

文章编号:1000-582X(2012)08-139-05

LFMCW 雷达距离分辨力的分析及改善

黄扬帆^a, 谭晓衡^b, 王保华^b

(重庆大学 a. 通信工程学院; b. 通信与测控中心, 重庆 400044)

摘要:为了提高线性调频连续波(linear frequency modulation continuous wave, LFMCW)雷达的距离分辨力,一方面提出了一种“八段交叉”开环校正法对调频线性度进行校正,另一方面根据基于 FFT 的 LFMCW 雷达实际距离分辨力与带宽和频率分辨率的关系,选择 2 GHz 大带宽和 4 096 点 FFT 运算,并且计算频率时避开差频信号的不规则区域,截取规则区域内的数据进行运算。仿真和测试实验都表明经过上述处理后的雷达距离分辨力得到一定的改善。

关键词:线性调频连续波;距离分辨力;开环校正法;频率分辨率

中图分类号:TN95

文献标志码:A

Analysis and improvement of LFMCW radar's range resolution

HUANG Yangfan^a, TAN Xiaoheng^b, WANG Baohua^b

(a. College of Communication Engineering; b. The Center of Communication and Tracking Telemetry & Command, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China)

Abstract: In order to improve the range resolution of Linear Frequency Modulation Continuous Wave (LFMCW) radar, a *cross-eight section* open-loop method is proposed to correct the FM linearity. According to the relationship among LFMCW radar's actual range resolution, bandwidth and frequency resolution, a 2 GHz large bandwidth and 4096-point FFT operation are selected. The irregular region of beat signal is avoided when computing the frequency and the sampling data is intercepted from the regular region. Simulation and experiments show that the above treatments have brought some improvement to the radar's range resolution.

Key words: LFMCW; range resolution; open-loop correction method; frequency resolution

线性调频连续波(LFMCW)雷达相对于其他体制雷达的主要优点有辐射功率小、测距测速精度高、无距离模糊、设备相对简单等,这些优点使其广泛应用于测距、测速、测高、目标搜索跟踪和识别等民用和军用领域,尤其在近程测距上比其他体制的雷达具有更为明显的优点^[1-3],参考文献[4-5]中也重点研究了近程测距。

近年来,由于超大规模集成电路和阵列处理技术促进了数字信号处理器的迅速发展,可利用微型

数字信号处理器比如 FPGA、DSP 等实现差频信号的处理,从而大大减小了 LFMCW 雷达的设备量^[6-8]。最常用的处理方法是“差拍-傅里叶”结构^[9],此时雷达的距离分辨力是由信号源调频线性度^[10]、发射信号的带宽以及频率分辨率等决定的。因此,高的信号源调频线性度、足够的工作带宽和细化的频率分辨率成为提高雷达距离分辨力和测距精度的方向,研究围绕这 3 点展开的。

收稿日期:2011-11-20

基金项目:中央高校基本科研业务费资助项目(No CDJZR10 16 00 11);重庆市自然科学基金资助项目(2010BB2049)

作者简介:黄扬帆(1964-),男,重庆大学博士,主要从事信号处理、目标、检测方向研究,(E-mail)hyf@cqu.edu.cn。

1 LFM CW 雷达测距的原理

图 1 是基于 FPGA 的 LFM CW 雷达测距系统模块图。

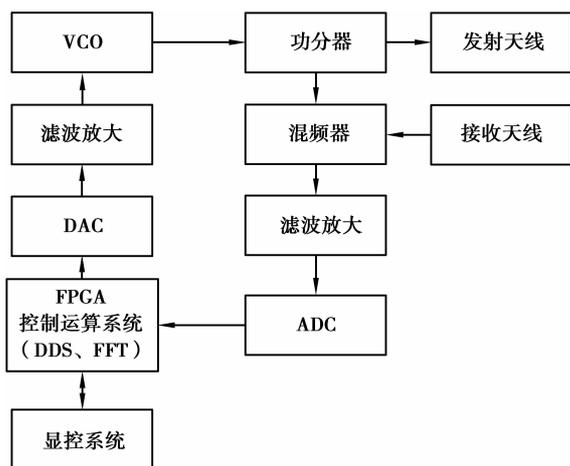


图 1 LFM CW 雷达测距系统框图

以锯齿波调频信号为例, 设扫频中心频率为 f_0 , 调频带宽为 B , 调制周期为 T_m , $t=0$ 时刻调制波开始扫频, 则单周期发射信号的频率为

$$f_T(t) = \left(f_0 - \frac{B}{2}\right) + K(t - nT_m),$$

$$nT_m \leq t < (n+1)T_m, n = 0, 1, 2, \dots, \quad (1)$$

其中 $K = \frac{B}{T_m}$ 为调频斜率。

发射信号经天线发射出去后遇到目标时形成反射信号, 两者信号波形相同, 只是在时间上有一个延迟 τ 。所以回波信号的频率为

$$f_R(t) = \left(f_0 - \frac{B}{2}\right) + K(t - nT_m - \tau),$$

$$nT_m + \tau \leq t < (n+1)T_m + \tau, n = 0, 1, 2, \dots, \quad (2)$$

由此, 差频信号的频率为

$$f_D(t) = f_T(t) - f_R(t) =$$

$$\begin{cases} K(\tau - T_m), & nT_m \leq t < nT_m + \tau \\ K\tau, & nT_m + \tau \leq t < (n+1)T_m \end{cases}, n = 0, 1, 2, \dots, \quad (3)$$

由于回波的延时 $\tau = \frac{2R}{C}$, (C 为光速), 在规则区域 $nT_m + \tau \leq t < (n+1)T_m$ 内, 可得目标的距离为

$$R = \frac{CT_m}{2B} f_D(t) = \frac{C}{2K} f_D(t), \quad (4)$$

由上式可知, 在 K 一定的条件下, 目标距离 R 与差频 $f_D(t)$ 成线性比例关系, 只要测得差频信号频率值即可得出距离值。

2 影响 LFM CW 雷达距离分辨力的因素

2.1 调频线性度与距离分辨力

雷达工作频段选择 K 波段, 中心频率 $f_0 = 25$ GHz, 带宽达到 $B = 2$ GHz, 对于这种宽带 LFM CW 雷达, 制约其距离分辨力的一个关键因素是信号源的调频线性度。

当发射信号为理想线性调频信号时, 差频信号在其有效时宽 $T_m - \tau$ ($\tau \ll T_m$) 内为单频信号, 其带宽 $\Delta B = \frac{1}{T_m - \tau}$, 约为调频周期的倒数 $\frac{1}{T_m}$ 。由距离公式(4)得

$$\Delta R = \frac{CT_m}{2B} \Delta B = \frac{CT_m}{2B} \frac{1}{T_m - \tau} \approx$$

$$\frac{CT_m}{2B} \frac{1}{T_m} = \frac{C}{2B}. \quad (5)$$

此即为理论上的极限距离分辨力。由此可以看出当发射信号是理想线性调频信号且 $\tau \ll T_m$ 时, 距离分辨力只由带宽决定而与调频周期和采样点数无关。

当发射信号为非理想线性调频信号时, 其调频规律就会和理想调频规律之间存在频率偏差, 在这种情况下差频信号就会有一定的带宽, 而差频信号的频谱展宽不仅意味着 FFT 频谱分析后信噪比的下降使得雷达的作用距离受到线性度的影响而且使得相邻目标不能分辨, 使距离分辨力也受到线性度的影响。

2.2 差频信号的分析

设发射信号的电压为 $V_T \sin \phi_T$, 回波信号电压为 $V_R \sin \phi_R$, 发射天线和目标之间无相对运动, 其中 $V_T \gg V_R$, ϕ_R 是 ϕ_T 经时间 τ 的延时。两信号经混频后会产生直流项、有用的低阶项 $GV_T V_R \sin \phi_T \sin \phi_R$ (G 为混频增益) 和其他一些高阶项, 滤除无用的分量, 有用项可表示为

$$f(t) = \frac{1}{2} GV_T V_R \cos(\phi_T - \phi_R) = A \cos(\phi_T - \phi_R). \quad (6)$$

由 $\psi = 2\pi \int_0^t f(t) dt$ 得

$$f(t) = \begin{cases} A \cos \left[2\pi \left(f_0 - \frac{B}{2} \right) \tau - k\pi (T_m - \tau)^2 + 2k\pi (\tau - T_m) (t - nT_m) \right], \\ nT_m < t \leq nT_m + \tau, \\ A \cos \left[2\pi \left(f_0 - \frac{B}{2} \right) \tau - k\pi \tau^2 + 2k\pi \tau (t - nT_m) \right], \\ nT_m + \tau < t \leq (n+1)T_m \end{cases} \quad (7)$$

因为 $T_m \gg \tau$, 所以忽略不规则区间和 $k\pi\tau^2$, 幅度归一化, 设 $t = t - nT_m$, 则

$$f(t) = \cos \left[2\pi \left(f_0 - \frac{B}{2} \right) \tau + 2k\pi \tau t \right], 0 \leq t < T_m. \quad (8)$$

首先对 $f(t)$ 进行采样, 设一个调制周期内的采样点为 N , 采样频率 $f_s = \frac{N}{T_m}$, 采样后的信号为

$$f(n) = \cos \left[2\pi \tau \left(f_0 - \frac{B}{2} + B \frac{n}{N} \right) \right], 0 \leq n < N. \quad (9)$$

然后对上式利用 N_{FFT} 点 FFT 进行 DFT 运算得到

$$F(k) = \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} & \frac{\sin[\pi(k - B\tau)]}{N_{FFT}} e^{j \left[2\pi \left(f_0 - \frac{B}{2} \right) \tau - \frac{N_{FFT}-1}{N_{FFT}} \pi(k - B\tau) \right]} \\ & + \frac{\sin[\pi(k + B\tau)]}{N_{FFT}} e^{-j \left[2\pi \left(f_0 - \frac{B}{2} \right) \tau - \frac{N_{FFT}-1}{N_{FFT}} \pi(k + B\tau) \right]} \end{aligned} \right\}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (10)$$

$F(k)$ 的幅度如图 2 所示

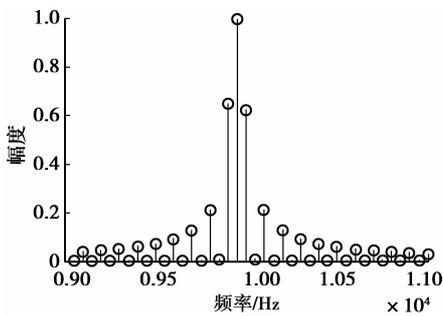


图 2 差频信号经 DFT 的幅度

由 DFT 的周期性和实序列的 DFT 的共轭对称性可知, $F(k)$ 的幅度是关于 $k = \frac{N_{FFT}}{2}$ 对称的, 设 k_{max} 为 $F(k)$ 在 $(0, \frac{N_{FFT}}{2})$ 内的幅度最大值处的频率点, 由 $F(k)$ 的表达式得: $k_{max} = \text{round}(B\tau)$. 利用 DFT 幅度最大值对应的 k_{max} 测得的差频信号的频率为: $f_D = k_{max} \Delta f$, 其中 $\Delta f = \frac{f_s}{N_{FFT}}$ 是 FFT 的频率分辨率; 由此根据公式 $R = \frac{CT_m}{2B} f_D$ 得

$$R = k_{max} \frac{CT_m}{2B} \frac{f_s}{N_{FFT}} = k_{max} \Delta R, \quad (11)$$

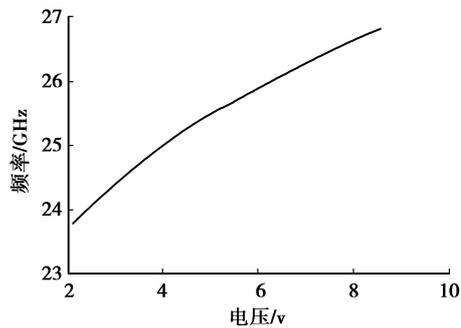
其中 $\Delta R = \frac{CT_m}{2B} \frac{f_s}{N_{FFT}}$ 为实际的距离分辨力。

由分析可知: 由于 FFT 的“栅栏效应”, 差频信号的频谱是离散的, 只有 Δf 整数倍的分量, 所以测得距离值也是离散的, 真实值和测量值之间存在最大 $\Delta R/2$ 的误差; 根据实际距离分辨力公式(11)可知距离分辨力除了与带宽有关外, 还与 FFT 处理时的频率分辨率 Δf 有关。

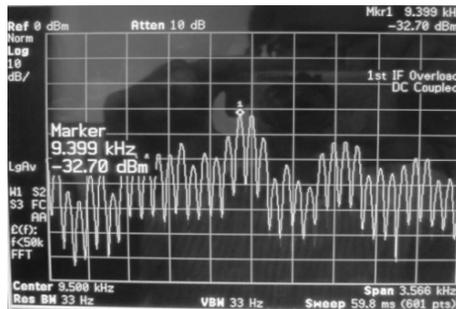
3 LFM CW 雷达距离分辨力的改善

3.1 线性度的校正

信号源的调频线性度是影响 LFM CW 雷达距离分辨力的关键因素, 而调频信号的非线性是由信号源的电压控制振荡器(VCO)的非线性电调特性引起的, 如图 3(a)所示。由于调频非线性, 导致混频后的差频信号的频谱在最大幅值处出现了 2 个(或多个)幅值相当的点, 无法得到准确的最大值点, 进而造成距不准确, 如图 3(b)。



(a) VCO非线性电调特性



(b) 差频信号的频谱图

图 3 VCO 电调特性及对应差频信号的频谱图

VCO 的电调特性通常很难用解析式精确的表达式,一般是在测量中得到的,为了得到线性调频信号,必须对 VCO 的线性度进行校正,文献[11]-[14]介绍了几种常用的线性度校正方法。

工程应用中常用的结构简单、实现方便的开环校正,具体方法是:根据控制电压和输出信号频率之间是单调的非线性关系的原理,通过一个静态测试系统,测量出 VCO 的控制电压和输出信号频率之间的一一对应关系,然后将线性校正过的 VCO 电调特性数据存储存在 DDS 的 ROM 内,在时钟的控制下以查表的方式依次输出电调电压的二进制编码,通过数模转换器转换成模拟的电压量,再经过滤波放大加载到 VCO 上。

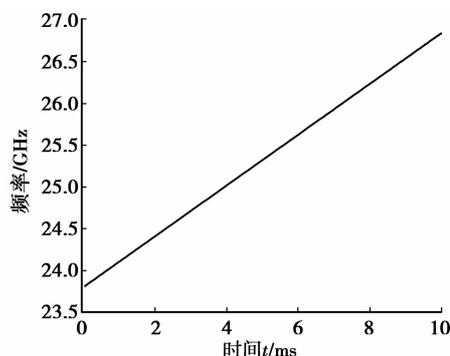
采用的调频带宽达到 2 GHz,属于超大带宽,目前在国内较少使用,因为使用一般的校正技术很难实现如此大带宽内的高线性度,实验表明,在 2 GHz 的大带宽内,采用上述方法对整个频带进行一次性的开环校正,线性度只能达到百分之几,达不到要求,为此,在开环校正的基础上提出一种“八段交叉”开环校正法进行线性度的校正,即将 2 GHz 的大带宽分成相互交叉的 8 段子带宽,每段 500 MHz,然后分别对每一段进行开环校正从而达到对整个频段的校正。实验测试表明通过上述方法调频信号达到了较高的线性度,图 4(a)所示是经过开环校正以后的 VCO 输出特性($T_m = 10$ ms),图 4(b)是差频信号的频谱图,可以看到最大频率值唯一且幅度明显地高出旁瓣。

3.2 带宽、频率分辨力与距离分辨力的关系

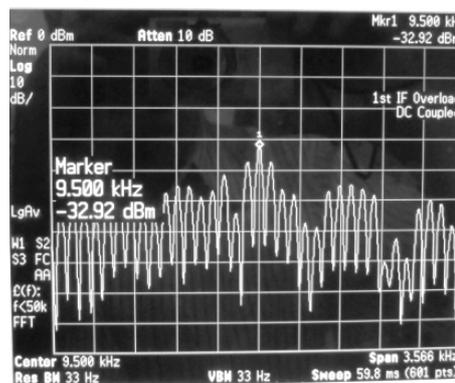
根据实际的距离分辨力的公式(11)可知,在线性度一定的情况下,要提高距离分辨力可从以下几点考虑:一是增加带宽,二是减小调制周期,三是提高频率分辨率。

根据需要带宽提高到 2 GHz,属于大带宽,对应的极限距离分辨力是 7.5 cm,继续增大带宽将产生很高的差频信号频率,使得后端信号实时处理难度加大,降低雷达的测距范围并且大带宽很难保证高线性度。

T_m 的取值要满足 $T_m \gg \tau_{\max}$, τ_{\max} 是最大测试距离对应的延时,由上面的分析可知距离分辨力的极限值是 $\frac{C}{2B}$,在带宽 B 一定时,要提高实际的距离分辨力就要使 $\frac{f_s}{N_{\text{FFT}}}$ 尽量逼近 $\frac{1}{T_m}$ 。对于一定的采样频率 f_s ,FFT 运算点数 N_{FFT} 决定了频率分辨力,点数的选取要考虑测量精度要求、测量范围以及雷达的实时性要求,综合考虑选择 $N_{\text{FFT}} = 4\ 096$ 。



(a) 校正后 VCO 的输出特性



(b) 校正后差频信号的频谱图

图 4 校正后 VCO 的输出特性曲线及对应差频信号的频谱图

理论上 $\frac{f_s}{N_{\text{FFT}}}$ 可以无限逼近 $\frac{1}{T_m}$,但是实际上采用

周期的锯齿波电压对 VCO 进行线性调频时,锯齿波在周期变换点存在电压突变,相位不连续,因此在对应周期起始和结束时刻产生的调频信号线性度会变差,可能存在非线性失真,产生谐波成分,也可能存在杂散失真。为了保证进行 FFT 运算的数据的正确性,采用截取有效数据的方法,即舍弃每个调制周期的开始和结束段数据,只取中间数据进行 FFT 运算。虽然这种方法会使每个调制周期的采样点 N 增加,即 $N > N_{\text{FFT}}$,采样频率 f_s 有所提高,频率分辨率 Δf 变大,进而导致距离分辨力变差,但是这样使得 FFT 运算的准确性得到保证。

通过上面确定的参数和方法,运用到实际工程中,得出如下表 1 所示的结果。

表 1 不同带宽情况下距离分辨力的理论值和实际测量值

带宽/GHz	理论值/cm	实际值/cm
0.5	30.0	33.0
1.0	15.0	16.5
2.0	7.5	8.0

实测表明,若雷达参数完全按照理论值设定则雷达系统不能得到稳定和准确的结果,若按上述方法处理,距离分辨力与理论值虽有一定的误差,但雷达系统稳定工作。从表 1 中可知,带宽越大距离分辨力越好。

4 测试结果

如图 5 所示,为 LFMCW 雷达实验平台实物图,将上面的改善措施和参数应用到该实验平台得到如表 2 所示的测距结果。



图 5 LFMCW 雷达实验平台实物图

表 2 空间距离测试实验结果

实际距离/m	带宽/GHz	测量距离/m	误差/m
7.0	0.5	6.90	0.10
7.0	1.0	6.96	0.04
7.0	2.0	6.99	0.01
14.0	0.5	13.89	0.11
14.0	1.0	13.95	0.05
14.0	2.0	13.98	0.02
21.0	0.5	21.13	0.13
21.0	1.0	21.06	0.06
21.0	2.0	21.03	0.03

从表 2 可以看出对于同一距离的测量,带宽越大测距精度越高,误差越小;随着空间距离增大,测量误差略有增大,但仍在误差允许范围之内。

5 结 语

深入分析了基于 FFT 的 LFMCW 雷达的实际

距离分辨力和调频线性度、带宽以及频率分辨率之间的关系,然后给出了改善距离分辨力的方法:对信号源调频线性度进行校正,提高工作带宽至 2 GHz,选择合适的调制周期、FFT 运算点数以及采样频率,这样使得雷达测距系统稳定准确工作,并通过仿真和实物平台进行了工程实现,对实测结果和理论值进行了对比分析。结果表明本文提出的改善方法提高了距离分辨力,降低了测距误差,完全满足实际的工程应用要求。

参考文献:

- [1] 李召飞. 线性调频连续波雷达的信号处理研究[D]. 江苏:南京理工大学,2008:7-8.
- [2] Sheng B A, Shu W C. Study of High-precision Altimetry Arithmetic in LFMCW Radar System[J]. International Seminar on Future BioMedical Information Engineering, 2008, 35(8): 408-410.
- [3] 谭朔,郭伟. 调频连续波近程测距系统研究[J]. 舰船电子工程,2007,27(4):95-98.
Tan Shuo, Guo Wei. Research on FMCW short-range measurement system [J]. Ship electronic Engineering, 2007, 27(4):95-98.
- [4] 吴义中. 60GHz LFMCW 雷达信号处理研究[D]. 浙江:浙江大学,2011.
- [5] 宋玮 FMCW 雷达测距系统及其信号处理技术的研究[D]. 江苏:南京理工大学,2004.
- [6] Haderer A, Wagner C, F R. A 77- GHz FMCW front-end with FPGA and DSP support. International Radar Symposium[J], 2008, 33(6):22-26.
- [7] GOUGH P T. A fast spectral estimation algorithm based on the FFT. IEEE TRANS ON SP, 2004, 42(6): 1317-1322 .
- [8] 王淮兴. 5mm 波段 FMCW 近程雷达定距分析研究[D],江苏:南京理工大学,2007.
- [9] Zhou G, Fu Y L, Xu Z F. Analysis of resolving power and precision for digitized distance and velocity measurement of LFMCW radar [J]. Microcomputer Information , 2006, 22(8):313-314.
- [10] 胡文. 提高 LFMCW 雷达高度表测高精度的方法研究[D],陕西:西安电子科技大学,2006 .
- [11] 陈祝明,丁义元,向敬成. 宽带 LFMCW 扫频源的相对非线性校正方法[J]. 系统工程与电子技术, 2001, 23 (2):16-19.
Chen Zhuming, Ding Yiyuan, Xiang Jingcheng. A method on nonlinear correction of broadband LFMCW signal utilizing its relative sweep nonlinear error[J]. Systems Engineering and Electronics, 2001, 23 (2): 16-19.

- [5] The 3rd Generation Partnership Project (3GPP). S. R 0079-0 Support for end_to_end QoS [S]. [S. l.]: 3GPP, 2004.
- [6] European Telecommunications Standards Institute (ETSI). TS 102 250-2 Definition of QoS parameters and their computation [S]. [S. l.]: ETSI, 2006.
- [7] ITU Telecommunication Sector, International Telecommunication Union. ITU-T Rec E. 800 (08/94) Terms and definitions related to quality of service and network performance including dependability [S]. [S. l.]: International Telecommunication Union, 1994.
- [8] 邱皓政, 林碧芳. 结构方程模型的原理与应用[M]. 北京: 中国轻工业出版社, 2009.
- [9] 荣泰生. AMOS 与研究方法(第 2 版)[M]. 重庆: 重庆大学出版社, 2009.
- [10] The 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TS 32. 405 Performance measurements Universal Terrestrial Radio Access Network (UTRAN) [S]. [S. l.]: 3GPP, 2009.
- [11] The 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TS 32. 406 Performance measurements Core Network (CN) Packet Switched (PS) domain [S]. [S. l.]: 3GPP, 2009.
- [12] The 3rd Generation Partnership Project (3GPP). TS 32. 407 Performance measurements Core Network (CN) Circuit Switched (CS) domain [S]. [S. l.]: 3GPP, 2009.
- [13] 盛骤, 谢式千, 潘承毅. 概率论与数理统计(第四版)[M]. 北京: 高等教育出版社, 2008.
- [14] 泰力信息咨询(北京)有限公司. 用户体验质量(QOE)及用户体验管理(CEM)研究报告[R]. 北京: 泰力信息咨询(北京)有限公司, 2009.
- [15] Soldani D, Li M, Cuny R. QoS and QoE management in UMTS cellular systems[M]. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2006.

(编辑 侯 湘)

(上接第 143 页)

- [12] 李师波, 赵建中, 吴文. 3mm 线性调频源线性度实时数字校正技术研究[J]. 南京理工大学学报, 2005, 29(2): 166-168.
Li Shibao, Zhao Jianzhong, Wu Wen. Digital real-time correction algorithm of linearity for 3mm linear frequency-modulated source [J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology, 2005, 29(2): 166-168.
- [13] 黄仁欣. LFM CW 系统测距精度及补偿方法研究[J], 微计算机信息, 2005, 21(1): 77-78.
Huang Renxin. Research on the leasuring accuracy and compensation method for LFM CW system [J]. Microcomputer Information, 2005, 21(1): 77-78.
- [14] 肖玮, 涂亚庆, 李先利. VCO 扫频非线性校正技术综述[J], 电测与仪表, 2009, 46(12): 33-38.
Xiao Wei, Tu Yaqing, Li Xianli. Review of sweeping nonlinearity correction technology for VCO [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2009, 46(12): 33-38.

(编辑 侯 湘)