

调频连续波太赫兹雷达方案研究及系统验证

卢 铮^{1,2} 李 超¹ 方广有¹

(1. 中国科学院电磁辐射与探测技术重点实验室 北京 100190; 2. 中国科学院大学 北京 100190)

摘要: 太赫兹雷达由于其极高的分辨率而日益受到研究者的重视。该文展示了一种工作在 220 GHz 频段的线性调频连续波体制太赫兹雷达的设计方案和实验结果。该雷达采用超外差结构,以获得更低的相位噪声和更大的动态范围。在雷达发射机基带部分采用了直接数字波形合成技术以获得稳定、快速的线性调频信号频率源,扫频时间 40 μ s,扫频带宽 14.4 GHz。实验结果表明,解线频调结果与理论分析值相吻合,该雷达非常适合用于高分辨率安检成像和无损检测。

关键词: 线性调频连续波; 太赫兹; 雷达

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.70

Scheme research and system verification of the terahertz LFMCW radar

Lu Zheng^{1,2} Li Chao¹ Fang Guangyou¹

(1. Key Laboratory of Electromagnetic Radiation and Sensing Technology, Chinese Academy of Sciences, Beijing, 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing, 100190, China)

Abstract: The terahertz radar is getting more and more attention from researchers because of the high resolution it can obtain. The design scheme of a linear frequency-modulated continuous-wave terahertz radar operating at 0.22 THz band is proposed in this paper with the experiment results. Low-noise high dynamic range detection comes from the heterodyne RF architecture of the radar. The transmitter of the radar employs direct digital waveform synthesis technology in the baseband to obtain a reliable fast scanning LFMCW source, the scanning speed of which is 40 μ s with instantaneous bandwidth of 14.4 GHz. The result of dechirping is coincided with the theoretical value. The fast scanning speed and wide bandwidth characteristics make the radar an ideal candidate for high-resolution security inspection and non-destructive detection.

Keywords: linear frequency-modulated continuous wave; terahertz; radar

1 引言

太赫兹(terahertz, THz)信号在频谱上位于毫米波与红外光之间,具有很多非常独特的性质。与可见光和红外线相比,THz波可以穿透衣物、塑料、木头等损耗较小的遮蔽物,适合对隐藏目标进行成像。与X射线相比,太赫兹波对人体的伤害很小,适合对生物体进行成像。同时,THz波的波长很短,可以获得很高的分辨率^[1]。这些特点使得THz波具有非常巨大的应用潜力,日益为广大研究者所重视。

在安检等实时应用中,要求线性调频连续波(linear frequency modulated continuous wave, LFMCW)体制THz雷达具有极快的扫频速度以满足快速成像的时间要求;同时具有大的带宽以实现高分辨率成像。在基于安检应用的THz雷达设计中应尤其注意这两方面的问题。在文献[2]

中提出了一种基于任意波形发生器的THz逆合成孔径(inverse synthetic aperture radar, ISAR)雷达,其工作频段为220 GHz,扫频带宽为8 GHz。文献[3]展示了一种基于直接频率合成(direct digital synthesis, DDS)模块牵引锁相环的THz雷达,其工作的中心频率为676.7 GHz,扫频带宽为28.8 GHz。

本文提出一种基于直接数字波形合成(direct digital waveform synthesis, DDWS)技术的LFMCW体制THz雷达设计方案。该雷达采用超外差式结构,工作频段为220 GHz,扫频带宽为14.4 GHz,扫频时间为40 μ s。实验证明,该雷达解线频调实验结果与理论值吻合良好,分辨率高,验证了该雷达方案的有效性。

2 线性调频连续波的测距原理

大时宽的宽频带信号有许多种,但目前应用最为广泛

的是 LFM CW 信号。相对于传统的脉冲雷达,LFMCW 系统并不需要极大的峰值功率,仅仅需要一个恒定的较小能量即可^[4]。这通常可以使得系统体积更小,成本更低。

由于 LFM CW 信号自身特殊的性质,对它的处理不仅可以采用一般的匹配滤波的方式,还可以采用解线频调的方式来处理。

图 1 展示了 THz 雷达的原理简图及解线频调原理示意图。在解线频调的过程中,发射信号和接收端混频器的本振(local oscillator, LO)信号均在时间 Δt_{chirp} 内扫过带宽 ΔF ,调频率为 $K = \Delta F / \Delta t_{chirp}$ 。发射喇叭发射 LFM CW 信号,遇到距离为 R 的目标后发生反射,如图 1(b)所示。回波信号与发射信号相比,仅仅在时间上有一个值为 $2R/c$ 的延时 τ 。回波信号与 LO 信号进行混频,产生所需要的中频(intermediate frequency, IF)信号。该 IF 信号的频率即包含图 1(b)中参考信号与回波信号之间的垂直距离。其频率值与延时 τ 和调频率 K 的乘积相等。因此,IF 信号的频率和目标距离成正比,这就是 LFM CW 信号测速或测距的原理^[5-6]。

将其数学原理简要描述如下:

发射信号和接收端 LO 信号频率可以写为式(1),其中 t 代表时间, f_0 代表扫频信号的起始频率。

$$f_i(t) = f_{LO}(t) = f_0 + Kt \tag{1}$$

回波信号的频率可以写为:

$$f_r(t) = f_0 + K(t - \tau) \tag{2}$$

因此,混频得到的 IF 信号的频率可以写为式(3),可以据此计算目标距离 R 。

$$f_{IF}(t) = K\tau = 2KR/c \tag{3}$$

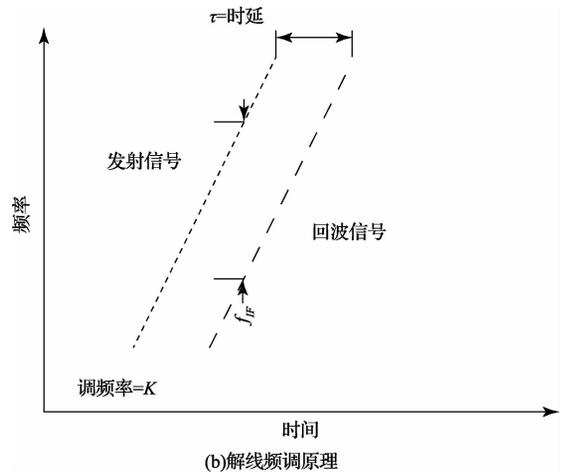
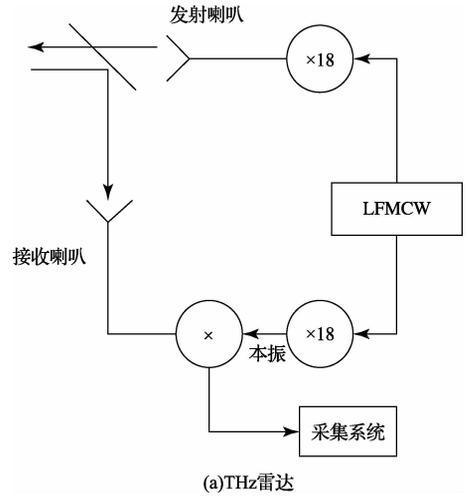


图 1 THz 雷达解线频调原理

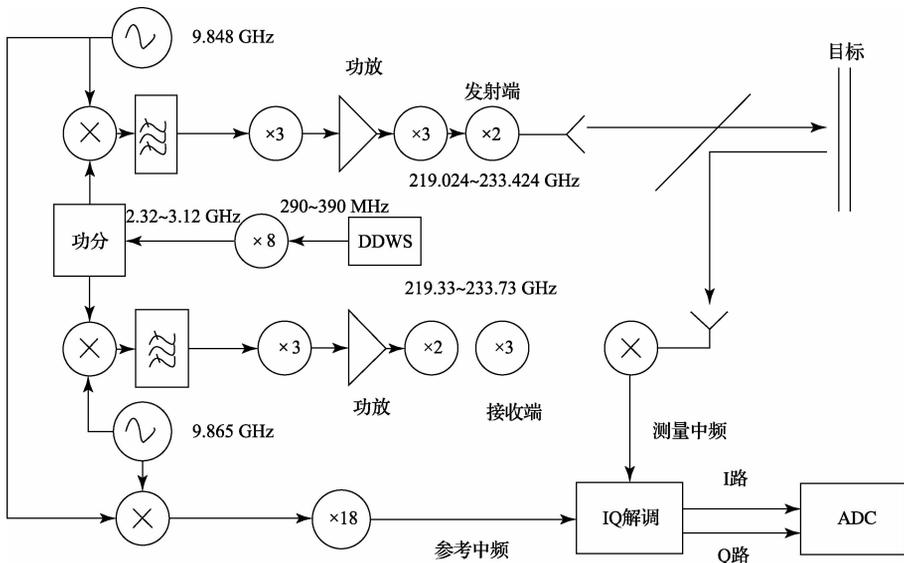


图 2 THz 成像雷达的系统

3 系统设计方案

在安检等实时应用中,要求雷达具有快速扫频、大带宽、低杂散和低相位噪声等特点。快速扫频是为了获得更快的成像速度,大带宽是为了获得更高的距离向分辨率,低杂散和相位噪声是为了获得更好的解线频调实验效果。系统的设计中应当着重考虑这些因素,以获得更大的动态范围,提高雷达性能。

整个 THz 成像雷达的系统框图如图 2 所示。在基带部分通过 DDWS 技术来产生 290~390 MHz 的 LFM CW 信号,该信号进入直接倍频链路后产生 2.32~3.12 GHz 的 S 波段 LFM CW 信号。S 波段的 LFM CW 信号通过功分器功分成 2 路,分别与工作在 9.865 GHz 和 9.848 GHz 的 2 个点频频率源进行上变频,得到 12.185~12.985 GHz 和 12.168~12.968 GHz 的 2 路 LFM CW 信号。这 2 路 Ku 波段 LFM CW 信号经过放大和滤波等环节后,用于驱动 2 路 18 倍频链路。最终,在发射端得到 219.024~233.424 GHz 的 LFM CW 信号,在接收端得到 219.33~233.73 GHz 的 LFM CW 信号,接收端的 THz 信号与回波信号进行下变频,产生测量 IF 信号。9.865 GHz 和 9.848 GHz 的 2 路频率源经过下变频后,进入另 1 路 18 倍频链路后获得参考 IF 信号。参考 IF 信号与测量 IF 信号进入 IQ 解调模块,产生 I 路和 Q 路信号进行采集,获取相位信息,最终用于数据处理。

整个 THz 雷达采用了超外差结构。虽然超外差结构的 THz 雷达整体结构相对复杂,但是可以利用信号的相关性使其在一定程度上抵消其相位噪声和杂散,将其原理简要介绍如下:

图 3 展示了超外差式雷达系统的简图,倍频次数用 N 表示。假设在频偏 f_m 处存在杂散,用它来代表相位噪声。该杂散可以被写为一个如式(4)所示的相位调制:

$$\phi(t) = \alpha \cos(2\pi f_m t) \quad (4)$$

通常, $\alpha \ll 1$ 。

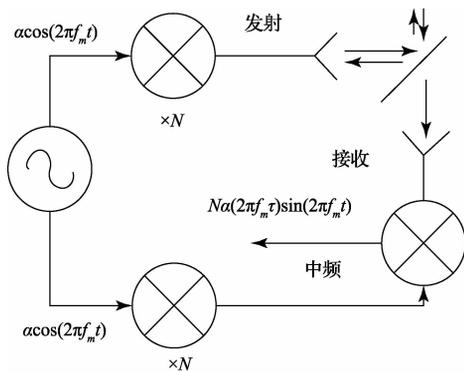


图3 雷达系统

随后,该杂散信号进入发射端和接收端的倍频链路。在倍频链路中,该杂散的幅度需要与倍频次数 N 相乘。因

而,倍频后该杂散可以写作:

$$\phi(t) = \alpha N \cos(2\pi f_m t) \quad (5)$$

这两路杂散会分别出现在接收端的混频器的 LO 端和射频(radio frequency, RF)端,进行混频相减。但是由于二者的行进路径不同,在时间上存在一个延时 $\tau = 2R/c$ 。这样,混频得到的 IF 信号中存在的杂散调制可以写为:

$$\phi_{IF}(t) = N\alpha [\cos(2\pi f_m t) - \cos(2\pi f_m (t - \tau))] \quad (6)$$

在近场成像中,通常 $\tau \ll t$ 。因此,对式(6)做 Taylor 展开,得到式(7)。

$$\phi_{IF}(t) \approx N\alpha (2\pi f_m \tau) \sin(2\pi f_m t) \quad (7)$$

这样,在超外差结构中,通过在接收端混频使得 2 路杂散相互抵消,其功率值会衰减为原来的 $(2\pi f_m \tau)^2$ 。以频偏为 100 kHz,距离为 10 m 为例,理论上其相位噪声可以被压缩 -27.5 dB。这就是超外差结构 THz 雷达抑制相位噪声和杂散的原理^[7]。

对于 LFM CW 信号源中的相位噪声,在接收端混频器的下变频处进行抵消。对于图 2 中所述的 9.865 GHz 和 9.848 GHz 两路 X 波段点频信号源中的相位噪声,则按照上述过程在 IQ 解调模块中混频时进行抵消。

在系统的具体实现时,雷达基带采用了 DDWS 技术。目前,基带 LFM CW 信号的产生手段主要有直接频综输出、锁相频率合成、DDS 和 DDWS 等。通常使用的频综无法满足快速扫频的要求,且难以与系统直接集成。锁相频率合成技术虽然可以直接合成较高的频率,但是由于锁定时间的限制同样很难做到快速扫频,且相位误差较大^[8]。DDS 技术利用调整相位控制字进行相位累加来输出所需频率,虽然可以满足快速扫频的需要,但其相位控制字是有限的,其相位截断的过程最终在频谱上反应为杂散,这些杂散在 THz 雷达后续的倍频、上变频等环节中难于滤除,最终会影响到成像质量。因此,该雷达在基带选用 DDWS 技术,在获得极快扫频速度的同时,由于避免了 DDS 技术中的相位截断效应因而可以获得更低的杂散^[9-10]。更为重要的是,DDWS 技术较 DDS 技术而言输出波形更加灵活。因此,我们可以方便地利用 DDWS 技术存储波形的灵活性,通过预失真技术来补偿 THz 雷达中大量倍频、变频链路引起的线性度恶化。这在硬件结构十分复杂的 THz 雷达中是十分重要的。将 Analog Device 公司的 AD9739 数模转换器(digital to analog converter, D/A)的输入与 1 个 Xilinx 公司的可编程逻辑门阵列(field programmable gate array, FPGA)XC5VLX30 相连,将预计输出的波形存储在 FPGA 中并在时钟的控制下,FPGA 给 D/A 送数以产生基带信号。同时,FPGA 也作为系统的主控^[11-12]。DA 的工作频率为 1.6 GHz,输出信号为 290~390 MHz 的基带 LFM CW 信号。

考虑到扫频速度的要求,8 倍频链路采用直接倍频技术来完成基带信号带宽的展宽。这样,由于避免了锁相倍频技术中所需要的锁相环锁定时间,因此可以获得更快的

扫频速度。8 倍频链路由 3 个 2 倍频倍频器级联组成。每级倍频器后均加入放大和滤波环节,以弥补倍频器的变频损耗并滤除倍频后产生的谐波。经过 8 倍频链路之后,输出 S 波段的 LFM CW 信号,扫频的频率范围为 2.32 ~ 3.12 GHz。扫频时间为 40 μ s。

在超外差式结构中,需要 2 路有固定频差的 X 波段模拟频率源。由于锁相介质振荡器 (phase-locked dielectric resonator oscillator, PLDRO) 结合了介质振荡器 (dielectric resonator oscillator, DRO) 很好的远端相位噪声特性和锁相环路对近端相位噪声有较大改善的特点^[13],可以满足系统对所需 2 路点频频率源低相噪、低杂散、低耦合的要求,因此,该雷达选用 PLDRO 来作为雷达系统的 2 路点频频率源。2 路 X 波段频率源分别工作在 9.865 GHz 和 9.848 GHz。2 路 X 波段频率源下变频后进入 1 路 18 倍频链路,倍频链路由 2 倍频器、3 倍频器、3 倍频器级联组成,产生参考 IF 信号,频率为 306 MHz。

S 波段 LFM CW 信号通过功分器功分成 2 路后,分别与 2 路 X 波段点频频率源进行上变频,用于驱动 2 路 18 倍频链,倍频链路由 2 倍频器、3 倍频器、3 倍频器级联组成,每级倍频后加入了放大和滤波环节以弥补变频损耗并滤除谐波,最终在发射端获得 219.024 ~ 233.424 GHz 的 LFM CW 信号,在接收端 LO 处的获得 219.33 ~ 233.73 GHz 的 LFM CW 信号,带宽均为 14.4 GHz,扫频时间 40 μ s。接收端将 LO 信号与回波信号下变频产生测量 IF 信号,测量 IF 信号和参考 IF 信号进行 IQ 解调以获取幅度和相位信息,以进行后期的数据处理。

4 系统验证

4.1 理论分辨率

THz 雷达一个明显的优势就是其极高的分辨率。在频谱上,分辨率对应于解线频调结果的宽度。在傅里叶分析中,最小的解线频调宽度为扫频时间的倒数,即 $\delta f = 1/\Delta t_{chirp}$ 。利用式(3)中频率和时间的关系,可以得到对应的距离向分辨率如式(8)所示:

$$\delta_R = 0.88 \frac{c}{2K} \delta_f = 0.88 \frac{c}{2K} \frac{1}{\Delta t_{chirp}} = 0.88 \frac{c}{2\Delta F} \quad (8)$$

由式(8)可知,系统的距离向分辨率完全取决于发射信号的带宽。由于本文中的 THz 雷达的扫频带宽为 14.4 GHz,在不使用窗函数的时候,其双程时理论分辨率为 9.2 mm。

4.2 校准方法

如上面的分析所示,在不使用窗函数的情况下,扫频带宽为 14.4 GHz 时,理论分辨率为 9.2 mm。但是,由于在 THz 雷达中存在大量的倍频、变频和高频功率放大器等环节,产生的 LFM CW 信号的线性度会有极大的恶化,造成噪底的升高和脉冲宽度的展宽,影响成像分辨率。因而,需要采取相应的措施对线性度恶化进行补偿。

在发射信号和接收端 LO 中,假设存在幅度调制 $A(t)$ 和相位调制 $\delta(t)$ 。那么,在 IF 信号中,同样会产生相应的幅度调制 $A_{IF}(t)$ 和相位调制 $\delta_{IF}(t)$ 。将含有非理想调制成分的 IF 信号写为式(9)。

$$S_{IF} = \exp(j4\pi kRt/c) \exp(j2\pi\delta_{IF}(t,R)) A_{IF}(t,R) \quad (9)$$

式中:

$$A_{IF}(t,R) = A_{LO}(t) A_T(t-2R/c) \quad (10)$$

$$\delta_{IF}(t,R) = \delta_{LO}(t) - \delta_T(t-2R/c) \quad (11)$$

校准时,在距离 R_0 处放置一个已知目标,并采集其回波数据,得到校准数据写为式(12)。

$$S_{IF0} = \exp(j4\pi kR_0t/c) \exp(j2\pi\delta_{IF}(t,R_0)) A_{IF}(t,R_0) \quad (12)$$

之后,所有采集到的 IF 信号都通过距离 R_0 处的校准信号进行校准,校准过程可以写作:

$$A_{IF}(t,R) \rightarrow A_{IF}(t,R)/A_{IF}(t,R_0)$$

$$\delta_{IF}(t,R) \rightarrow \delta_{IF}(t,R) - \delta_{IF}(t,R_0) \quad (13)$$

计算绝对距离时,需要把由于校准数据所引入的频率偏移 $2KR_0/c$ 补偿回去。

4.3 解线频调结果

进行系统验证实验时,为了操作的简便,将发射机正对接收机放置。这样,由于电磁波的行进途径由双程变为单程,导致的时延变为 $\tau = R/c$,则相应的距离向分辨率变为 $c/\Delta F$ 。

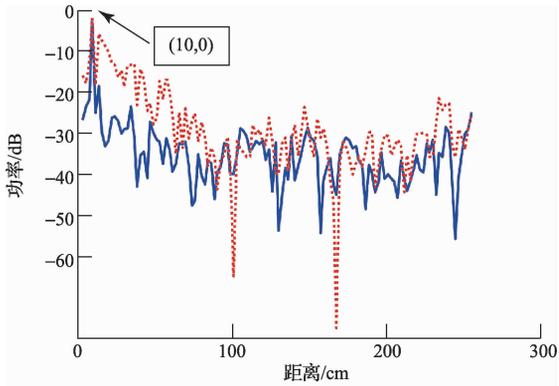
校准数据采用发射机和接收机直线距离为 10 cm 时,采集其回波信息做为校准数据。所有回波数据均通过在 4.2 节中提到的校准方法进行校准。

图 4 展示了解线频调的结果。为了观察的方便,所有解线频调结果均进行了归一化处理。在图 4(a)中,发射机和接收机相距 20 cm 放置,则经过校准后显示的相对距离为 10 cm。图中,实线表示校准后的解线频调结果,虚线表示校准之前的解线频调结果。为了观察的方便,未校准的数据沿距离轴做了平移,使其与校准后数据在距离上对准。图 4(b)将图 4(a)中的尖峰部分进行了放大,以观察校准过程对尖峰宽度的收窄效果。由图中可见,通过校准,近端噪底下降,尖峰宽度收窄,解线频调的质量明显提高。

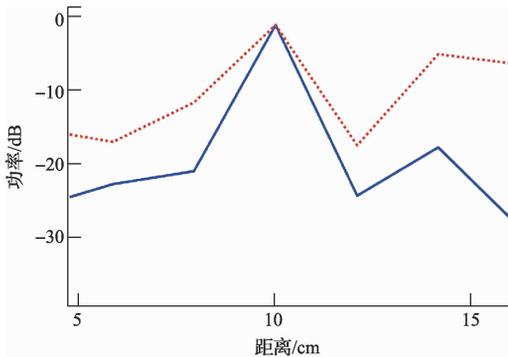
在图 4(c)中,发射机和接收机相距 30 cm 放置,则经过校准后显示的相对距离为 20 cm。

图 4(d)是将图 4(c)中的解线频调尖峰进行了放大以观察其 3 dB 脉冲宽度进而确定其分辨率。如图中可见,3 dB 脉冲宽度 1.88 cm。此时,扫频带宽为 14.4 GHz,则单程时理论 3 dB 宽度为 $0.88c/\Delta F = 1.83$ cm。由此可见,理论值和实验值基本吻合。

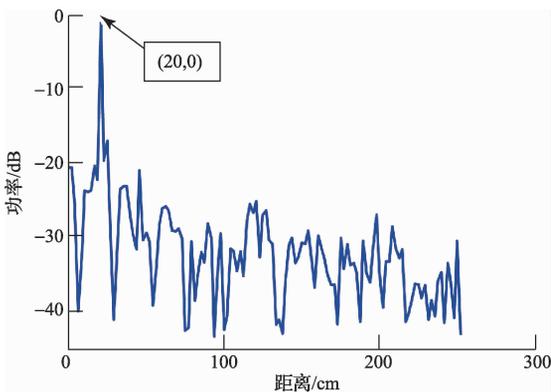
在后续的研究中,可以通过在数字基带部分进行预失真补偿的方法弥补线性度损失,以此来替代通过校准数据进行校准的方法。



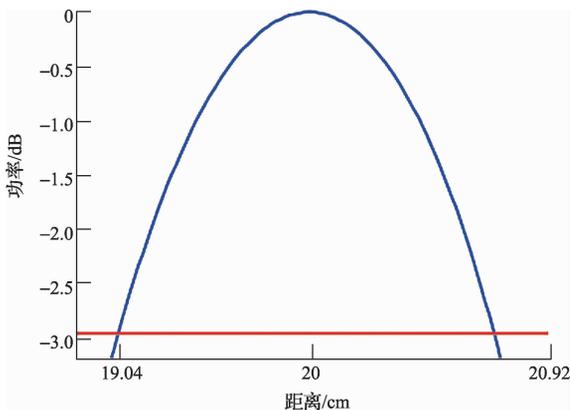
(a)发射机接收机距离20 cm解线频调结果



(b)发射机接收机距离20 cm解线频调局部放大结果



(c)发射机接收机距离30 cm解线频调结果



(d)3 dB脉冲宽度

图4 解线频调结果

5 结 论

本文展示了一种工作在 0.22 THz 波段的 LFM CW 体制 THz 雷达的设计方案并进行了实验验证。该雷达整体上采用了超外差结构以获得更低的相位噪声和杂散。在基带采用 DDWS 技术和倍频相级联的方式来实现宽带快速扫频。最终扫频时间为 $40 \mu\text{s}$, 扫频带宽为 14.4 GHz。接收机利用 IQ 解调技术获取幅度和相位信息用于数据处理。文中给出了通过校准来获得更大的动态范围的方法。解线频调结果证明, 理论分辨率与实际分辨率吻合良好, 证明了该方案的有效性。此外, 由于在基带采用了 DDWS 技术, 因而可以方便地通过预失真补偿来弥补 THz 雷达中各种复杂环节所引入的线性度损失。

该雷达性能稳定, 扫频速度快, 分辨率高, 系统功耗小, 产生的波形形式非常灵活, 易于调整, 在实时安检成像、无损检测等领域具有很大的应用价值。

参考文献

- [1] GU S M, LI C, GAO X, et al. Terahertz aperture synthesized imaging with fan-beam scanning for personnel screening [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2012, 60(12): 3877-3885.
- [2] ESSEN H, WAHLEN A, SOMMER R, et al. High-bandwidth 220GHz experimental radar [J]. Electronics Letters, 2007, 43(20): 1114-1116.
- [3] COPPER K B, DENGLER R J, LLOMBART N, et al. THz imaging radar for standoff personnel screening[J]. IEEE transactions on terahertz science and technology, 2011, 1(1): 169-182.
- [4] META A, HOOGEBOOM P, LIGTHART L P. Signal processing for FMCW SAR [J]. IEEE transactions on geosciences and remote sensing, 2007, 45(11): 3519-3532.
- [5] 张冰, 陈星. C 波段宽带线性调频信号源的设计[J]. 电子测量技术, 2007, 30(9): 131-133.
- [6] 李峥, 姜永华, 凌祥. 一种线性调频信号源的设计[J]. 电子测量技术, 2006, 29(4): 126-128.
- [7] DOANE J L. Broadband superheterodyne tracking circuits in millimeter-wave measurements[J]. Review of scientific instruments, 1980, 51(3): 317-320.
- [8] ZHAO Z Y, CHANG W G, LI X Y, et al. Pre-distortion for DDWS system [C]//19th International Radar Symposium, Warsaw, Poland, 2010.
- [9] LU Z, LI C, GAO X, et al. Study of terahertz imaging radar with Hilbert transform receiver [J]. IET Electronics Letters, 2014, 50(7): 549-550.
- [10] 王凡, 王岩飞, 李和平. 基于 DDWS 技术数字基带信

号的产生与主要误差分析[J]. 电子测量技术, 2008, 31(8):20-23.

- [11] 王伟,张群英,方广有. 浅表层伪随机编码超宽带探底雷达研制[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(8): 1902-1908.
- [12] 陈超,孟升卫,陈洁,等. 超宽带生命探测雷达研制及应用[J]. 电子测量技术, 2014, 37(3):15-19.
- [13] 吴大鹏. 基于取样锁相技术的 X 波段 PLDRO 研究[D]. 成都:电子科技大学, 2010:3-4.

作者简介

卢铮,1987 年出生,博士研究生。主要研究方向为太

赫兹成像技术和微波/毫米波电路设计。

E-mail:apps2006@163.com

李超,1976 年出生,副研究员。主要研究方向为太赫兹成像技术、微波及太赫兹波段的左手材料设计和计算电磁学等。

E-mail:cli@mail.ie.ac.cn

方广有,1963 年出生,研究员,博士生导师。主要研究方向为超宽带雷达成像理论与方法、地下资源电磁勘探技术、超宽带天线理论与技术和太赫兹成像技术等。

E-mail:gyfang@mail.ie.ac.cn

(上接第 53 页)

7 结 论

本文针对能量管理段轨迹设计的需要,建立 RLV 质点动力学模型,为后期的飞行走廊设计和标称轨迹设计打下了数学模型基础。针对不同高度设计合理的飞行走廊,给出了基于高度-待飞距离剖面的轨迹设计方法。结合能量管理段初始参数的允许范围和单条轨迹对各类不确定性的容忍能力,可以得出离线轨迹数据库中轨迹的最终数量。最后经过仿真验证了重新选择轨迹的必要性和可行性。

参考文献

- [1] 汤一华,余梦伦,杨勇,等. 第二代可重复使用运载器及其再入制导技术[J]. 导弹与航天运载技术, 2010:26-31.
- [2] HORNEMAN K, NEAL D, SU S, et al. Launch Vehicle Guidance for Low Energy Re-entry [J]. AIAA Paper, 2010, 8309.
- [3] 张军,黄一敏,杨一栋. 重复使用运载器末端区域能量管理段三维制导轨迹在线推演研究[J]. 兵工学报, 2010, 31(1):41-46.
- [4] 张军. 可重复使用运载器上升阶段及应急返回段轨迹设计技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2011.

[5] 李昭莹,黄兴李,李惠峰. 基于闭环解析解的可重复使用运载器轨迹在线生成方法[J]. 宇航学报, 2013, 34(6):755-762.

[6] 李新三,方群,梁轲. 基于实时优化的轨迹快速重构方法[J]. 西北工业大学学报, 2009, 27(3): 401-405.

[7] 沈振,胡钰,任章,等. 一种新型 RLV 再入轨迹在线规划方法[J]. 宇航学报, 2011, 32(8):1670-1675.

[8] 解永锋,唐硕. 基于伪普法的亚轨道返回轨迹在线重构方法[J]. 飞行力学, 2011, 29(6):63-67.

[9] 方桂才. 重复使用运载器末端区域能量管理段制导律设计[D]. 南京:南京航空航天大学, 2013:78.

[10] 步召杰. 重复使用运载器末端区域能量管理段制导律与控制律设计[D]. 南京:南京航空航天大学, 2012:88.

作者简介

蒋毅,1989 年出生,硕士研究生。主要研究方向为先进飞行器控制技术。

E-mail:fish1345@163.com