

文章编号: 2095-4980(2017)01-0001-07

基于混频偏置合成的高速太赫兹无线通信系统

林长星^{a,b}, 陆彬^{a,b}, 吴秋宇^{a,b}, 邓贤进^{a,b}

(中国工程物理研究院 a.电子工程研究所, 四川 绵阳 621999; b.微系统与太赫兹研究中心, 四川 成都 610200)

摘要: 提出一种基于载波抑制混频与载波偏置功率合成的高速太赫兹无线通信方案。发射端利用载波抑制混频器和载波偏置功率合成在140 GHz载波上实现了开关键控(OOK)调制; 接收端利用包络检波接收器进行检波接收。分别开展了不同混频本振功率及偏置功率下的检波响应实验、不同基带信号功率及偏置功率下的检波响应实验, 以及不同输入功率下的检波响应实验。实验结果对OOK调制器设计, 以及OOK类通信系统的优化均具有较好的指导意义。最后, 利用优化的系统参数在70 cm距离上实现了140 GHz, 16 Gbps的无线通信, 系统误码率(BER)优于 10^{-5} 。

关键词: 太赫兹; 无线通信; 开关键控调制; 混频器; 检波器

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201701.0001

A high speed terahertz wireless communication system based on mixer and bias power combination

LIN Changxing^{a,b}, LU Bin^{a,b}, WU Qiuyu^{a,b}, DENG Xianjin^{a,b}

(a.Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China;
b.Microsystem and Terahertz Research Center, China Academy of Engineering Physics, Chengdu Sichuan 610200, China)

Abstract: A high speed terahertz wireless communication system based on the combination of carrier suppressive mixer and bias power of the carrier is proposed. In the transmitter, the On-Off Keying(OOK) modulation at 140 GHz is utilized by the combination of carrier suppressive sub-harmonic mixer and bias power of the carrier. An envelope detector is used to detect the signal in the receiver. The detector response experiments under three conditions, which are different local oscillator power and bias power, different base band signal power and bias power, different input signal power, are all carried out. Experiment results will have a guiding significance on the design of OOK modulator, and the optimization of the OOK based communication system. Finally, with the optimized system parameters, the 140 GHz wireless link succeeds in data transmission of 16 Gbps data over 70 cm with Bit Error Rate(BER) less than 10^{-5} .

Keywords: terahertz; wireless communication; On-Off Keying modulation; mixer; envelope detector

随着信息技术的飞速发展, 人们对无线信息传输速率的要求越来越高, 随时随地高速无线互联已经成为一种迫切的生活需求, 更高的无线通信速率也将进一步变革人们日常生活的方方面面。正在如火如荼开展的5G技术研究将峰值通信速率规定为大于10 Gbps^[1], 其中的一项关键技术即是毫米波通信技术^[2]。随着100 Gbps光纤通信技术的商业化, 未来的无线通信也必将向100 Gbps速率迈进。更高的速率意味着更宽的带宽和更高的载波频率, 随着10~100 Gbps无线通信技术的研究深入, 100 GHz以上的太赫兹频段通信技术正得到越来越广泛的关注。

目前, 太赫兹频段的高速无线通信技术按调制方式大致分为2类: 开关键控(OOK)类模拟低阶调制和16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)类数字高阶调制。典型的OOK类太赫兹通信系统有: 日本电报电话公司(Nippon Telegraph & Telephone, NTT)利用全电子学方法实现的120 GHz, 10 Gbps无线通信系统^[3-5], 其最大通信距离达到5.8 km, 日本广播协会科技实验室利用该套系统实现了无压缩8K视频的实时传输^[6]; 随后NTT利用极化复用方式实现了125 GHz, 20.6 Gbps的无线通信^[7]; 日本东京大学利用65 nm CMOS工艺实现了120 GHz/140 GHz双频OOK收发芯片, 其速率分别为3 Gbps和3.6 Gbps^[8]; 德国弗劳恩霍夫应用固体物理研究所(Fraunhofer Institute for Applied Solid State Physics, IAF)利用全固态电子学InP mMEMT MMIC实现了220 GHz, 25 Gbps的OOK通信^[9];

收稿日期: 2016-09-30; 修回日期: 2016-11-10

法国电子微电子与纳米技术研究所(Institute for Electronics Micro-electronics and Nanotechnologies, IEMN)小组利用光电结合方式实现了 0.4 THz, 40 Gbps, 2 m 无线通信^[10]; 日本大阪大学利用光电结合极化复用方式实现了 0.3 THz, 48 Gbps 无线通信^[11]。典型的数字高阶调制类太赫兹通信系统有: 德国 IAF 基于在 240 GHz 载频上实现的 20 m, 100 Gbps 无线链路^[12]及 850 m, 64 Gbps 无线链路^[13-14]; 中国工程物理研究院电子工程研究所利用极化复用方式实现的 140 GHz, 80 Gbps 无线通信^[15]。基于数字高阶类调制方式的太赫兹通信系统由于其高的频谱利用率和灵活的数字信号处理算法, 可以在相同带宽下实现更高的速率和更远的通信距离, 但是由于器件速率及功耗的限制, 目前的通信系统主要采用离线解调方式实现, 而实时传输处理的通信系统一般速率都还在 10 Gbps 以下。基于 OOK 类的通信系统其实现一般可以分为光电结合方式和全电子学方式, 前者目前可以实现的速率更高, 但是其体积功耗都更大, 不利于集成化; 后者目前可实现的通信速率已经超过了 10 Gbps, 且利于做成集成太赫兹单片集成电路(Terahertz Monolithic Integrated Circuit, TMIC)芯片形式用于手机等消费类电子市场, 故而这种技术路线仍然具有很大的发展前景。目前太赫兹频段的 OOK 调制器只有国外几个研究机构如日本 NTT、德国 IAF 等有研究, 但没有商业化的芯片出售, 国内目前还没有看到太赫兹频段高速 OOK 调制器的相关报道。在没有太赫兹频段 OOK 调制器的情况下, 本文提出了一种基于载波抑制混频与载波偏置功率合成的高速太赫兹无线通信方案, 并通过实验详细分析了不同参数下的系统性能, 最终完成了 16 Gbps 无线通信。

1 基于混频加偏置功率合成的通信系统

一般的 OOK 通信系统在发射端采用 OOK 调制器对信号进行调制, 在接收端采用包络检波接收即可。这种调制方式可以认为是常规双边带调幅, 其时域表达式为:

$$s(t) = [A_0 + f(t)]\cos(\omega_c t) \quad (1)$$

式中: ω_c 为载波频率; A_0 为外加的直流分量; $f(t)$ 为调制信号, 其平均值为 0。为了保证包络检波时不发生失真, 必须满足 $A_0 + f(t) \geq 0$, 否则将会出现过调幅现象而带来失真。

OOK 调制信号的平均功率为:

$$P_s = \overline{s^2(t)} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{f^2(t)}}{2} \quad (2)$$

式中: 右边第 1 项定义为 P_c , 是载波功率; 第 2 项定义为 P_f , 是实际的边带调制信号功率。可见, 常规双边带调幅信号的平均功率包括载波功率和边带信号功率 2 部分。在刚发生过调制的临界状态下, 若 $f(t)$ 为单频正弦信号, 则 P_c 比 P_f 大 3 dB; 若 $f(t)$ 为方波信号, 则 P_c 等于 P_f 。

这种 OOK 调制器必须是含载波信号的, 但是由于目前缺少这种 OOK 调制器, 这里拟采用 140 GHz 谐波混频器实现。由于该谐波混频器是载波抑制的, 用其调制后的信号无法直接利用包络检波器进行包络检波而恢复原始基带信号, 为此需要在混频后调制信号上附加“直流调制”的载波信号。故这里需要对常规双边带调幅信号的时域表达式进行展开表示为:

$$s(t) = A_0 \cos(\omega_c t) + f(t) \cos(\omega_c t) \quad (3)$$

式中: 右边第 1 项载波可以用 140 GHz 本振链实现; 第 2 项信号调制可以用 140 GHz 谐波混频器实现。由此可以得到基于 OOK 调制的太赫兹通信系统组成框图如图 1 所示。

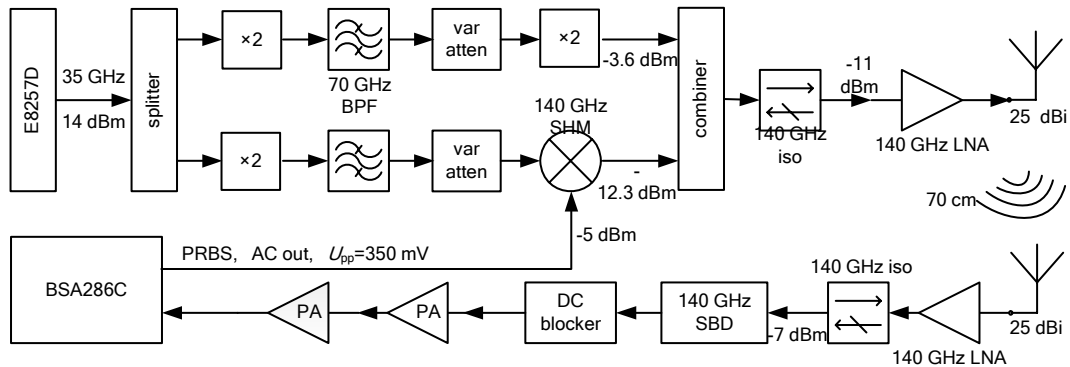


Fig.1 Schematic of the proposed 0.14 THz wireless communication system

图 1 提出的 0.14 THz 无线通信系统框图

发送端首先将由信号源产生的 35 GHz 本振信号功分为 2 路, 分别驱动 2 套倍频链, 其中一路本振经 V 波段二倍频器倍频为 70 GHz 信号后经过带通滤波, 然后作为 140 GHz 谐波混频器的本振信号; 另一路经过 V 波段二倍频器、70 GHz 带通滤波器和 140 GHz 二倍频器倍频为 140 GHz 信号。为了调节载波功率和信号功率, 并提高本振信号质量, 这里在 V 波段二倍频之后增加了带通滤波器和可调衰减器。基带高速伪随机比特序列(Pseudo Random Bit Sequence, PRBS)比特流由误码率测试仪 BSA286C 生成, 该比特流由交流耦合输出, 并调节其输出功率到 140 GHz 谐波混频器需要的输入信号功率, 即 -5 dBm。将该 PRBS 信号经 140 GHz 谐波混频器进行调制后再与 140 GHz 二倍频器得到的信号进行合路, 从而得到完整的 OOK 调制信号。该信号经 140 GHz 隔离器和 140 GHz 低噪声放大器放大后送入 25 dBi 天线发射出去。

接收端将接收到的信号先利用低噪声放大器进行放大, 再经过隔离器, 然后送入 140 GHz 检波器进行包络检波, 检波后信号经隔直后再利用中频放大器放大到误码率测试仪需要的功率水平, 最后利用误码率测试仪对接收到的基带信号进行采样判决, 并与发送的基带 PRBS 码流进行比较, 从而统计整个通信链路的误码率, 同时还可以利用误码率测试仪进行接收信号的眼图显示。

对于检波器而言, 其输入信号功率 P_{in} 与输出信噪比 R_{SN} 的关系可表示为:

$$P_{in} = NEP + 10\log(\sqrt{BW}) + R_{SN} \quad (4)$$

式中: NEP 为检波器噪声功率参数; BW 为信号带宽。对于双边带调制 OOK 信号, 其信噪比与比特信噪比 E_b/N_0 的关系为:

$$R_{SN} = \frac{E_b}{N_0} - 3 \quad (5)$$

则:

$$P_{in} = NEP + 10\log(\sqrt{BW}) + \frac{E_b}{N_0} - 3 \quad (6)$$

本系统接收端采用 VDI 公司的宽带检波器^[16], 其在输入功率为 -30~-20 dBm 区间的 NEP 为 10 pW/Hz^{1/2}, 对于 15 Gbps 速率的通信信号而言, 其双边带带宽为 30 Gbps, 则:

$$\frac{E_b}{N_0} = P_{in} - NEP - 10\log(\sqrt{BW}) + 3 = P_{in} + 80 - 10\log(\sqrt{30 \times 10^9}) + 3 = P_{in} + 30.6 \quad (7)$$

对于 OOK 调制而言, 在误码率为 10^{-12} 时, 其需要的理论 E_b/N_0 为 17 dB, 则 P_{in} 必须大于 -13.6 dBm。

2 不同条件下的检波响应实验

从前面的分析已知, 对于设计的常规双边带调幅 OOK 体制, 其平均功率包括载波功率和边带信号功率 2 部分, 为了保证不产生过调幅现象而带来失真, 载波功率需要比信号功率至少高 0~3 dBm。但是, 由于本系统采用的是混频加合成的方式实现 OOK 调制, 其 2 条合成路径的信号损耗、延迟及合成效率均是不同的, 因此, 具体 2 条路径的功率关系应该是怎么样才比较好需要进行实验测试。这其中的变量涉及了 PRBS 信号功率、混频损耗(本振功率)、偏置功率、检波器输入功率。故基于混频加合成方式的 OOK 检波响应特性研究实验主要包括了 3 方面的内容: 不同混频本振功率及偏置功率下的检波响应实验、不同基带信号功率及偏置功率下的检波响应实验, 以及不同输入功率下的检波响应实验。

2.1 不同混频本振功率及偏置功率下的检波响应

开展本实验研究的目的是探索在固定信号功率的情况下, 对于不同的混频损耗, 相应的最优偏置功率, 及相应的检波特性。具体的实验框图如图 2 所示。由于本实验只是台面测试检波性能, 因此取消了无线通信系统中的低噪放、隔离器和天线, 其他部分与图 1 设计的太赫兹通信系统相同。其中误码率测试仪生成 15 Gbps 的 PRBS-31 信号功率固定为 -5 dBm, 通过调节 70 GHz 带通滤波器后的 2 个可调衰减器来实现不同的本振功率(不同混频损耗)和偏置功率。检波后的信号再送入误码率测试仪中进行眼图和误码率测试以评估整套系统的性能。

分别测试了混频损耗为 9.6 dBm 和 7.3 dBm 时, 不同偏置功率下的检波响应特性, 测得的误码率曲线和 Q 因子曲线分别如图 3(a)和图 3(b)所示。需要注意的是, 由于测试时间的限制, 当测试链路的误码率低于 1×10^{-12} 时, 将误码率固定为 1×10^{-12} , 此时可以根据其 Q 因子来进一步估计其性能, Q 因子越大表示其性能越好。后继的所有实验结果均采用了这个假设。

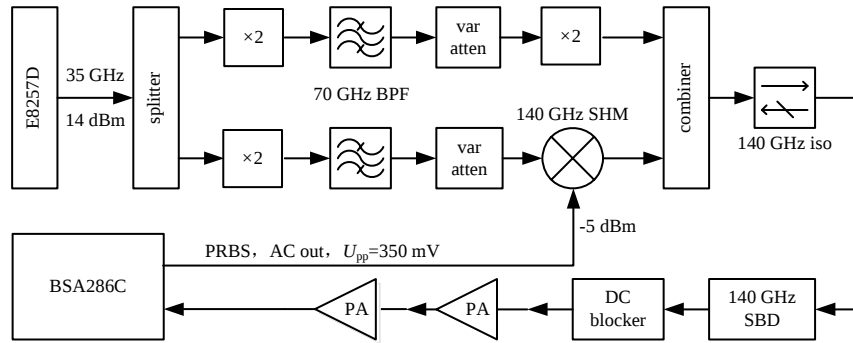


Fig.2 Experiment setup of the detection response under different LOs and bias powers

图 2 不同本振及偏置功率下的检波响应实验框图

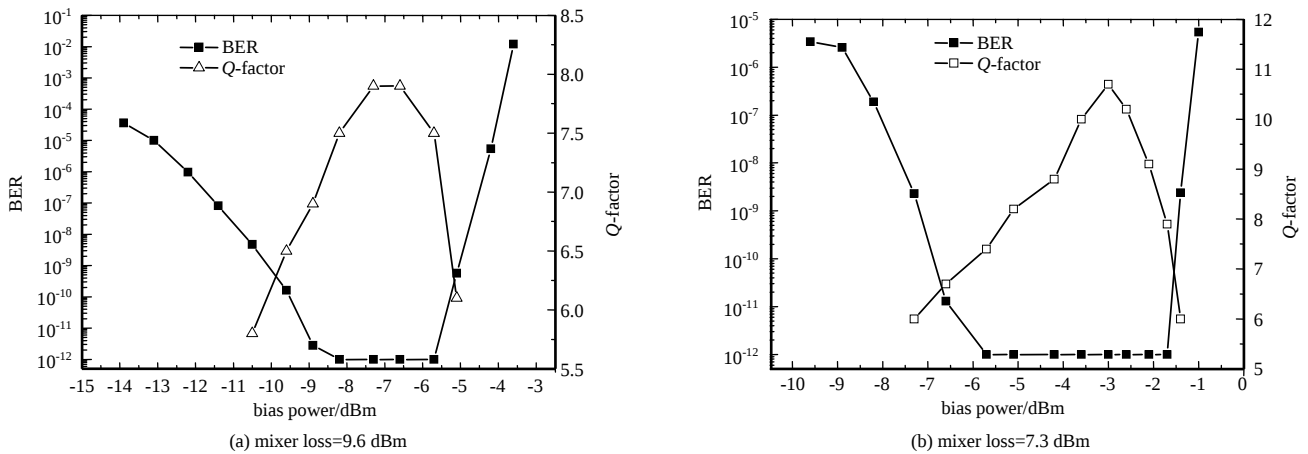


Fig.3 BER performance under different LOs and bias powers

图 3 不同本振及偏置功率下的误码率曲线

对比图 3(a)和图 3(b)可以看出,系统性能与偏置功率呈 U 型关系,对于一定的混频损耗,存在一个最佳的偏置功率区间,其范围大概有 3~4 dBm。偏置功率比混频后的信号功率高 6~10 dBm 最佳。随着混频后信号功率的提高,相应的最佳偏置功率也要相应提高。前面整体系统中分析得到偏置功率比信号功率高 3 dBm 以上为佳,这里实验结果需要偏置功率更大,其原因有 2 个:一是由于 140 GHz 合路器引起的 2 路信号损耗、延迟及合成效率不同,二是当偏置功率较低时,整个检波器的输入功率也低,导致检波后信号的信噪比达不到要求。系统误码率与偏置功率呈 U 型关系的原因在于:随着偏置功率的增加,检波器的输入功率也增加,从而提高了检波后的信噪比,降低了系统误码率;而随着偏置功率的继续增加,合路后的 OOK 信号的通断比相当于下降了,从而使得检波后信号的信噪比降低,当输入功率提高引起的信噪比提高小于通断比降低引起的信噪比下降时,检波后信号的信噪比开始下降,系统误码率则开始升高。

2.2 不同基带信号功率及偏置功率下的检波响应

开展本实验研究的目的是探索在固定本振功率的情况下,对于不同的信号功率,相应的最优偏置功率,及相应的检波特性。具体的实验框图同样如图 2 所示,只是在这里改成了固定 140 GHz 本振的功率,通过可调衰减器改变偏置功率和通过误码率测试仪改变信号功率,最后同样将检波后的信号利用误码率测试仪进行性能评估。

误码率测试仪生成的 PRBS-31 信号的速率同样为 15 Gbps,分别测试了 PRBS 信号功率分别为 -5 dBm, -3.5 dBm 和 -2.5 dBm 时,不同偏置功率下的检波响应特性,测得的误码率比较曲线如图 4 所示。

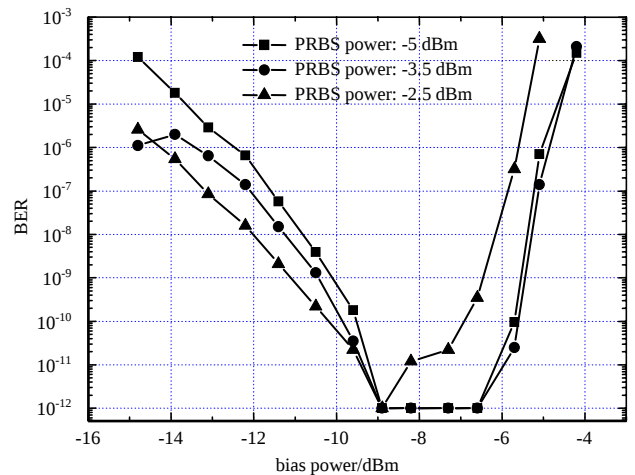


Fig.4 BER performance under different PRBS powers

图 4 不同 PRBS 功率下的误码率曲线

可以看出,系统性能与偏置功率同样呈 U 型关系,其原因同前面一个实验。从理论上说,提高 PRBS 信号功率可以提高整体信号功率以提高信噪比,从而提高系统性能。但实验结果表明:提高 PRBS 信号功率一定程度上可以提高系统性能,但是 PRBS 功率太高时反而会降低系统性能。其原因在于:混频器的原理是大的本振信号驱动小的中频信号,当中频信号功率太大时会产生增益压缩现象,其输出功率不会相应增加,甚至还可能减小,同时,其混频信号失真将更大。本混频器的 1 dB 压缩点约 -6 dBm,因此这 3 个测试数据已位于其增益压缩区,故而随着 PRBS 功率的增加,其性能有一定的提升,但是随后就开始降低。当偏置功率较低时,这种增益压缩导致的信号失真对系统信噪比的降低比功率增加带来的信噪比提高要小,故而此时的系统性能得到了一定提高;但当偏置功率较大时,其信号失真进一步加剧了信号通断比的降低,从而极大地降低了系统性能。

2.3 不同输入功率下的检波响应

开展本实验研究的目的是探索在偏置功率、信号功率、本振功率均固定的情况下,检波器的检波响应随输入信号功率的变换特性。具体的实验框图与图 1 类似,由于需要调节合路后 OOK 信号的功率,因此将链路中的 2 个 25 dBi 天线换成 140 GHz 可调衰减器。其中误码率测试仪生成 15 Gbps 的 PRBS-31 信号功率固定为 -5 dBm,通过调节 140 GHz 可调衰减器来实现不同的检波输入功率。检波后的信号同样经误码率测试仪进行性能评估。对于不同输入功率下的检波响应特性,测量得到的误码率曲线和 Q 因子曲线如图 5 所示。

可以看出,随着输入功率的增加,系统误码率逐渐降低,系统性能逐渐提高,与前面理论分析得出的随着输入功率增加,检波后信号信噪比逐渐增加的趋势一样。实验中系统误码率低于 10^{-12} 时,输入功率为 -13 dBm,与理论分析得到的 -13.6 dBm 也较为吻合。当输入功率太高时,系统误码率又开始增加,其原因在于当输入信号功率太大时,检波器的 NEP 也开始迅速增大,从而又开始降低检波后的信噪比,引起系统误码率的增加。

3 无线通信实验

基于图 1 所示的系统框图构建了整套无线通信系统,系统中各组件的最优参数从上一节的各项实验中获取,即 PRBS 信号功率为 -5 dBm,混频后信号功率为 -12.3 dBm,偏置功率为 -3.6 dBm。经合路器和一个隔离器后测量到的信号功率为 -11 dBm,已经接近了低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)的最大允许输入功率。该信号经 70 cm 的无线传输后,自由空间损耗为 72 dB,考虑 LNA 约 14 dB 的增益、天线各约 25 dBi 的增益、隔离器 2 dB 的损耗后,接收端进入检波器的输入功率约为 -7 dBm,大于 -13.6 dBm 的输入功率要求,按此功率估计,本系统可以最远实现 1.4 m 的无线数据传输。

实验现场如图 6 所示。实验时用误码率测试仪产生 13~17 Gbps 的 5 种码率的 PRBS-31 码流,测试得到不同码率下的眼图 Q 因子和误码率变化曲线如图 7 所示。同时,16 Gbps 速率下的接收信号眼图也标在了图 7 当中。

可以看出,随着码率的提高,接收信号的眼图不断恶化,其 Q 因子不断降低(当误码率较高时仪器无法测出 Q 因子,故图中 Q 因子只有 2 个点)。在误码率方面,在 15 Gbps

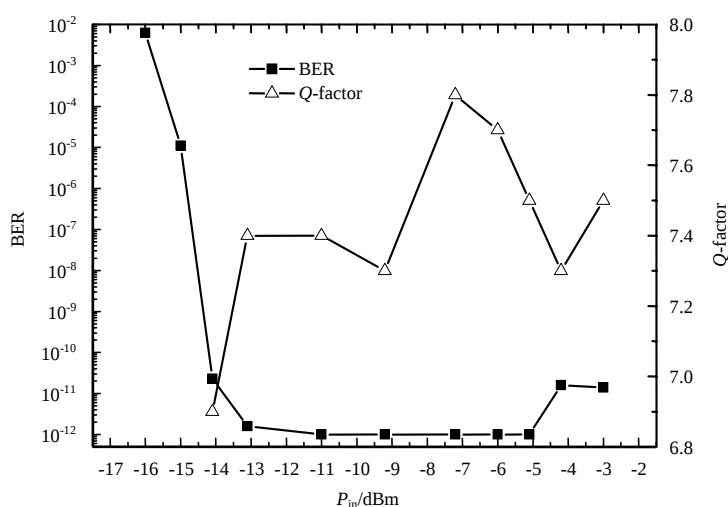


Fig.5 BER performance under different signal powers
图 5 不同输入信号功率下的误码率曲线

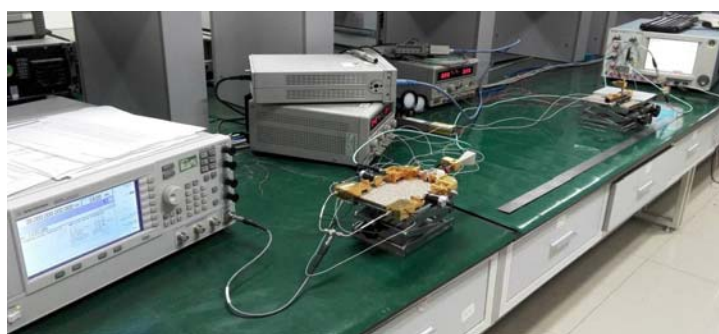


Fig.6 0.14 THz wireless communication experimental setup
图 6 0.14 THz 无线通信实验现场图

时,误码率为 10^{-8} 量级,当速率达到 16 Gbps 时,系统误码率为 10^{-6} 量级,通过采用编译码算法完全可以保证在 16 Gbps 速率下实现无误码传输。由于系统中接收端使用的中频放大器只有 14 GHz 带宽,其在一定程度上提高了高码率下的系统误码率,采用更宽带的器件有望进一步提高通信速率。

4 结论

本文在没有 OOK 调制器的情况下,提出一种利用混频器与偏置功率合成的方式实现太赫兹段 OOK 通信的方案,并实验探索了不同组件参数下的系统整体性能,成功实现了 140 GHz 载频、16 Gbps 速率、70 cm 距离的无线通信。实验结果对于 OOK 调制器的设计以及 OOK 类通信系统的性能优化均有一定的指导意义。未来集成化后的系统有望广泛应用于短距离超高速无线数据通信系统中。

参考文献:

- [1] Future Mobile Communication Forum, 5G White Paper[Z]. FuTURE FORUM 5G SIG, 2015.
- [2] BOCCARDI F, HEATH R W, LOZANO A, et al. Five disruptive technology directions for 5G[J]. Communications Magazine IEEE, 2014, 52(2): 74–80.
- [3] HIRATA A, YAMAGUCHI R, KOSUGI T, et al. 10 Gbit/s wireless link using InP HEMT MMICs for generating 120 GHz band millimeter-wave signal[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(5): 1102–1109.
- [4] HIRATA A, KOSUGI T, TAKAHASHI H, et al. 5.8 km 10 Gbps data transmission over a 120 GHz band wireless link[C]// 2010 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems. [S.l.]: IEEE, 2010: 1–4.
- [5] HIRATA A, KOSUGI T, TAKAHASHI H, et al. 120 GHz band wireless link technologies for outdoor 10 Gbit/s data transmission[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(3): 881–895.
- [6] HIRATA A, YAITA M. Ultrafast terahertz wireless communications technologies[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2015, 5(6): 1128–1132.
- [7] TAKEUCHI J, HIRATA A, TAKAHASHI H, et al. 10 Gbit/s bi-directional and 20 Gbit/s uni-directional data transmission over a 120 GHz band wireless link using a finline ortho-mode transducer[C]// 2010 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC). [S.l.]: IEEE, 2010: 195–198.
- [8] FUJIMOTO R, MOTOYOSHI R M, TAKANO K, et al. A 120 GHz/140 GHz dual-channel ASK receiver using standard 65 nm CMOS technology[C]// Proc. 41st European Microwave Conf.. [S.l.]: IEEE, 2011: 1189–1192.
- [9] KALLFASS I, ANTES J, SCHNEIDER T, et al. All active MMIC-based wireless communication at 220 GHz[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2011, 1(2): 477–487.
- [10] DUCOURNAU G, SZRIFTGISER P, BECK A, et al. Ultrawide-bandwidth single-channel 0.4 THz wireless link combining broadband quasi-optic photomixer and coherent detection[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2014, 4(3): 328–337.
- [11] NAGATSUMA T, HORIGUCHI S, MINAMIKATA Y, et al. Terahertz wireless communications based on photonics technologies[J]. Optics Express, 2013, 21(20): 23736–23747.
- [12] KOENIG S, LOPER-DIAZ D, ANTES J, et al. Wireless sub-THz communication system with high data rate[J]. Nature Photonics, 2013: 1–5.
- [13] ANTES J, BOES F, MESSINGER T, et al. Multi-gigabit millimeter-wave wireless communication in realistic transmission environments[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2015, 5(6): 1078–1087.

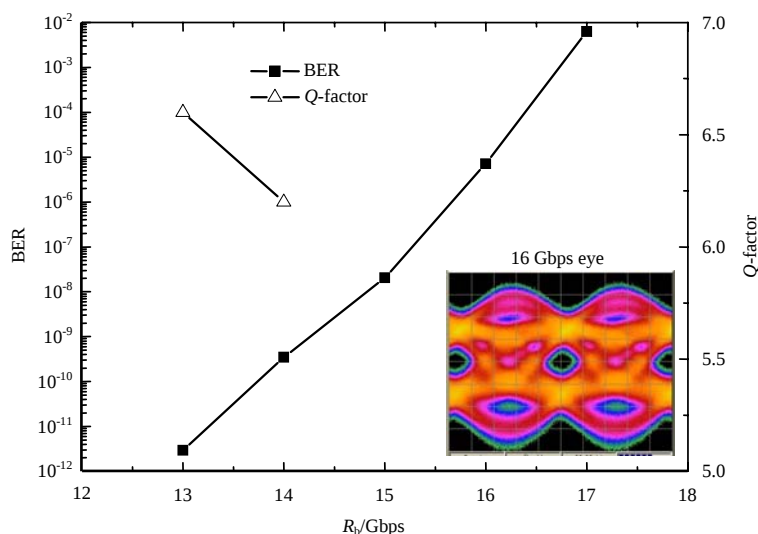


Fig.7 BER and Q-factor performance under different data rates

图 7 不同速率下的 Q 因子与误码率曲线

(下转第 25 页)