以及相邻谱线的能量值累加在一起。也可见式 8 和图 4。其阶数由所考虑的谐波给出。

3.2.5

谐波子群的有效值 r. m. s. value of a harmonic subgroup

$G_{sg,n}$

某一谐波有效值以及与之直接相邻的两个谱线分量的方和根。在电压测量过程中, 为计及电压波动的影响, 通过对所求谐波以及与其直接相邻的频率分量的能量相累加而得到 DFT 输出分量的一个子群 (可见式 9 和图 6)。其阶数由所考虑的谐波给出。

3.3 有关畸变因数的定义

3.3.1

总谐波畸变率 total harmonic distortion

THD

不大于某特定阶数 H 的所有谐波分量有效值 G_n 与基波分量有效值 G_1 比值的方和根:

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{G_n}{G_1}\right)^2} \dots\dots\dots (4)$$

注1: 符号 G 表示谐波分量的有效值 (见 3.2.3)。它将按要求在表示电流时被 I 代替, 或表示电压时被 U 代替。

注2: H 的值在与限值有关的每一个标准中给出 (GB 17625 系列)。

3.3.2

群总谐波畸变率 group total harmonic distortion

THDG

谐波群 (g) 的有效值与和基波相关的群的有效值比值的方和根。

$$THDG = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{G_{gn}}{G_{g1}}\right)^2} \dots\dots\dots (5)$$

3.3.3

子群总谐波畸变率 subgroup total harmonic distortion

THDS

谐波子群 (sg) 的有效值与和基波相关的子群的有效值比值的方和根。

$$THDS = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{G_{sgn}}{G_{sg1}}\right)^2} \dots\dots\dots (6)$$

3.3.4

部分加权谐波畸变率 partial weighted harmonic distortion

PWHD

某一选定的较高次谐波群 (从阶数 H_{min} 到 H_{max}) 以谐波阶数 n 加权的有效值与基波有效值比值的方和根。

$$PWHD = \sqrt{\sum_{n=H_{\min}}^{H_{\max}} n \left(\frac{G_n}{G_1}\right)^2} \dots\dots\dots(7)$$

注1: 给出部分加权谐波畸变率的概念是为了可以给较高次谐波的集合规定一个单一的限制。可以通过用量值 $G_{g,n}$ 代替 G_n 来评估部分加权群谐波畸变率; 可以通过用量值 $G_{sg,n}$ 代替 G_n 来评估部分加权子群谐波畸变率。
 注2: H_{\min} 和 H_{\max} 的值在与限值有关的每一个标准中给出(GB 17625 系列)。
 注3: 本部分之所以对 $PWHD$ 加以定义, 是因为它已用于 GB/Z 17625.6 和 GB 17625.1 第2版修订案 A1 中。

3.4 有关谐波的定义

3.4.1

谐波分量有效值 r. m. s. value of an interharmonic component

频率介于两个连续谐波频率之间的电气信号的频谱分量有效值(见图4)。

注1: 谐波分量的频率由谱线的频率给定, 该频率不是基波频率的整数倍。
 注2: 两个连续谱线的频率间隔是时间窗的倒数, 本部分中在 5 Hz 左右。
 注3: 本部分中, 谐波分量设定为谱分量 C_k , 其中 $k \neq n \times N$ 。

3.4.2

谐波波群的有效值 r. m. s. value of an interharmonic group

$C_{ig,n}$

在两个连续谐波频率之间所有谐波分量的有效值(见图4)。

注: 为本部分目的, 在谐波阶数 n 和 $n+1$ 之间的谐波波群的有效值被设定为 $C_{ig,n}$; 例如: 在 $n=5$ 和 $n=6$ 之间的群表示为 $C_{ig,5}$ 。

3.4.3

谐波波的中心子群有效值 r. m. s. value of an interharmonic centred subgroup

$C_{ug,n}$

在两个连续谐波频率之间、不包括与谐波频率直接相邻的频率分量的全部谐波的有效值(见图6)。

注: 本部分中, 在谐波阶数 n 和 $n+1$ 之间的谐波波中心子群的有效值被设定为 $C_{ug,n}$ 。例如: 在 $n=5$ 和 $n=6$ 之间的中心子群用 $C_{ug,5}$ 表示。

3.4.4

谐波波群频率 interharmonic group frequency

$f_{ig,n}$

该谐波波群两侧的两个谐波频率的平均值。

3.4.5

谐波波中心子群频率 interharmonic centred subgroup frequency

$f_{ug,n}$

该谐波波子群两侧的两个谐波频率的平均值。

3.5 符号

3.5.1 符号与缩写

除非特别声明, 本部分中, 电压和电流值是指有效值。

- a 傅立叶级数中正弦分量的幅值系数
- b 傅立叶级数中余弦分量的幅值系数
- c 傅立叶级数幅值系数
- d 畸变系数
- f 频率; 函数

f_1	基波频率
f_s	采样率
j	$\sqrt{-1}$
p	累积概率函数的值,表示为一个百分数
t	运行时间
x	采样值
B	带宽
C	谱线有效值
D	畸变加权系数
F_c	频率分量
H	考虑的最高谐波的阶数
Hz	赫兹
I	电流(有效值)
K	3 s 内的时间窗数目
M	整数,时间窗内的样本数
N	时间窗内的周期数目
P	功率
PCC	公共耦合点
T	时间间隔
T_1	基波周期
T_w	NT_1 (时间窗宽度)
U	电压(有效值)
ω	角频率
ω_1	基波角频率
φ	相位角

3.5.2 下标

b	中心带频率
i	运行整数
k	运行整数
m	测量值, m 阶谱分量(不必为整数)
max	最大值
min	最小值
n	谐波阶数,连续数(整数)
g,n	与 n 次谐波关联的谐波群阶数
$g,1$	与基波关联的谐波群阶数
sg,n	与 n 次谐波关联的谐波子群阶数
$sg,1$	与基波关联的谐波子群阶数
ig,n	n 次谐波以上的谐间波群
isg,n	n 次谐波以上谐间波的中心子群
nom	标称值
r	额定值
s	采样的;同步的
1	基波

4 所有类型测量仪器的通用概念和共同要求

4.1 被测信号的特性

为下列测量类型考虑仪器：

- a) 谐波发射测量；
- b) 谐波间波发射测量；
- c) 频率在谐波频率之上、直至 9 kHz 的信号的测量。

严格地讲，只能对稳态信号进行谐波测量；时变信号（信号随时间变化）不能仅由谐波正确地描述。然而，为得到可相互比较的结果，给出了一个用于时变信号简化和可重复的方法。

4.2 仪器的准确度类别

为允许使用简单和廉价仪器，考虑了两类准确度（I、II），以满足使用的要求。对于发射试验，如果发射接近限值，则要求使用更高准确度的 I 类仪器（见表 1 的注 2）。

4.3 测量的类型

给出谐波和谐间波测量的要求。也考虑了在不大于 9 kHz 频率范围内信号的测量。

4.4 仪器的一般结构

新设计的仪器倾向于使用离散傅立叶变换（DFT），通常采用一种被称为快速傅立叶变换（FFT）的算法。因此本部分仅考虑这种架构，但不排除其他分析原则（见第 6 章）。

图 1 给出仪器的一般结构。一台仪器不一定必须由图 1 所给定的全部模块和输出构成。

4.4.1 仪器的主要部件

仪器主要包括：

- 带抗混叠滤波器的输入回路；
- 含有采样/保持单元的 A/D 转换器；
- 如果需要，要有同步和窗型单元；
- 提供傅立叶系数 a_m 和 b_m 的 DFT 处理器（输出 1）。

仪器可由用于电流评价和/或电压评价的特殊部分补充。

注 1：更详细信息，参见 5.5。

注 2：为分析谐波和谐间波，被分析信号 $f(t)$ 将被预处理以消除比仪器工作范围频率更高的频率。

为完全满足本部分，窗口宽度应为 10（50 Hz 系统）或 12（60 Hz 系统）个周期并带有矩形加权（见第 7 章）。汉宁加权仅在失同步的情况下允许使用。这种失同步应在仪器显示上表明，并应标记此时得到的数据。

时间窗应与每一组根据电力系统 50 Hz 或 60 Hz 频率对应的 10 个或 12 个周期同步。第一个采样脉冲和第 $(M+1)$ 个采样脉冲的上升沿之间的时间，应等于特定数目的电力系统周期的持续时间，最大允许误差为 $\pm 0.03\%$ 。含有锁相环或其他同步手段的仪器，在测量任何一个在标称系统频率的 5% 之内的信号时，应满足准确度和同步要求。然而对于已集成电源的仪器，因电源与测量系统内部已同步，对工作输入频率范围的要求不再适用，只需满足同步和频率准确度的要求。

仪器的输出（输出 1，见图 1）应能分别给出电流或电压 DFT 的各个系数 a_m 和 b_m ，即计算的每一个频率分量的值。

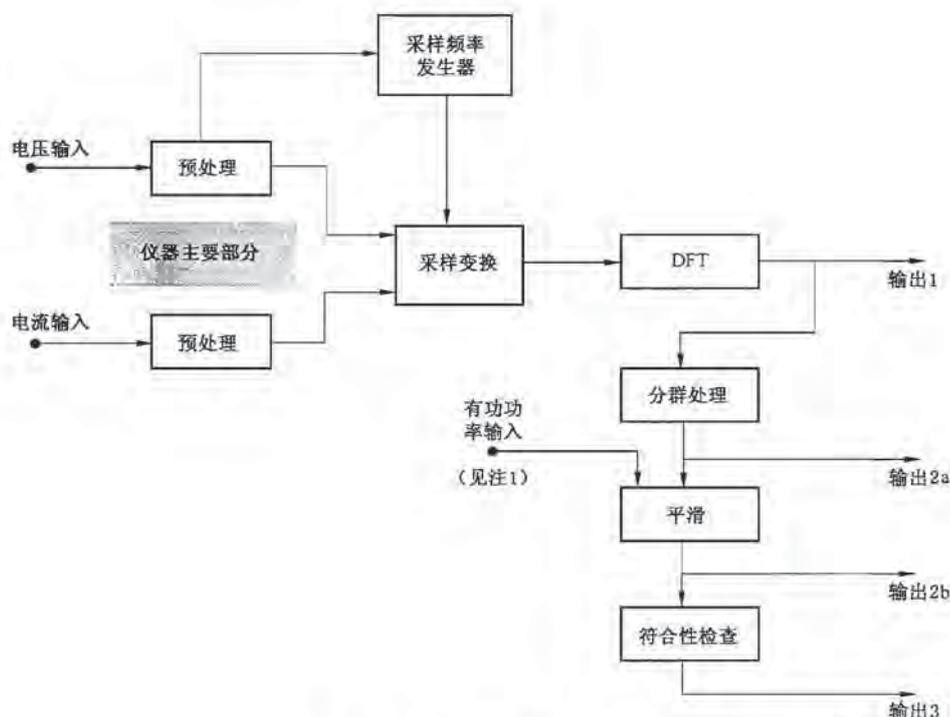


图1 测量仪器的一般结构

进一步的输出,未必来自 DFT,应提供与谐波测量相同的在采样时间窗上评估的有功功率 P 。根据 GB 17625.1,对于谐波发射的测量,这个功率不应包含直流分量。

注3:有功功率 P 作为平滑过程的输入,并不提供给分群过程。

注4:直流分量的测量和有关直流分量的功率测量可以作为一个选件包括在仪器中,但本部分不作要求。

4.4.2 后续处理部分

按发射标准的要求,对原始数据进行诸如平滑和加权等所进行的额外运算应在仪器的后续部件中进行。

如果输出值与相应的数值(基波,声明值或标称值)有关,这种规范化处理只能在这些附加的平滑过程之后进行。

5 谐波测量

5.1 电流输入回路

电流输入回路应适应要分析的电流。它应对谐波电流进行直接测量,此外,还应有一个与外部阻性分流器(或电流传感器与阻性分流器的组合)相连的低压高阻电压输入端。输入回路合适的灵敏度范围为 $0.1\text{ V}\sim 10\text{ V}$,如果输入回路满足 5.3 的要求, 0.1 V 将更好。

注:对于在电路中直接测量电流,建议但不要求,提供以下标称输入电流测量范围 I_{nom} : $0.1\text{ A}; 0.2\text{ A}; 0.5\text{ A}; 1\text{ A}; 2\text{ A}; 5\text{ A}; 10\text{ A}; 20\text{ A}; 50\text{ A}; 100\text{ A}$ 。

II类测量仪器的电流输入回路功率吸收应不超过 3 VA ,I类测量仪器的输入电压降有效值不应超过 0.15 V 。

每一个电流输入回路应能够承受 $1.2I_{\text{nom}}$ 连续输入电流或 $10I_{\text{nom}}$ 的 1 s 输入电流而不应导致任何损坏。

仪器能够接受以下峰值系数的输入信号不大于 5 A (有效值)量程时,峰值系数不低于 4; 10 A (有效值)量程时,峰值系数不低于 3.5;更高的量程,峰值系数不低于 2.5。

要求仪器有过载指示。

表 1 中给出了所有准确度要求。

其他要求,见第 8 章。

注:直流分量常伴随被测的畸变电流产生,这样的直流分量在输入电流传感器中产生较大误差。制造商应在仪器的技术规范中指出允许的最大直流分量,以保证因它引起的误差不超过规定的准确度。

5.2 电压输入回路

测量仪器的输入回路应适应要分析的供电电压的最大电压和频率,在电压达到 1.2 倍的最大电压时,应能保持其性能和测量准确度不变。1.5 以上的峰值系数可满足测量要求,但在高畸变电压的工业网络中,峰值系数至少取 2 才满足测量要求。任何情况下都要求有过载指示。

在承受 4 倍交流输入额定电压或 1 kV(有效值)输入电压中的较小者 1 s 时,不应引起仪器的任何损坏。

根据各地实际,存在 60 V~690 V 之间的很多标称电压。为使测量仪器能相对广泛地在大多数供电系统中使用,建议用以下标称电压设计输入回路:

U_{nom} :对 50 Hz 系统:66 V;115 V;230 V;400 V;690 V;

U_{nom} :对 60 Hz 系统:69 V;120 V;240 V;277 V;347 V;480 V;600 V。

注 1:使用外部电压传感器时,额外的电压范围可能有用(100 V;100/√3 V;110/√3 V)。

注 2:对于用外部传感器的操作应有更高的输入灵敏度(0.1 V;1 V;10 V)。输入回路应能接受峰值系数至少为 2 的输入信号。

输入回路在 230 V 时的功率吸收不应超过 0.5 VA,如果提供高灵敏度输入(低于 50 V),其输入电阻至少应为 10 kΩ/V。

应该注意,与要测量的其他电压分量相比,幅值很高的基波(电源频率)电压不应产生过载而导致仪器的损坏或输入级产生互调误差。这样引起的误差应低于规定的准确度。应有过载指示。

5.3 准确度要求

用于测量谐波分量仪器的准确度推荐两级。在制造商标明的额定使用条件(温度范围,相对湿度范围,仪器电源电压等)下,测量仪器在工作频率范围内,对单一频率的稳态信号的最大允许误差见表 1。

注:当设备按 GB 17625.1 试验时,其不确定度与允许限值(允许限值的 5%),或被测设备的额定电流 I_r 相关(即 0.15% I_r),取较大者。这在选择测量仪器的合适的输入电流量程时应加以考虑。

表 1 电流、电压和功率测量的准确度要求

准确度类别	测量类型	测量条件	最大误差
I	电压	$U_m \geq 1\% U_{nom}$	$\pm 5\% U_m$
		$U_m < 1\% U_{nom}$	$\pm 0.05\% U_{nom}$
	电流	$I_m \geq 3\% I_{nom}$	$\pm 5\% I_m$
$I_m < 3\% I_{nom}$		$\pm 0.15\% I_{nom}$	
II	电压	$U_m \geq 3\% U_{nom}$	$\pm 5\% U_m$
		$U_m < 3\% U_{nom}$	$\pm 0.15\% U_{nom}$
	电流	$I_m \geq 10\% I_{nom}$	$\pm 5\% I_m$
$I_m < 10\% I_{nom}$		$\pm 0.5\% I_{nom}$	
<p>I_{nom}:测量仪器的标称电流范围; U_{nom}:测量仪器的标称电压范围; U_m 和 I_m:测量值。</p>			
<p>注 1:在诸如验证标准的符合性、解决争端等需要精确测量的地方,推荐使用 I 类准确度的仪器。任何满足 I 类准确度要求的两台仪器,在测量同一信号时,应得到确定准确度范围内的匹配的结果(或显示过载状态)。</p> <p>注 2:准确度为 I 类的仪器推荐用于发射测量;II 类仪器推荐用于常规粗测,同时可以用于即使考虑增加了的不确定度,测量值明显不会超过限值的发射测量。实际上,这意味着测量值应低于允许限值的 90%。</p> <p>注 3:此外,对于 I 类测量仪器,单个通道之间的相位移应小于 $n \times 1^\circ$。</p>			

测量仪器测量频率范围之外的频率应被衰减以免影响测量结果。为得到合适的衰减,仪器应采用一个远高于测量范围的频率采样输入信号。例如,被分析信号可能会有超过 25 kHz 的分量,而所考虑的分量却不超过 2 kHz。这时应为超过测量范围的频率提供一个-3 dB 的抗互调低通滤波器,其截止频带衰减应大于 50 dB。

注:例如:5 阶巴特渥兹滤波器在大约-3 dB 频率的 3 倍频率处能得到 50 dB 的衰减。

在必须评估额定电流大于 5 A、超过 15 次谐波且不确定度最小时,建议使用匹配的外部分流器或电流传感器以便得到与测试仪额定电流相等的范围。

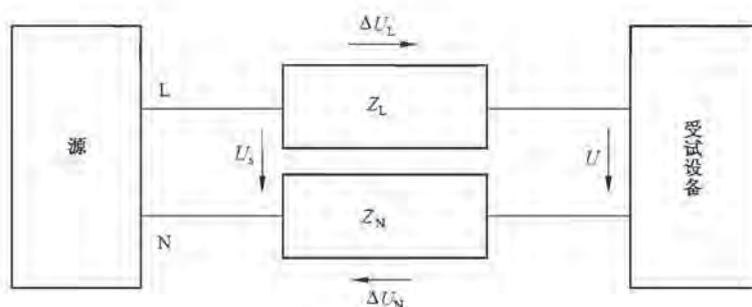
对于仅用于谐波测量的仪器,仅对谐波分量作准确度要求。

为得到表 1 规定的准确度,根据制造商给出的明确指示,通过内部或外部校准器对仪器进行一些简单的调整是必要的。应确定校准器(如在内部)的不确定度。

对仪器自身和内部校准器(如果提供的话)由于主要影响因素(温度、辅助电源电压等)引起的误差应由制造商标明。

5.4 发射评估的测量配置

图 2 和图 3 给出了测量的配置。



U_s ——源相电压;

U ——EUT 端电压;

Z_L, Z_N ——线和电流传感器部分阻抗;

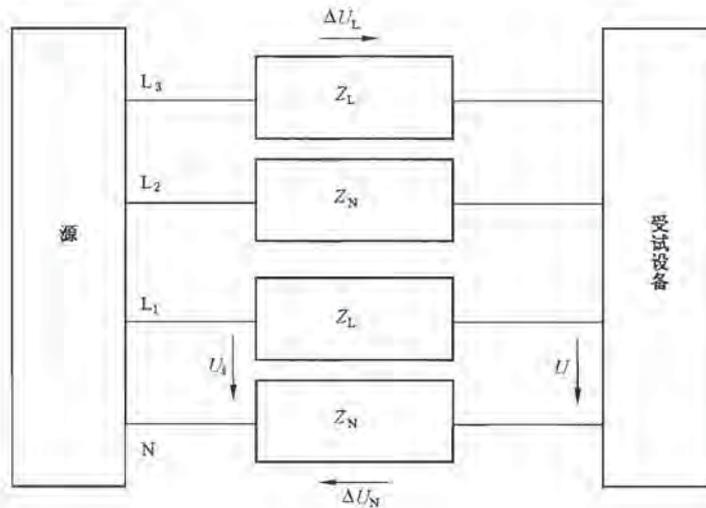
EUT——受试设备;

ΔU —— Z_L, Z_N 上的压降, $\Delta U = \Delta U_L + \Delta U_N$;

L——相线;

N——中性线。

图 2 单相设备发射测量试验配置



- U_s ——源相电压；
- U ——EUT 端部电压；
- Z_L, Z_N ——线和电流传感器部分阻抗；
- EUT——受试设备；
- ΔU —— Z_L, Z_N 上的压降, $\Delta U = \Delta U_L + \Delta U_N$ ；
- 对于相间连接, $\Delta U = 2 \cdot \Delta U_L$ ；
- L_1, L_2, L_3 ——相线；
- N ——中性线。

图 3 三相设备发射测量试验配置

在试验进行时,在 EUT 端部的试验电压应满足以下要求:

- a) 试验电压应在所选电压的 $\pm 2\%$ 之内维持长时间稳定,频率在所选频率的 $\pm 0.5\%$ 之内维持长时间稳定。如果 EUT 有确定的电源电压范围,试验电压应符合为设备供电的电力系统的标称电压(例如,相应于 400 V 线电压来说是 230 V 相电压)。对于三线、三相连接,如果试验发生器没有中性线连接,那么应采用由三个电阻(匹配误差小于 1%)来构成人工中性点。人工中性点的目的是允许在线—中性线间的电压和功率的逐相测量与线—线配置下的测量同样方便。在发射试验期间,由仪器电压表部分的负载效应和设置的人工中性网络引入的 EUT 电流测量误差,不应超过 0.05%。

注:在很多情况下,不需要人工中性点。但如果这样,可采用几种其他方法。中性点可由测量仪器的电压表的三个输入阻抗提供。作为一种选择,人工中性点可由一个外部网络加上测量仪器的电压表的输入阻抗的有效组合效应来构成。也可以使用人工中性网络,如果使用,应接入电压表的输入阻抗,以避免在电流测量产生任何误差(因为在电流传感器的源侧的负载效应)。在其他一些情况,人工中性网络的负载效应和测量仪器电压表的输入阻抗引起的误差,可通过调整源内部反馈环节充分补偿,这样,实际上发生的误差就不会被引入了。如果不超过要求的不确定度,许多其他方式都可以满足要求。

- b) 对于三相电源,三个线电压应具有 $0^\circ, 120^\circ \pm 1.5^\circ, 240^\circ \pm 1.5^\circ$ 的相位关系。
- c) 在 EUT 连接和在特定试验条件下运行时,EUT 的试验电压的电压谐波畸变不应超过以下数值:
 - 0.9%,三次谐波;
 - 0.4%,五次谐波;
 - 0.3%,七次谐波;
 - 0.2%,九次谐波;

- 0.2%，2~10 次偶次谐波；
- 0.1%，11~40 次谐波。

- d) 试验电压的峰值应在其有效值的 1.40~1.42 倍之间，且应在过零后 87°~93°之间到达峰值。
- e) 在电流感应部分和连接线阻抗上的电压降 ΔU 不应超过 0.5 V 的峰值电压。

设备电源，如果要求，应通过图 2 或图 3 中 EUT 的端部电压和进入 EUT 的电流来测量。对于包含电流传感部分的设备电源应通过源输出端的电压和进入 EUT 的电流来测量。在这种情况下，假如电源在其输出端校准，则应在电流传感部件的 EUT 侧测量电压。

5.5 谐波发射评估

以下内容与图 1 的后续处理部分有关。

5.5.1 分群和平滑

为评估谐波，DFT 的输出(输出 1, 见图 1)首先根据公式 8 分群为两个邻近谐波之间中间谱线的平方和，如图 4 所示。得到的 n 阶谐波群(对应涂黑区域的中心线)具有幅值 $G_{g,n}$ (有效值)。

$$G_{g,n}^2 = \frac{C_{k-5}^2}{2} + \sum_{i=-4}^4 C_{k+i}^2 + \frac{C_{k+5}^2}{2} \text{ (对 50 Hz 系统) } \dots\dots\dots(8)$$

$$G_{g,n}^2 = \frac{C_{k-6}^2}{2} + \sum_{i=-5}^5 C_{k+i}^2 + \frac{C_{k+6}^2}{2} \text{ (对 60 Hz 系统) } \dots\dots\dots(8)$$

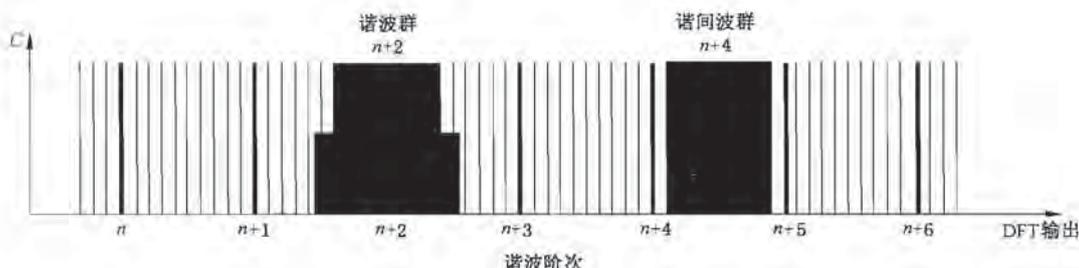


图 4 谐波群和谐间谐波群示意图(图示为 50 Hz 系统)

注：图 4 中所示的谐波群仅为明晰定义(谐波电流评估见附录 A)。

信号的平滑应根据公式 8(图 1 中的输出 2a)，通过一个时间常数为 1.5 s 的数字等效的一阶低通滤波器，在每一个谐波阶次的有效值 $G_{g,n}$ 上进行，如图 5 所示。

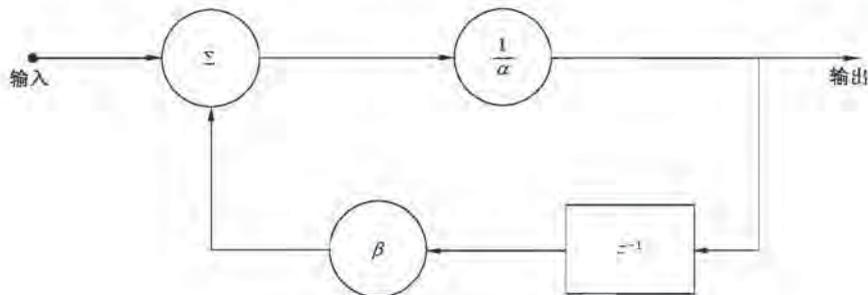


图 5 数字低通滤波器的实现原理

z^{-1} : 设计的时间窗延迟, α, β 滤波器系数(数值见表 2)。

对于基波分量 G_1 (如果需要, 例如就 GB 17625.1 的 C 类以及可能的畸变系数来说), 应对从输出 1 输出的有效值 G_1 进行同样的平滑。

对有功功率 P 和功率因素(如果需要,例如就 GB 17625.1 的 C 类和 D 类来说),应对从输出 1 输出的有功功率的模进行相似的平滑。

注:选择模量是为了适应可重复性系统要求。

为协调谐波电压测量,极力推荐提供一种更好的平滑方式,这种方式的输出根据公式(8)的分量得到,作为在 15 个连续不断的时间窗上的平均值,每一个时间窗(大约 200 ms 一次)或每 15 个时间窗(大约 3 s 一次)更新一次。

5.5.2 发射限值的符合度

发射限值符合度的评估(输出 2b)应依照相关标准,例如 GB 17625.1 中给定的条件对数据进行统计处理。

如果根据 3.3 发射限值包括畸变系数(不仅仅是 THD),它们应通过输出 2a 来计算。

5.6 电压谐波子群的评估

傅立叶变换分析评估的信号是稳态的。然而,电源系统的电压幅值可能波动,将谐波分量的能量扩散到邻近的谐波频率分量。为提高电压评估准确度,输出分量 C_k 对应 DFT 每 5 Hz 间隔,应根据图 6 和公式(9)加以分组。

$$G_{sg,n}^2 = \sum_{i=-1}^1 C_{k+i}^2 \dots\dots\dots (9)$$

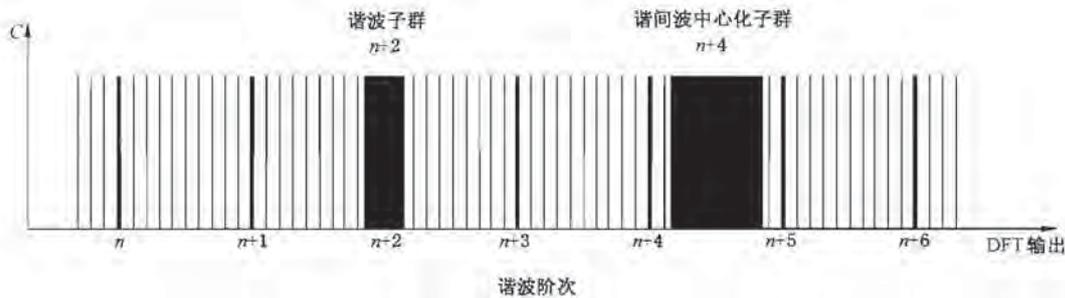


图 6 谐波子群和谐间波中心子群示例(50 Hz 系统)

注:为评估电压子群的进一步平滑过程在 IEC 61000-4-30 中规定。

6 其他分析原理

本部分确立 DFT 仪器作为参考仪器的事实并不排除其他分析原理的应用,例如,(数字)滤波器组,或诸如小波分析的其他分析原理。

对于只有一个周期长的更短的时间窗的仪器,然而,不能应用于评估非稳态信号限值的满足性。因为,这类信号不能通过这种方法评估。

基于其他分析原理的仪器的说明书应注明包括信号的非稳态特性、交调现象和同步失调等所有影响因素引起的不确定度的范围。不确定度应满足第 5 章的要求。

7 过渡期

继续使用现存的、基于 GB/T 17626.7—1998 中给定要求的测量仪器在本版标准实施之前是允许的。然而,使用这些仪器的测量应标明“测量仪器根据 GB/T 17626.7—1998”。

对于采用根据 GB/T 17626.7—1998 要求的 16 周期窗口仪器进行的测量,图 1 中输出 2b 的平滑过程应根据表 2 中的数据修改。滤波器应按照图 5 中所示实现。

表 2 依据窗口宽度的平滑滤波器的系数

频率/Hz	时间窗内周期数/ N	采样率/ms	α	β
50	10	$\approx 1/200$	8.012	7.012
60	12	$\approx 1/200$	8.012	7.012
50	16	$\approx 1/320$	5.206	4.206
60	16	$\approx 1/267$	6.14	5.14

注：对于 10/12 周期窗口的系数和采样率是根据图 5 给出的。

8 概述

制造商应明确额定运行条件和由下列因素变化引起可能误差的幅值：

- 温度；
- 湿度；
- 仪器供电电压和相关串连干扰；
- 仪器接地连接与其输入回路和其他辅助供电电压之间的共模干扰；
- 静电放电 (ESD)；
- 辐射电磁场。

注：为安全和绝缘要求而采用 IEC 61010-1 时，应考虑输入电路（电压和电流）可能直接连接到供电电压上。

附录 A
(资料性附录)
谐间波的测量

谐间波分量的来源主要有两种：

- 基波的幅值和/或相位角的变动,例如:逆变器驱动时;
- 电力电子回路的开关频率与供电频率不同步,例如:交流/直流变换电源和功率因数校正器。

举例来说,可能的影响有:

- 音频放大器的噪音;
- 电动机和发电机的附加转矩;
- 不正常的零交叉点检测,例如:在调光器中;
- 感应线圈中的额外噪音;纹波控制装置的阻塞或非正常运行。

测量装置应符合第 4 章的总体描述。

通常谐间波分量不仅有量值的变化,而且还有频率的变化。在两个连续的谐波分量之间有一组频谱分量,从而构成一个谐间波组。这种组合给出了在两个离散的谐波分量之间所有谐间波分量的总值,当然也包含了谐波分量波动的影响。根据不同的系统频率,可分别用方程(A.1)或(A.2)计算谐间波组的值:

$$C_{ig,n}^2 = \sum_{i=1}^9 C_{k+i}^2 (50 \text{ Hz 电力系统}) \dots\dots\dots (A.1)$$

$$C_{ig,n}^2 = \sum_{i=1}^{11} C_{k+i}^2 (60 \text{ Hz 电力系统}) \dots\dots\dots (A.2)$$

注:式中 i_g, n 是第 n 次谐间波组(见图 4 和 3.4.2)。在本部分中,介于第 n 次和第 $n+1$ 次谐波之间的谐间波组的有效值用 $C_{ig,n}$ 来表示,如:在 5 次谐波和 6 次谐波之间的谐间波组表示为 $C_{ig,5}$ 。

由于方程(A.1)和(A.2)排除了与谐波分量紧邻的谐间波分量,谐波幅值和相位角变化的影响被部分地减小了。而且,为了确定谐间波中心子群的有效值 $C_{isg,n}$,即图 1 中离散傅立叶变换(DFT)的“输出 1”的数据,由下面的方程来重新组合(见 3.4.3):

$$C_{isg,n}^2 = \sum_{i=2}^8 C_{k+i}^2 (50 \text{ Hz 电力系统}) \dots\dots\dots (A.3)$$

$$C_{isg,n}^2 = \sum_{i=2}^{10} C_{k+i}^2 (60 \text{ Hz 电力系统}) \dots\dots\dots (A.4)$$

这些方程中, C_{k+i} 是由离散傅立叶变换(DFT)得到的相应的超出第 n 次谐波频率的频谱分量的有效值,而 $C_{isg,n}$ 则是第 n 次谐间波中心子群的有效值(例如,在 5 次谐波和 6 次谐间波中心子群表示为 $C_{isg,5}$),见图 6 和 3.4.3。

注 1: 因为非稳态的谐波会在它的旁边生成边带,在所考虑谐波近旁的分量($k=1$ 和 9 或 11)可以表征其幅值和相位角的变化。所以,在给出谐间波中心子群时,要把它们从谐间波群中除去(参见图 6)。

注 2: 如果只需求谐波的值,则可用方程组 8。如果要分别求谐波和谐间波的值(例如,在测评设备是否易于产生谐间波时),则直接与某谐波相邻的谐间波分量($i=-1$ 和 $+1$)要和该谐波一起组合成一个第 n 次的谐波子群,而其他的谐间波分量($i=2$ 至 8 或 10)则按照方程 A.3 或 A.4 构成一个第 n 次的谐间波中心子群。

要用谐波测量时所用的方式将谐间波中心子群变平滑(参见 5.5.1)。但不要对单个谐间波分量平滑化。

注: IEC 61000-4-30 给出了进一步平滑化的程序。

所要满足的准确度与谐波测量相同(参见表 1)。

附录 B

(资料性附录)

频率在 9 kHz 以下又高于谐波频率的信号的测量

B.1 概述

频率超过谐波频率范围(约 2 kHz)却又低于低频范围上限(约 9 kHz)的信号分量(电流或电压)是由于诸如此类的现象而产生的:

- 连在供电干线侧的电源(不论与主电源同步还是异步)的脉宽调制控制,譬如“功率因数校正系统”所用的那样;
- 发射,譬如通过主电源线传递的信号;
- 电源转换器输出端(负载侧)对输入端(电源侧)的馈通分量;
- 由通信缺口引起的震荡。

这些分量可以是单一频率的,也可以是宽频带的。

B.2 测量方法

这些分量的测量不需要很高的频率分辨率。按照惯例,往往是把要分析的信号能量按预定的频带组合分组来测量的。在较高频带所进行的测量(参见 GB/T 6113.101),这些发射分量应该按 200 Hz 带宽来分组。第一组频带的中心频率是 2.1 kHz。

频率分析用的离散傅立叶变换(DFT)方法(结合第 4 章介绍的方法)以及类似于 5.5.1 介绍的组合其频带的方法正在考虑之中。DFT 法对于电压和电流的测量都是适用的,但是 GB/T 6113.101 认为 DFT 法只考虑电压的测量。

B.3 基本仪器

这种较高频率范围的测量,可按 4.4.1 进行离散傅立叶变换。

注:外部电压、电流传感器的频率范围应适用于高达 9 kHz 的测量。

由于要测量的信号较弱,可用滤波器抑制基波和频率高于 9 kHz 的分量的幅值,从而大大减少测量的不确定度。基波的衰减应超过 55 dB。

采样频率应按已有的信号分析规定来选取,使频率高达 9 kHz(含 9 kHz)的分量都能测到。这类分析的采样不必与电源的基波周期同步。矩形数据截获窗的宽度可选用 100 ms,约相应于 50 Hz (60 Hz)系统的 5(6)个周期。这样,在两个连续的被测分量 C_f 之间的频率差是 10 Hz。

注:频率为 f 的分量的有效值表示为 C_f ,举例来说 C_{3160} 是频率为 3 160 Hz 的分量的有效值。

DFT 未处理的输出(图 1 中的输出 1)按 200 Hz 宽的频带分组(参见图 B.1),高于谐波频率范围的第一个频带的中心频率是 2 100 Hz。每个频带的输出 G_b 是有效值。

$$G_b = \sqrt{\sum_{f=b-90(\text{Hz})}^{b+100} C_f^2} \dots\dots\dots (\text{B.1})$$

注 1:之所以这样选取频带宽是为了与 GB/T 6113.101 对 9 kHz 以上的信号带宽处理相一致。

注 2:中心频率 b 代表了该段频带,例如 2 100 Hz、2 300 Hz、2 500 Hz,最高的中心频率为 8 900 Hz(参见图 B.1)。

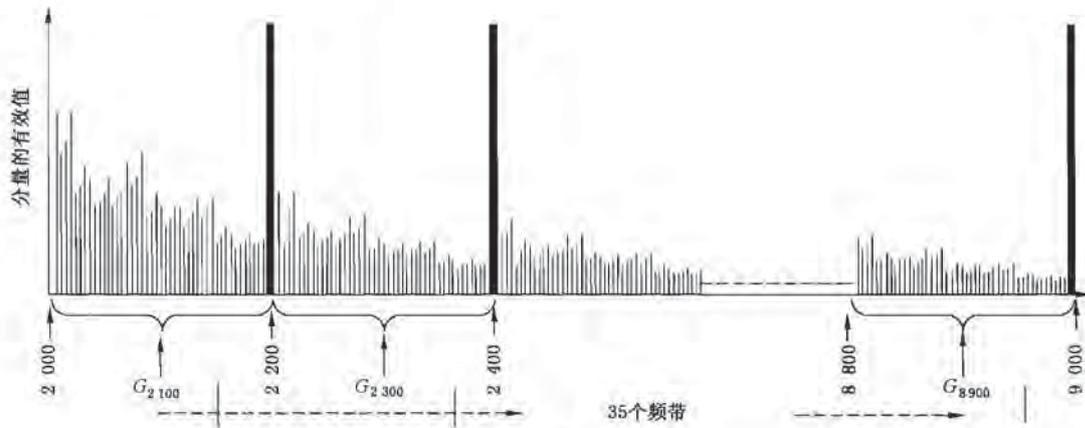


图 B.1 2 kHz~9 kHz 范围内测量频带的示意图

B.4 测量布置

为了保证测量结果的可重复性,针对电流和电压发射的评估,除了测量仪器之外,测量布置中还应专门试验的电路。这些试验电路应准确代表相应频率范围的电源系统,需要时为测量仪器提供单独的端子。这些电路正在研究中,在本部分将来的修订时会加以考虑。

B.5 准确度的要求

在所求频带中对某单个频率发射进行测试时,总的不确定度不得超过被测量值的 $\pm 5\%$ 。

注:被测分量的大小应在基波电流或电压的 $2 \times 10^{-5} \sim 5 \times 10^{-2}$ 范围内。

附 录 C
(资料性附录)

组合方法的技术性考虑因素

本部分所定义的测量方法是在慎重考虑和统筹兼顾(如测量频带与分辨率)的原则下提出的。在某些情况下,与其十分精确地了解信号特性,还不如采取折衷而定出一种切实可行的测量方法。本附录介绍的是对几个分辨率难点问题的考虑。

注:在本部分中,未指明之处,电压、电流的值均用有效值表示。

C.1 以时域表示信号和以频域表示信号的功率等价

帕斯瓦尔关系,也称为瑞利能量定理,定义了信号功率(或能量)在时域中的表示与信号功率(或能量)在频域中的表示按下式相互等价:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} [g(t)]^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |G(j\omega)|^2 d\omega \dots\dots\dots (C.1)$$

式中:

$g(t)$ 是时间的函数;

$G(j\omega)$ 该函数的傅立叶复变换;

$\omega = 2\pi f$ 。

注:由于功率与电压或电流的平方成正比,因此,信号的平方也就被看作是信号的“功率”。举例来说,如果设 $g(t)$ 是某电压的时间函数,则方程左侧(时域)的物理量纲应该是 V^2s (能量)。傅立叶变换表示的是电压的频谱密度,在上例中, $G(j\omega)$ 的量纲就是 V/Hz 或者 Vs ,也就是说该方程右侧的量纲也是 V^2s (能量)。

如果某函数不是周期性的,则它的频谱也是连续的。但是,如果某函数是周期函数,则它可以用一个时间窗 T_w 表示,即用该时间窗的无限循环来生成该函数 $g(t)$ 。这样,有限时间信号的傅立叶变换就不再连续,而是一组按频率 $f_w = 1/T_w$ 分隔的谱线。时间窗 T_w 和某频率($f = k \times f_w$)谱线有效值平方(G_k^2)的积就可以近似表示为连续频谱密度从 $f - f_w/2$ 到 $f + f_w/2$ 积分的“能量”。所有谱线的“能量”总和就等值于该时间函数在时间窗内的“能量”。将该“能量”除以时间窗的时间 T_w 就得到方程(C.2):

$$\frac{1}{T_w} \int_{-T_w/2}^{+T_w/2} [g(t)]^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |G_k|^2 \dots\dots\dots (C.2)$$

这里,方程左边相当于时间函数在时间窗内的平均“功率”,而方程右边则对应于频谱内所有谱线的全部“功率”。

傅立叶变换的一个性质是负频率的谱线与其相应的正频率的谱线相共轭,即“功率”频谱对频率为0的轴是对称的。把频谱的正、负部分合并,则方程(C.2)可简化为:

$$\frac{1}{T_w} \int_{-T_w/2}^{+T_w/2} [g(t)]^2 dt = G_0^2 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} |G_k|^2 \dots\dots\dots (C.3)$$

按照本部分方程(3),傅立叶分量的幅值 c_k 是根据 $T_w/2$ 而不是根据 T_w (c_0 除外,它根据 T_w) 来定义的,即 $c_k = 2 \times G_k$ 或 $C_k = \sqrt{2} \times G_k$ 。因此,方程(C.3)又可改写成:

$$\frac{1}{T_w} \int_{-T_w/2}^{+T_w/2} [g(t)]^2 dt = c_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} |C_k|^2 = \sum_{k=0}^{\infty} |C_k|^2 \dots\dots\dots (C.4)$$

实际上,在累加时这种系数的个数需加以限制($k = 1 \dots K$)。如果信号是限制频带的($f_K \leq K \times f_w$),则就不会包含系数下标 $k > K$ 的“功率”,而它们就被排除在方程(C.4)的累加和之外。但这个频率 f_K 应该远远超过仪器的工作频率的范围。

C.2 数字化实现的特性

本部分考虑到了数字式的仪表。为了满足香农定理,应该以 $f_s > 2 \times f_k$ 的采样频率对时间信号进行采样,这样原则上一直到 C_k 的所有系数都会可被算出。一个时间窗内的采样数目为 $N = f_s \times T_w$ 。

对于上述的理想条件,即数字化的信号是真实的、周期性的、限制频带的,而且时间窗又与信号周期是同步的,那末,方程(C.4)又可改写成:

$$\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [g(t_i)]^2} = \sqrt{\sum_{k=0}^{N/2} |C_k|^2} \dots\dots\dots (C.5)$$

式中:

$g(t_i)$ 是时间函数在采样点的值;

$t_i = i \times T_w / N$ 。

方程(C.5)表明,信号通过采样和数字化,其频域分量的有效值等于它在时域中的有效值。帕斯瓦尔关系可以有效地用来确定,在某些特定的情况下,功率频谱是否能准确地代表时域信号。

在上述设定的理想条件下,由本部分介绍的方法计算出的功率频谱是被测信号在指定的时间窗内各频谱分量的平均功率。这种功率频谱正确地反映了被测信号的总功率、单个频率分量各自的功率及其频率。在实际情况下,当被测信号的所有分量都确是“基础频率($f_w = 1/T_w$)”的谐波时才存在这种理想的状态。由于在本部分中对同步有严格的要求,这种近于理想状态的情况仅出现在信号分量的频率为电网的基频以及基础频率的整数倍时,当然,也包括了信号分量为基频的谐波的情况。

注:“基础频率”是时间窗宽度的倒数,“基频”是电源系统周波的倒数。

按 GB/T 17626.7 的要求,测量仪器设计时,时间窗的宽度是按 16 个周波来确定的(对 50 Hz 或 60 Hz 系统频率分别 ≈ 320 ms 或 ≈ 267 ms)。将来设计时,时间窗的宽度 $T_w = 200$ ms,是按系统频率为 50 Hz 或 60 Hz 时分别取 10 或 12 个周波来确定的。因此,谱线间的频率距离(基础频率 f_w)分别 ≈ 5 Hz、 ≈ 3.125 Hz 或 ≈ 3.75 Hz。本部分方程(8)所给出的分组方法能确保正确地求出信号的总功率。它不仅包括基频整数倍的谐波的谱线,而且考虑到了所有的谱线。方程(8)是按谱线间的频率距离 ≈ 5 Hz 给出的,因此,当采用其他“基础频率”时,该方程要作修改。只要正确地运用方程(8)(必要时,应作上述修改),正如帕斯瓦尔关系描述的那样,功率频谱就可以准确地表示被测信号的平均功率。

在不太理想的情况下,例如,信号含有频率为 $f \neq k \times f_w$ (k 是整数)的非谐波的成分,由于泄频会引起频率信息损失,但信号功率还是能准确地得到。对于时间窗等于 200 ms 的情况而言,只要存在不是 5 Hz 整数倍(如 287 Hz)的谐波,或者在分析的时间窗内信号幅值有波动,就会出现非谐波的信号成分。本部分中给出的分组方法有助于确保在大部分情况下能准确评估总功率。至于功率如何分配到某个特定的信号组,那就取决于被测信号的特性了。

以下几个例子会有助于说明这一点。C.3 中的例子说明了电压、电流信号幅值波动的影响。C.4 中说明了谐波的影响。为了在图中以全屏的尺寸清楚地显示出我们感兴趣的谱线和组合的作用,在电压、电流信号中实际上占有主导地位的基波分量并没有表示出来。

C.3 谐波的波动

示例 1

图 C.1 表示的是在 3.536 A 与 0.707 1 A 之间波动的 5 次谐波有效值。电流的波动是在 5 次谐波经过 21.25 个周期之后出现的。这时电流有效值的计算结果应该是 2.367 A。测得 5 次谐波单个谱线的结果仅为 1.909 A,也就是说,忽略了其他谱线产生的误差为 19.3%。测得谐波子群的值为 2.276 A,这时误差已减少到了 3.84%,从测得的谐波群谱线得到的结果是 2.332 A,这时相应的误差就很小了,仅为 1.47%。

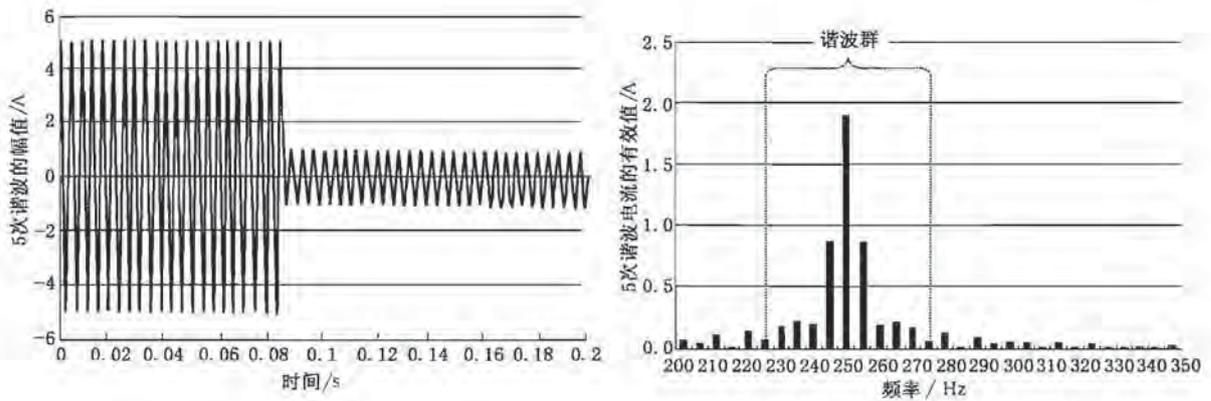


图 C.1 5 次谐波电流有大的波动

示例 2

电力系统的谐波电压通常是由几个非线性负载产生的谐波电流共同造成的结果。这些负载通常不会有明显相关的波动。此外,系统中还有准稳定负载。所以,电力系统中很少出现具有高幅值且快速的谐波电压波动,即使有也只是例外情况。例如,图 C.2 表明某 5 次谐波电压的有效值由 13.225 V 减少到 9.775 V,这时总的有效值应该是 11.37 V,但是单个谐波谱线的值仅为 11.24 V。用本部分所推荐的算法得到的数值,对于谐波子群是 11.33 V,对于谐波群是 11.34 V,其相对应的误差仅分别为 0.35% 和 0.24%,远低于测量仪器本身的不确定度。

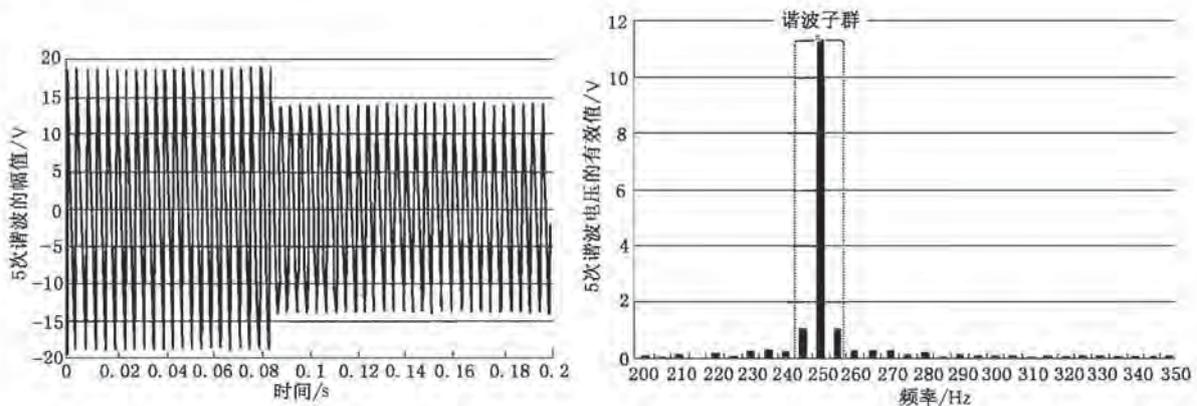


图 C.2 5 次谐波电压有大的波动

示例 3

某连续运行的微波器具在其电流中产生一个 3 次谐波电流(假定是 1 A),它的平均功率由多周过零的方法控制(例如,按 5 Hz 的速率重复,占空因数为 50%)。图 C.3 表示的是 3 次谐波电流的时间函数及其相应的频谱。总的电流有效值应为 0.707 A。3 次谐波谱线的有效值为 0.5 A,导致 29.3% 的误差。由谐波子群得到的值为 0.673 A,误差仅为 4.8%,而由谐波群得到的值为 0.692 A,误差便减少到了 2.0%。

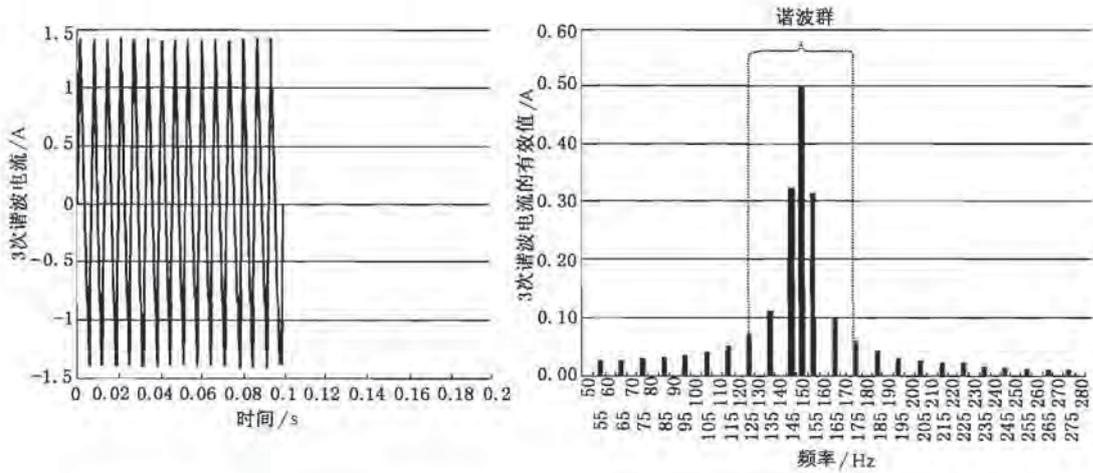


图 C.3 某微波器具 3 次谐波电流的波动

这些例子证明了组合程序完全适合于满足帕斯瓦尔关系的谐波的求解。

C.4 谐间波

示例 1

通信(信号传输)系统也会连接在电力系统中。为了避免受到谐波的干扰,它们所采用的频率通常介于两个谐波频率之间,即谐间波频率。如果它们的频率是“基本频率” f_w 的整数倍,并在时间窗内又有恒定的大小,那么,频谱只是在该频率上另显示一条谱线,而并不一定需要额外的组合。但是,为了传递信息,信号总是要调制的。这时对频谱的影响与前面几个例子相似,仅有的不同只是从调制信号得到的谱线是以信号传输频率为中心的一组谱线。按附录 A 所示的“谐间波群”的方法可以像 C.3 中所说的谐波群那样使误差减少。

在许多情况下,信号传输使用的都是非 f_w 整数倍的频率。例如,如图 C.4 所示,有一个有效值为 23 V、频率为 178 Hz 的通信信号迭加在系统中本已存在的均为 11.5 V 的 3 次和 5 次谐波之上。尽管离散傅立叶变换不能直接求解 178 Hz 的功率,它却能把功率分散到该频率的临近的谱线上(所谓的“泄漏”)。这时,3 次、5 次的谐间波组(参见附录 A)收集了该通信信号分散功率的主要部分,得到的值为 22.51 V,误差只有 2.15%。

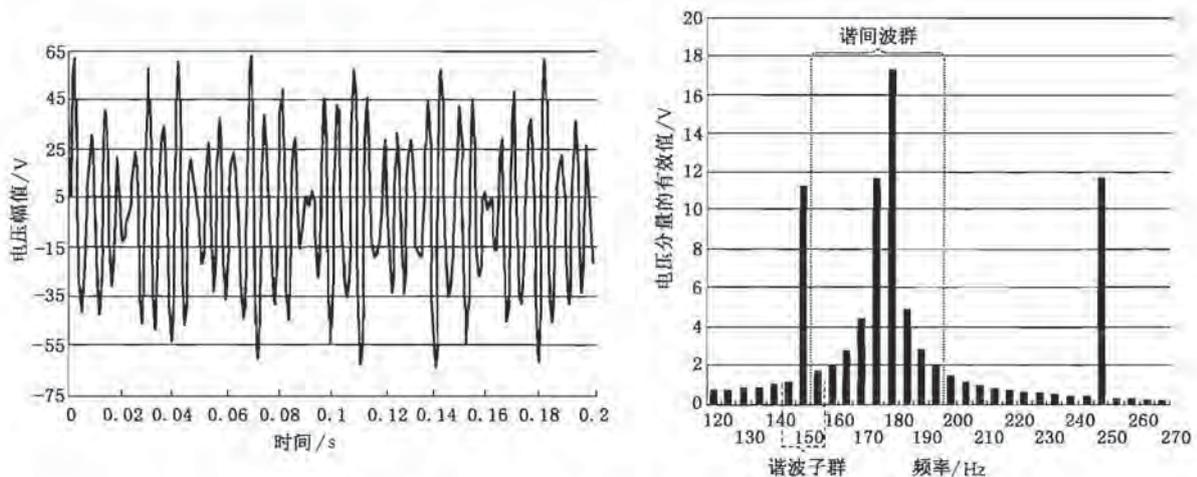


图 C.4 178 Hz 的通信信号及其 3 次、5 次谐波

注 1: 对于频率为非“基本频率” f_w 整数倍的信号来说,它的“泄漏”效应就是在原有的谐波矢量上添加了一个附加矢量(参见图 C.7)。附加矢量与同一频率的原谐波矢量之间的相位角在各个时间窗中的增加(或减少)几乎相等。合成矢量的大小则根据实际相位角的不同在这两个矢量幅值的差和和之间变化。在所给的例子中,

原谐波矢量的大小为 11.5 V、150 Hz 时 ≈ 1.2 V、250 Hz 时 ≈ 0.4 V(参见图 C.4),则合成矢量的大小对于 150 Hz 约在 10.3 V 和 12.7 V 之间变化,对于 250 Hz 约在 11.1 V 和 11.9 V 之间变化。由许多个毗边的时间窗得到的合成矢量的有效值等于原谐波矢量与附加矢量共同的有效值,该例中 150 Hz 时 11.56 V、250 Hz 时 11.51 V。分组之后的平滑过程使结果的变化大大减少,并给出了一个接近于共同的有效值的平均输出量。

注 2: 在现实中,通信信号的大小比例子中所说的要小,所以,它的“泄漏”效应将相应地减小。

示例 2

在发射电流的有效值中也会有谐间波,并因此在电源电压的有效值中出现。它们会随机地出现在两个毗邻的谐波之间。例如,图 C.5 给出了频率为 287 Hz、大小为 9.8 V 的谐间波以及 13.2 V 的 5 次谐波和 10 V 的 6 次谐波。从频谱中可以看出其“泄漏”效应。从 5 次谐间波群(参见 3.4)得到的值为 9.534 V,其误差为 2.7%。

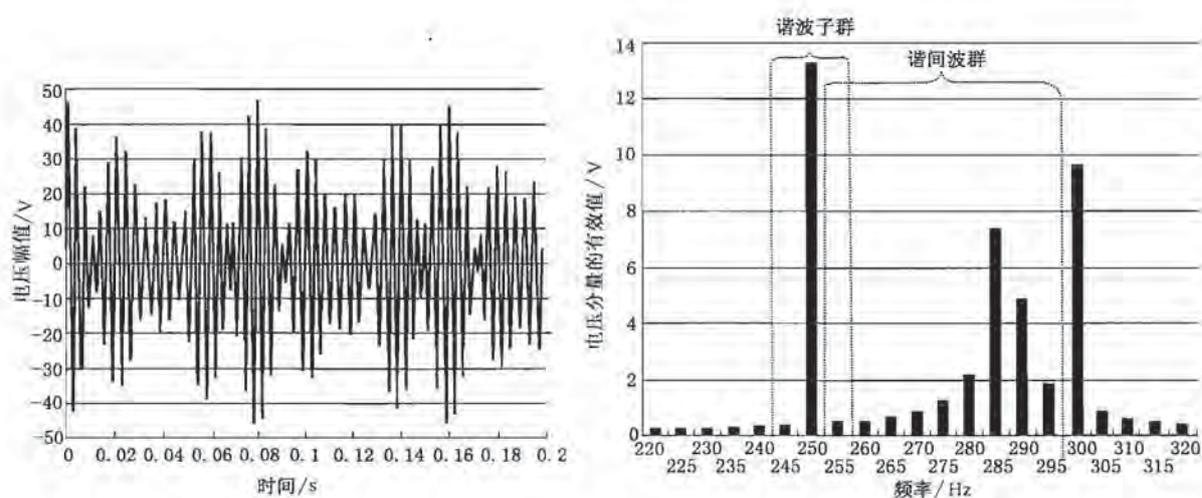


图 C.5 287 Hz 的谐间波及 5 次、6 次谐波

示例 3

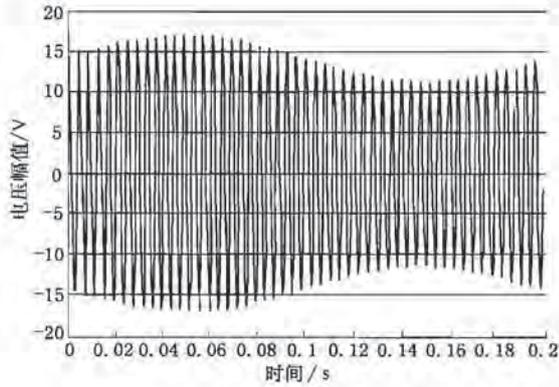
如图 C.6a) 所示,一个变转矩的电子马达驱动(例如,活塞泵)会在供电系统中产生 5 次谐波,该系统围绕平均有效值 10 V 波动,并有 5 Hz、20% 的正弦调制。时间函数在 0.2 s 中评估的总有效值为 10.10 V。其频谱包含一根有效值为 10 V 的 250 Hz“载波”谱线,以及在两侧分别为 245 Hz 和 255 Hz 的两根 1 V 谱线(见图 C.6c))。250 Hz 处单根谱线的误差为 0.99%,而由谐波子群得到的结果就没有误差了。

在同一个系统中可加以频率为 287 Hz、大小为 9.8 V 的通信信号(见图 C.6b))。由于在 200 ms 的时间窗内信号的周期数为 57.4,是非整数,从而在频谱中出现“泄漏”效应(见图 C.6d))。由谐间波群得到的有效值为 9.538 V,误差为 2.7%。

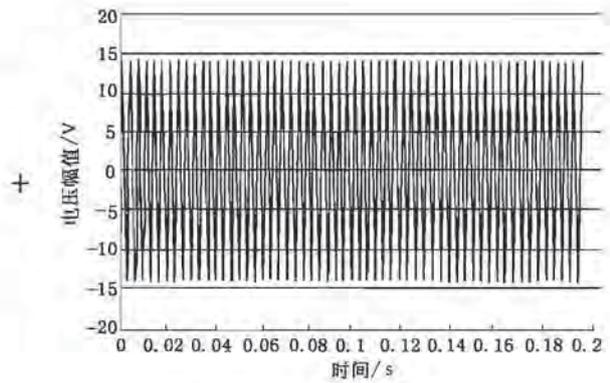
当波动的谐波和通信信号同时加在电压上时(见图 C.6e)),总的有效值为 14.07 V。所得到的频谱谱线可用不同的组合方式加以组合(见图 C.6f))。因为在 250 Hz 存在谐波,而且从频谱的包络线来看在 285 Hz 附近有明显的信号,用两个群的方式就合理一些(但每根谱线只能使用一次):

- 谐间波群方式,9.36 V 的谐间波群(相对于 9.8 V,误差为 4.5%)和一根 10.16 V 的谐波谱线(相对于 10.0 V,误差为 1.6%),结果得到总的有效值为 13.81 V(相对于 14.07 V,误差为 1.8%);
- 子群方式,9.34 V 的谐间波子群(相对于 9.8 V,误差为 4.7%)和 10.23 V 的谐波子群(相对于 10.1 V,误差为 1.29%),结果得到总的有效值为 13.85 V(相对于 14.07 V,误差为 1.5%)。

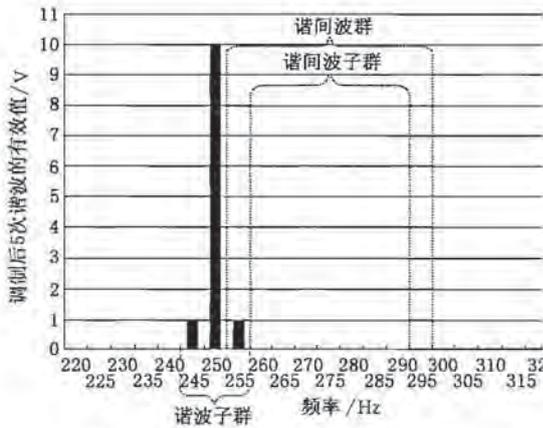
第 2 种组合方式更符合“物理意义”,因为 245 Hz 和 255 Hz 的谱线并不在“泄漏”的包络线之中。如果注意观察几个毗邻的时间窗的频谱的话,这一点就很清楚了。



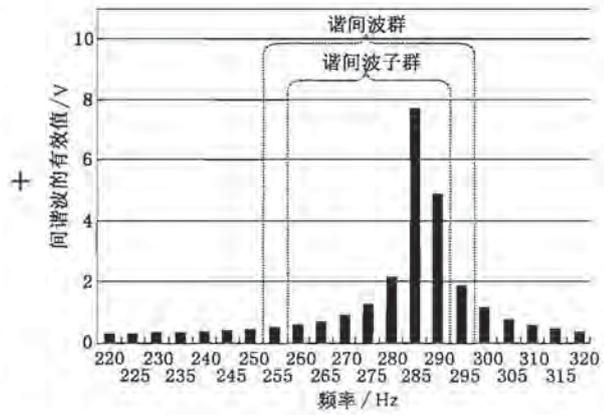
a) 有 20% 幅值波动的 5 次谐波



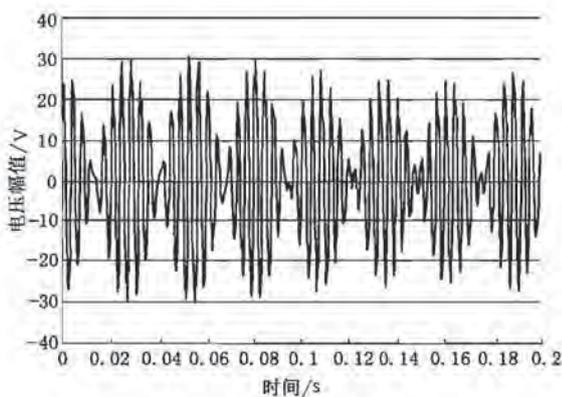
b) 频率为 287 Hz 的谐波



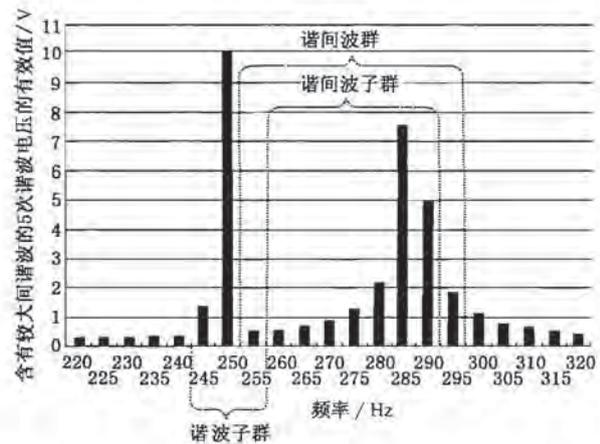
c) 频谱: 5 次谐波, 20% 的幅值波动



d) 频谱: 频率为 287 Hz 的谐波



e) 谐波和谐间波的总和



f) 频谱: 信号的总和

图 C.6 调制后的 5 次谐波和频率为 287 Hz 的谐波

由 5 次谐波两侧边带得到的谱线就是泄漏效应的主要结果。对于一个波动的谐波来说,谐波边带频率(即 245 Hz 和 255 Hz)分量的矢量,其大小相等,方向相反。矢量的大小在恒定的调制深度下保持不变。但是,如果调制频率不是基本频率的整数倍,其角度从一个时间窗到下一个时间窗会一步一步地旋转。由频率为 287 Hz 的谐波得到的矢量的大小也几乎保持不变,但因为该谐波在时间窗中的位置在改变,所以对各个时间窗来说该谐波的矢量的角度在改变。当然,由调制和泄漏合成的矢量,其大小和角度在不同的时间窗内也在改变。图 C.7 表示的是图 C.6 所示的时间窗

内 5 次谐波上下各 5 Hz 的分量。这时,相对于“调制”矢量来说,245 Hz 的合成幅值是增加了,而 255 Hz 的合成幅值是减小了。在其他的时间窗内由 287 Hz 的信号产生的矢量就有其他角度,相应的合成矢量的幅值也就不同。频谱的时间表示方式在 245 Hz 和 255 Hz 处显示出谱线的波动,而该时间段的平均值却近似于“调制”和“泄漏”矢量的共同的有效值。

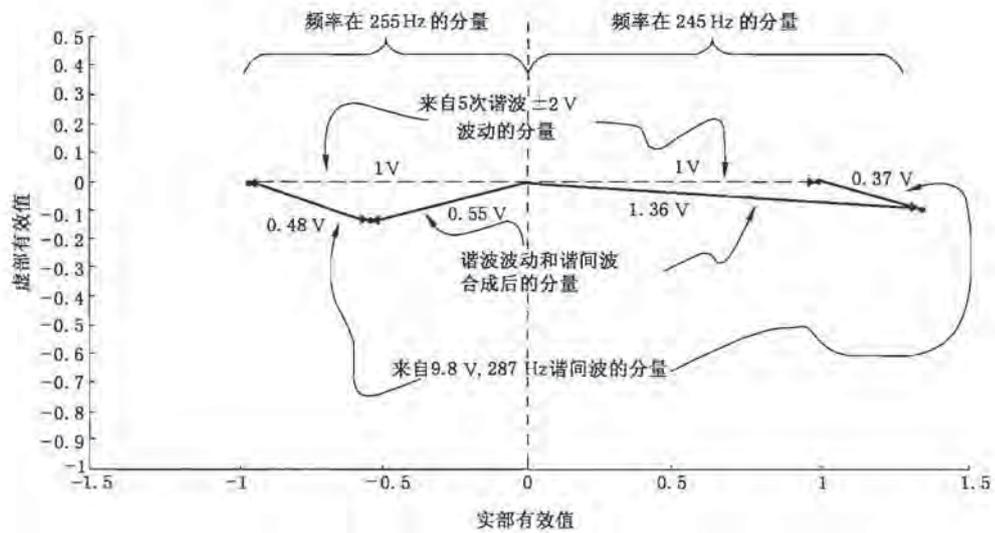


图 C.7 频率为 245 Hz 和 255 Hz 的各矢量

参 考 文 献

- [1] GB/T 6113.101—2008 无线电骚扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 第 1-1 部分:无线电骚扰和抗扰度测量设备 测量设备(CISPR 16-1-1:2006, IDT)
- [2] GB/T 17625.6—2003 电磁兼容 限值 对额定电流大于 16 A 的设备在低压供电系统中产生的谐波电流的限值(IECTR 61000-3-4:1998, IDT)
- [3] IEC 61000-3(所有部分) 电磁兼容(EMC) 第 3 部分:限值
- [4] IEC 61000-4-30 电磁兼容(EMC) 第 4-30 部分:试验和测量技术 电力质量测量方法
- [5] IEC 61010-1:2001 测量、控制和实验室用电气设备的安全要求 第 1 部分:一般要求
-