

doi: 10.11823/j.issn.1674-5795.2016.04.01

基于非线性扫频的频率特性校准研究

李晨飞, 樊尚春

(北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院, 北京 100191)

摘要: 在动态频率特性测量和校准应用中, 传统的线性调频信号频谱均匀分布、可设计参数单一, 难以同时兼顾测量精度与测量效率。本文提出了一种基于非线性扫频方式的动态频率特性校准方法, 可广泛用于传感器与仪器仪表的频率响应校准与标定。非线性扫频信号可以实现激励信号能量在频域内的非均匀分布, 从而在某些重要频段内实现较高精度测量的同时, 在其他频段通过牺牲一定的测量精度来保证测量速度, 从而进一步优化频率特性测量的整体性能。仿真结果表明, 在相同的扫频时间内, 非线性扫频方法相比于线性扫频方法, 能够将特定频段内的测量精度进一步提高。

关键词: 频率特性; 非线性扫频; 动态校准

中图分类号: TB973; TM935.23

文献标识码: A

文章编号: 1674-5795(2016)04-0001-04

A Study of Frequency Response Calibration Method Based on Nonlinear Sweep Excitation

LI Chenfei, FAN Shangchun

(School of Instrument Science & Opto-electronics Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: The traditional method uses linear frequency modulated signal as the excitation for frequency response measurement and calibration, which can hardly balance the accuracy and efficiency because of its even power spectrum and deficient adjustable parameters. In this paper, we propose a dynamic method for frequency response calibration based on nonlinear frequency sweep. The power spectrum of the nonlinear sweep signal is inhomogeneous, so that the accuracy and efficiency of the calibrating method can be well balanced. The simulation result shows that compared with the traditional method using linear frequency sweep, our method improves the measurement accuracy within specific frequency band using the same sweeping time.

Key words: frequency response; nonlinear frequency sweep; dynamic calibration

0 引言

系统的频率特性是指系统在不同频率的正弦输入信号激励下的稳态响应^[1], 其决定了系统在动态工作条件下对不同频率成分的输入信号的响应能力。因此, 在工程应用中, 系统在工作频带范围内的频率响应特性将很大程度影响系统的动态性能。尤其在测试计量领域, 对于传感器、测量仪器的动态特性标定结果将直接影响到测量的精度与工作频带范围。

频率特性的测试方法分为静态扫描法和动态扫描法。传统的静态扫描方法是利用系统在单频正弦输入的作用下产生的稳态响应信号进行测量, 这种方法需要在待测频带内选取若干测试频点, 逐个频率点进行稳态测试, 时间大量耗费在切换频率和重复测量上, 测量效率很低^[2]。为了提高频率特性测试的效率, 动态扫描频率法受到了广泛关注, 在电磁设备和耦合电路设计^[3-4]、电力变压器检测^[5-6]、海底声学层析成像^[7]以及光电器件频率特性测量^[8]等领域均有应用。动态频率扫描法是采用频率随时间连续变化的调频信号作为激励信号输入待测系统, 同时在输出端采集动态响应信号, 通过对输入信号和输出信号进行频域分析, 得到系统的频率特性。

动态扫频测试的精度与效率, 很大程度上取决于激励信号的模型。常见的激励信号如脉冲激励和线性调频激励, 前者的频带范围以及功率谱难以控制, 且

收稿日期: 2016-03-20

基金项目: 国家重大科学仪器设备开发专项应用(2014YQ350461);

国家自然科学基金创新研究群体项目(61421063); 北京航空航

天大学 2015 年度研究生创新实践基金(YCSJ-01-2015-06)

作者简介: 李晨飞(1992-), 男, 山东济南人, 硕士研究生, 研究方向为仪器科学与技术; 樊尚春(1962-), 男, 内蒙古包头人, 教授, 博士生导师, 研究方向为先进传感技术及其应用、MEMS 传感器及其系统。

脉冲信号对系统的冲击较大,在很多情况下不适合作为测试激励信号,后者具有可控的调频带宽和平坦的频域能量分布,被广泛应用于扫频测试中。为了提高扫频测试的精度,实现线性调频信号的低振幅因数,常常将线性调频信号进行加权处理,变为调幅线性调频信号^[9],但这会引入一定的信噪比损失,且幅度调制也受到激励信号发生源以及被测系统的限制^[10],这使得该方法的处理效果将受到一定限制。提高精度的另一种方法是设置较长的扫频时间,这使得测试时间以及信号处理量都大大增加,降低了测量效率。

相比之下,本文提出的非线性调频激励信号具有模型设计灵活、调频速度可变、频谱能量分布可控等优势,可以通过对调频函数的设计,使得在待测频段内激励能量非均匀分布,实现变精度测量。在传感器、测量仪器等的频率特性标定过程中,保证重要频段内实现较高的测量精度的同时,进一步提高整体的动态扫频测量效率。

1 调频信号模型

1.1 线性调频信号

线性调频信号的调频函数表达式为

$$f(t) = f_0 + Kt \quad (1)$$

式中: f_0 为起始频率,Hz; t 为时间,s; K 为频率变化率,即频率随时间呈线性变化,为常量。用调频带宽 B 和扫频时间 T 作为参数,调频函数可表示为

$$f(t) = B\left(\frac{t}{T}\right) + f_0, t \in [0, T] \quad (2)$$

线性调频信号的频谱能量主要集中在调频频带 $[f_0, f_0 + B]$ 内,且近似均匀分布,在近乎平坦的频谱曲线上有不同程度的小波动,如图1所示。图1中,线性调频信号对应的调频范围是10~1010 Hz,扫频时间为10 s,采样率为10 kHz,纵轴量 $|X(k)|$ 为信号的离散傅里叶变换系数的模值,可表征信号的频谱幅

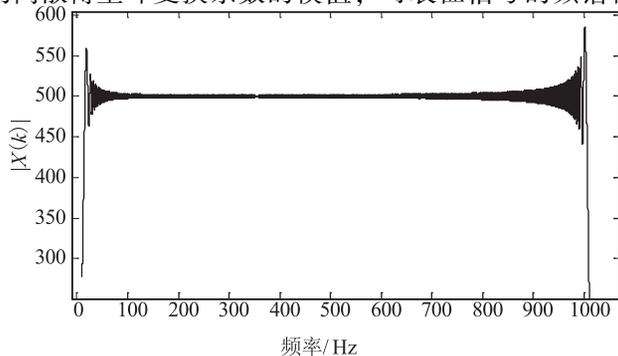


图1 线性调频信号频谱

度。可以看出,线性调频信号的频谱近似呈矩形形状,具有可控的频率范围和时域长度,通过改变调频函数的参数,可以调节扫频测试的测量频率范围和测量时间。

同时,可以看出,信号的频谱存在一定波动,且波动集中在调频带边缘附近。这种波动的存在,是由于在进行离散傅里叶变换时,有限长度采样序列相当于将信号在时域做了加矩形窗处理,产生了一定的频谱泄露,从而造成频谱波动。

对于动态扫频测量,待测的扫描频率范围一般是确定的,那么线性调频模型的可设计参数就只有扫频时间 T 。可以通过增大扫频时间来提高线性调频激励信号在整个扫频带宽内的能量,从而提高测量的精度。同时,随着扫频时间的增大,激励信号的频谱稳定性会更好。但为了达到所需的精度,往往需要设定较长的扫频时间,牺牲了测量效率,而且在相同的采样频率下,扫频时长的增加,会大大增加需要处理的数据点个数,这对于数字信号处理系统的要求更高,不但增加处理时间,同时也需要占用更多的存储资源。

1.2 非线性调频信号

非线性调频信号就是调频函数为任意非线性函数的调频信号,常见的非线性调频函数如指数函数、幂函数、对数函数等。线性调频函数的瞬时频率是随时间均匀变化的,其频谱能量均匀分布于调频带宽内,相比之下,非线性调频信号的调频函数形式各异,其频谱能量分布情况也各不相同。

一种模型较为简单的非线性调频信号是时间指数型频率调制信号,其调频函数^[11]为

$$f(t) = B\left(\frac{t}{T}\right)^\alpha \quad (3)$$

信号的频带范围为 $[0, B]$ 。当指数参数 α 取不同值时,该调频信号的频谱如图2所示。

从图2中可以看出,当 $\alpha = 1$ 时,即对应线性调频函数,其频域能量分布是均匀的;当 $\alpha = 0.5$ 时,调频函数的调频速度在整个扫频带内是单调减函数,使得能量主要分布在调频速度较慢高频部分,此时高频段被突出;当 $\alpha = 2$ 时,调频函数的调频速度在整个扫频带内是单调增函数,使得能量主要分布在调频速度较慢的低频部分,此时低频段被突出。这种频谱能量的不均匀分布,是由于非线性调频信号在不同频率范围内的频率变化速度不同。

非线性调频信号的频谱能量 $s^2(f)$ 分布取决于调频函数的瞬时斜率 $f'(t)$,信号在任意频点附近的频谱能

量与该频率点附近的调频斜率近似成反比^[12]，即

$$s^2(f) \propto \frac{1}{f'(t)} \quad (4)$$

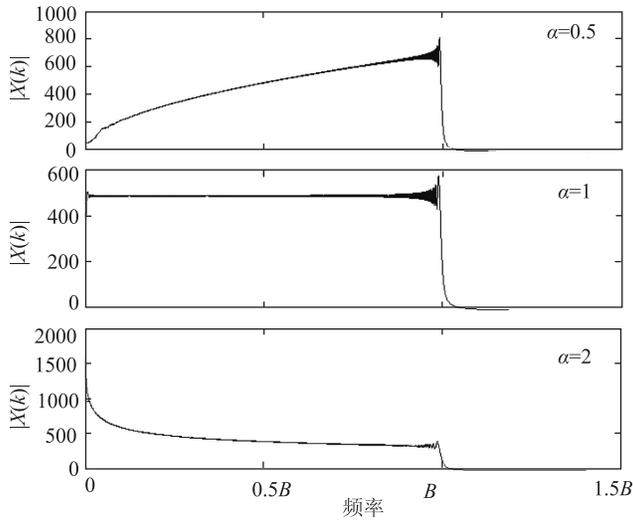


图2 信号频谱与指数 α 的关系

也就是说，调频斜率越大，频点附近的能量分布越多，调频斜率较小的频率范围内，能量的分布较少。

设计非线性调频函数，可以灵活地调整调频信号能量的频域分布，从而可以对其中某些重要频段进行突出。在扫频校准应用中，可以利用非线性调频信号的这个特点，在重要特征频段或系统常用频段内加强激励信号的能量分配，从而在这些频段内更充分地激励系统，抑制测量过程中各种噪声对频率响应测量结果的影响，提高特定频段内的测量精度。这种频段能量的可控分配，是通过改变调频函数的瞬时斜率来实现的，在重要频段采用较低的调频速度，而在其他频段提高调频速度，在保证重要频段内的测量精度的同时，进一步提高整个测试过程的效率。

2 非线性调频激励信号的设计

2.1 测量噪声分析

在测量过程中，往往存在大量噪声。调频激励信号用 $x(t)$ 表示，将噪声等效为输入噪声，用 $x_n(t)$ 表示，并设待测系统的传递函数为 $G(j\omega)$ ，则校准系统的示意图如图3所示。

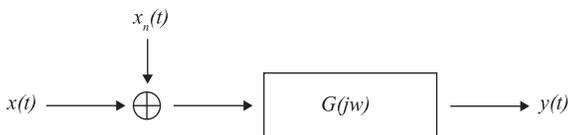


图3 校准测量系统示意图

则系统的输入输出关系为

$$Y(j\omega) = [X(j\omega) + X_n(j\omega)]G(j\omega) \quad (5)$$

式中： $Y(j\omega)$ ， $X(j\omega)$ ， $X_n(j\omega)$ 分别为输出信号、激励信号、噪声信号的频谱函数。频域分析方法解算系统频率响应是用输出响应的频谱与激励信号的频谱相比得出，即

$$G_m(\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \quad (6)$$

将式(5)代入式(6)，得

$$G_m(j\omega) = G(j\omega) + \frac{X_n(j\omega)}{X(j\omega)}G(j\omega) \quad (7)$$

可见，由于噪声的存在，测量会引入一定的误差，相对误差的大小正比于噪声频谱，反比于激励信号频谱。对于待测频带外的噪声，可以通过滤波的方式进行有效抑制，但在待测频带内的噪声影响，是难以避免的。在无法降低噪声的情况下，可以通过提高激励信号的频谱能量，来降低噪声带来的测量误差，这也是对非线性激励信号的调频函数的设计依据。通过提高局部频带内的激励能量，可以有效提高该频带内的测量精度。

2.2 调频函数的设计

由公式(4)可知，调频函数顺势斜率 $f'(t)$ 应在重要频段内取较小值，从而提高这些频段内的能量分布，实现高精度测量，而在其他频段内取较大值，实现高速度测量。公式(3)对应的时间指数型调频模型，通过改变指数参数 α ，即可调整调频函数在整个扫频过程中调频速度的分布，从而实现低频段高精度测量、高频段高精度测量和全频段等精度测量。

在有的传感器标定过程中，已知某些传感器的若干频率特征点，需要对某些频点附近邻域频段内的频率特性进行较准确的测量，可以根据相对精度需求，由 $f'(t)$ 入手进行设计。一种形式较为简单的调频模型为三次函数模型，即

$$f(t) = at^3 + bt^2 + ct + d \quad (8)$$

式中： a ， b ， c ， d 为系数。

则其调频速度函数为

$$f'(t) = 3at^2 + 2bt + c \quad (9)$$

对于上述调频模型，选取如下参数

$$a = \frac{2B}{T^3}, b = -\frac{3B}{T^2}, c = \frac{2B}{T}, d = B_1 \quad (10)$$

则调频速度函数 $f'(t)$ 和调频信号频谱如图4所示。图4中， B_1 为调频频带内的起始频率， B_h 为终端频率。

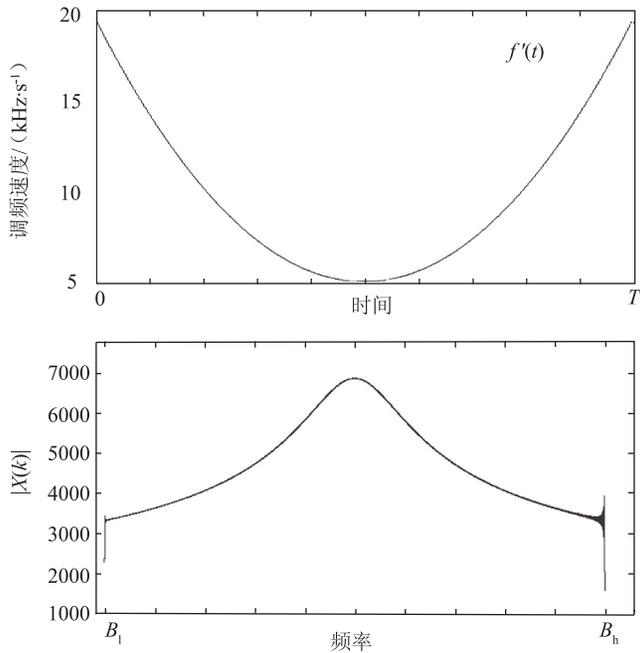


图4 三次调频信号模型

从图4中可以看出,该三次调频信号的调频速度函数关于扫频时间中点对称,且其最小值点出现在扫频中间时刻,这使得调频信号的频谱能量分布在调频频带内关于频带中点对称,且其能量分布在调频的中频点邻域内最大。该函数模型作为扫频激励信号,可以实现在扫频频带内的变精度测量,其中频带中心频率的邻域范围具有较高测量精度,而频带两侧范围测量精度较低,但测量效率高。

3 仿真分析

用不同形式的调频激励信号,对一个传递函数为 $G(s) = \frac{s^2 + s}{s^2 + s + 1}$ 的线性系统进行动态扫频仿真,并在激励端加入功率为 30dBW 的高斯白噪声,验证不同形式的调频激励信号对频率特性测量性能的影响。

图5所示为时间指数型频率调制信号在 α 分别取 0.7, 1 和 2 时,利用动态频率扫描法测得的系统幅频特性与理论值的相对误差。可以看出由于激励信号的能量分布的不同,导致频率特性测量结果的误差出现不同的分布规律。当 $\alpha < 1$ 时,激励信号能量集中在高频段,使得高频段内测量误差较小,而低频段内较大;当 $\alpha = 1$,激励信号能量均匀分布,白噪声引入的测量误差在全频段内大致相同;当 $\alpha > 1$,激励信号的能量主要集中在低频段,使得测量误差在低频段内较

小,而在高频段内相对较大。

图6所示为式(3),(4)中的三次调频信号作为激励信号的测量误差,可以看出在整个扫频范围内,中心频点附近的测量误差明显小于两侧频率范围。在扫频时间、激励信号幅值等条件相同的情况下,该激励模型将中心频点附近的测量相对误差降低到了4%以内,相比于线性调频激励,该方法在保证测量效率不变的同时,提高了关键频点附近的测量精度。

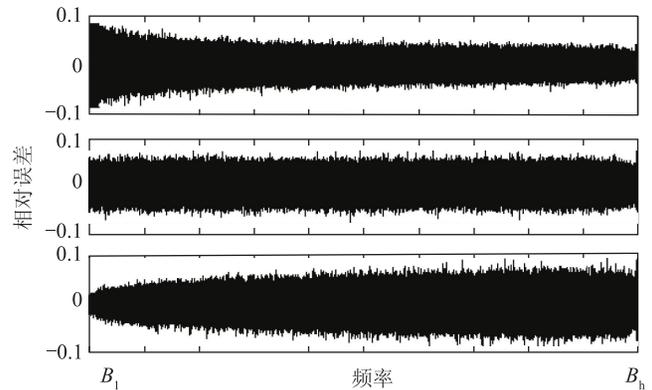


图5 时间指数型调频激励测量误差

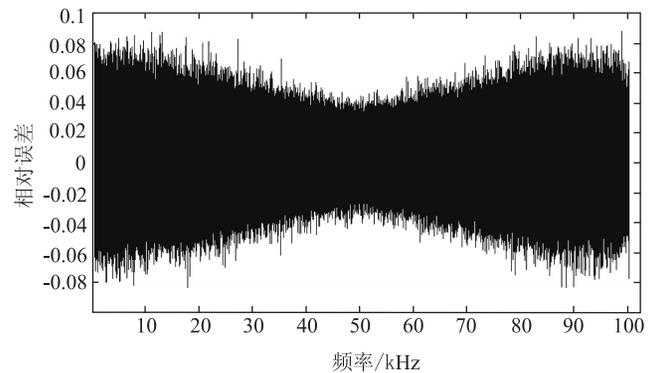


图6 三次调频激励测量误差

4 结论

仿真结果表明,通过设计非线性调频信号的调频函数,控制其能量在频域的分布,可以使得激励信号在某些频段内具有较大的能量,在普遍存在噪声的测量条件下,可以提高这些频段内的频率特性测量信噪比。相比于传统的线性调频激励信号,在相同的扫频时间内,通过对频谱能量分布的设计,非线性调频信号可以在不同频段内实现变信噪比的扫频测试,从而在保证测量效率的同时,提高重要频段的测量精度,进一步优化整个动态频率特性的测量性能。

表4 G基站节能效果对比

设备类型	基准能耗/(kW·h)	节能后能耗/(kW·h)
基站主设备	761.8	772.4
空调系统	753.4	489.7
传输设备	61.3	62.5
直流电源柜	81.7	82.3
其他设备	245.4	292.3
基站机房总能耗	1903.6	1699.2

5 结论

基站机房的能耗居高不下是通信行业长期存在的难题，也是实施节能减排战略的重要目标。在不了解机房内部的能耗组成、来源的情况下，单一地安装节能设备、启用节能策略并不能完全达到节能降耗的目的，造成资金的不必要浪费。需要准确地获取基站机房的能耗组成、变化规律、作用机制等，进而“因症制宜”地规划节能降耗方案、发掘节能潜力。开展针对基站机房的能耗统计与分析，是电信行业节能减排的重

要出发点和落脚点。

通过在 X 市设置的大量的试点机房，并在其中安装了能耗数据采集系统，详尽地勘测、采集试点机房的建筑信息、业务数据，在长期而稳定地获取基站能耗信息的基础上，本文全面地分解基站机房的能耗组成，透彻地分析了能耗来源及起作用的机制，并对启用节能技术的机房进行对比，寻求合理可行的节能技术方案。

参 考 文 献

[1] 龚霞, 魏翼飞, 宋梅, 等. 基于绿色基站的节能方案探讨[J]. 移动通信, 2014(14): 91-95.
 [2] 付彩凤. 绿色宏基站能耗模型关键参数研究[J]. 绿色建筑, 2015(4): 61-64.
 [3] 张尧. 移动通信基站节能系统的研究与设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
 [4] 杨洋. 关于几种通信基站节能改造方案的探讨[J]. 数字化用户, 2014, (15): 10.
 [5] 张国辉. 无线基站节能微排的优化探讨[J]. 信息通信, 2014(7): 191.



(上接第4页)

参 考 文 献

[1] 李红星, 张益农. 自动控制原理[M]. 2版. 北京: 电子工业出版社, 2014: 130.
 [2] 蔡晨光, 樊尚春, 邢维巍. 一种谐振式传感器频率特性测试平台[J]. 计测技术, 2007, 27(1): 11-13.
 [3] Fasenfest B, Rockway J D, Champagne N J, et al. A generalized fast frequency sweep algorithm for coupled circuit-EM simulations[C]//Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. Monterey, California: IEEE, 2004, 4: 3944-3947.
 [4] Soliman E A. Rapid frequency sweep technique for MoM planar solvers[J]. IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation, 2004, 151(4): 277-282.
 [5] Al Murawwi E, Mardiana R, Su C Q. Effects of terminal connections on sweep frequency response analysis of transformers [J]. Electrical Insulation Magazine IEEE, 2012, 28(3): 8-13.
 [6] Simon A A A, Huq Riad M M, Ahmed E, et al. On site oil test for a transformer using sweep frequency response analysis [C]// Electrical and Computer Engineering (ICECE), 2014

International Conference on. Dhaka, Bangladesh: IEEE, 2014.
 [7] Duda T F. Analysis of finite-duration wide-band frequency sweep signals for ocean tomography [J]. Oceanic Engineering IEEE Journal of, 1993, 18(2): 87-94.
 [8] Ye Q, Yang C, Chong Y. Measuring the Frequency Response of Photodiode Using Phase-Modulated Interferometric Detection [J]. Photonics Technology Letters IEEE, 2014, 26(1): 29-32.
 [9] Wang Z, Yuan M, Xu J, et al. Optimal design of chirp signals with applications to frequency response measurement [C]// Automatic Control and Artificial Intelligence (ACAI 2012), International Conference on. Xiamen, China: IET, 2012: 1484-1488.
 [10] 何学辉, 陶海红, 吴兆平, 等. 一种改进的非线性调频信号设计[J]. 电子学报, 2009, (8): 1784-1788.
 [11] Alphonse S, Williamson G. Novel radar signal models using nonlinear frequency modulation [C]// Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2014 Proceedings of the 22nd European. Lisbon Portugal: IEEE, 2014: 1024-1028.
 [12] 李康. 非线性调频信号设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2009.