

异质结 AlGaAs/GaAs PIN 二极管毫米波开关优化设计及其成像应用

王泽宇^{1,2,3}, 李辰辰^{1,2}, 高一强¹, 孙浩¹, 杨明辉¹, 孙晓玮^{1*}

¹中国科学院上海微系统与信息技术研究所太赫兹固态技术重点实验室, 上海 200050;

²中国科学院大学, 北京 100049;

³上海科技大学信息科学与技术学院, 上海 201210

摘要 以主动式毫米波全息成像的应用为背景, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所研制的异质结 AlGaAs/GaAs PIN 二极管毫米波开关为安检成像领域的关键核心器件, 为此提出一种基于高、低阻抗变换线的补偿结构以优化高频处的匹配程度。设计合适的毫米波倍频链路、低插入损耗的带通滤波器以及低插入损耗和高隔离度的开关通道阵列, 实现一款满足系统要求的输出功率和一致性且谐波抑制良好的发射前端。结果表明, 在 28~34 GHz 频段内, 各通道的输出功率大于 10 dBm, 谐波抑制度大于 22 dBc, 通道间的隔离度大于 23 dB, 通道间的差异小于 2 dB, 满足主动成像发射端的要求。集成相应天线阵列和接收前端后进行成像实验, 可以得到分辨率为 0.5 cm 的毫米波成像。

关键词 光学设计; 毫米波成像; PIN 二极管; 开关; 宽带; 散射参数; 功率发射

中图分类号 TN928

文献标志码 A

doi: 10.3788/LOP202158.2209001

Optimal Design of Heterojunction AlGaAs/GaAs PIN Diode Millimeter-Wave Switch and Its Imaging Application

Wang Zeyu^{1,2,3}, Li Chenchen^{1,2}, Gao YiQiang¹, Sun Hao¹, Yang Minghui¹, Sun Xiaowei^{1*}

¹Key Laboratory of Terahertz Solid-State Technology, Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China;

²University of Chinese Academy of Sciences, Beijing, 100049, China;

³School of Information Science and Technology, ShanghaiTech University, Shanghai, 201210, China

Abstract With the application of active millimeter-wave holographic imaging as the background, the heterojunction AlGaAs/GaAs PIN diode millimeter-wave switch developed by the Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences is a key core device in security imaging field. A compensation structure based on high and low impedance transform lines is proposed to optimize the matching degree at high frequencies. A millimeter-wave frequency doubling link, a low-insertion-loss bandpass filter, and a low insertion loss and high isolation switch channel array are designed to achieve a transmission front end that meets the requirements of the system with output power and consistency and good harmonic suppression. The results reveal that in the 28–34 GHz frequency band, the output power of each channel is more than 10 dBm, the harmonic suppression is more than 22 dBc, the channel isolation between channels is more than 23 dB, and the channel difference is less than 2 dB, all of which meet the requirements of active imaging transmitter. The imaging

收稿日期: 2020-12-16; 修回日期: 2021-01-18; 录用日期: 2021-02-01

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(61671439)、国家自然科学基金重点项目(61731021)、中国科学院科技服务网络计划(STS计划)区域重点项目

通信作者: *xwsun@mail.sim.an.cn

experiment can be performed after integrating the appropriate antenna array and the receiving front end, and the millimeter-wave imaging with a resolution of 0.5 cm can be acquired.

Key words optical design; millimeter wave imaging; PIN diode; switch; broadband; scattering parameters; power transmission

OCIS codes 350.4010; 060.6718; 130.5990; 090.2910

1 引言

毫米波全息成像是传统合成孔径雷达成像的扩展,所以也结合了光学的部分原理。得益于较短的波长,毫米波全息成像系统可以获得较高的方位分辨率,而且在安检成像领域的应用越来越广泛。随着毫米波技术的发展,器件成本和性能的提升为毫米波收发前端实现小型化、阵列化以及高可靠性提供了条件,并为毫米波成像系统的商业化奠定了基础^[1]。目前,复杂的主动成像系统是主流,采用宽带阵列平面扫描的方式对回波信号进行快速处理,可以从二维平面的孔径中获得真实的三维高分辨率图像^[2]。

传统的合成孔径主动成像系统最初由美国太平洋西北国家实验室(PNNL)研制^[3-4]并授权美国 L3 通信公司商用,该成像系统采用的是一维电扫描加一维机械扫描的成像方式。2013 年,密苏里科技大学设计了基于可关断天线与机电扫描结合的合成孔径主动成像系统,采用基于 PIN 二极管的可关断天线可以进行通道切换,但由于完成二维阵面的形成需要进行机械扫描,所以成像速度受限于机械扫描的速度,获取 150 pixel×150 pixel 区域的时间约为 20 s^[5]。为了提升扫描速度,对毫米波全电子阵列成像系统进行研究极为必要,其中系统阵面的组成需要大量的开关阵列,而核心部件毫米波开关的性能和成本是关键性因素。相比于场效应管(FET)开关,PIN 开关的寄生电容和电阻均更小,因此在损耗和隔离度方面更具有优势,同时功率容量更大。在材料方面,与同质结 GaAs 二极管相比,AlGaAs/GaAs PIN 二极管结构中异质结所产生的能带差可有效降低二极管的导通电阻,在减小插入损耗的同时可以不改变隔离度,因此异质结 PIN 二极管具有更大的优势^[6]。对此,中国科学院上海微系统与信息技术研究所研制了多款基于异质结 AlGaAs/GaAs PIN 二极管的高性能、低成本的毫米波单片集成电路(MMIC)开关,本文基于其中两款来研究和优化板级的集成方案,设计具有低插入损耗的宽带多通道开关子电路,并结合 Ka 波段倍频链路和 Ka 波段宽带放大器来研制一款毫米波成像发射前

端,该前端具有发射功率足够、谐波抑制优良和通道一致性好等特点。

2 Ka 波段宽带发射前端的工作原理

目前,主流的毫米波安检成像系统根据毫米波对不同物体具有不同的反射特性,能够获取不同目标场景的回波信息以恢复场景图像。毫米波安检成像系统主要通过电子开关阵列进行横向维度的扫描,通过机械直线运动进行纵向维度的扫描,通过多频点扫描来获取纵深维度的信息。采用全息成像算法可以从接收到的回波信号的相位和幅度信息中快速构建出近场区域的三维图像,构建过程中兼顾了成像时间和硬件成本^[4],基于人工智能的卷积神经网络对重构的毫米波图像进行实时的目标检测^[7-9],从而实现快速安检和智能安检。毫米波安检成像系统的结构如图 1(a)所示,其核心部件是宽带毫米波收发前端(Tx/Rx)和收发天线阵列,整个收发前端采用二次变频超外差接收机,接收机输出的正交(IQ)信号为零中频信号,后端信号处理及控制单元通过计算 IQ 信号的幅度即可获得接收回波与发射波的幅度与相位差,从而进一步获得此时收发天线所辐射的空间物体信息^[4],该方案可获得较高的接收信噪比和相位噪声,有利于后端成像。其中,发射前端包括 Ka 波段八倍频链路(X8)、八通道开关子电路以及输出级放大器,架构框图如图 1(b)所示,其中 RF 为射频。

根据文献[10]可知,主动毫米波成像系统的方位分辨率和距离分辨率分别为

$$\delta_{\text{azimuth}} = \frac{\lambda R}{2D}, \quad (1)$$

$$\delta_{\text{range}} = \frac{c}{2B}, \quad (2)$$

式中: λ 为毫米波波长; R 为天线到目标的距离; D 为合成天线的孔径; c 为真空中的光速; B 为发射带宽。为了在 50 cm 的距离内实现被检人体成像,而且要求成像分辨率小于 1 cm、纵深分辨率小于 0.25 cm 和扫描速度在 2 s 以内,综合考虑设计难度和可行性,要求发射前端的输出功率大于 10 dBm,此外为了保证接收端的信噪比以保证成像质量,要

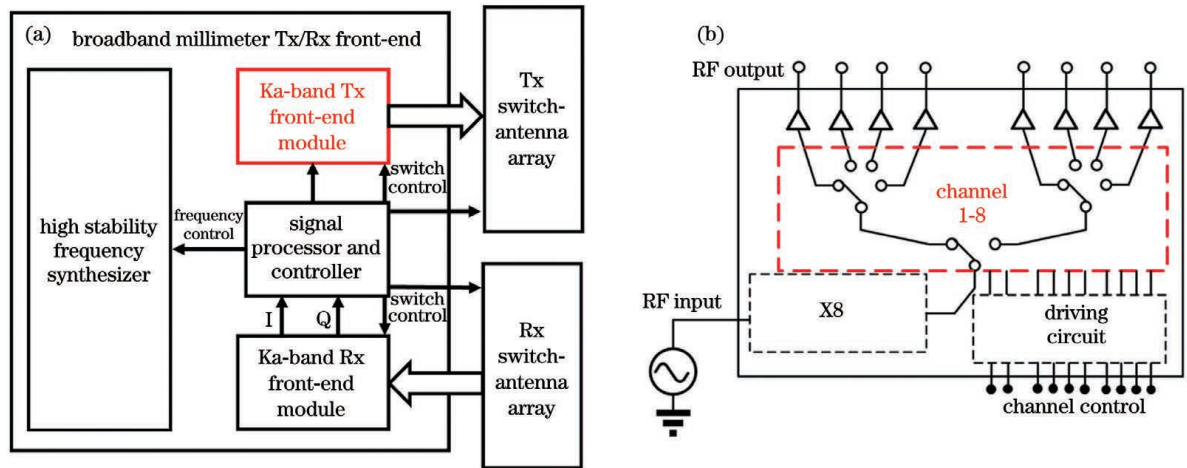


图 1 毫米波安检成像系统的结构。(a)核心部件;(b)发射前端模块

Fig. 1 Structure of millimeter wave security inspection imaging system. (a) Core components; (b) transmitting front-end module

求发射端的谐波抑制制度大于 20 dBc,通道间的隔离度大于 25 dB。

3 发射前端的电路设计

3.1 开关子电路的优化设计

系统中天线阵列的选择和切换需要由毫米波开关来实现。中国科学院上海微系统与信息技术研究所研制的 AlGaAs/GaAs 异质结 PIN 二极管毫米波开关 MMIC 的性能优良,在带宽、插入损耗、通道间的隔离度、功率容量和开关速度等方面完全满足要求。在测试环境温度为 +25 °C 和系统特征阻抗为 50 Ω 的情况下,单刀双掷 (SPDT) 和单刀四掷 (SP4T) 开关的性能如表 1 所示,其中 SPDT 开关的偏置电流 $I_F = 20$ mA,偏置电压 $V_R = -5$ V,SP4T 开关的正反偏置电流均为 10 mA, P_{1dB} 为增益压缩了 1 dB 所对应的输出功率。

在应用方面,因受到芯片版图的限制而导致隔

表 1 SPDT 和 SP4T 开关的整体性能

Table 1 Overall performance of SPDT and SP4T switches

Performance	SPDT switch	SP4T switch
Reverse breakdown voltage / V	25	25
P_{1dB} / dBm	>30	>21
Operation frequency / GHz	24–40	22–40
Port return loss / dB	20	20
Insertion loss / dB	0.70–0.90	1.10–1.25
Isolation / dB	40	35
Size / (mm×mm)	2.5×1.0	2.0×1.5

离度受限,为此其对通道传输线的结构和布局提出了较高的要求。相比于微带 (MS) 结构,在两个传输线紧邻处,接地共面波导 (CPWG) 由于在顶层也保留了地结构,所以有效削弱了电磁耦合能力,使相邻通道间的隔离度得以增强。接地共面波导和微带结构的传输线模型和性能曲线如图 2 所示,

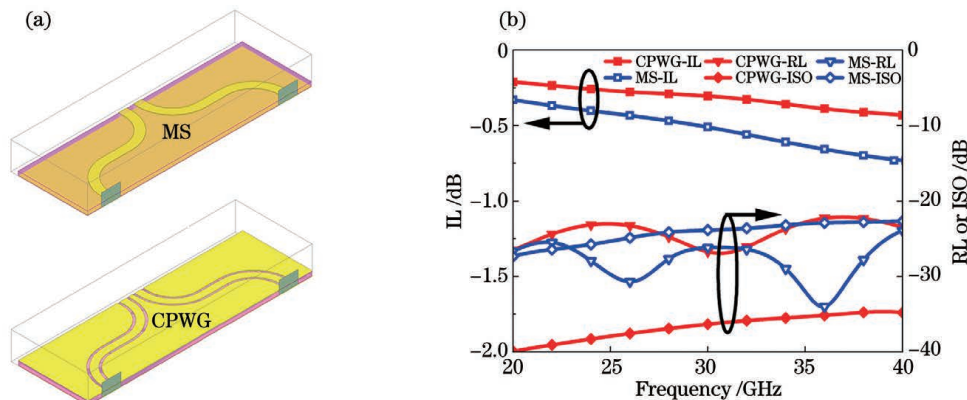


图 2 接地共面波导和微带结构的传输线模型和性能曲线。(a)三维仿真结构;(b)S 参数的仿真结果对比

Fig. 2 Transmission line models and performance curves of grounded coplanar waveguides and microstrip structures.

(a) Three-dimensional simulation structure; (b) comparison of simulation results of S parameters

其中 S 参数指散射参数。从图 2(a) 可以看到, 两个模型具有相同的端口位置和相似的布局。从图 2(b) 可以看到, CPWG 的传输线隔离度 (IL) 更好, 插入损耗 (ISO) 也更低, 而端口的回波损耗 (RL) 差异较小, 故设计过程中采取 CPWG 的传输线。

由于两款 MMIC 芯片都是裸片结构, 需通过金丝键合的方式将芯片集成于电路模块, 因此有必要评估该互连方式的整体性能。采用金丝键合的方式不可避免地会引入寄生参量, 在频率低的情况下寄生效应不明显, 但随着频率的提升, 寄生效应会成为限制毫米波电路传输性能的关键因素, 所以键合金丝的直径、拱高和跨距等参数对信号传输的影响不可忽略^[11]。

根据金丝的物理结构, 可将其等效为一个二端口电路模型, 结构如图 3(a) 所示, 其中 R_{BW} 表示等效串联电阻, C 表示等效并联电容, L_{BW} 表示等效串联电感。考虑到趋肤效应, 等效串联电阻^[12-14]的表达式为

$$L = \left(\frac{\mu_0 l}{2\pi}\right) \left\{ \ln \left[\left(\frac{2l}{d}\right) + \sqrt{1 + \left(\frac{2l}{d}\right)^2} \right] + \frac{d}{2l} - \sqrt{1 + \left(\frac{2l}{d}\right)^2} + \mu_r \delta \right\}, \quad (5)$$

式中: δ 为趋肤深度, 其与 \sqrt{f} 成反比。在 Ka 波段, 电感值随频率的变化较小, 但受长度和直径的影响较大。通常情况下, 工程中一般采用两根金丝并联的方式, 并联以后由于金丝之间的互感作用, 其等效电感值也会发生变化。若金丝间距越小, 则金丝之间的互感越强烈, 等效电感值越大, 因此需要尽可能地增大间距, 而金丝的等效并联电容可忽略不计。

常规的互联方式会在高频段导致阻抗失配严重, 插入损耗明显, 而且在工程中受限于微组装工艺的加工精度, 金丝拱高和跨距不能无限减小, 因此需要提升高频段的匹配程度。为了实现在目标频段, 即 Ka 波段下的良好匹配, 本文在文献^[12-14]的基础上, 针对 CPWG 结构提出一种补偿结构, 即使用局部高、低阻抗传输线的设计来优化匹配。基板上, 键合处由 CPWG 中心导体传输结构和键合金丝组成图 3(b) 的“T”型网络, 线宽较窄的高阻抗线可以等效为电感 L_s 和电阻 R_s 的串联, 距离芯片较近的较宽低阻抗线可以等效为并联电容 C , 调节中心导体部分的宽度、长度和两侧地结构的间隙等效于调节电感值和电容值, 优化后可以实现低通特性。对

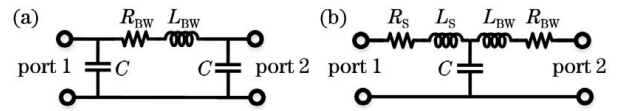


图 3 二端口等效电路。(a) 键合金丝; (b) 高-低阻抗线补偿后的等效“T”型网络

Fig. 3 Two-port equivalent circuit. (a) Bonding wires; (b) equivalent “T” type network with compensation of high-low impedance line

$$R = \frac{4\rho l}{\pi d^2} \left(0.25 \frac{d \sqrt{\pi f \mu_0 \mu_r}}{\sqrt{\rho}} + 0.27 \right), \quad (3)$$

式中: ρ 为金丝的电阻率, $\rho = 2.5 \times 10^8 \Omega/\text{m}$; d 为金丝直径; μ_0 为真空磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N/A}$; μ_r 为金丝的相对磁导率; f 为当前的工作频率; l 为金丝长度。 l 与金丝拱高 h 、跨距 D 以及金丝和介质基板间的夹角 θ 有关, 表达式为

$$l = D + \frac{2h}{\sin \theta} - \frac{2h}{\tan \theta}. \quad (4)$$

根据(3)式和(4)式不难发现, 串联电阻正相关于工作频率和金丝长度。对于单根金丝, 等效串联电感的表达式为

此, 本文使用 0.254 mm 厚度的 Rogers 4350B 基板 (相对介电常数 $\epsilon_r = 3.48$, 损耗角正切 $\tan \delta = 0.038$) 进行三维电磁仿真, 并且着重于高频段的匹配, 优化后可以得到适合的结构参数, 进而实现宽带。图 4(a) 和图 4(b) 为引入补偿前后的结构, 图 4(c) 为传输效果的仿真结果, 其中 S11 为反射系数, S21 为正向传输系数。从图 4 可以看到, 高频段的匹配程度提升, 插入损耗在全频段平坦且不超过 0.3 dB, 实现了低插入损耗的宽带互连。

对于 SP4T 开关, 芯片 J3&J4 的端口为毗邻平行输出端口。由于芯片外围的布局空间有限, 需要着重优化此处的互连设计。为了保证隔离度, 设计过程中基板上的传输线应避免长距离平行走向, 需要尽快向两侧分叉, 同时尽可能保留中间地结构的宽度, 因密布的接地通孔可以削弱 J3&J4 端口处信号传输线之间的耦合能力。此外, 采用宽度渐变的传输线可以实现高、低阻抗结构和 CPWG 传输线的低插入损耗宽带互连。为了验证补偿效果, 针对两款开关芯片制作图 5 所示的评估板并对各通道的 S 参数进行测试。连接器使用低插入损耗的可拆卸式

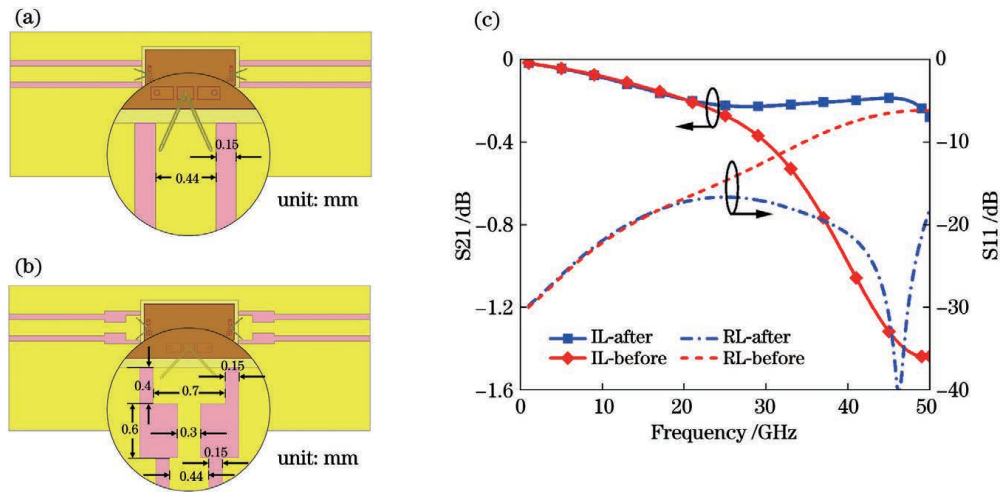


图 4 高-低阻抗线补偿前后传输线的结构示意图和性能曲线。(a)补偿前;(b)补偿后;(c)S参数的仿真结果对比
Fig. 4 Schematic and performance curves of transmission line before and after high-low impedance line compensation.
(a) Before compensation; (b) after compensation; (c) comparison of simulation results of S parameters

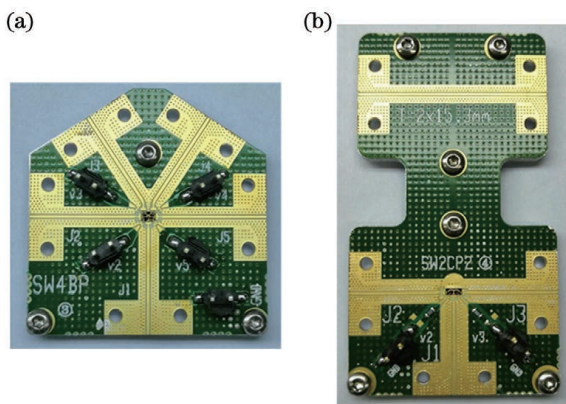


图 5 开关芯片的评估板。(a)单刀四掷开关;(b)单刀双掷开关
Fig. 5 Switch chip evaluation board. (a) SP4T switch; (b) SPDT switch

2.4 mm End Launch 同轴接头,基板上预留相应长度的直通线用作损耗参考。CPWG传输线两侧地

附近密布金属化接地通孔(间距小于导波波长的1/10)以降低插入损耗,同时裸露金属可以避免阻焊层影响有效介电常数,进而影响特征阻抗。将直流偏置加载到表贴弯排针,并由金丝引至芯片的偏置点后通道选择。

使用 Agilent E8247C 型矢量网络分析仪分别对两款评估板进行 S 参数测试,实测结果和仿真结果如图 6 所示,其中 meas 表示实测结果,sim 表示仿真结果。从图 6 可以看到,对于 SPDT 评估板,输入/输出端口的回波损耗都在 -10 dB 以下,说明该评估板表现出了较好的匹配效果;20~40 GHz 频段内,通道的插入损耗在 2.5~4.0 dB 之间,相较于参考直通线(TLine)只有 0.9~1.5 dB 的额外插入损耗,通道间的隔离度在 40 dB 左右,而插入损耗的实测结果略优于仿真结果,这是由键合金丝的实际长度较小引起的。

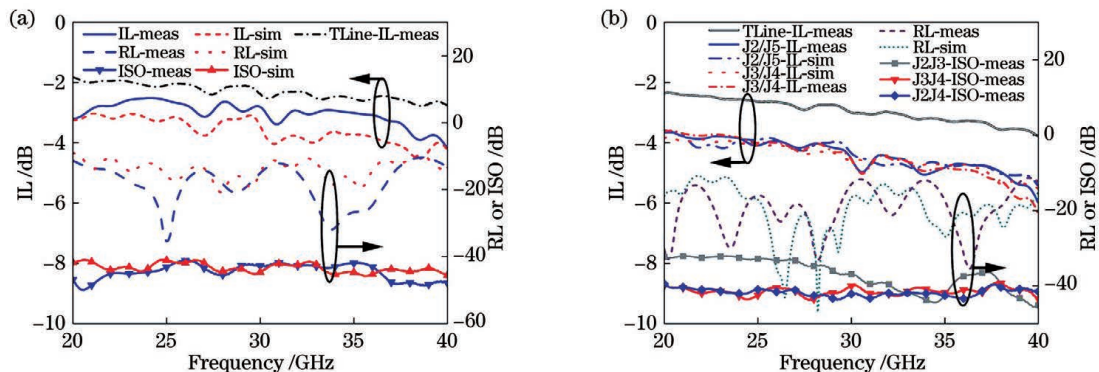


图 6 不同芯片的 S 参数仿真和实测结果。(a)SPDT 开关芯片评估板;(b)SP4T 开关芯片评估板
Fig. 6 Simulation and measurement results of S parameters of different chips. (a) SPDT switch chip evaluation board; (b) SP4T switch chip evaluation board

20~40 GHz 频段内, SP4T 开关中通道的插入损耗在 3.8~6.0 dB 之间, 相较于直通传输线开关引入的额外插入损耗(1.5~2.1 dB), 通道间的隔离度优于 32 dB, 输入/输出端口的回波损耗优于 10 dB。以评估板为参考设计 8 通道开关支路, 即采用一片 SPDT 开关芯片级联两片 SP4T 开关芯片来实现, 两级开关引入的插入损耗不超过 3.6 dB。根据系统的规划, 输出通道的均匀间隔为 12 mm, 由于小范围内的通道不一致性可以通

过全反射金属校准的方式进行归一化, 因此在一定程度上允许传输线长度的差异, 以方便均匀间隔输出信号, 调整后最终的开关子电路如图 7(a) 所示。对称结构的开关通道仿真结果如图 7(b) 所示。从图 7 可以看到, 通道 1、4、5 和 8 的插入损耗在 7~10 dB 之间, 而通道 2、3、6 和 7 则在 7~9 dB 之间, 通道 1 和通道 2 的隔离度最差, 但也满足在 32 dB 以上, 为此可以采用此方案进行成像发射前端的设计。

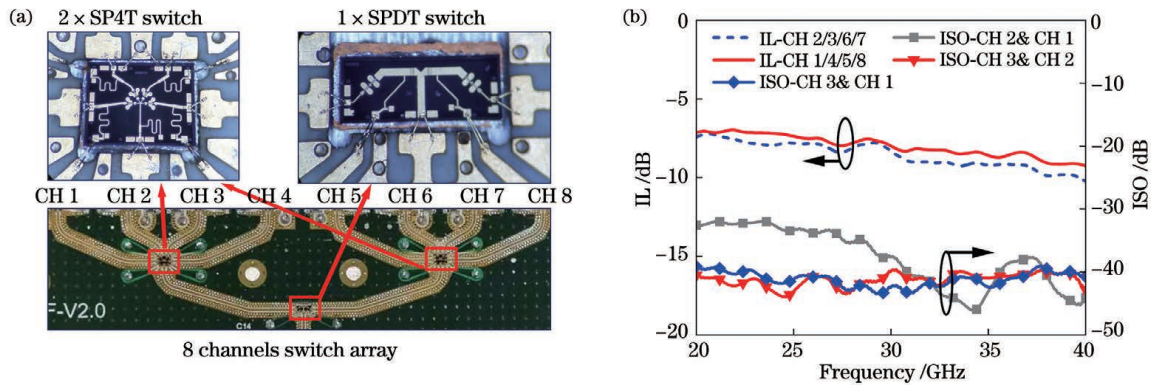


图 7 8 通道开关子电路的版图布局 and 性能曲线。(a) 装配实拍图; (b) 不同通道下 S 参数的仿真结果

Fig. 7 Layout and performance curves of 8-channel switch subcircuits. (a) Actual assembly photograph; (b) simulation results of S parameters under different channels

3.2 射频链路的设计

为了满足输出端的毫米波信号满足成像系统对分辨率的要求, 即确保信号带宽、输出功率和谐波抑制, 采取图 8(a) 的三级二倍频结构, 高稳定度的基频压控振荡器(VCO)的扫频范围为 3.50~4.25 GHz, 经过三次二倍频和选频滤波后会生产一个中心频率

为 31 GHz 和带宽为 6 GHz 的宽带毫米波源。为了保证输出端的信号纯度, 其对谐波抑制有一定要求, 因此在倍频链路中设置合适的滤波器进行选频, 此外使用固定衰减器(Att)来调整倍频器工作到最佳的倍频增益。在链路仿真中, 将各器件的测试或仿真数据导入 ADS 仿真软件中进行谐波的分析 and 仿

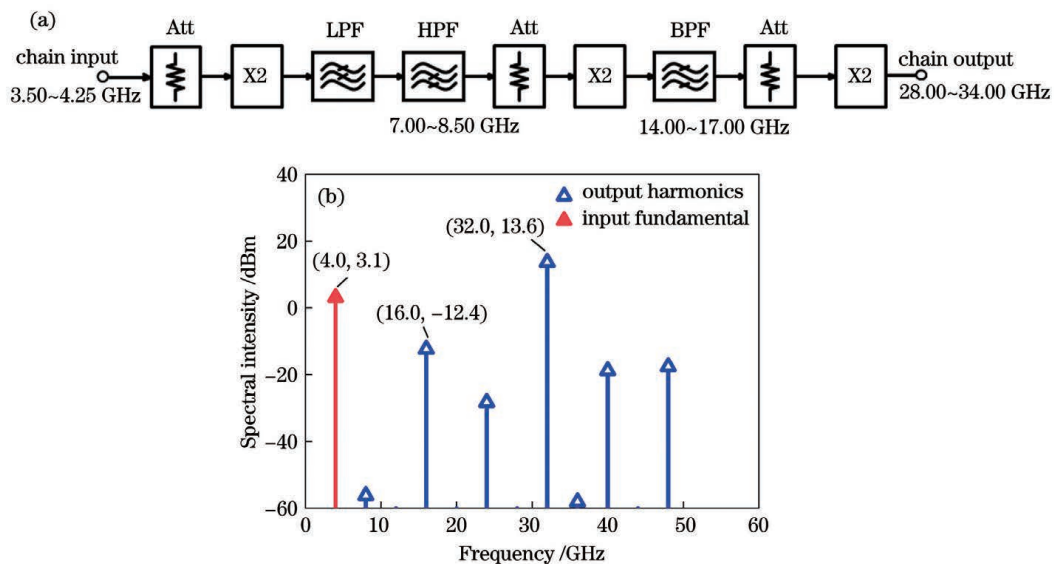
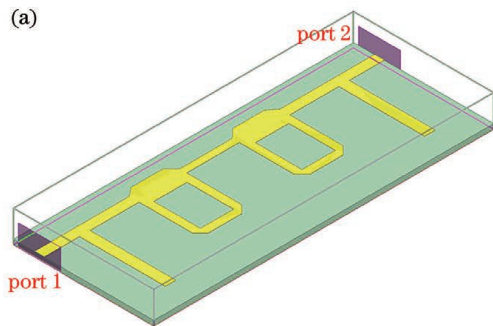


图 8 八倍频电路结构和频谱仿真曲线。(a) 链路框图; (b) 谐波仿真结果

Fig. 8 Octave frequency multiplier structure and spectrum simulation curves. (a) Chain block diagram; (b) harmonic simulation results

真,并使用固定衰减器来调整各级之间的衰减损耗。链路仿真模型在中心频率为 32 GHz 情况下的频谱仿真结果如图 8(b)所示。从图 8(b)可以看到,当基频信号频率为 4 GHz 和输入功率为 3 dBm 时,倍频链路的输出功率大于 13 dBm,谐波抑制度大于 26 dBc,说明该链路设计满足系统要求。

在倍频链路中,一次倍频后,经过带通滤波器[由一级低通滤波器(LPF)级联一级高通滤波器(HPF)芯片组成]处理后可以得到 7~8.5 GHz 的



信号频带;二次倍频后,采用一种基于信号干涉原理的宽带带通滤波器(BPF)^[15-16]以微带的形式在电路板上实现 14~16 GHz 信号频带的选择。宽带带通滤波器的结构和性能曲线如图 9 所示。从图 9(a)可以看到,两级干涉环起到谐振选频的作用,端口附近的开路枝节线是为了优化端口匹配以及带外抑制效果。从图 9(b)可以看到,14~18 GHz 频率范围内的插入损耗在 2 dB 以内,回波损耗大于 20 dB,带外抑制度大于 40 dBc。

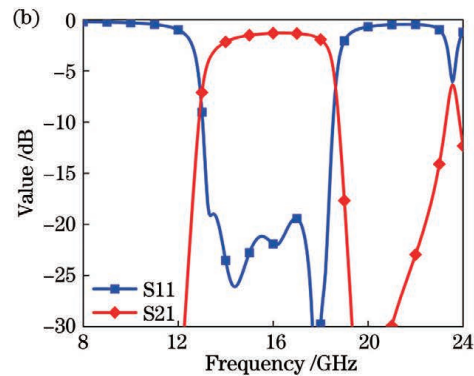


图 9 宽带带通滤波器结构和性能曲线。(a)三维模型;(b)S 参数的仿真结果

Fig. 9 Schematic and performance curves of wideband bandpass filter. (a) 3D models and; (b) Simulation results of S parameters

开关通道级联输出级放大器 MMIC 后由 K 型同轴连接器输出信号,整个发射前端被封装在铝合金腔体中,金属腔的内壁粘贴了吸波材料以消除谐振腔效应。在射频板下方金属腔体的特定位置开孔,以便于穿焊针连接至腔体背面的驱动控制板(PCB)。开关驱动芯片采用 MACOM 公司生产的 MADR-009190 型 4 通道驱动器,其兼容 TTL (Transistor-Transistor Logic) 输入电平,调整输出端的串联电阻可以获得合适的驱动电流并用来控制偏置。

4 发射前端测试和分析及成像实验

发射前端的测试框架如图 10 所示。使用高频信号源和频谱分析仪对发射前端的各通道进行扫频测试,使用连接计算机的现场可编程逻辑门阵列(FPGA)进行开关通道的选通控制,直流电源为整个系统供电。当基频输入功率 $P_{in} = 3$ dBm 时,使用计算机发送指令来驱动系统对各通道进行扫频功率和通道隔离度的测试,结果如图 11 所示。

从图 11(a)可以看到,各通道的输出功率(P_{out})在 9.5~13.0 dBm 之间,考虑到接头和线缆的损耗,输出端的实际功率会在 10 dBm 以上,说明通道

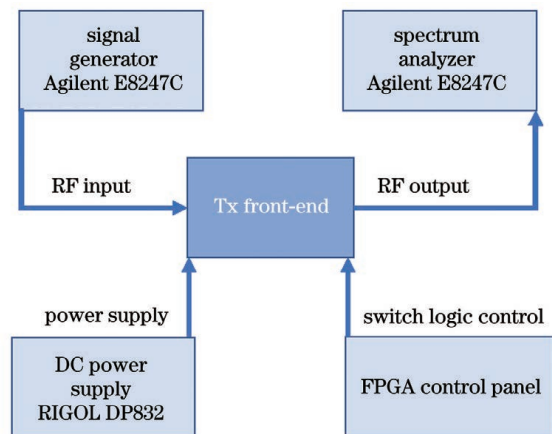


图 10 发射前端的测试框架

Fig. 10 Test framework for transmitting front-end

间的一致性较好,差异小于 2 dB,尤其是在高频段的差异在 1 dB 以内,这是由末级放大器的饱和输出功率导致的;一通道在 29 GHz 工作频率前的输出功率会“塌陷”,可能是由装配问题或芯片本身通道缺陷造成的;通道间的隔离度在 23 dB 以上,小于评估板的测试结果,可能是模块集成后存在更丰富的耦合量,所以在仿真过程中被忽略,为此需要进一步明确和改进,但基本满足成像系统的要求。

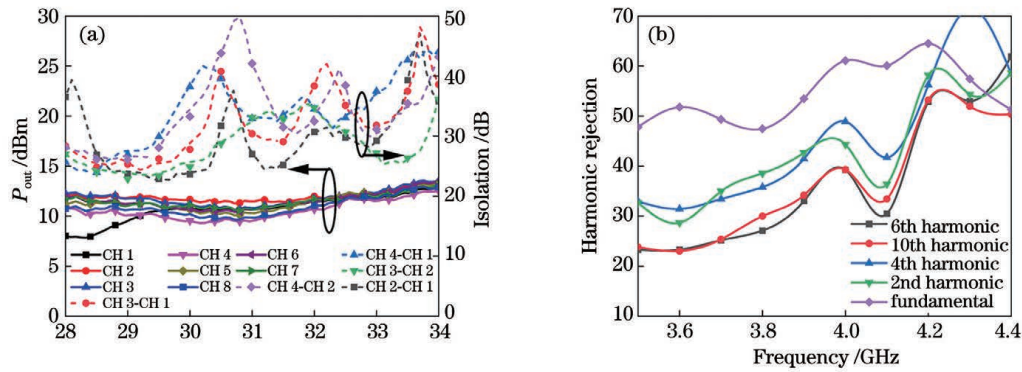


图 11 发射前端模块的实测结果。(a)各通道输出功率和通道间隔高度;(b)谐波抑制

Fig. 11 Measured results of transmitting front-end module. (a) Output power of each channel and isolation between channels; (b) harmonic rejection

当测试谐波抑制度时,将频谱仪调整为宽频模式并连接到 2 通道输出端口,信号源以点频的形式输出并分别记录取样点的各次谐波成分,测试结果如图 11(b)所示。从图 11(b)可以看到,在 3.5~4.4 GHz 工作频率输入范围内,八倍频信号分量对其它各次谐波的抑制度大于 22 dBc,这基本符合链路仿真的结果。

由于天线开关支路和接收前端多通道子电路部分的版图布局和发射前端一致,而且因篇幅限制在此不进行展开。将天线开关模块和接收前端模块装

配集成后进行成像实验,实验场景如图 12(a)所示,实验结果如图 12(b)所示。设置毫米波源的中心载频为 31 GHz,线性调频带宽为 5.6 GHz,采样频点数为 64,阵列采样点数为 160,采样间隔为 12 mm,机械纵向扫描高度为 1.875 m,纵向采样点数为 375,扫描时间接近 2 s,模特站位中心与扫描平面距离小于 0.5 m,经扫描得到分辨率为 375 pixel×160 pixel 的原始图像。从图 12(b)可以看到,成像分辨率达到 0.5 cm,图像清晰直观,验证了多通道开关应用于成像领域的可行性。

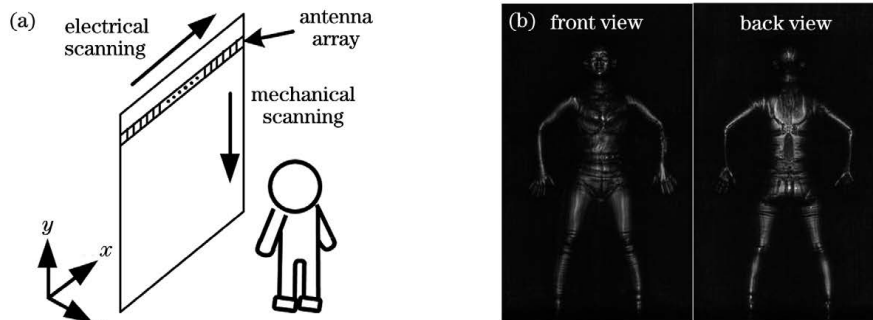


图 12 成像实验示意图和实验结果。(a)成像场景示意图;(b)主动式毫米波成像的原始图像

Fig. 12 Schematic of imaging experiment and experimental results. (a) Schematic of imaging scene; (b) original image of active millimeter wave imaging

5 结 论

本文从成像应用的背景出发,基于两款 AlGaAs/GaAs 异质结 PIN 二极管毫米波开关 MMIC 的特点并聚焦于开关通道设计,结合金丝键合模型分析得到使用高、低阻抗变换线结构可以优化高频匹配效果,从而实现宽带低插入损耗的互连。采用高、低阻抗变换线结构级联开关芯片可以得到插入损耗小、隔离度高和一致性好的八通道开关子电路,结合信号倍频链路、输出端放大器、驱动控制

板和腔体设计等,可以实现一套完整的八通道发射前端的集成和测试分析,得到发射带宽为 6 GHz,输出功率大于 10 dBm,谐波抑制度大于 22 dBc,通道间的隔离度大于 23 dB,通道间的差异小于 2 dB,初步满足主动成像发射端的要求。基于相同的子电路布局,将天线阵列和接收前端模块集成到系统后进行成像实验,得到分辨率为 0.5 cm 的毫米波成像,验证了多通道开关芯片在成像系统中的良好应用,为更大规模的全电子阵列主动式毫米波成像系统提供了重要的设计参考。

参 考 文 献

- [1] Xu B M, Chen M H, Sun Y, et al. Development of a broadband Ka-band T/R front-end for active millimeter-wave imaging[J]. *Journal of Microwaves*, 2012, 28(3): 78-81, 89.
徐柏鸣, 陈敏华, 孙芸, 等. Ka 波段主动成像宽带收发前端的研制[J]. *微波学报*, 2012, 28(3): 78-81, 89.
- [2] Sun X W, Yang M H, Wu L. Millimeter wave integrated circuits and applications [M]. Beijing: Publishing House of Electronics industry, 2012: 204-208.
孙晓玮, 杨明辉, 吴亮. 毫米波集成电路及其应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2012: 204-208.
- [3] Sheen D M, McMakin D L, Hall T E. Cylindrical millimeter-wave imaging technique and applications [J]. *Proceedings of SPIE*, 2006, 6211: 62110A.
- [4] Sheen D M, McMakin D L, Hall T E. Three-dimensional millimeter-wave imaging for concealed weapon detection[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001, 49(9): 1581-1592.
- [5] Ghasr M T, Kharkovsky S, Bohnert R, et al. 30 GHz linear high-resolution and rapid millimeter wave imaging system for NDE[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(9): 4733-4740.
- [6] Liu L, Li C Y, Zhang Q L, et al. Design and analysis of heterojunction AlGaAs/GaAs PIN diode structure [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2020, 57(23): 231604.
刘莉, 李彩艳, 张祁莲, 等. 异质结 AlGaAs/GaAs PIN 二极管结构仿真设计及分析[J]. *激光与光电子学进展*, 2020, 57(23): 231604.
- [7] Hou B J, Yang M H, Sun X W. Real-time object detection for millimeter-wave images based on improved faster regions with convolutional neural networks [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2019, 56(13): 131009.
侯冰基, 杨明辉, 孙晓玮. 基于改进 Faster RCNN 的毫米波图像实时目标检测[J]. *激光与光电子学进展*, 2019, 56(13): 131009.
- [8] Cheng Y Q, Wang Y, Fan Y Y, et al. Lightweight object detection network based on convolutional neural network [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2021, 58(16): 1610023.
程叶群, 王艳, 范裕莹, 等. 基于卷积神经网络的轻量化目标检测网络[J]. *激光与光电子学进展*, 2021, 58(16): 1610023.
- [9] Shan Q W, Zheng X B, He X H, et al. Fast object detection and recognition algorithm based on improved multi-scale feature maps[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2019, 56(2): 021002.
单倩文, 郑新波, 何小海, 等. 基于改进多尺度特征图的目标快速检测与识别算法[J]. *激光与光电子学进展*, 2019, 56(2): 021002.
- [10] Ahmed S S, Schiessl A, Schmidt L P. A novel fully electronic active real-time imager based on a planar multistatic sparse array [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011, 59(12): 3567-3576.
- [11] Sutono A, Cafaro N G, Laskar J, et al. Experimental modeling, repeatability investigation and optimization of microwave bond wire interconnects [J]. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 2001, 24(4): 595-603.
- [12] Zeng G H, Tang G D. Parameters extraction and optimization of bondwire in MMCM [J]. *Information and Electronic Engineering*, 2007, 5(1): 40-43.
曾耿华, 唐高弟. 微波多芯片组件中键合线的参数提取和优化[J]. *信息与电子工程*, 2007, 5(1): 40-43.
- [13] Zhu H R, Ni T, Dai Y F. Analysis of the capacitance compensation characteristic of wire-bonding interconnection for the multi-chips circuit [C] // *Proceedings of the 2015 National Microwave and Millimeter Wave Conference*, May 30, 2015, Hefei, Anhui, China. Beijing: Chinese Institute of Electronics, Microwave Branch of Chinese Institute of Electronics, 2015: 1084-1087.
朱浩然, 倪涛, 戴跃飞. 多芯片电路中金丝键合互连线电容补偿特性的分析 [C] // 2015 年全国微波毫米波会议论文集, 北京: 中国电子学会, 中国电子学会微波分会, 2015: 1084-1087.
- [14] Cheng J S. Analysis and application of circuit coupling modeling and transmission performance of gold wire bonding in multi-frequency microwave devices [D]. Xi'an: Xidian University, 2017: 24-26.
程景胜. 多频段微波器件中金丝键合路耦合建模与传输性能的影响分析及应用 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2017: 24-26.
- [15] Mandal M K, Mondal P, Sanyal S. Low insertion loss, wideband bandpass filters with sharp rejection characteristics [J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2010, 4(1): 99-105.
- [16] Gomez-Garcia R, Alonso J I. Design of sharp-rejection and low-loss wide-band planar filters using signal-interference techniques [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2005, 15(8): 530-532.