

文章编号: 2095-4980(2022)01-0074-06

收发异源 FMCW 太赫兹系统误差分析

刘伟¹, 刘德峰¹, 杨超¹, 林奈², 薛毅松³, 康健成³, 庄杰³

(1.航空工业北京长城航空测控技术研究所, 北京 101111; 2.中国电子科技集团公司第十研究所, 四川 成都 610036;
3.电子科技大学信息与通信工程学院, 四川 成都 611731)

摘要:近年来, 随着太赫兹器件研究不断取得进展, 对太赫兹收发前端的研究逐渐增多。随着工作频率的增加, 以及带宽的增大, 由器件非理想性能带来的误差成为影响太赫兹系统性能的重要因素。基于一个采用二级混频设计的收发异源调频连续波太赫兹系统, 研究分析了时钟同步误差、调频非线性误差以及 IQ 不平衡问题所带来的误差。通过对 3 种误差的建模分析, 为后续对误差进行消除和补偿提供了良好的理论基础。

关键词:太赫兹; 调频连续波; 调频非线性误差; 时钟同步误差; IQ 不平衡

中图分类号: TN927

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2021035

Error analysis for the FMCW terahertz system with different sources of transmitter and receiver

LIU Wei¹, LIU Defeng¹, YANG Chao¹, LIN Nai², XUE Yisong³, KANG Jiancheng³, ZHUANG Jie³

(1.Beijing Changcheng Aeronautic Measurement and Control Technology Research Institute, Beijing 101111, China;

2.The 10th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chengdu Sichuan 610036, China;

3.School of Information and Communication Engineering, University of Electronics Science and Technology of China, Chengdu Sichuan 611731, China)

Abstract: In recent years, the research for transmitter and receiver of terahertz is increasing with the development of terahertz devices. The working frequency and the bandwidth increase gradually, and the error caused by device non-ideality becomes an important factor affecting the performance of terahertz system. A Frequency Modulated Continuous Wave(FMCW) terahertz system with a two-stage mixing design is studied. This system has different sources of transmitter and receiver. The clock synchronization error, the frequency modulation nonlinear error, and the error from IQ unbalance are analyzed. The modeling of these three kinds of errors provides a theoretical basis for error elimination and compensation in the future.

Keywords: terahertz; Frequency Modulated Continuous Wave; frequency modulation nonlinear error; clock synchronization error; IQ unbalance

太赫兹(THz)波频率介于毫米波与红外光之间, 由于其波长较毫米波短, 因此太赫兹波可以更精细地测得被测物体的结构与特征; 同时太赫兹波对介质穿透力强, 光子能量低^[1], 因而也可用于隐蔽物体探测与无损检测。近年来, 各高校、研究所对太赫兹器件, 如太赫兹源、混频器、倍频器、滤波器等研究取得很多进展^[2-6]。随着上述器件的发展, 国内对太赫兹收发模块的研究也逐渐增多, 2013年, 王成、陆彬等研制了 0.34 THz 无线通信收发前端, 是国内太赫兹收发前端研制的先驱; 2015年, 北京理工大学的薄淑华采用准光学馈入的方法设计了太赫兹准光接收机前端, 工作频率落在 335~345 GHz 上。当前的研究主要集中在传统结构下的太赫兹收发系统, 即发射端与接收端是共用同一个信号源, 研究的重点主要是系统结构设计^[7]、信号成像算法研究^[7]等。

本文研究一个发射端信号源与接收机本振扫频信号调制斜率不同的太赫兹线性调频系统。对这样一个高频且结构与传统不同的太赫兹系统可能存在的各种误差进行分析, 对最终实现目标性能尤为重要, 也为太赫兹系统的误差研究提供参考。

收稿日期: 2021-01-26; 修回日期: 2021-03-18

基金项目: 国防科工局技术基础科研项目(JSZL2018205C004)

1 收发异源太赫兹系统设计

太赫兹雷达系统中,调频连续波(FMCW)由频率源产生稳定度较高的高频信号,经波形发生器产生调制波形进行调制,然后通过天线辐射出去。携带目标信息的太赫兹波经接收天线接收,通过混频下变频至中频,然后通过中频滤波得到所需的中频信号。中频信号含有目标的幅值与相位信息,信号的幅值与目标点的反射率及传输衰减有关;信号的相位对应目标物的不同层信息。将中频信号进行中频放大处理后可由采集系统进行 AD 采样,最后经传输系统传送至上位机,可实现对目标的检测。

本文研究的系统具有发射端信号源与接收机本振扫频信号调制斜率不同的特点。如图 1 所示,在扫频周期均为 T 的情况下,回波信号 f_r 与本振信号 f_a 的带宽不同,从而在进行混频之后,得到一个频变差频信号。

由于参与混频的 2 个信号源信号是独立产生的,因此该太赫兹雷达系统采用二级混频设计,系统结构如图 2 所示。其中频率源 1 为发射端提供输入信号,经过功分器分为 2 路:一路信号经过倍频、滤波与放大操作后,经发射端天线发射;另一路信号在接收端与接收端的频率源 2 产生的信号进行混频,得到二级本振信号。而频率源 2 的信号经过倍频、滤波与放大后,与接收到的雷达信号进行混频,得到一个中频信号,这个中频信号与经过倍频后的二级本振信号进行混频,得到最终所需要的差频信号,再经过 IQ 解调之后进行后续处理。

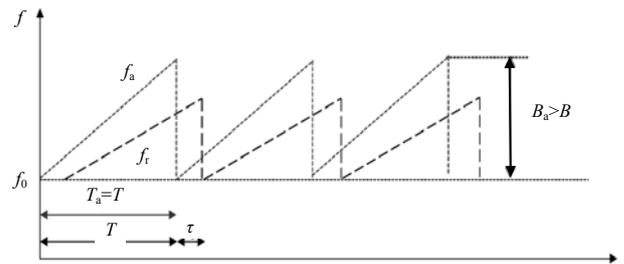


Fig.1 Variation of the difference frequency of FMCW with different sources of transmitter and receiver
图 1 收发异源 FMCW 频变差频原理

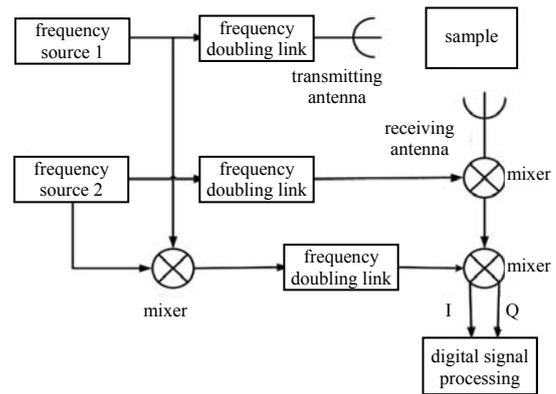


Fig.2 Terahertz radar detection system with different sources of transmitter and receiver
图 2 收发异源太赫兹雷达检测系统

2 系统误差分析

一个太赫兹雷达系统,一般包括了 IQ 调制与解调模块、射频本振模块及功放倍频模块。以目前太赫兹硬件的发展水平,要实现太赫兹波段的射频输出以及具有一定带宽的扫频带宽,不可避免地需要引入多个倍频器。在这种情况下,由于系统自身带来的调制非线性问题,将导致目标能量扩散至其他频率段,因此调制非线性问题成为制约系统分辨力的重要因素。同样,由于高频本振信号不稳定以及 I/Q 两路器件频率响应不同带来的 IQ 不平衡问题,将给太赫兹雷达系统引入镜像干扰,从而限制系统性能。本系统采用了收发两源独立且异型的结构,在较大的扫频带宽与较短的扫频周期下,独立两源带来的时钟同步误差也将是影响系统性能误差的重要因素之一。因此,本文基于这样一个收发异源的太赫兹 FMCW 雷达,对其时钟同步误差、调制非线性误差以及 IQ 不平衡误差进行理论分析。

2.1 时钟同步误差分析

该太赫兹收发模块为本回异型混频设计,要独立设置发射源与本地振荡源,要求发射信号源与本振信号源尽量同步开始调频。若二者调频初始时间不一致:本振信号源扫频开始时间比发射信号源扫频开始时间晚,则导致差拍频率变小;本振信号源扫频开始时间比发射信号源扫频开始时间早,则导致差拍频率变大;且二者不同步扫频,最终有效差频的时间也会变化,很难选择正确的差频区间^[8]。因此需对其时间同步情况做出推导,并对时钟不同步带来的误差进行分析。

2.1.1 时间同步误差

时间同步指的是该本回异型太赫兹收发模块中,发射信号源和接收本振二者触发信号需同步。

假设发射机端信号源信号:

$$S_0(t) = A_0 \cos(2\pi f_c t + \pi k_1 t^2 + \varphi_0) \tag{1}$$

式中: A_0 为发送信号幅度; f_c 为载波; $k_1=B_1/T$ 表示调谐斜率, B_1 为扫频带宽, T 为扫频周期; φ_0 为初始相位。

考虑到实际发射信号是通过 N 倍频产生, 因此发射信号可写为: $S_0(t) = A_0 \cos(2\pi N f_c t + \pi N k_1 t^2 + N \varphi_0)$ 。

接收到的回波信号表达式为:

$$S_r(t) = A_1 \cos[2\pi N f_c (t - \tau_d) + \pi N k_1 (t - \tau_d)^2 + N \varphi_0] \quad (2)$$

式中: A_1 为接收信号的幅度; τ_d 为回波时延。

接收机的信号源表达式为:

$$S_i(t) = A_2 \cos[2\pi f_c (t - \tau_1) + \pi k_2 (t - \tau_1)^2 + \varphi_1] \quad (3)$$

式中: A_2 为信号源的幅度; τ_1 为在同一时钟下, 接收端信号源相对于发射端信号源的时间误差; φ_1 为接收相位。

经过放大倍频之后的本振信号为:

$$S_{LO}(t) = A_2 \cos[2\pi N f_c (t - \tau_1) + \pi N k_2 (t - \tau_1)^2 + N \varphi_1] \quad (4)$$

下面讨论时间同步误差, 为便于讨论, 将信号幅度认为是 1, 初始相位认为是 0, 回波时延 τ_d 也认为是 0。在只考虑时间同步误差的情况下, 接收信号与本振信号可表示为:

$$S_r(t) = \cos(2\pi N f_c t + \pi N k_1 t^2) \quad (5)$$

$$S_{LO}(t) = \cos[2\pi N f_c (t - \tau_1) + \pi N k_2 (t - \tau_1)^2] \quad (6)$$

在经过混频、滤波后得到差频信号:

$$S_r \times S_{LO}(t) = \frac{1}{2} \cos\{2\pi N f_c \tau_1 + \pi N [k_1 t^2 - k_2 (t - \tau_1)^2]\} \quad (7)$$

将二次项展开化简之后可写为: $S_r \times S_{LO}(t) = \frac{1}{2} \cos\left\{\left[\left(\frac{k_1 - k_2}{2}\right)t^2 + k_2 \tau_1 t\right] 2\pi N + N [2\pi f_c \tau_1 - k_2 \tau_1^2]\right\}$ 。

因此差频信号的频率可以表示为:

$$f_{IF}(t) = N(k_1 - k_2)\tau_1 + N k_2 \tau_1 \quad (8)$$

理想的差频信号频率应为 $f_{IF}(t) = N(k_1 - k_2)\tau_1$, 因此在时间同步存在误差 τ_1 的情况下, 将引入一个 $N k_2 \tau_1$ 的误差项。在一个太赫兹系统中, 由于调频斜率 k 数量级较大, 同时经过 N 倍频, 如果时间同步误差 τ_1 较大, 将影响后续对差频有效区间的提取。

2.1.2 频率同步误差

频率同步是指在本回异型太赫兹收发模块中, 发射信号源和接收本振应具有相同的发射频率和接收频率。进一步分析在存在误差的情况下, 对差频信号频率造成的影响。

同理, 在只考虑频率误差的情况下, 接收信号与本振信号可表示为:

$$S_r(t) = \cos[2\pi N (f_c + \Delta f_1) t + \pi N k_1 t^2] \quad (9)$$

$$S_{LO}(t) = \cos[2\pi N (f_c + \Delta f_2) t + \pi N k_2 t^2] \quad (10)$$

式中: Δf_1 表示发送端信号源由于时钟不同步带来的频率误差; Δf_2 表示接收端本振信号源由于时钟不同步带来的频率误差。

经过混频、滤波操作之后, 得到差频信号:

$$S_r(t) \times S_{LO}(t) = \frac{1}{2} \cos[2\pi N (f_c + \Delta f_1) t + \pi N k_1 t^2] \quad (11)$$

整理后得 $S_r(t) \times S_{LO}(t) = \frac{1}{2} \cos\left\{N \left[\left(\frac{k_1 - k_2}{2}\right)t^2 + (\Delta f_1 - \Delta f_2)t\right] 2\pi\right\}$ 。

因此差频信号的频率可以表示为:

$$f_{IF}(t) = N(k_1 - k_2)t + N(\Delta f_1 - \Delta f_2) \quad (12)$$

频率误差主要由 2 个控制信号源产生线性调频波的时钟源频率存在误差或不稳定带来。这种情况下, 将在差频信号频率上引入一个误差项 $N(\Delta f_1 - \Delta f_2)$ 。

2.1.3 相位同步误差

相位同步是指在本回异型太赫兹收发模块中, 发射信号源和接收本振的相位应具有相参性。进一步讨论存在相位误差情况下, 对最后得到的差频信号频率造成的影响。

同上, 在只考虑相位误差的情况下, 接收信号与本振信号可表示为:

$$S_r(t) = \cos(2\pi N f_c t + \pi N k_1 t^2 + \varphi_1) \quad (13)$$

$$S_{LO}(t) = \cos(2\pi N f_c t + \pi N k_2 t^2 + \varphi_2) \quad (14)$$

式中: φ_1 表示发送端信号源初始相位; φ_2 表示接收端本振信号源的初始相位。

经过混频、滤波操作之后, 得到的差频信号:

$$S_r(t) \times S_{LO}(t) = \frac{1}{2} \cos[(k_1 - k_2)\pi t^2 + (\varphi_1 - \varphi_2)] \quad (15)$$

$$\text{整理后得 } S_r(t) \times S_{LO}(t) = \frac{1}{2} \cos\left[\left(\frac{k_1 - k_2}{2} t^2\right) 2\pi + (\varphi_1 - \varphi_2)\right]。$$

因此差频信号的频率可以表示为:

$$f_{IF}(t) = N(k_1 - k_2)t \quad (16)$$

对于差频信号, 关注的是其频率变化, 由式(16)可以看出, 初始相位的不同, 不会对差频信号的频率表达式产生影响。

2.2 调频非线性误差

由于太赫兹收发模块设计采用二级混频结构, 在这种设计下, 本振与回波信号各自的非线性误差会发生混叠, 使问题更加严重, 也增加了问题的复杂程度^[9]。因此基于一个收发异源的太赫兹 FMCW 雷达系统, 对其非线性误差进行理论推导。

理想情况下, 扫频信号源的频率与时间应是线性关系^[10], 即:

$$f(t) = f_1 + k_1 t \quad (17)$$

但在实际情况中, 由于器件自身的误差, 实际频率与理想频率之间存在一定的偏差 $e_1(t)$, 将偏差建模为一个多项式误差, 因此实际情况中, 扫频频率应该写为:

$$f(t) = f_1 + k_1 t + e_1(t) \quad (18)$$

发射端频率源信号表示为 $S_1 = \exp[j(2\pi f_{c1} t + \varphi_1)]$; 接收端频率源信号表示为 $S_2 = \exp[j(2\pi f_{c2} t + \varphi_2)]$, 则在接收端进行混频之后的信号为:

$$S_{LO_2}^* = \exp\{j[2\pi(f_{c2} - f_{c1})t + (\varphi_2 - \varphi_1)]\} \quad (19)$$

而经过倍频、滤波、功率放大之后的二级本振 LO_2 的形式为: $S_{LO_2} = \exp\{j[2N\pi(f_{c2} - f_{c1})t + N(\varphi_2 - \varphi_1)]\}$ 。

扫频信号与频率源 f_{c1} 混频后得到的信号为:

$$S_1 = \exp j\left\{2\pi\left[(f_{c1} + f_1)t + \frac{1}{2}k_1 t^2\right] + 2\pi\int_0^t e_1(t)dt + \varphi_1\right\} \quad (20)$$

经过倍频、滤波、放大之后的雷达发射信号形式为: $S_1 = \exp j\left\{2\pi\left[N(f_{c1} + f_1)t + \frac{N}{2}k_1 t^2\right] + 2N\pi\int_0^t e_1(t)dt + N\varphi_1\right\}$ 。

设回波信号延迟为 τ , 则回波信号可以表示为:

$$S_r = K A_r \exp j\left\{2\pi\left[N(f_{c1} + f_1)(t - \tau) + \frac{N}{2}k_1(t - \tau)^2\right] + 2N\pi\int_0^{t-\tau} e_1(t - \tau)dt + N\varphi_1\right\} \quad (21)$$

下面考虑一级本振:

设接收端扫频信号源的初始频率为 f_1 , 扫频带宽为 B_2 , 扫频周期为 T , 则扫频信号源的调频斜率 $k_2 = B_2/T$ 。

理想情况下, 扫频信号源的频率与时间应该是线性关系, 即 $f(t) = f_1 + k_2 t$ 。在考虑非线性误差的情况下, 可写为:

$$f(t) = f_1 + k_2 t + e_2(t) \quad (22)$$

扫频信号源与接收端频率源 f_{c2} 混频得到的信号为:

$$S_{LO_1}^* = \exp j\left\{2\pi\left[(f_{c2} + f_1)t + \frac{1}{2}k_2 t^2\right] + 2\pi\int_0^t e_2(t)dt + \varphi_2\right\} \quad (23)$$

经过倍频、滤波、放大之后的一级本振信号为: $S_{LO_1} = \exp j\left\{2\pi\left[N(f_{c2} + f_1)t + \frac{N}{2}k_2 t^2\right] + 2N\pi\int_0^t e_2(t)dt + N\varphi_2\right\}$ 。

回波信号与一级本振信号混频之后得到的二级中频信号为:

$$S_{IF} = A_{IF} \exp j \left\{ 2\pi \left[\begin{aligned} &N(f_{c2} - f_{c1})t + \frac{N}{2}(k_2 - k_1)t^2 + [N(f_{c1} + f_1)\tau + Nk_1\tau t - \frac{N}{2}k_1\tau^2 + \\ &N \int_0^t e_2(t)dt - N \int_0^{t-\tau} e_1(t-\tau)dt \end{aligned} \right] + N(\varphi_2 - \varphi_1) \right\} \quad (24)$$

与二级本振信号 S_{LO_2} 混频得到差频信号为:

$$S_{IF}(t) = A_B \exp j \left\{ 2\pi \left[Nk_1\tau t + N(f_{c1} + f_1)\tau - \frac{N}{2}k_1\tau^2 + \frac{N}{2}(k_2 - k_1)t^2 + N \int_0^t e_2(t)dt - N \int_0^{t-\tau} e_1(t-\tau)dt \right] \right\} \quad (25)$$

式中: $\frac{N}{2}k_1\tau^2$ 为残留视频相位项, 由反射延时带来, 对于短距离情况可以忽略; $\frac{N}{2}(k_2 - k_1)t^2 + Nk_1\tau t$ 项为有效的差频信号, 包含了被测物体的信息; 而 $N \int_0^t e_2(t)dt - N \int_0^{t-\tau} e_1(t-\tau)dt$ 项是由于收发两端信号源调制非线性而引入的误差项。

根据系统方案设计, 该太赫兹雷达系统探测平台的系统带宽为 90 GHz, 对应系统的理论分辨力应为:

$$\Delta r = \frac{c}{2B} \approx 0.16 \quad (26)$$

但从上述推导可以看出, 实际上由于发射的线性调频连续波的信号幅度不一致以及调制非线性, 系统实际分辨力达不到理论值。这是因为非线性调制会让目标能量扩散到其他的频率单元, 降低了分辨力, 因此需要一种方法对非线性误差进行补偿校正。

2.3 IQ 不平衡分析

由于采用直接模拟 IQ 解调, 则不可避免 IQ 两路模拟信号的幅度和相位存在误差、不平衡。IQ 不平衡主要分为两种: 一种是由高频本振信号不准确造成的 IQ 不平衡, 与通信带宽无关, 称为频率无关的 IQ 不平衡; 另一种是由 IQ 两路器件频响的不同导致的, 与带宽有关, 称为频率相关的 IQ 不平衡。IQ 不平衡的存在将引入镜像干扰, 从而限制系统性能^[11]。IQ 不平衡原理如图 3 所示。

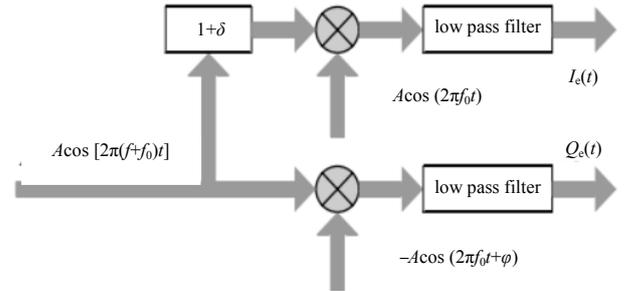


Fig.3 Principle of IQ unbalance
图 3 IQ 不平衡原理图

本太赫兹系统采用直接变频结构, 同时载波频率较高, 且两个本振源不相干, 因此, IQ 两路在调制和解调过程中使用的高频本振信号幅度相位难以匹配问题是较为严重的。基于此, 本文重点考虑由本振不理想引起的频率无关的 IQ 不平衡。频率无关的 IQ 不平衡是指 IQ 两路本振信号的幅相不一致性, 对于不同频段的通信, 这种 IQ 不平衡的参数模型一致。由后面的分析得知, IQ 不平衡通过引入镜像干扰恶化系统性能。

$$\begin{cases} y(t) = I(t) + jQ(t) \\ I(t) = A \cos(\omega t + \theta) \\ Q(t) = A \sin(\omega t + \theta) \end{cases} \quad (27)$$

式中: $y(t)$ 为输出信号的复数形式; θ 为随机相位; $\omega = 2\pi f$, f 为信号频率, f_0 为载波频率。假设 δ 为 IQ 两通道的幅度误差, φ 为相位误差, 由于幅相误差的存在, 其结果会导致 IQ 正交化后的零中频信号在复频域产生镜像频率, 引入虚假频率。考虑误差的 IQ 两路输出如下:

$$I_c(t) = (1 + \delta) \cos(\omega t + \theta) = (1 + \delta) I(t) \quad (28)$$

$$Q_c(t) = A \sin(\omega t + \theta + \varphi) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \times \sin \left[\arcsin \left(\frac{Q(t)}{\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}} \right) + \varphi \right] \quad (29)$$

式中 $I_c(t), Q_c(t)$ 为存在幅相不平衡误差时 I、Q 通道的输出。

对于正交双通道处理之后的检波来说, 幅度和相位的不平衡引入的误差表现为镜像频率的产生, 即在目标频率关于零频对称处出现一个假频, 如该假频幅度过高, 会产生误判。在功率谱上, 真实频率与镜频的功率之比称为镜像抑制比。根据 $I_c(t), Q_c(t)$ 的模型, 可以得出主频与镜频的功率比值约为:

$$R \approx 10 \lg \frac{1 + 2(1 + \delta) \cos \varphi + (1 + \delta)^2}{1 - 2(1 + \delta) \cos \varphi + (1 + \delta)^2} \quad (30)$$

因此在系统中, 对 IQ 解调幅度相位不平衡度的指标要求可以通过式(30)来衡量。

3 结论

本文围绕收发异源太赫兹 FMCW 雷达系统中的误差展开分析,在介绍了系统结构的基础上,首先对时钟同步问题进行讨论,对两个不相干信号源之间的时间同步误差、频率同步误差以及相位同步误差进行了分析;然后对系统中的调频非线性问题进行了参数模型推导,将非线性误差建模为一个多项式误差,对其在一个二级混频系统中的影响进行了建模,最后对系统中 IQ 不平衡问题进行分析。

这些误差的存在,对于太赫兹雷达系统是不容忽视的。本文对误差的有效分析建模,为后续对这些误差进行补偿或消除打下基础。

参考文献:

- [1] HOU Lianping,TANG Song,HOU Bin,et al. Photonic integrated circuits for terahertz source generation[J]. IET Optoelectronics, 2020,14(3):136-142.
- [2] LI Y Y,ZHAO F Y,LIU J Q,et al. Single-mode surface emitting terahertz quantum cascade lasers[J]. Journal of Nanoscience and Nanotechnology, 2018,18(11):7554-7556.
- [3] 卢铮,李超,方广有. 调频连续波太赫兹雷达方案研究及系统验证[J]. 电子测量技术, 2015,38(8):58-63. (LU Zheng, LI Chao,FANG Guangyou. Scheme research and system verification of the terahertz LFMCW radar[J]. Electronic Measurement Technology, 2015,38(8):58-63.)
- [4] STEYAERT W,REYNAERT P. A 0.54 THz signal generator in 40 nm bulk CMOS with 22 GHz tuning range and integrated planar antenna[C]// 2013 Proceedings of the ESSCIRC(ESSCIRC). Bucharest,Romania:IEEE, 2014.
- [5] 李萌彦,朱晓维. 毫米波与太赫兹技术[J]. 国际学术动态, 2013(6):23-24. (LI Mengyan,ZHU Xiaowei. Millimeter wave and terahertz technology[J]. International Academic Trends, 2013(6):23-24.)
- [6] 何月,缪丽,田遥岭,等. 0.67 THz 带宽谐波混频器设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2020,18(4):551-555. (HE Yue, MIAO Li,TIAN Yaoling,et al. Design of 0.67 THz sub-harmonic mixer[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2020,18(4):551-555.)
- [7] 周青山. 调频连续太赫兹波成像的信号分析与数据传输系统设计[D]. 重庆:重庆大学, 2013. (ZHOU Qingshan. Signal analysis and design of data transmission for frequency modulated continuous terahertz wave imaging[D]. Chongqing,China: Chongqing University, 2013.)
- [8] MAESTRINI A,THOMAS B,WANG H,et al. Schottky diode-based terahertz frequency multipliers and mixers[J]. Comptes Rendus Physique, 2010,11(7-8):480-495.
- [9] 李晋. 太赫兹雷达系统总体与信号处理方法研究[D]. 成都:电子科技大学, 2010. (LI Jin. Research on terahertz radar system and its signal processing[D]. Chengdu,China:University of Electronics Science and Technology of China, 2010.)
- [10] 赵军凯. 调频连续太赫兹波成像的信号探测与采集系统设计[D]. 重庆:重庆大学, 2013. (ZHAO Junkai. Design of signal detection and acquisition system for FMCW THz imaging[D]. Chongqing,China:Chongqing University, 2013.)
- [11] 卢文正. FMCW 射频系统关键电路与技术研究[D]. 成都:电子科技大学, 2020. (LU Wenzheng. A research of key circuits and technology of FMCW RF system[D]. Chengdu,China:University of Electronics Science and Technology of China, 2020.)

作者简介:

刘 伟(1988-),女,高级工程师,博士,主要研究方向为太赫兹检测技术、传感器技术.email:lw880623@126.com.

杨 超(1979-),男,研究员,博士,主要研究方向为智能测控技术.

薛毅松(1997-),男,在读硕士研究生,主要研究方向为阵列信号处理、雷达信号智能处理.

刘德峰(1981-),男,研究员,硕士,主要研究方向为传感器技术、太赫兹检测技术.

林 奈(1984-),男,研究员,博士,主要研究方向为电子装备工艺技术.

康健成(1997-),男,在读硕士研究生,主要研究方向为阵列信号处理、信息智能处理.

庄 杰(1976-),男,副教授,博士,主要研究方向为阵列信号处理、可穿戴计算和 MIMO 无线通信.