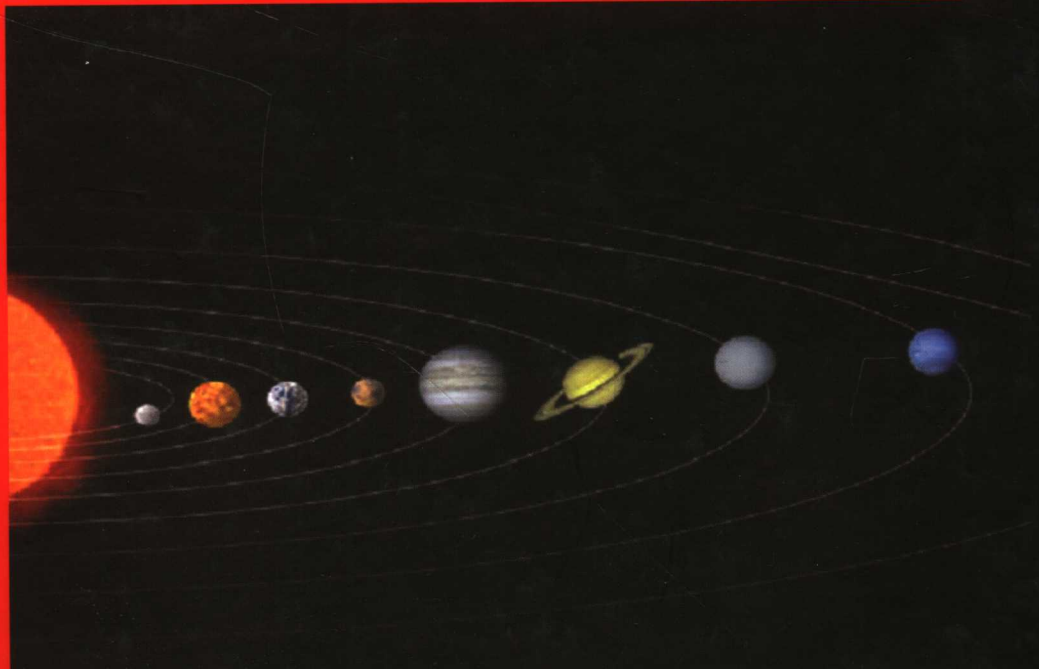


高带宽效率数字调制 及其在深空通信中的应用

(美) Marvin K. Simon 著

北京跟踪与通信技术研究so 组织翻译

夏云 孙威 译 张纪生 校



高带宽效率数字调制 及其在深空通信中的应用

(美) Marvin K. Simon 著

北京跟踪与通信技术研究so 组织翻译

夏云 孙威 译 张纪生 校

清华大学出版社
北京

Marvin K. Simon

Bandwidth-Efficient Digital Modulation with Application to Deep Space Communications

EISBN: 0-471-44536-3

Copyright © 2003 by John Wiley & Sons, Inc.

Original language published by John Wiley & Sons, Inc. All Rights reserved. No part of this publication may be reproduced or distributed by any means, or stored in a database or retrieval system, without the prior written permission of the publisher.

Simplified Chinese translation edition is published and distributed exclusively by Tsinghua University Press under the authorization by John Wiley & Sons, Inc., within the territory of the People's Republic of China only (excluding Hong Kong, Macao SAR and Taiwan). Unauthorized export of this edition is a violation of the Copyright Act. Violation of this Law is subject to Civil and Criminal Penalties.

本书中文简体字翻译版由美国约翰·威立父子公司授权清华大学出版社在中华人民共和国境内(不包括中国香港、澳门特别行政区和中国台湾地区)独家出版发行。未经许可之出口视为违反著作权法,将受法律之制裁。未经出版者预先书面许可,不得以任何方式复制或抄袭本书的任何部分。

北京市版权局著作权合同登记号 图字: 01-2005-2651

版权所有,翻印必究。举报电话: 010-62782989 13501256678 13801310933

图书在版编目(CIP)数据

高带宽效率数字调制及其在深空通信中的应用/(美)西蒙(Marvin K. Simon)著;夏云,孙威译. —北京:清华大学出版社,2006. 8

(JPL 深空通信与导航丛书)

书名原文: Bandwidth-Efficient Digital Modulation with Application to Deep Space Communications

ISBN 7-302-13003-5

I. 高… II. ①西… ②夏… ③孙… III. 带宽—数字调制—应用—航空通信—研究 IV. V243. 1

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2006)第 047080 号

出版者: 清华大学出版社 地 址: 北京清华大学学研大厦

<http://www.tup.com.cn> 邮 编: 100084

社总机: 010-62770175 客户服务: 010-62776969

组稿编辑: 石 磊

文稿编辑: 赵从棉

印装者: 三河市春园印刷有限公司

发行者: 新华书店总店北京发行所

开 本: 153×235 印张: 11.75 字数: 203 千字

版 次: 2006 年 8 月第 1 版 2006 年 8 月第 1 次印刷

书 号: ISBN 7-302-13003-5/TN·327

印 数: 1~3000

定 价: 58.00 元

JPL 深空通信与导航丛书

编译委员会

主任 于志坚

委员 匡乃雪 董光亮 孙 威

李海涛 李 平

丛书译序

进入 21 世纪以来,随着美国机遇号、勇气号火星探测器成功登陆火星,卡西尼号探测器飞抵土星并成功释放惠更斯号探测器着陆土卫六,深空探测越来越成为全球关注的焦点。美国宣布将在 2015 年前后将宇航员重新送上月球,在那里建立永久性基地;在 2030 年之后,美国宇航员将前往遥远的火星探险。随着人类探索外太空活动的深入,深空探测正逐步成为航天活动的新热点。

我国于 2000 年发布的《中国的航天》白皮书指出,深空探测是指对太阳系内除地球外的行星及其卫星、小行星、彗星等的探测,以及太阳系以外的银河系乃至整个宇宙的探测。它是继卫星应用、载人航天之后的又一航天技术发展领域。

月球探测和火星探测将是 21 世纪空间探测的重点领域。我国探月工程计划的启动是中国走向深空探索的第一步,标志着我国深空探测的开始,也是未来进行更远深空探测的必然要求。随着我国经济和科技实力的不断增强,进一步开展深空探测,展开对火星、小行星和其他太阳系内行星的探测将是我国未来深空探测的目标。

北京跟踪与通信技术研究所在我国测控领域的技术总体单位,广大科技人员长期跟踪国际深空测控领域的技术动态和发展方向,并对深空测控通信技术进行了预先研究。此次我所组织翻译的“JPL 深空通信与导航丛书”是美国国家航空航天局(NASA)喷气推进实验室(JPL)编著的一套关于深空探测器测控通信技术的专著,该套丛书总结了美国 NASA 近 50 年来深空测控通信工程技术的经验,是从总体上了解和掌握深空测控通信技术不可多得的教材。同时,书中提供的参考文献为读者进一步深入研究和學習提供了帮助。相信该丛书的翻译出版不仅对深空测控领域的科研、工程和教学人员具有较高的参考价值,而且对于我国未来深空测控通信系统的总体设计和建设以及相关技术的研究都具有一定的指导意义。

北京跟踪与通信技术研究所在

陆望

2005 年 3 月

丛书序

1998年,美国国家航空航天局(NASA)在加州理工学院的喷气推进实验室(JPL)成立了深空通信和导航系统精英中心(DESCANSO)。DESCANSO负责管理和促进能够满足未来深空探测对通信和导航技术需求的创新和改革。

DESCANSO的目标是实现在任何时间、任何地点的连续通信和精确导航。为了支持这一目标,DESCANSO努力探寻和提倡新概念、新系统和新技术;培养关键的技术人才;主办报告会、专题讨论会和论坛,来实现互动和思想交流。

“JPL深空通信与导航丛书”由在各自领域有多年经验的科学家和工程师撰写,通过交流关键技术领域的最新技术知识为创新奠定基础。该丛书归纳了JPL在几十年的深空探测研究过程中获得的基本原理和实践经验,同时还介绍了值得赞美的成果和应该吸取的教训。该丛书将作为新一代从事本领域研究的科学家和工程师的指南。

Joseph H. Yuen
(DESCANSO 负责人)

前 言

在传输遥测、遥控数据的传统调制方法中,各空间机构通常采用多副载波用来分离不同类型数据并确保射频(RF)载波和被调制数据的频谱互不重叠。但是,副载波调制存在很多缺点,如使得飞行器更加复杂,调制/解调过程中存在额外损耗。另外,从本书的观点来看,最重要的一点是副载波要占用大量带宽。用正弦载波代替传统的方波副载波虽然能够减少占用带宽,但并不是所有空间探测任务都能接受这种解决方案。

在数字通信发展的早期(20世纪60年代至70年代),由于数据传输率低,而且仅需要少量的数据通道(副载波),带宽占用并不构成任何问题。因此,当时并没有设法限制带宽占用。然而,随着任务日益复杂,射频频谱变得越来越拥挤,数据速率不断增长,因而所需的副载波频率(或者说占用带宽)也相应地增加,与此同时还更易受到不同飞行器的干扰。甚至有观点认为基于副载波的调制方法已不再可用。幸运的是,在这一时期已经研究出多种改进的高带宽效率调制方法。这些方法直接对载波进行调制,并配合改进的数据格式编排(如分包传送帧遥测),从而在不需要副载波的情况下,解决了多信道分离问题。将分包遥测格式和任意一种直接调制方法结合,并对后者加上频谱脉冲整形,就能以相对较小的带宽传送高数据速率信息。

本书的目的是定义、说明和展示上述各种高带宽效率调制数字通信系统的性能(功率和带宽)。除了考虑这些系统的理想性能之外,我们还论及诸如调制器和相位不平衡、载波不完全同步和发射机非线性等实际发射机和接收机特性条件下的通信系统性能。在这些实际条件下,如果发射机要以高功率效率运行,即功率放大器工作在饱和或接近饱和的条件下,就需要采用恒包络调制。这些实际约束还限制了可以考虑采用的调制方法的种类,反过来也就限制了所能实现的频谱占用量和功率效率。如果放宽恒包络的条件(这样发射机线性增加,但其功率放大器效率下降),那么对功率和带宽效率的限制将放宽到奈奎斯特型信号的极限,该信号理论上是严格带限的,并能达到最高功率效率。由于调制的包络(更准确地说是瞬时振幅)波动与可达到的功率和带宽效率之间固有的折中关系,我们在写作本书

时选择能够清晰反映该问题的方式。具体来说,我们首先讨论严格的恒包络调制,然后逐步考虑包络波动越来越大的调制,最后讨论包络为严格带限(奈奎斯特型)的信号调制。顺着该思路,我们分析了一些在近些年获得相当多好评的准恒包络调制方法,这些方法可使上述功率和带宽之间的折中取得一个较好的平衡。

最后,应该指出的是,尽管本书竭力涵盖在本领域已发表的大部分文献,但集中介绍的还只是 JPL 所取得的研究成果。因此,我们向读者提供的这份文献并不是一份包括一切关于高带宽效率调制的论文集,旨在集锦众多 NASA 资助下的深空通信系统有关任务中的许多技术成就。我们希望本书除了具有知识性之外,还能为未来的工程师带来灵感,以继续完成这项由 JPL 创始的伟大事业。

Marvin K. Simon

2001 年 6 月

目 录

第 1 章 绪论	1
第 2 章 恒包络调制	2
2.1 恒包络的必要性	2
2.2 四相相移键控和交错四相相移键控	3
2.3 差分编码 QPSK 和偏移(交错)QPSK	6
2.4 $\pi/4$ -QPSK: 差分编码 QPSK 的一种变形, 其瞬时振幅波动 介于 QPSK 和 OQPSK 之间	7
2.5 功率谱密度	8
2.6 理想接收机性能	8
2.7 非理想发射机的性能	9
2.7.1 调制器不平衡和放大器非线性	9
2.7.2 数据不平衡	19
2.8 连续相位调制	19
2.8.1 全响应——MSK 和 SFSK	20
2.8.2 部分响应——高斯 MSK	45
2.9 仿真性能	84
参考文献	86
第 3 章 准恒包络调制	93
3.1 IJF-QPSK 和 SQORC 简介及其与 FQPSK 的关系	96
3.2 FQPSK 的逐符号互相关器映射	103
3.3 改进的 FQPSK	106
3.4 把 FQPSK 表示为一种网格编码调制	108
3.5 最佳检测	111
3.6 次佳检测	113
3.6.1 逐符号检测	113

3.6.2	平均误比特率性能	119
3.6.3	接收机的进一步简化和 FQPSK-B 的性能	120
3.7	互相关网格编码正交调制	124
3.7.1	发射机	124
3.7.2	特例	128
3.8	其他技术	132
	参考文献	137
第 4 章	包络波动较大的高带宽效率调制	140
4.1	指定解码延时的高带宽效率 TCM——相等信号能量	142
4.1.1	基于 ISI 的发射机实施方案	142
4.1.2	功率谱密度计算	146
4.1.3	优化带宽效率	152
4.2	指定解码延迟的高带宽效率 TCM——不等信号能量	158
	参考文献	162
第 5 章	大包络波动的严格带限制制(奈奎斯特信号)	164
5.1	二进制奈奎斯特信号	164
5.2	多电平和正交奈奎斯特信号	168
	参考文献	168
第 6 章	总结	169
	参考文献	172
	缩略语	173

第 1 章

绪论

1993 年的美国预算调解法案要求将 5GHz 以下,最小为 200MHz 的频谱重新分配给非联邦用户使用,目的之一是促进和鼓励新的基于频谱的技术开发和无线应用。当前,许多用户组织和通信公司正在开发各种先进的调制技术以便更有效地使用频谱。

1998 年国际空间频率协调组织(SFCG)采纳了一种频谱模板,使许多传统的调制方案在 2002 年以后的发射任务中无法使用。此外,SFCG 还推荐了几种能减轻频谱拥挤的先进调制方法。但没有一种技术能解决指定应用中的所有问题。在选择具体的调制方法时,必须权衡多方面的因素,包括通信环境、数据完整性要求、数据延滞要求、用户接入、业务负荷和其他约束条件。虽然这些新的调制技术在理论上已经掌握多年,但只是在近年来数字信号处理和微处理器技术取得进展后才用于实践。

本书集中介绍了用于政府和商业应用的高效频谱调制技术的最新进展。首先从众所周知的基本数字调制技术开始,进而讨论了恒包络调制、准恒包络调制、非恒包络调制技术以及奈奎斯特速率调制等更尖端的技术。本书还讨论了基于最近开发的互相关网格编码正交调制(XTCQM)的一种综合处理技术,对其进行了性能分析,并给出了计算机仿真结果和相关硬件问题,该调制技术汲取了多种最新发展水平的高效频谱调制方案的成果。最后,书中还介绍了空间数据系统咨询委员会(CCSDS)向 SFCG 推荐的各种调制方案之间的比较结果。

第2章 恒包络调制

2.1 恒包络的必要性

由于数字通信系统中存在路径损耗和大气衰落,为了在接收端维持足够的接收功率,需要一种当可用输入功率固定且有限时,使得发射机能够产生足够输出功率的设备,例如:为获得最大转换效率,工作在全饱和模式下的行波管放大器(TWTA)和固态功率放大器(SSPA)。但这样就会在发送信号中引入调幅-调幅(AM-AM)和调幅-调相(AM-PM)转换。由此要求那些通过振幅传送信息的调制方法,如正交调幅(QAM),必须具有线性放大的特性,因此它们不适用于上述要求最高发射机功率效率的信道^①。对于运行在饱和或接近饱和非线性方式下的射频(RF)放大器装置,在放大之前,由调制带限引入的非线性会再次引起频谱扩展。由于发射功率谱必须符合诸如联邦通信委员会(FCC)或国际电信联盟(ITU)等管理机构规定的指定模板,所以要求设计的调制方案能使频谱扩展最小化。该约束除了要求波形为恒包络外,还要求限制发送波形的瞬时振幅起伏量。

由于考虑到以上对高发射机功率效率的需要,无疑希望研究出通过某些不借助多电平幅度调制的方法来获得高带宽效率调制技术。于是,本文第一部分将重点讨论恒包络调制技术。由于已有大量的可行方案,限于文章篇幅,我们集中关注那些具有同相正交相位(I - Q)表示式(接收机也是 I - Q 式)的调制技术。

^① 作者正在研究分别在同相(I)和正交(Q)信道上使用非线性高功率放大器可能产生QAM类型调制的方法。

2.2 四相相移键控和交错四相相移键控

M 进制相移键控 (M -PSK) 生成的是恒包络信号, 其复数形式的数学模型由下式给出^①:

$$\tilde{s}(t) = \sqrt{2P} e^{j(2\pi f_c t + \theta(t) + \theta_c)} = \tilde{S}(t) e^{j(2\pi f_c t + \theta_c)} \quad (2.2.1)$$

其中, P 为发送功率; f_c 为以 Hz 为单位的载波频率; θ_c 为载波相位; 而 $\theta(t)$ 为数据相位, 在每个符号间隔 T_s 内取等概率值 $\beta_i = (2i-1)\pi/M, i=1, 2, \dots, M$ 。由此, $\theta(t)$ 可建模为随机脉冲流, 表示如下:

$$\theta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \theta_n p(t - nT_s) \quad (2.2.2)$$

其中, θ_n 为第 n 个符号间隔 $nT_s < t \leq (n+1)T_s$ 内的信息相位, 其取值范围为上述的 M 个可能的 β_i 值的集合; $p(t)$ 是持续时间为 T_s (单位为 s) 的单位振幅矩形脉冲。符号时间 T_s 与比特时间 T_b 的关系为 $T_s = T_b \log_2 M$, 因此, 相对于二进制相移键控 (BPSK) (即 $M=2$), 带宽效率的标称增益为 $\log_2 M$ 。此时, 信号星座图是一个单位圆, 各点在该单位圆上均匀分布, 间隔为 $2\pi/M(\text{rad})$ 。因此, 在第 n 个符号间隔发送的复信号为

$$\tilde{s}(t) = \sqrt{2P} e^{j(2\pi f_c t + \theta_n + \theta_c)}, \quad nT_s < t \leq (n+1)T_s, \quad n = -\infty, \dots, \infty \quad (2.2.3)$$

需要注意的是, 由于假定为矩形脉冲信号, 则该复基带信号 $\tilde{S}(t) = \sqrt{2P} e^{j\theta_n}$ 在同一时间间隔内为常数, 且包络为 $|\tilde{S}(t)| = \sqrt{2P}$ 。

I - Q 型 M -PSK 的一个特例就是四相相移键控 (QPSK) ($M=4$)。在此, 通常假设相位集 $\{\beta_i\}$ 的取值范围为 $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ 。将这些信息相位投影到正交振幅轴上, 就能以复数 I - Q 形式写出第 n 个符号间隔的 QPSK^②, 即

$$\tilde{s}(t) = \sqrt{P}(a_{In} + ja_{Qn}) e^{j(2\pi f_c t + \theta_c)}, \quad nT_s < t \leq (n+1)T_s, \quad (2.2.4)$$

其中信息振幅 a_{In} 和 a_{Qn} 在等概率值 ± 1 范围之内独立取值。同样, 由于假定

① 实际发送的(实)信号是 $s(t) = \text{Re}\{\tilde{s}(t)\} = \sqrt{2P} \cos[2\pi f_c t + \theta(t) + \theta_c]$ 。

② 可以认为复载波被一随机复脉冲串调制, 即 $\tilde{a}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (a_{In} + ja_{Qn}) p(t - nT_s)$ 。

为矩形脉冲信号,复基带信号 $\tilde{S}(t)=\sqrt{P}(a_{I_n}+ja_{Q_n})$ 在该同一间隔内保持不变。则对应于(2.2.4)式的实际发送信号具有如下形式:

$$\left. \begin{aligned} s(t) &= \sqrt{P} m_I(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_c) - \sqrt{P} m_Q(t) \sin(2\pi f_c t + \theta_c) \\ m_I(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{I_n} p(t - nT_s) \\ m_Q(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{Q_n} p(t - nT_s) \end{aligned} \right\} \quad (2.2.5)$$

由(2.2.4)式不难发现,当 a_{I_n} 和 a_{Q_n} 同时改变极性时,符号间会出现大的瞬时振幅波动,相应的相位发生 180° 突变。正如在2.1节中所提到的,希望限制这类波动的程度以减少发送放大器非线性带来的频谱扩展。也就是说,波动越小,再生的旁瓣就越小,反之亦然。如果将 I 调制和 Q 调制偏移(交错) $T_s/2$,就可以确保 a_{I_n} 和 a_{Q_n} 不会在同一时间改变极性。这样,瞬时振幅波动的最大值就被限制到相应于 90° 相位突变(也就是说,在 a_{I_n} 和 a_{Q_n} 两者中只有一个改变极性)对应的波动值。由此得到的调制称为偏移(交错)QPSK(OQPSK),其信号形式为

$$\left. \begin{aligned} s(t) &= \sqrt{P} m_I(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_c) - \sqrt{P} m_Q(t) \sin(2\pi f_c t + \theta_c) \\ m_I(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{I_n} p(t - nT_s) \\ m_Q(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{Q_n} p\left[t - \left(n + \frac{1}{2}\right)T_s\right] \end{aligned} \right\} \quad (2.2.6)$$

对于 $M=2^m$ (m 为任意整数)的 M -PSK来说,信息相位可投影到 I 坐标和 Q 坐标上,从原理上讲,这样就能得到 I - Q 发射机的表示式。但需要说明的是,从这些投影得到的 I - Q 振幅对的数量可能超过了 M 。因而,由于每个幅度判决对并不一定对应其中一个发送相位,在接收机端对最终的 I 和 Q 多电平幅度信号的判决并不是独立的。因此,当 $M \geq 8$ 时,不能把 M -PSK看作 I - Q 形式。

把该相位的 I 、 Q 分量的检测结果组合起来,可得到信息相位的检测结果。图2-1(a)是QPSK接收机的方框图,而类似的OQPSK接收机如图2-1(b)所示。输入硬限幅门限器件的判决变量是

$$\left. \begin{aligned} y_{I_n} &= a_{I_n} \sqrt{P} T_s + N_{I_n} \\ y_{Q_n} &= a_{Q_n} \sqrt{P} T_s + N_{Q_n} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.7)$$

其中,对于QPSK,有

$$\left. \begin{aligned} N_{I_n} &= \operatorname{Re} \left\{ \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \tilde{N}(t) dt \right\} \\ N_{Q_n} &= \operatorname{Im} \left\{ \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \tilde{N}(t) dt \right\} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.8)$$

而对于 OQPSK, 有

$$\left. \begin{aligned} N_{I_n} &= \operatorname{Re} \left\{ \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \tilde{N}(t) dt \right\} \\ N_{Q_n} &= \operatorname{Im} \left\{ \int_{(n+1/2)T_s}^{(n+3/2)T_s} \tilde{N}(t) dt \right\} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.9)$$

在上述两种情况下, N_{I_n} 和 N_{Q_n} 均为零均值高斯随机变量(RVs), 其方差为 $\sigma_N^2 = N_0 T_s / 2$ 。由(2.2.7)式可以看出, y_{I_n} 和 y_{Q_n} 也是具有相同方差的高斯随机变量。

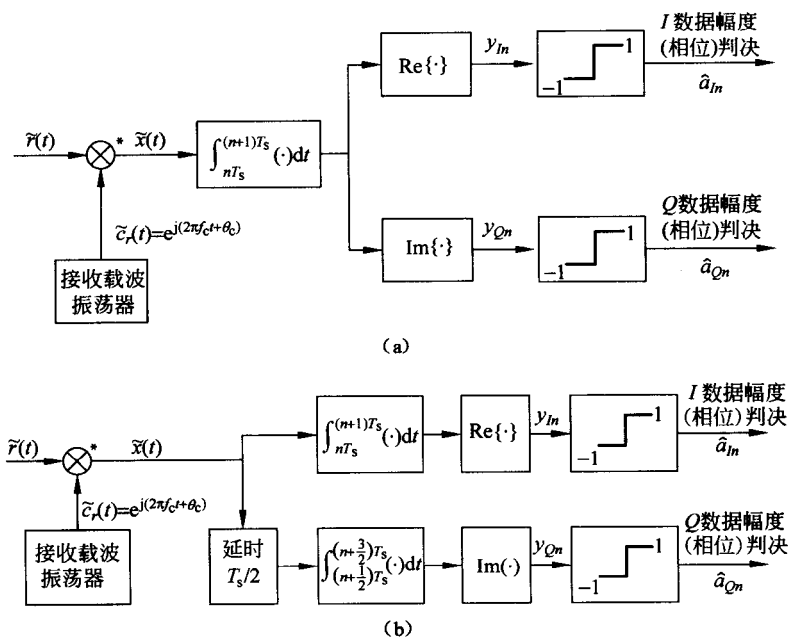


图 2-1

(a) 加性高斯白噪声信道上, QPSK 理想相干检测的复数型最佳接收机;

(b) 加性高斯白噪声信道上, OQPSK 理想相干检测的复数型最佳接收机

2.3 差分编码 QPSK 和偏移(交错)QPSK

在传输 M -PSK 调制信号的实际相干通信系统中,接收机必须能够产生本地解调载波参考信号。通常情况下接收机借助抑制载波跟踪环^[1,第2章]来产生本地解调载波参考信号。由于 M -PSK 调制的抑制载波跟踪环会以相同的概率锁定发送载波相位与 M 个信息相位值中的任意一个的和,导致跟踪环具有 M 重相位模糊度。因此,用于解调的载波相位就有可能是这 M 个相同相位值中的任意一个,即 $\theta_c + \beta_i = \theta_c + 2i\pi/M, i=0,1,2,\dots,M-1$ 。只有消除 M 重相位模糊度以后,才能成功地实现相干检测。

消除该相位模糊的方法之一是发射机端采用差分相位编码(通常简称为差分编码),接收机端进行相干检测后,再进行差分相位解码(通常简称为差分解码)。也就是说,待发送的信息相位是作为两相邻被发送相位的差值调制到载波上,而在接收机端取两相邻相位的差即可完成对信息相位的判决^①。用数学语言来描述:如果 $\Delta\theta_n$ 为第 n 个发送间隔的待发送信息相位,那么发射机将首先构成 $\theta_n = \theta_{n-1} + \Delta\theta_n$ 模 2π (差分编码器),然后将 θ_n 调制到载波上^②。在接收机处,相继对 θ_{n-1} 和 θ_n 进行判决,然后两者相减模 2π (差分解码器),得到 $\Delta\theta_n$ 的判决结果。但由于对真实信息相位的判决是从相邻相位判决的差分中获得的,因此系统加入差分解码/编码将会带来性能损失。

对于 QPSK 或 OQPSK,差分编码/解码过程可在 I 信道和 Q 信道上独立进行。差分编码 QPSK(或 OQPSK)的接收机方框图和图 2-1(a)(或图 2-1(b))中所示的相同,只是在硬判决器件之后的 I 和 Q 分支中各增加一个二进制差分解码器(见图 2-2(a)和图 2-2(b))^③。正如我们下面将要看到的,讨论差分编码器 OQPSK 是十分重要的,因为其他形式的调制,例如最小频移键控(MSK),也可表示为脉冲整形及差分编码 OQPSK 的 I - Q 形式。

① 注意,当 $M>2$ 时,这种接收机(即对相继两个符号相位进行最佳相干判决,然后进行差分完成对信息相位的判决)是次佳的^[2]。然而,这种接收机的结构常用于差分编码 M -PSK 的相干检测,可通过用于导出真正最佳接收机的似然函数进行适当的近似来实现,而且在高信噪比(SNR)下,这两者之间的差别非常小。

② 注意在此我们已经改变了信息相位的符号表示,以便于实际发送相位使用相同的符号表示。

③ 由于在二进制相位序列引入 180° 相移等价于二进制数据比特的极性反向,二进制差分解码器的特征可用 $a_n = a_{n-1}b_n$ 来表征,而相应的二进制差分解码器的特征可用 $b_n = a_{n-1}a_n$ 来表征,其中 $\{b_n\}$ 为信息比特,而 $\{a_n\}$ 为每个信道的实际发送比特。

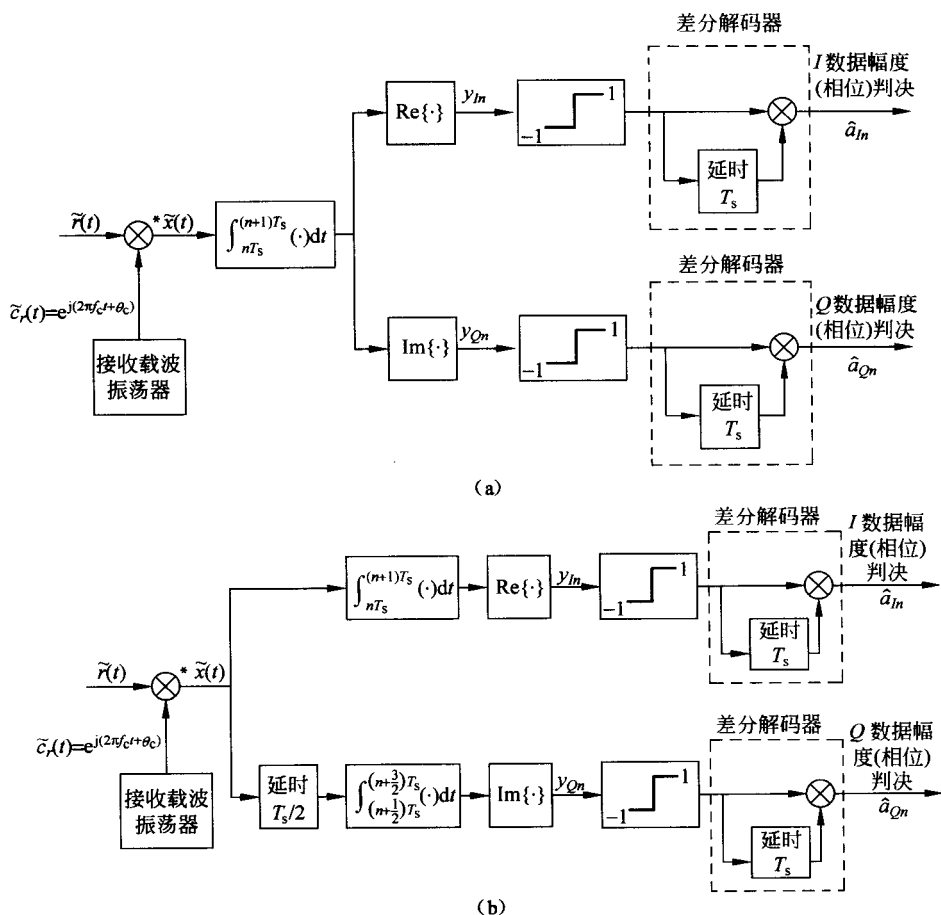


图 2-2

(a) 加性高斯白噪声信道上, 差分编码 QPSK 理想相干检测的复数型最佳接收机;

(b) 加性高斯白噪声信道上, 差分编码 OQPSK 理想相干检测的复数型最佳接收机

2.4 $\pi/4$ -QPSK: 差分编码 QPSK 的一种变形, 其瞬时振幅波动介于 QPSK 和 OQPSK 之间

取决于第 n 个发送间隔内的信息相位 $\Delta\theta_n$ 的相位集 $\{\Delta\beta_i\}$, 在同一发送间隔内的实际发送相位 θ_n 既可在同一相位集 $\{\beta_i\} = \{\Delta\beta_i\}$ 中取值, 也可在其他相位集中取值。对于 QPSK 来说, 如果选取集合 $\Delta\beta_i = \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$