DOI:10.19789/j.1004-9398.2019.03.005

两种310 GHz无线通信系统设计与比较*

熊子康[1,2] 武晓磊[1,2] 何敬锁[1,2,3] 张 民[4] 苏 波[1,2,3]
张 渤[4] 韩大海[4] 张存林[1,2,3]

(1. 首都师范大学物理系,北京 100048; 2. 首都师范大学太赫兹光电子学教育部重点实验室,
北京 100048; 3. 首都师范大学北京成像技术高精尖创新中心,北京 100048;
4. 北京邮电大学光通信与光波技术教育部重点实验室,北京 100876)

摘要: 太赫兹波具有带宽超宽、波束窄、方向性好和传输容量大等特点,因而成为未来高速无线通信研究的热点. 本文设计了两种310 GHz无线通信系统: 一种是基于AMC 557高功率倍频链发射机和超外差接收机的通信链路; 另一种是基于VDI谐波混频超外差收发的通信链路. 系统传输性能的仿真结果表明: 随着通信频率的升高,解调信号的失真逐渐增加. 通过比较两种链路预算方案,发现基于AMC 557高功率发射链在传输距离上更有优势,发射功率为40 mW时,可以实现10 m距离、10 Gbps速率的无线数据传输,适用于Gbps量级的室内短距离大功率高速无线传输; 基于谐波混频超外差收发的通信链路在通信速率上优势明显,通信速率可达20 Gbps,但受发射端输出功率-15 dBm限制,传输距离大幅缩短为0.2 m,在链路中增加太赫兹透镜提高增益可以使通信距离延伸至2 m. 而且这种发射机内部结构简单便于集成,有利于实际系统的搭建,更适用于10 Gbps级别以上的超高速短距离无线通信.

关键词: 太赫兹波; 无线通信; 谐波混频; 高速传输; 系统仿真
中图分类号: TN92

0 引 言

随着信息时代的发展,人们对于通讯速率的要求也逐渐提高. 根据Edholm的带宽定律,人们对无线短距离通信带宽的需求一般每18个月翻一倍[1]. 目前的4G通信技术将不足以满足不断增长的设备基础和客户流量需求,为了增加信道容量可以通过改进调制方案和信号处理技术或者采用多种复用方式来实现[2-3]. 但是根据香农定理,想要获得10 Gbps或更高速率,微波通信由于其窄带宽的限制将无法达到目标. 所以为了获得10 Gbps及以上的通信速率,无线通信系统必须利用较高载波频率来提供足够大的传输容量,这必然使得研究者考虑利用更高频的毫米波作为载波以实现高速数据传输[4-6],因而太赫兹频段通信的研究日益增多.

太赫兹波是指频率在0.1 ~ 10 THz(波长为0.03 ~ 3 mm)范围内的电磁波,介于微波和红外频段之间,处于电子学向光子学的过渡领域[7]. 太赫兹波具有传输速率高、容量大、方向性好、抗干扰能力强等特点,易于实现Gbps量级的信道容量[8]. 太赫兹通信系统对大气条件有强烈依赖性,再加上链路的视距性质[9],一般利用低频段太赫兹波作为无线通信载波. 相较于目前研究热门的5G(第五代移动通信技术)通信所选取的60 GHz载波频段,300 GHz通信具有更大的带宽和信道容量,可以提供更高的通信速率; 对比于更高载频的太赫兹通信,300 GHz又能保证较低的损耗和较高输出功率,对于太赫兹集成器件的要求相对较低,便于开展后期的实验工作. 针对300 GHz频段通信的研究,日本信息与通信技术研究所(NTT)开展较早研究且处于领先水平,2012年采用单行载波光电二极管(UTC-PD)发射极和肖特基势垒二极管检测器在300 GHz实现24 Gbps无线数据传输[10]; 在2018年美国微波技术展(IMS2018)上,NTT联合东京工业大学设计了基于InP材料的高速通讯芯片,在300 GHz的工作频率实现了全世界最快的传输速率100 Gbps. 2017年,德国Braunschweig太赫兹通信实

收稿日期: 2018-08-27
* 国家自然科学基金项目(61675138,61575131)

(C)1994-2019 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

验室使用基于单片微波集成电路(MMIC)的模拟前端在 300 GHz 载波频率下传输数据速率高达 64 Gb/s 的宽带复合调制信号,最大发射机符号速率为 32 Gbps[11]. 国内研究 300 GHz 通信的有中国工程物理研究院,2012 年完成了基于 16 进制正交幅度调制(16-ary quadrature amplitude modulation,16QAM)的0.34 THz 的 3 Gbps 实时解调通信实验,能够实现 50 m 距离上的无线传输;2016 年利用肖特基二极管设计了 340 GHz 的二进制开关键控(on-off keying,OOK)接收机,实现了高达 18 Gbps 的高速 OOK 无线通信[12-14].

基于 300 GHz 频段的太赫兹通信的优良特点,本文设计了两种 310 GHz 载频信号的无线通信系统,发射端分别采用了基于美国 Virginia Diodes Inc(VDI)公司生产的倍频放大模块 AMC 557 的高功率发射机和基于 VDI 谐波混频器的零中频(zero intermediate frequency,ZIF)发射机,接收端均采用谐波混频零中频接收机以提高系统灵敏度,根据仿真结果和链路预算得知,基于 AMC 557 高功率发射链和超外差接收的通信链路,可进行 OOK 调制 5 Gbps 的 10 m 传输距离,四进制振幅键控(4-ary amplitude shift keying,4ASK)调制速率可达 10 Gbps,该系统适用于室内短距离 Gbp 量级高速无线传输;基于超外差谐波混频收发的通信链路,非归零码(nonreturn to zero code,NRZ)调制速率高达 20 Gbps,但通信距离将大幅缩短为 0.2 m,在链路中增加太赫兹透镜提高增益可以使通信距离延伸至 2 m,而且该系统结构简单易于集成,更适合 10 Gbps 以上的近距离收发超高速无线通信.

1 310 GHz 无线通信系统

方案一设计了基于 AMC 557 倍频链的高功率发射机,如图 1 所示. 微波信号源产生一个频率为 19.375 GHz,功率为 10 dBm 的正弦信号,经过倍频器与预失真处理过的中频信号进行混频,再经过放大器、功放和 3 次倍频,产生中心频率为 310 GHz 的载波信号,带宽为 20 GHz,输出功率为 40 mW,信号通过喇叭天线发射. 对于简单的 OOK 信号,可以直接输入基带码流至混频器中频端. 对于复杂调制信号,需要对初始码流进行数字预失真处理,以补偿倍频链带来的强非线性. 预失真处理的信号经过高速数模转换(digital to analog converter,DAC),输入至零中频上混频器的中频端口. 为了简化结构,本文选择零中频混频避免载波调制及二次混频,有利于实现实时信号传输.

本方案发射机利用 VDI 公司倍频放大器 AMC 557 的参数仿真,VDI 发射前端采用的是基于肖特基变容二极管的多级倍频结构,可以很好地模拟前端的非线性. 因此,根据 AMC 557 的系统框图和输出性能构建了 AMC 557 中去除前端 3 倍频器的由 3 个肖特基变容二极管倍频器组成的 8 倍频链作为发射前端,如图 1 所示.

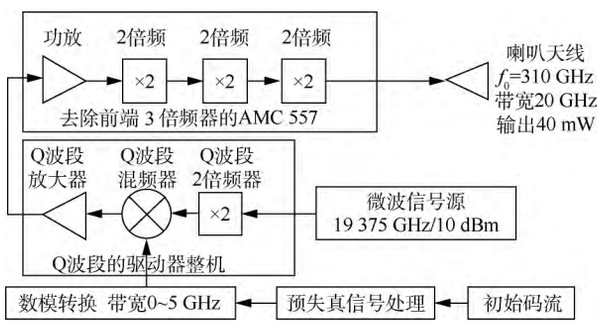


图 1 基于倍频链的高功率发射机原理框图

1.1 基于 AMC 557 高功率发射链和超外差接收的通信系统

基于 AMC 557 高功率发射链和超外差接收的 310 GHz 无线通信系统如图 2 所示. 发射端采用图 1 所示的基于 AMC 557 倍频链的高功率发射机,接收端采用超外差混频接收机,为了覆盖 300 ~ 320 GHz 频带,接收机的本振中心频率选择为 310 GHz,中频带宽选择 0 ~ 10 GHz. 考虑到接收中频低噪声放大器的噪声,接收端整体噪声温度估计为 6 000 K. 为了使得零中频接收机的本振与接收信号本振同相,使用模拟移相器来调整本振相位.

将图 2 中零中频上混频器端口直接输入 5 Gbps 基带码流信号,经过零中频上混频后信号带宽约 10 GHz(中心频率左右第一零点频率间隔),其数字码流的时域波形和频谱如图 3 所示. 图 4 给出了 OOK 信号零中频解调时域波形和频谱. 根据频谱图可以看出解调后的信号与输入信号时域波形和频谱大致吻合,本文认为当前系统具备 5 Gbps,OOK 调制的能力.

通过数字预失真技术,当前系统可以实现高阶调制. 为了探究通信速率对系统解调信号的影响,本文选取 2、5 和 10 Gbps 3 个不同速率初始数字码流对其进行 4ASK 信号调制解调,最后观察分析接

(C)1994-2019 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

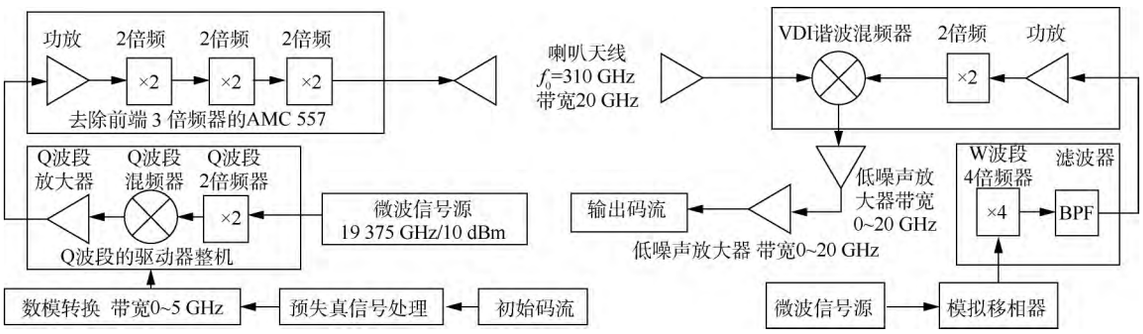


图 2　基于 AMC 557 高功率发射链和超外差接收的 310 GHz 无线通信系统

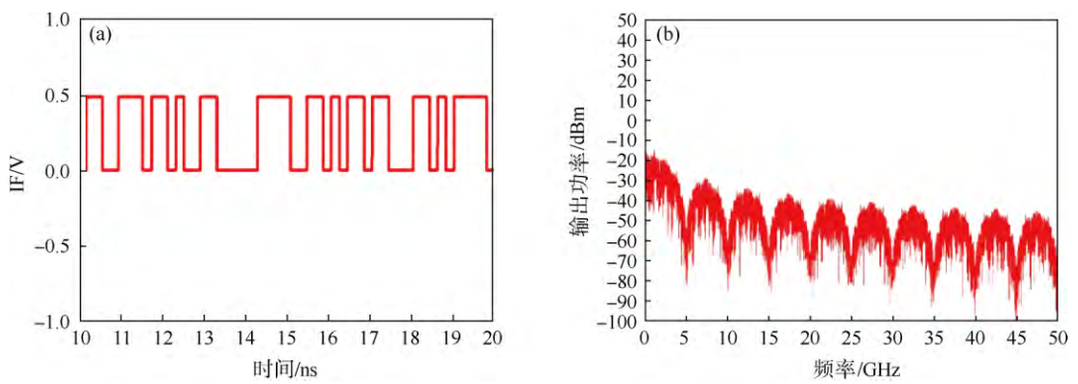


图 3　输入 5 Gbps 数字码流时域波形图(a) 和频谱图(b)

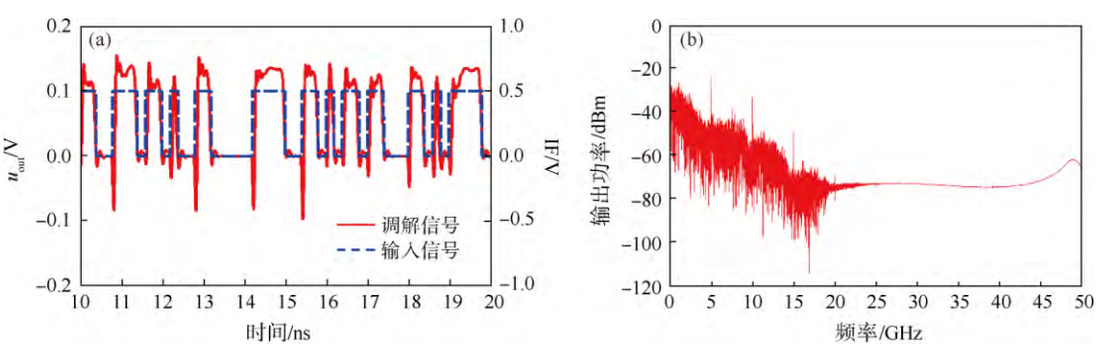


图 4　5 Gbps，OOK 零中频解调信号(实线) 与 IF 输入信号(虚线) 时域波形比较图(a) 和 5 Gbps，OOK 零中频解调信号频谱图(b)

收端解调得到信号的时域波形和频谱图如图 5 所示.

图 5(a ~ f) 分别表示在 2、5 和 10 Gbps 状态下的 4ASK 信号解调时域波形和基带频谱. 从图中可知，随着通信频率的升高，解调信号的失真程度逐渐增加，这主要是由于在不同符号间切换时，需要一定的稳定时间，在该时间内，信号的幅度和相位均偏离理想值，最终使得零中频接收的效果恶化. 可以采用直接检波的方式应对稳定时间内信号相位的非线性，但是会降低检测灵敏度，也可以在数字预失真上开展研究，这将是未来的研究点之一.

1.2　基于 VDI 谐波混频超外差收发的通信链路

方案二设计了基于 VDI 谐波混频超外差收发的 310 GHz 无线通信系统，如图 6 所示. 发射端采用了基于 VDI 谐波混频器的零中频发射机，通过谐波混频器的中频端口输入信号进行调制，从而避免镜像抑制的问题. 由于采用 OOK 调制会导致频谱效率太低，4ASK 调制又需要一定的信号处理，不易于实现实时传输，所以图 6 采用了一种基于 NRZ 和零中频混频器的调制方法，可以在 OOK 调制的基础上，提高频谱效率一倍以上，且易于实时实现.

不同于方案一的先混频再倍频的高功率倍频链设计，这里采用 VDI 公司的谐波混频器参数仿真，基于次谐波混频原理，次谐波混频器由倍频和混频封装构成[15]，根据三角函数积化和差公式，

(C)1994-2019 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

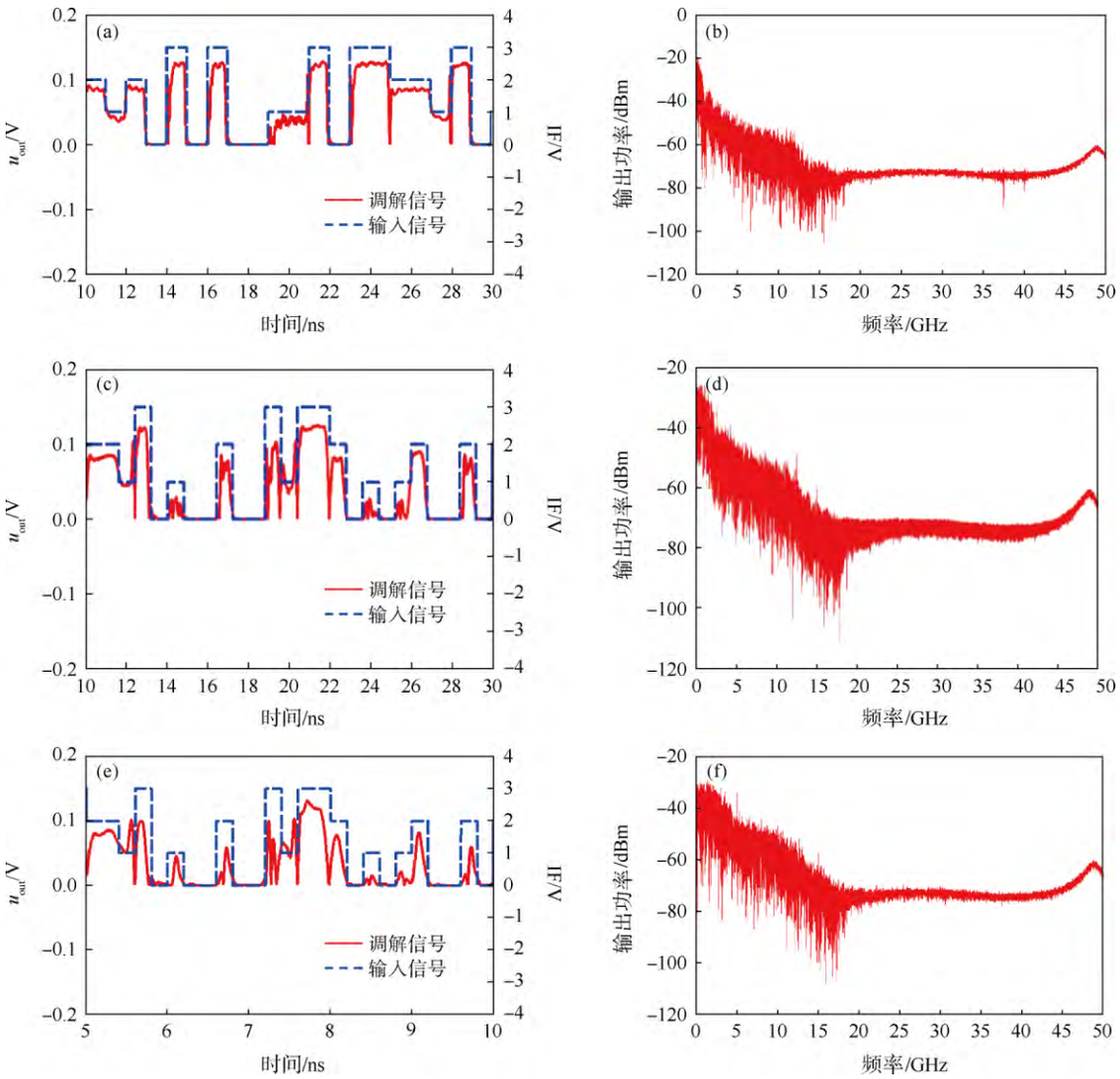


图5 不同速率的4ASK解调信号与IF输入信号时域波形比较图(a. 2 Gbps; c. 5 Gbps; e. 10 Gbps)和频谱图(b. 2 Gbps; d. 5 Gbps; f. 10 Gbps)

频率分别为 f_1 和 f_2 的余弦信号相乘,数学表达式为:

$$\cos(2\pi f_2 t)\cos(2\pi f_1 t)\cos(2\pi f_1 t) = \frac{1}{2}\cos(2\pi f_2 t) + \frac{1}{4}\left[\cos(2\pi(2f_1 - f_2)t) + \cos(2\pi(2f_1 + f_2)t)\right]. \quad (1)$$

在本振信号 19.375 GHz 达到 155 GHz 时与输入信号 IF2 进行次谐波混频,通过零中频上混频输出得到中心频率为 310 GHz 带宽为 20 GHz 的调制信号.

将图6中的系统 IF 输入 20 Gbps NRZ 码流信号进行调制解调实验,图7和图8给出了发射和零中频接收解调后的时域信号与原始输入信号之间的对比以及最终输出信号的频谱. 由图可知,当接收和发射相位匹配时,零中频解调工作正常. 从波形可以看出,当前系统具备 20 Gbps 信号发射的能力,发射功率约为 -15 dBm. 值得注意的是,在实际的系统中,由于链路损耗及接收系统噪声的因素,解调波形会恶化.

2 系统链路预算与分析比较

2.1 基于 AMC 557 高功率发射链和超外差接收的 5 Gbps/10 Gbps 通信链路

方案一采用图2所示的 310 GHz 无线通信系统,发射机输出功率为 40 mW,发射天线预计采用 26 dBi 的 VDI 波导喇叭天线,信号带宽为 10 GHz,采用 OOK 和 4ASK 调制方式调制速率分别为 5 和

(C)1994-2019 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

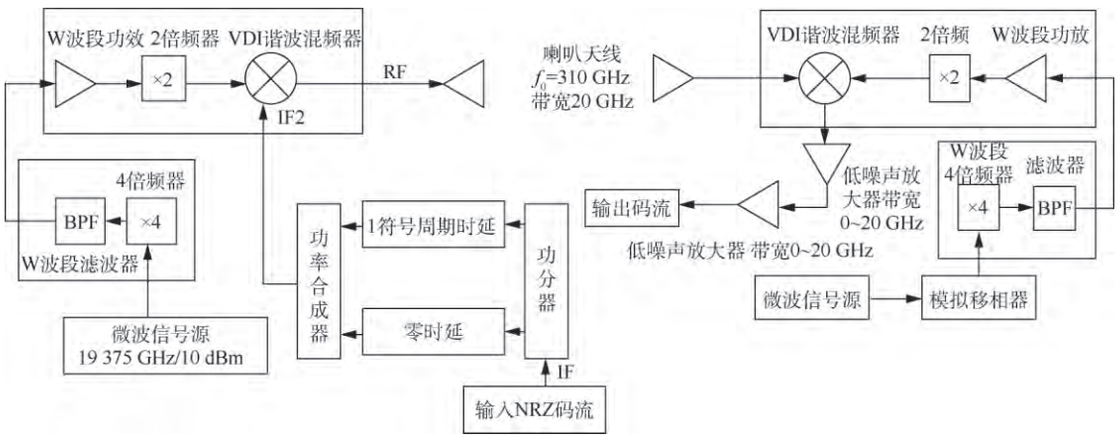


图 6　基于 VDI 谐波混频超外差收发的 310 GHz 无线通信系统

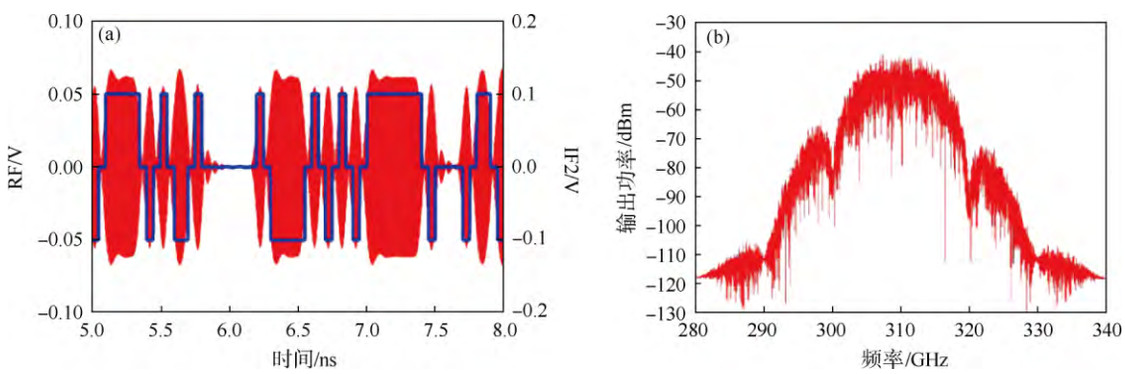


图 7　310 GHz，20 Gbps 发射时域信号(红)与 IF2 输入信号(蓝)波形比较图(a)和 310 GHz，20 Gbps 发射信号频谱图(b)

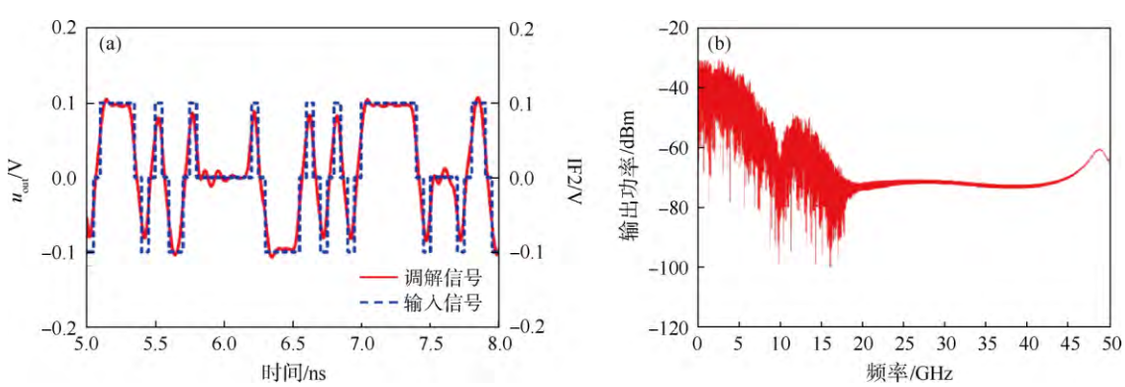


图 8　310 GHz，20 Gbps 零中频解调时域信号(实线)与 IF2 输入信号(虚线)波形比较图(a)和零中频解调信号频谱图(b)

10 Gbps; 接收天线预计采用 26 dBi 的 VDI 波导喇叭天线，中频带宽 0 ~ 20 GHz. VDI 检波器(WR2.8)和次谐波混频器(SHM)的噪声温度为 800 ~ 1 500 K，加上 LNA 引入的噪声，6 000 K 的接收系统噪声温度是比较正常的数值. 链路预算如下表 1 所示.

即使当系统瞬时工作带宽为 20 GHz 时，在 10 m 处的 SNR 依然有 25.7 dB，这是非常充裕的链路预算. 另外，通过加入太赫兹透镜可以进一步增加传输距离.

2.2　基于 VDI 谐波混频超外差收发的通信链路

方案二采用图 6 所示的 310 GHz 无线通信系统，发射机输出功率为 - 15 dBm，发射天线预计采用 26 dBi 的 VDI 波导喇叭天线，信号带宽为 20 GHz，NRZ 调制速率为20 Gbps; 接收天线预计采用 26 dBi 的 VDI 波导喇叭天线，中频带宽 0 ~ 20 GHz. 链路预算如下表 2 所示.

(C)1994-2019 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

表 1 基于 AMC 557 高功率发射链和超外差接收的通信链路预算

项目	数值	数值
工作中心频率	310 GHz	310 GHz
调制方式	OOK	4 ASK
调制速率	5 Gbps	10 Gbps
信号带宽	10 GHz	10 GHz
频谱效率	0.5 bps/Hz	1 bps/Hz
发射功率	40 mW	40 mW
接收机噪声温度	6 000 K	6 000 K
收发天线增益	26 dBi	26 dBi
传输距离	10 m	10 m
接收信噪比	25.7 dB	25.7 dB

表 2 基于 VDI 谐波混频超外差收发的 20 Gbps 通信链路预算

项目	数值	数值
工作中心频率	310 GHz	310 GHz
调制方式	NRZ	NRZ
调制速率	20 Gbps	20 Gbps
信号带宽	20 GHz	20 GHz
频谱效率	1 bps/Hz	1 bps/Hz
发射功率	-15 dBm	-15 dBm
接收机噪声温度	6 000 K	6 000 K
收发天线增益	26 dBi	26 dBi
透镜增益	无	20 dB
传输距离	0.2 m	2 m
接收信噪比	25.7 dB	25.7 dB

从上表可以看出,通信距离缩短为 0.2 m. 如果在链路中增加太赫兹透镜,将带来 20 dB 以上的链路增益,可以使得通信距离延伸至 2 m.

综上所述,两种设计方案都可实现 310 GHz 高速无线通信,方案一的系统发射功率更高,传输距离更长,易于实现 10 m 距离上的 Gbps 量级的无线信号传输; 方案二的系统发射机结构较为简单,便于集成,发射功率小传输距离有限,但通信速率在方案一上翻倍,能进行 20 Gbps 的超高速无线传输,适用于对速率要求高的短距离超高速无线通信领域.

3 结束语

针对 310 GHz 这个高带宽、低损耗、高速率的太赫兹通信窗口,本文设计了基于 AMC 557 高功率发射链和超外差接收以及基于 VDI 谐波混频超外差收发两种通信链路,通过链路预算和理论分析,比较了这两种 310 GHz 无线通信系统的传输能力. 当然目前设计的 310 GHz 无线通信系统性能的仿真分析尚存在误差,与实际太赫兹无线通信相比,存在传输环境、多径信道传输及器件损耗等待考虑因素,这将在以后做进一步研究. 未来的研究将会多关注于数字预失真处理、高阶调制方式和太赫兹通信信道的改进,以构建实时、可调、高速、完备的 310 GHz 无线通信系统.

参 考 文 献

[1] CHERRY S. Edholm's law of bandwidth [J]. IEEE Spectrum,2004,41(7):58-60.

[2] PETROV V, KOMAROV M, MOLTCHANOV D, et al. Interference and SINR in millimeter wave and terahertz communication systems with blocking and directional antennas [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017,16(3):1791-1808.

[3] FOSCHINI G J,GANS M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [J]. Wireless Personal Communications,1998,6(3):311-335.

[4] 刘海涛. 太赫兹无线通信系统研究与设计 [D]. 成都: 电子科技大学,2014.

[5] 涂翔宇. 太赫兹无线通信系统研究与基带设计 [D]. 成都: 电子科技大学,2017.

[6] 潘犀灵. 结合光纤网络的超快无线通讯技术展望 [J]. 光学与光电技术,2015,13(6):5-9.

[7] SIEGEL P H. Terahertz technology [J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech, 2002,50(3):910-928.

[8] 王成,林长星,邓贤进,等. 140 GHz 高速无线通信技术研究 [J]. 电子与信息学报,2011,33(9):2263-2267.

[9] MA T,NALLAPAN K,GUERBOUKHA H,et al. Analog signal processing in the terahertz communication links using waveguide Bragg gratings: example of dispersion compensation [J]. Optics Express, 2017,25(10):11009-11026.

[10] SONG H J, AJITO K, MURAMOTO Y, et al. 24 Gbit/s data transmission in 300 GHz band for future terahertz communications [J]. Electronics Letters,2012,48(15):953-954.

(C)1994-2019 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

[11] DAN I,REY S,MERKLE T,et al. 2017 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS 2017) [C]. Phoenix Arizona USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE),2017.

[12] 王成,陆彬,缪丽,等. 0.34 THz 无线通信收发前端 [J]. 强激光与粒子束,2013,25(6):1530 - 1534.

[13] WANG C,LU B,LIN C X,et al. 0.34 THz wireless link based on high order modulation for future wireless local area network applications [J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology,2014,4(1):75 - 85.

[14] 田遥岭,蒋均,黄昆,等. 0.34 THz 肖特基二极管高速 OOK 信号直接检波器 [J]. 红外与激光工程,2017,46(8):197 - 203.

[15] 岳俊山,陈辉,蒋红梅. 300 GHz 太赫兹波室内无线通信系统的 Simulink 仿真 [J]. 桂林电子科技大学学报,2014,34(1):5 - 10.

Design and Comparison of Two 310 GHz Wireless Communication Systems

XIONG Zikang[1,2] WU Xiaolei[1,2] HE Jingsuo[1,2,3] ZHANG Min[4] SU Bo[1,2,3]
ZHANG Bo[4] HAN Dahai[4] ZHANG Cunlin[1,2,3]

(1. Department of Physics,Capital Normal University,Beijing 100048; 2. Key Laboratory of Terahertz Optoelectronics, Ministry of Education,Capital Normal University,Beijing 100048; 3. Beijing Imaging Technology Center, Capital Normal University,Beijing 100048; 4. Key Laboratory of Optical Communication and Lightwave Technology, Ministry of Education,Beijing University of Posts and Telecommunications,Beijing 100876)

Abstract: Terahertz wave has the characteristics of wide bandwidth, narrow beam, good directionality and large transmission capacity, which has become the focus of high-speed wireless communication research in the future. In this paper,two kinds of 310 GHz wireless communication systems are designed: one is the communication link based on AMC 557 high-power frequency chain transmitter and super-heterodyne receiver, and the other is the communication link based on VDI harmonic mixing super-heterodyne transceiver. The simulation results of the system transmission performance show that the distortion of demodulation signals increases with the increase of communication frequency. By comparing the two link budget schemes, it is found that the AMC 557 high-power transmission chain has an advantage in transmission distance. When the transmission power is 40 mW, wireless data transmission at a distance of 10 m and a rate of 10 Gbps can be realized, which is suitable for indoor short-distance high-power high-speed wireless transmission on Gbps scale. The communication link based on harmonic mixing super-heterodyne transceiver has a significant advantage in the communication rate, the communication rate can reach 20 Gbps, but the transmission distance is greatly reduced to 0.2 m due to the transmission power is limited by -15 dBm. Adding terahertz lenses to the link improves the gain by extending the communication distance to 2 m. Moreover, the internal structure of the transmitter is simple and easy to integrate, which is conducive to the construction of actual systems and is more suitable for ultra-high-speed short-distance wireless communications above the 10 Gbps level.

Keywords: terahertz wave; wireless communication; harmonic mixing; high-speed transmission; system simulation

(C)1994-2019 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net