

W 波段低成本数字通信系统

张永鸿,樊 勇,吴正德,唐小宏,唐贤远,等

(电子科技大学应用物理研究所,四川成都 610054)

摘 要: 在毫米波频段,由于振荡器的频率漂移很大,常常采用锁相源,使系统成本大大增加.本文采用频率跟踪方案,实现了 W 波段数字通信系统,并详细描述了系统的关键技术.对 8448kbit/s 的数字通信实验表明,该系统的门限电平比采用锁相源的系统仅差 3dB.该系统方案简单,成本大大降低.实验还表明,该方案中锁相环的采用没有对解调波形产生明显影响.

关键词: 毫米波; 锁相; 数字通信; 频率跟踪

中图分类号: 752.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 03-0410-03

A Low Cost W-Band Digital Communication system

ZHANG Yong-hong, FAN Yong, WU Zheng-de, TANG Xiao-hong, TANG Xian-yuan etc

(Inst. of Applied Physics, UESTC of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: In millimeter-wave, the frequency drift of oscillators is very large, and phase-locked oscillators are often used, which make the cost of communication system very high. In this paper, a low cost W-band frequency tracing transceiver system is presented, which is used for digital communication. The data of tests indicate that, for 8448kbit/s, the threshold level is only 3dB higher than that of the millimeter-wave systems, in which phase-locked oscillators are used. At the same time, the scheme of this system is simple and the cost is low. The tests also show that the phase-locked loop has no obvious influence on the digital signal.

Key words: millimeter wave; phase-locked; digital communication; frequency tracing

1 引言

在毫米波频段,振荡器的绝对频率漂移较大,往往超出系统接收机的带宽.锁相方式和高 Q 腔稳频是提高 W 波段振荡器频率稳定度的常用方法.高 Q 腔振荡器的频率随温度变化不大,可达 0.3MHz/°C,在 -40 ~ +55 的温度范围内频稳度能达 10⁻⁴量级.但是,高 Q 腔振荡器有潜在跳模问题,一旦出现跳模,整个系统将会瘫痪.要保证不跳模和批量生产时频率的一致性,调试工作量非常大,使系统的可生产性降低.更严重的是,没有一种行之有效的办法能判断高 Q 腔振荡器是否会跳模,什么时候跳模.耿氏谐波压控振荡器完全能够克服跳模问题,其频率控制可通过改变耿氏管和变容管电压来实现,可靠性高,可生产性好;采用锁相技术后,可以把 VCO 的工作频率锁定到频稳度很高的晶振上.在毫米波频段,锁相常采用双环锁相方案^[1];对收发系统而言,即使采用收发共用一个微波锁相源,也需要三个锁相环路.目前,毫米波元部件成本都较高,锁相源的采用进一步提高了成本.

本文采用频率跟踪方案,研制的 W 波段数字通信系统,只采用了一个锁相环路,从而使系统成本大大降低.

2 系统方案

频率跟踪收发系统的框图见图 1.为便于比较,采用毫米波锁相源的收发系统框图示于图 2.可以看出,在图 1 中,少用了一个微波锁相环(包括一个分频器、一个鉴相器、一个环路放大器和一个环路滤波器)、两个微波压控振荡器(VCO)、一个微波放大器、一个毫米波锁相环.同时也省略了两个谐波

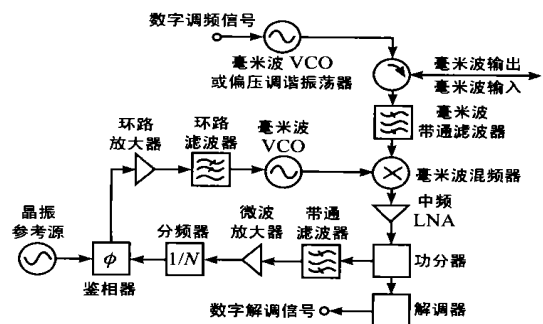


图 1 频率跟踪收发系统框图

混频器、两个毫米波定向耦合器、一个上变频器、一个毫米波功率放大器或注锁振荡器.因此,图 1 的方案可以大大降低成

本. 其中作为发射的毫米波 VCO 可以用偏压调谐振荡器代替, 进一步降低成本.

3 方案说明

该方案类似于毫米波双环锁相中的毫米波锁相部分^[1], 只不过该处的锁相微波源(实际上是利用其谐波)由对端的发射源来代替; 因此, 该方案的理论分析与双环锁相中第二环的分析相同. 同时, 在频率跟踪方案中, 为了避免有用调制信号对毫米波本振频率的干扰(与锁相解调不同), 环路带宽较窄.

在采用锁相源的通信系统中, 系统的门限电平是由解调器和进入信号处理器的噪声功率决定的, 而该噪声功率与基带信号的带宽成正比; 也就是说门限电平与基带信号的带宽成正比. 频率跟踪系统的门限电平由进入分频器的噪声功率决定, 而该噪声功率与中频滤波器的带宽成正比. 中频带通滤波器的通带范围必须大于接收中频(发射源与本振源频率之差)的变化范围, 并且留有足够的余量以满足批量生产时不同振荡器频率的不一致, 以及随温度等因素变化而造成的频率漂移(环路捕捉时需要); 因此, 中频滤波器的带宽较宽, 达几百兆赫兹, 远远大于解调器的带宽. 所以频率跟踪系统的门限电平高于锁相系统. 中频滤波器的带宽越宽, 系统的门限电平越高. 如果振荡器的温漂一致性好, 可以降低中频滤波器的带宽.

另外, 频率跟踪系统占用的频带宽度与发射源的频率漂移密切相关, 常达几百兆赫兹, 远大于锁相系统占用的频带. 但是, 由于毫米波的带宽很宽, 因而这点并不重要. 同时, 毫米波的天线定向性好, 大气衰减较大, 尤其是在大气的吸收窗口, 因此系统间的干扰并不如微波系统那样严重.

在本系统中需要利用载波分量进行频率跟踪, 因此对调频和调幅系统, 调制指数不能太大, 以保留足够的载波分量, 通常调制指数为 1. 对调相系统, 须对载波进行恢复, 此时系统的门限电平就与载波恢复电路有关. 跟踪环的环路带宽也不能太窄, 以避免电源纹波等因素对振荡器频率的干扰, 以及因此而造成的失锁; 因此必须限制调制信号的最低频率, 所以它适用于不含很低频率分量的调制信号, 不能用于模拟图像传输系统中. 对数字信号调制, 只需适当降低环路带宽就能满足要求^[2], 此时对电源纹波要求比锁相系统略高.

4 系统关键技术

为了保证研制的 W 波段通信系统能够稳定、可靠地工作, 首先实现了以下几项关键技术:

4.1 W 波段 VCO

系统中的本振源和发射源采用的都是电调基波的谐波 VCO, 其结构如图 3, 它具有下列优点: 可以用耿氏管或变容管

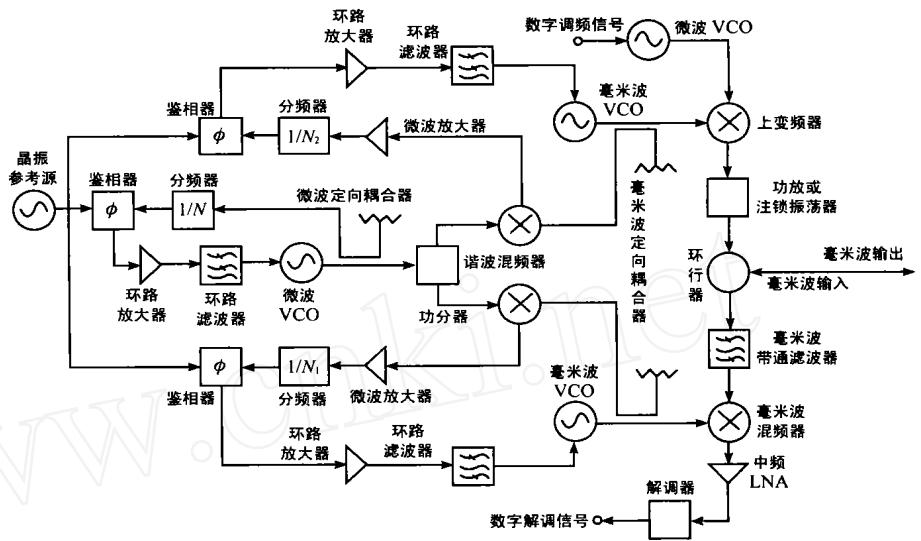


图 2 采用毫米波锁相源的收发系统框图

的偏压来控制振荡器的频率, 便于调出给定频率下的振荡器, 便于批量生产; 有效克服了高 Q 腔振荡器可能的跳模问题, 在很宽的温度范围内振荡器都能正常工作; 本振源和发射源结构相同, 其温漂特性差别不大, 可以使中频频率随温度变化的漂移较小, 从而减小中频滤波器的带宽, 降低系统门限电平; 锁相环路对振荡器的控制电压或基带信号不必经过电流放大来驱动耿氏管偏压, 有利于减小体积; 耿氏管偏压固定, 电源直接对耿氏管供电, 减小了功耗; 变容管调谐能力大, 能在很宽的温度范围内把振荡器调至需要的频率, 并且可调制频率较高, 达几十 MHz. 研制的 VCO 谐波输出功率大于 10mW, 有的可达 20mW. 变容管的推频约 40MHz/V, 在 -40 ~ +55 范围内振荡器的温漂小于 200MHz, 变容管电压在 10V 范围内变化时能有效地克服温度变化带来的频率漂移.

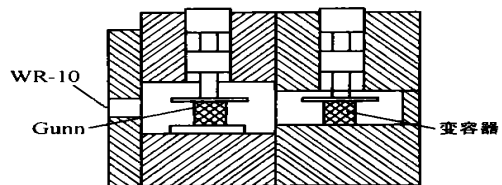


图 3 W 波段 VCO 结构

4.2 双工器

系统收发共用一副天线, 采用环行器和滤波器实现收发异频双工. 通过电磁场分析和计算机优化设计, 研制的 W 波段带通滤波器带宽大于 500MHz, 带内插损小于 1.5dB, 偏离中心频率 1.5GHz 处隔离大于 40dB. 环行器在 2GHz 的带宽内隔离大于 20dB. 就给定的收发前端而言, 只要选择好发射和接收的频率, 收发隔离度可以大于 60dB. 发射源输出功率约 10mW, 泄漏到混频器中的功率仅 -50dBm, 不会使混频器饱和; 再加上解调器的带通作用, 泄漏的功率不会对有用信号产生影响.

4.3 锁相部分

锁相部分包含带通滤波器、微波放大器、晶振、Q3236 锁

相频率合成器和由运放构成的有源环路滤波器,其中 Q3236 含分频器和鉴相器。由于带通滤波器的作用,发射源的泄漏对锁相部分没有影响。放大器的作用是把接收到的信号放大到频率合成器所需的电平。Q3236 的灵敏度高,达 -30dBm ,且动态范围大,达 36dB 。环路带宽的选择是系统能否正常工作的关键。环路带宽既不能太宽,也不能太窄。带宽太宽,有用的调制信号会对本振频率产生干扰,解调器输出的信号将会失真;环路带宽太窄,不能有效抑制电源纹波对本振频率的干扰。对这部分电路的分析可以见文献[2],整个锁相部分体积为 $65 \times 55 \times 35\text{mm}^3$ 。

本系统中锁相是以接收到的对端发射源信号为基准的,由于发射源和本振源都是 VCO,它们的相位噪声相当;因此,锁相环并没有改善本振源的相位噪声,它使本振源与对端发射源在环路带宽内的相位噪声基本相同(参考晶振的相位噪声很小,可以忽略),混频后的中频在环路带宽内的相位噪声比不锁相时小得多,锁相环大大减小了毫米波源的相位噪声对系统的影响。

5 实验结果

研制的 W 波段低成本收发系统用于 $2\text{FSK } 8448\text{kb}/\text{s}^{25}$ 级数字信号通信。耿氏谐波振荡器在环行器输出口输出功率为 10mW 。从环行器的输入口(天线馈源口)到毫米波混频器中频端口的损耗是 11dB ,其中包括环行器的损耗、毫米波带通滤波器的插损和毫米波混频器的变频损耗。中频滤波器带宽为 300MHz ,中心频率为 1.5GHz 。采用的天线直径为 300mm ,通信距离为 8公里 时,在低噪声放大器的输出口测得的最大电平为 -43dBm ;最小电平为 -51dBm ,低于该电平时,环路部分不能正确跟踪。低噪声放大器的增益为 30dB ,所以在环行器输入口,系统的门限电平为 -70dBm 。在该电平时,信噪比已高于相应条件下解调器的要求,系统尚无误码。实验中测得的眼图见图 4,可见锁相环的环路带宽选取恰当,没有对解调波形产生明显恶化。

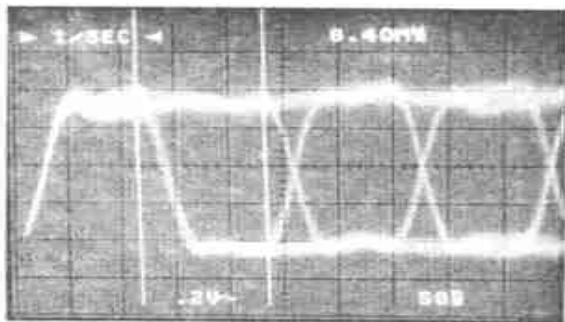


图 4 频率跟踪系统解调眼图

与采用锁相源的系统相比,该系统的门限电平略高。文献[3]中,对 $20\text{Mbit}/\text{s}$ 的数字信号,门限电平达 -69dBm 。对大多数 Ka 波段 $2\text{FSK } 8448\text{kb}/\text{s}$ 数字通信系统,门限电平通常为 -73dBm ,比本文的频率跟踪系统低 3dB 。因此,在相同条件下,该系统的通信距离大约是锁相源系统的 70% 。如果考虑大气衰减,通信距离的差别还会小些。对高码率的 FSK 锁相系

统,由于基带信号带宽的增加,噪声功率也增加,门限电平升高;而该系统门限电平与码率无关。可以推知,对 $20\text{Mbit}/\text{s}$ 的系统而言,无论是锁相系统还是频率跟踪系统,其通信距离基本上是一致的。因此,频率跟踪方案尤其适合于高码率的通信系统。

6 结论

采用频率跟踪方案研制的 W 波段 FSK 通信系统适合于数字通信和较高频率调制的通信系统。该系统具有成本低的优点,尽管其占用的频谱资源较宽,但对毫米波来说并不重要。实验结果表明,对高码率的通信系统,其通信距离与锁相源系统的差别减小,而通信距离的缩短可以用提高天线增益的方法来解决。

参考文献:

- [1] 张永鸿,吴正德,唐小宏,樊勇. W 波段小型化锁相源 [J]. 电子科技大学学报,1999,28(4):353-356.
- [2] 张永鸿,樊勇,吴正德,唐小宏. Ka 波段直接数字调频锁相源 [J]. 通信学报,2000,21(11):91-94.
- [3] Teruhisa Ninomiya, Tamio Saito, Yoji Ohashi, Hiroyuki Yatsuka. 60-GHz transceiver for high speed wireless LAN system [A]. IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. [C], 1996, 2:1171-1174.

作者简介:



张永鸿 男,1970 年生于四川省夹江县。讲师。1992 年毕业于电子科技大学,1995 年获电子科技大学硕士学位,2001 年获电子科技大学博士学位。主要从事电磁场理论与微波毫米波技术领域的科研与教学工作,主要研究方向为毫米波雷达、通信,已发表学术论文若干篇。



樊勇 男,1963 年生于重庆市。副教授。1985 年毕业于南京理工大学,1992 年获电子科技大学硕士学位。现从事电磁场理论与微波毫米波技术领域的教学和科研工作,主要研究方向为毫米波通信和毫米波雷达。相关成果四次获得省部级科技进步奖励,公开发表学术论文 30 余篇。

吴正德 男,1945 年生于四川省新津县。1967 年毕业于原成都电讯工程学院,1981 年和 1984 年分别获硕士和博士学位。现任教授,博士生导师。多年来致力于电磁场理论与微波技术领域的科研与教学工作,先后在国内外刊物和学术会议上发表论文 50 余篇,多次获得国家 and 省部级科技成果奖,1991 年被授予“做出突出贡献的中国博士学位获得者”称号。