

通信系统码元波形 优化技术

薛 伟 [俄]马卡洛夫 S.B. 綦俊炜 尚文静 著

HEUP 哈尔滨工程大学出版社

通信系统码元波形 优化技术

薛 伟 [俄]马卡洛夫 S.B. 綦俊炜 尚文静 著

HEUP 哈尔滨工程大学出版社

内 容 简 介

本书介绍了高带宽效率恒包络调制的重要性,并对常用的几种恒包络调制技术的特点和原理进行了分析。在恒包络的限制条件下,我们通过引入最小带外能量辐射准则来对通信信号的带宽效率进行优化,并详细推导了建立数学泛函模型的过程,数学泛函模型附加的限制条件,以及详细推导了最优化泛函模型的解析解和数值解的求解过程。通过对限制条件的改变,提出的最小带外辐射准则同时也可应用于 CPM 和扩频调制系统的通信信号的优化中,极大地提高了通信系统的带宽效率。最后通过 MATLAB 对提出的调制解调方案进行了仿真,并给出了仿真的误码率曲线。验证了本书提出的方法具有可实现性,同时极大地提高了调制系统的带宽效率。

本书可作为高等学校电子信息类专业及相关专业研究生和高年级本科生参考书,也可供其他领域从事通信设计的专业技术人员参考。我们希望本书除了具有知识性之外,还能为该领域的研究人员带来灵感,以继续完成相关研究。

图书在版编目(CIP)数据

通信系统码元波形优化技术/薛伟等著. —哈尔滨:
哈尔滨工程大学出版社,2018. 1
ISBN 978-7-5661-1244-6

I. ①通… II. ①薛… III. ①通信系统-波形分析
IV. ①TN914

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2016)第 086616 号

责任编辑 邹临怡
封面设计 博鑫设计

出版发行 哈尔滨工程大学出版社
社 址 哈尔滨市南岗区东大直街 124 号
邮政编码 150001
发行电话 0451-82519328
传 真 0451-82519699
经 销 新华书店
印 刷 北京中石油彩色印刷有限责任公司
开 本 787 mm × 960 mm 1/16
印 张 11
字 数 242 千字
版 次 2018 年 1 月第 1 版
印 次 2018 年 1 月第 1 次印刷
定 价 36.00 元
<http://www.hrbeupress.com>
E-mail:heupress@hrbeu.edu.cn

前 言

在通信系统中,调制后信号所占的带宽、带外能量辐射等频谱特性往往取决于基带码元信号的形式。以往人们所用到的码元信号通常是一些简单的经验信号波形,如矩形波在正交相位键控调制(QPSK)、偏移正交相位键控调制(OQPSK)等信号中的应用,正余弦波在最小频移信号(MSK)基带调制中的应用等,或者是经验信号的简单组合信号,如升余弦信号。但随着通信技术的快速发展,频率资源变得越来越紧张,这些传统信号的频谱衰减特性在某些情况下往往不能满足实际的要求。为了解决这一问题,人们往往在调制过程中引入滤波器来限制信号的带宽,比如高斯最小频移键控信号(GMSK)。滤波器的引入虽然带来了频谱益处,但它往往导致信号时域的展宽,即相邻码元之间出现了码间干扰,使信号的抗干扰性能下降。

在本书中,通过应用最小带外能量辐射准则,建立最优化基带码元信号的数学泛函数模型,并对泛函数附加了限制条件。在数学泛函数模型的建立过程中,分别对全响应系统和部分响应系统两种情况引入了傅里叶级数,通过求解该泛函数的最小值得到了最优化高效谱基带码元信号,分析了所得信号的频谱及峰均功率比特性,并与MSK和QPSK信号进行了比较。采用相类似的方式,对CPM信号进行了优化并与其他函数形式相位轨迹平滑方法进行了比较。同时,利用最优化泛函数对直扩系统中码片波形进行了优化,通过片波形限制条件的改变,直扩系统的带宽效率有了显著提高。

最后,分别针对未引入码间干扰和引入码间干扰两种情况,建立了全响应正交调制系统和部分响应正交调制系统以及对应的相干解调方案,并用MATLAB实现了正交调制及相干解调的仿真,验证了该方法的可行性。

本书集中介绍了我们在提高带宽效率方面的一些研究成果,希望本书能够为读者对带宽效率的提高带来灵感,以继续完善这项研究。

著 者

2016年4月

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 高带宽效率恒包络调制的意义	1
1.2 高带宽效率恒包络调制技术的重要性	2
1.3 本书的主要内容	6
第 2 章 高带宽效率(准)恒包络正交调制系统	7
2.1 交错相移键控(OQPSK)	7
2.2 $\pi/4$ -DQPSK 调制与解调技术	9
2.3 最小移频键控(MSK)调制	14
2.4 高斯最小移频键控(GMSK)	16
2.5 IJF-OQPSK 和 FQPSK 调制技术	19
第 3 章 基于最小带外能量辐射准则的最优化泛函数模型	23
3.1 最小带外能量辐射准则	23
3.2 泛函数的限制条件	25
3.3 最优化泛函数模型的解析解	26
3.4 最优化泛函数模型的数值解	37
第 4 章 CPM 信号中基带码元优化技术	47
4.1 正弦函数平滑相位轨迹分析	47
4.2 多项式函数平滑相位轨迹分析	54
4.3 原子函数平滑相位轨迹的分析	63
4.4 基于泛函数模型的 CPM 信号优化方法	68
第 5 章 全响应正交调制系统中的码元优化	77
5.1 全响应基带码元的优化	77
5.2 基于最优化泛函数的全响应基带码元优化	80
第 6 章 部分响应正交调制系统中的码元优化	90
6.1 部分响应基带码元的优化	90
6.2 码元长度 $4T$ 的最优化泛函数方程的建立	109

6.3	码元长度 $6T$ 的最优化泛函数方程的建立	127
第7章	直扩系统中码片波形的优化方法	144
7.1	直扩系统的模型	144
7.2	不同码片波形直扩系统的性能	146
7.3	泛函数的限制条件	147
7.4	傅里叶级数求解最优化码片波形	148
第8章	基于 MATLAB 的正交调制系统仿真实现	156
8.1	全响应正交系统调制解调方案和仿真结果	156
8.2	部分响应正交系统调制解调方案和仿真结果	159
参考文献		167

第1章 绪 论

1.1 高带宽效率恒包络调制的意义

随着通信技术的快速发展,频率资源变得越来越紧张,有些频带甚至被重复使用。为了提高所划分频段的频谱利用率,人们往往采用信道空分复用(例如,多波束天线、波束转化与合成天线、极化天线等)的方法达到重复使用同一频段的目的。但是在带限信道中信号波形、调制和编码方式的优化以及信号形成与处理设备的开发都是必须要解决的问题^[1]。为了更好地解决这一问题,人们对调制技术提出了更高的要求。例如,在美国 FCC 对视距无线中继通信系统提出的指标要求有占用带宽中应包括 99% 的信号功率,带外辐射应小于 1%,频带利用率 $\geq 1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}/\text{Hz}$ 等。另外,使用非线性功率放大器和(准)恒定包络调制所得到的性能增益要高于使用线性功率放大器和非恒定包络调制信号的增益。因此很多通信系统的发射机功率放大器都采用非线性功率放大器,比如卫星通信系统、深空通信系统等。为了降低这种非线性所带来的信号畸变和频谱扩展,往往要求调制后信号具有恒包络或准恒包络特性,这样当它们通过非线性功率放大器时可以减小频谱扩展和信号畸变^[2-3]。

总体来说,任何一个无线电信息传输系统都包含着限制频带宽度的频率选择性设备。从有效利用频谱的角度来说,在发射端限制信号的频带宽度显得更为重要。无线电设备的电磁兼容性是建立任何无线电系统必须考虑的现实性问题,因此要求在信号发射端采用带通滤波器来严格限制发射信号的带宽,使得带外电磁辐射满足规定的标准要求。实质上,正是这些带通滤波器决定了一个连续信道的频带宽度大小,这里的连续信道是指从调制器输出端到解调器输入端的那部分通信系统。

当频带利用率(即信息传输速率与信道占用带宽的比值)远远小于 $2 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}/\text{Hz}$ 时,带宽的限制实际上不会影响系统工作。尽管使用传统的幅度键控、频率键控和相位键控调制方式,甚至基带码元信号采用矩形脉冲,但由于调制器输出端滤波器的频率响应特性很宽,因此信号波形不会产生明显的畸变。然而当频带利用率接近 $2 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}/\text{Hz}$ 时完全是另外一种情形,包络长度为 T (T 的单位为比特时间长度)的已调矩形脉冲信号在带通滤波器输出端就会遭受严重的畸变^[4],以至于这些脉冲信号的长度超过 T ,产生码间干扰现象,这就是我们通常所说的带限信道。事实上,任何一个具有很高单位频带信息传输速率的实际信道都可以被看作带限信道。我们发现,不是只有带通滤波器才能对传统幅度键控、频率键控和相位键控产生上述的码间干扰现象。如果信号本身长度超过 T ,存在人为码间干扰现象,

但信号具有很好的频谱特性,以至于它的频宽小于信道带宽,那么就可以直接用调制器对其进行调制,无须在调制器输出端附加带通滤波器,与传统的用滤波器来限制信号带宽的方法相比,这种方法具有更大的优势。

调制技术是通信系统的关键技术之一,通信系统的性能在很大程度上由调制方式所决定,而对数字通信系统,数字调制技术还关系到通信系统性能的优劣。为了能在带宽内得到较高的传输速率,以适应信道传输,而在解调时又能在较低的信噪比条件下达到所要求的误码率,因此对调制提出下述几点要求:

①调制的频谱利用率高,单位带宽能传送的比特率高,即 $\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} / \text{Hz}$ 要大;

②调制的频谱应有较小的旁瓣,以避免对邻道产生干扰;

③能适应瑞利衰落信道,抗衰落性能好,即在瑞利衰落的传输环境中,解调所需的信噪比低;

④调制解调电路易于实现。

现在的各种公用和专用通信系统都在追求更大容量、更远通信距离以及更高的功率效率,尤其是目前广泛应用的移动通信系统、卫星通信以及航天器的测量、跟踪与控制等系统中,这方面的需求和要求就更加紧迫。通信系统的容量与系统所占的频带和可利用频段有着直接的关系,而可利用频段是不可再生的,并且是具有一定限制的资源。因此就必须寻求具有更高频谱利用率的调制技术。提高频谱利用率是提高通信系统容量的重要措施,也是人们规划和设计通信系统的关注焦点。所谓先进的调制技术是指在所需要的信噪比相等的条件下,可获得较高的频谱利用率的信号调制方式,就是要求已调信号所占的带宽要窄(即已调频谱从天线发射时功率的主瓣要窄),同时旁瓣的幅度要低(即辐射到相邻频道的功率要小)。提高频谱利用率有两种途径:一是降低已调信号的频谱宽度;二是提高该调制系统的信息传输率。因此高带宽效率并具有恒包络特性的调制技术成为了研究的重点。

1.2 高带宽效率恒包络调制技术的重要性

数字调制,就是利用数字信号对射频载波进行调制,它也和模拟调制一样,可以调制射频载波的振幅、相位、频率或其组合。常用的数字调制方式有振幅键控(ASK)、移相键控(PSK)和移频键控(FSK)等方式^[5],这些调制方式的共同特点就是经调制的信号其相位是不连续的。而先进的调制技术是指在所需要的信噪比相等的条件下,可以获得较高频带利用率的信号调制方式。因此调制体制的选择应满足传输带宽窄、频带利用率高、信号包络恒定、带外功率低和码间干扰小等要求。

在无线移动通信中,由于信道的衰落特性对信号的幅度存在直接的影响,不宜采用幅度调制,而频率调制的频带利用率又比较低,因此要想在超短波信道内实现高速的数据传输,最好采用相位调制。在实际应用中,由于已调信号相位的非连续性常常会带来一些问

题,例如频谱扩展和伪发射等,故在无线通信系统中应尽量避免使用。作为一类典型的连续相位数字调制技术,CPM 被分为全响应调制和部分响应调制。在全响应 CPM 调制技术中,有最小频移键控(MSK)、正弦频移键控(SFSK)、连续相位频移键控(CPFSK)等方法。其中,最早的 MSK 是由多尔兹(Doelz)和希尔德(Heald)研究、发明的,并在 1961 年申请了美国国家专利。CPFSK 是 20 世纪 60 年代末到 70 年代初提出的,在通信领域一直为人们所关注和研究。近年来,美国军方 ARTM(美国先进靶场遥测计划组织)与爱德华兹(Edwards)空军基地(AFB)一起支持 Nova 公司对 CPFSK 体制(多调制指数连续相位调制体制)进行研究,以期建立一种新的调制体制以取代沿用了数十年的 PCM/FM 调制体制。在部分响应的 CPM 调制技术中,最流行的当属高斯最小键控(GMSK)^[6]。这种调制技术于 1987 年被欧洲第二代移动通信系统的技术标准所采纳(该系统 1990 年重新命名为全球移动通信系统 Global System for Mobile Communication, GSM)。在上述各种调制技术中,CPFSK 是一般类型的连续相位体制 CPM 的特例,MSK 是 CPFSK 的一种特殊情况,而 GMSK 则是在 MSK 基础上改进的结果。在实际应用中,采用较多的是 MSK 及其改进的恒包络调制,它们不仅频带利用率高,且频谱在主瓣以外的衰减很快,特别适合移动通信的传输系统。国内对 CPM 的研究并不算太晚。从文献上看,早在 1990 年就对连续相位调制的评价标准进行过研究。自 2001 年以来,对 CPM 的研究反映在相位迁移轨迹研究配合 CPM 的计算机异步端口信号的同步设计及 CPM 的计算机仿真等方面。虽然近几年来国内对 CPM 的研究已经有了一定的进展,但从深度、广度上来看还是不够的,特别在具体的实现与实际应用方面,还存在较大差距。

如何提高频率资源的使用效率成为急需解决的一个重要问题,为了更好地解决这一问题,人们对现代通信系统和通信技术提出了更高、更多的要求。比如,针对任何时间、任何地点都能实现信息交流的需求,往往要求一些先进的移动通信系统在很差的外部环境下也能实现可靠的数据信息传输,甚至要求在动态和多径环境条件很恶劣的情况下仍能保证通信功能及通信质量。与此同时,随着通信用户的迅速增加,外部电磁环境变得极其复杂,为了高效利用频带资源,减小各用户间的干扰,要求通信系统具有抗干扰能力强、频谱效率高以及带外功率辐射小(减小邻道干扰)等特征。另外,在一些特定通信系统中往往要求调制后信号的包络恒定或准恒定,能够使用非线性功率放大器,以及具有较高的编码增益等^[7]。

峰平比是信号时域基本特征之一,所谓峰平比是指信号峰值功率与平均功率比值的开方值。在很多通信信号调制系统中(例如,卫星通信系统、空间深测系统等),峰平比是一项重要指标,理想情况下峰平比等于 1 或接近于 1,即通常所说的恒包络调制系统或准恒包络调制系统。

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。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,因为它们不适用于上述要求最高发射机功率效率的信道,当它们通过非线性功率放大器时也可以减小频谱扩展和信号畸变。对于运行在饱和和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。为了满足以上对高发射机功率效率的需要,已经研究出大量的不借助多电平幅度调制的方法来获得高带宽效率的恒包络调制技术,比如 OQPSK,MSK,GMSK 和 FQPSK 等。

基于对上述诸方面的要求,人们已经研究出大量的不借助多电平幅度调制的方法来获得高带宽效率的恒包络调制技术,如交错四相相移键控(OQPSK)、最小移频键控(MSK)、高斯最小移频键控(GMSK)及 FQPSK 等。这些技术的研究大部分是围绕提高系统效率展开的。但是系统效率单从信道的信息传输速率来评价是不够的,还要用系统信道中单位频带内所实现的信息传输速率来衡量。单位频带信息传输速率称为频带利用率。设 B 为信道所需的传输带宽, R_b 为信号的信息传输速率,则频带利用率可以表示成 $\eta = R_b/B(\text{bit} \cdot \text{s}^{-1}/\text{Hz})$ 。对于加性高斯白噪声信道来说,通信系统的频带利用率有一定的容限限制,信道的最大容量是由香农公式来确定的:

$$C = B \log_2(1 + S/N) \quad (1-1)$$

式中 S ——信号的功率;

N ——信号带宽 B 内的噪声功率, $N = N_0 B$;

$N_0/2$ ——噪声的功率谱密度。

为了方便表述,令频带利用率的倒数 $\beta_F = B/R_b$, β_F 为单位信息速率所占用的带宽。令 $\beta_E = E_b/N_0$, 这里 E_b 为传输 1 bit 信息所需的信号能量。这样一来,可以将香农公式转换为图 1.1 所示曲线,即

$$\beta_E = (2^{1/\beta_F} - 1)\beta_F \quad (1-2)$$

采用高带宽效率调制或者高带宽效率编码等方法可以接近香农极限。借助于专门的调制方式和特殊的基带码元信号形式(比如,正余弦、升余弦、正余弦的高次幂等信号)可以得到高带宽效率信号。增加连续相位调制信号(CPM)的码元长度 LT_b 、改变调制指数 h 值和数量、引入码间干扰、采用多进制等方法也是带限信道中保证高信息传输速率经常采用的手段。可以说,提高单位频带信息传输速率的问题都与限制信号的占用带宽以及控制带外能量辐射大小问题密切相关。

在功率受限的无线通信系统中往往采用频率键控调制和相位键控调制方式,其中频率调制函数和相位调制函数通常选取一些简单的经验信号波形,例如,矩形波在正交相位键控调制(QPSK)、偏移正交相位键控调制(OQPSK)等信号中的应用,正余弦波在最小频移信号(MSK)基带调制中的应用等,或者是经验信号的简单组合信号(比如升余弦信号)。

通过增加多进制相位调制信号的状态总数可以实现减小 β_F 值的目,使其更接近香农

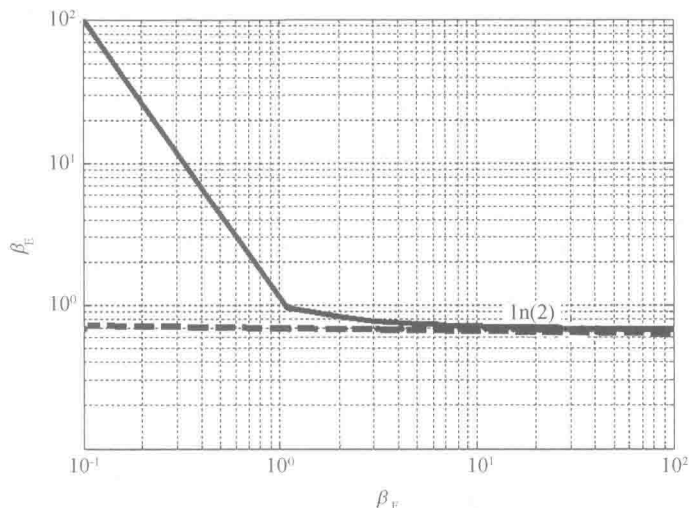


图 1.1 香农极限曲线

极限,图 1.2 给出了状态数 m 取不同值时 β_F 和 β_E 之间的关系曲线。结果表明,这种方法并不能实现信道潜在的最大信道传输容量,图 1.2 中点画线表示最优化选取各个状态的编码结构时的理论极限曲线。对于最小频移键控信号 (MSK) 来说,当错误接收概率取 $10^{-6} \sim 10^{-5}$ 时, β_F 的取值为 $1.6 \sim 1.8$, β_E 的取值为 $5 \sim 10.2$ 。使用升余弦函数、满足端点处高阶导数为零的多项式函数、高阶正余弦函数作为频率调制函数可以达到降低 β_F 值的目的。合理地引入码间干扰是进一步降低 β_F 值行之有效的方法,比如高斯最小频移键控信号 (GMSK) 就具有功率谱密度滚降速度快、带外能量辐射小等优点,当 BT_b 取 0.4, 错误接收概率取 10^{-4} 时,它的 β_F 值为 1.48, β_E 的值为 12.8。这种信号的缺点是由于码间干扰的引入导致信号接收的可靠性下降,在实际系统信号的选取过程中应根据实际需要进行折中考虑。FQPSK 信号也属于带码间干扰的高带宽效率信号, FQPSK 作为一种提高信道带宽利用率的调制体制始于 1982 年美国人 Feher 发明的无码间干扰和抖动的交错正交相移键控 (IJF - OQPSK)。IJF - OQPSK 这种调制体制在频域的性能优良,但是在时域它的高频调制信号却出现了 3 dB 的包络起伏。因此在 1986 年 Feher 对该调制体制进行了完善以消除 3 dB 的包络起伏,即形成 FQPSK 这一调制体制。尽管 FQPSK 具有较高的频带利用率,但它没有在移动通信系统中得到广泛应用,却在遥测领域获得了更多应用,在应用领域上与 GMSK, TFM 等体制并不相同。当错误接收概率取 10^{-4} 时,它的 β_F 值为 1.1, β_E 值为 15.7。

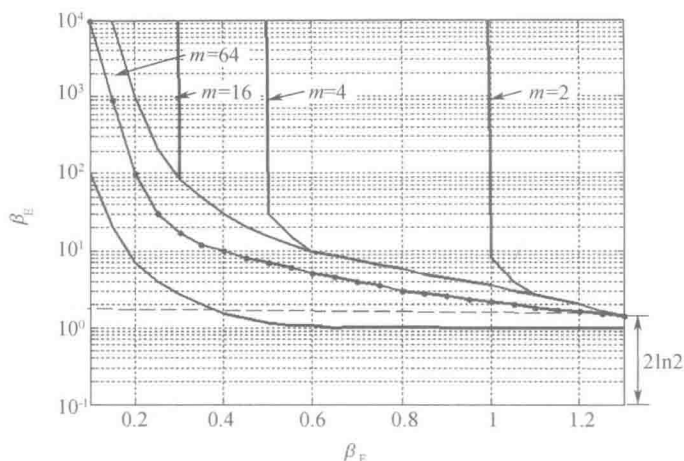


图 1.2 通过增加多进制相位调制信号的码字数 m 降低 β_F 值

1.3 本书的主要内容

本书在第 1 章首先介绍了高带宽效率恒包络调制的意义以及重要性;在第 2 章主要围绕提高频带利用率和实现恒包络调制这两个主题,简要说明了 OQPSK, MSK, GMSK 和 FQPSK 这几种优秀调制方式的特点和原理;第 3 章介绍了基于最小带外能量辐射准则建立数学泛函数模型的过程,并对数学泛函数附加了限制条件,最后分别对最优化泛函数模型的解析解和数值解的求解过程进行了详细推导;第 4 章分别利用正弦函数、多项式函数、原子函数以及最优化泛函数对 CPM 信号的相位轨迹进行平滑,并对得到的 CPM 信号的频谱进行了分析;第 5 章和第 6 章分别针对全响应正交调制系统和部分响应正交调制系统,对基带码元优化进行了详细分析,同时给出了最优化信号的时频特性曲线,然后对得到的已调信号的频谱进行了分析与 QPSK, MSK 信号进行了比较;第 7 章介绍了最优化泛函数在直扩系统中的应用,通过对泛函数进行条件限制,极大提高了直扩系统的频带效率;第 8 章利用 MATLAB 软件分别对全响应和部分响应的正交调制、解调系统进行了仿真,给出了调制解调的具体实现方案以及仿真的误码率曲线。

第2章 高带宽效率(准)恒包络正交调制系统

随着频率资源的日趋紧张,如何在通信过程中提高频带利用率的问题变得越来越重要,针对这一情况,OFDM 和多进制数字调制技术(如 QAM)等具有高频带利用率的调制方式被相继提出。然而,如前文所述,在许多通信环境下(如卫星及深空通信系统)往往要求已调信号具备恒包络或准恒包络的特性,而 OFDM 及 QAM 等调制方式存在峰均比过大的问题,无法满足恒包络或准恒包络特性这一要求,因而其应用范围受到了限制。

由于无线网络对实际系统的要求侧重不同,近年对数字调制技术进行了以下几方面的改进。

(1) 提高频带利用率

即在有限的带宽内尽可能地提高传信率,比如多进制调制技术便属于此类。

(2) 减小信号功率占用带宽

主要是压缩功率谱主瓣的宽度,其目的也是为了提高频谱的利用率。

(3) 减小带外辐射

也就是要求功率谱函数随频率的增高有更大的衰减因子,减小能量向高频的扩散。这对于像移动、卫星和微波中继这样的频道十分密集的系统显得尤为重要。

基于对上述诸方面的要求,人们对数字调制技术进行了更为深入的研究,出现了不少数字调制的改进方案,例如,偏移四相相移键控(Offset-QPSK), $\pi/4$ -DQPSK,MSK,高斯最小移频键控(GMSK)以及 FQPSK 等。下面将对这几种优秀改进型数字调制技术的原理做简单介绍。

2.1 交错相移键控(OQPSK)

要说明 OQPSK 调制方式,首先要介绍 QPSK 调制方式。

1. QPSK 调制方式

QPSK 即四相相位键控,它是目前微波、卫星、光纤等数字通信中最常用的一种数字调制方式,因为该调制方式调制出来的信号具有较高的频谱利用率,所以该信号还具有较强的抗幅度失真能力。在恒参信道下,QPSK 调制技术与 FSK,2PSK,ASK 调制技术相比,不但抗干扰性能强,而且能够更加经济有效地利用频带,因此应用广泛。

不过,QPSK 调制方式却不适合用于移动通信系统中,因为:

(1) 带外辐射强 QPSK 信号频谱的滚降速度很慢,远达不到窄带移动通信系统对射频信号带外辐射的要求;

(2) 不能使用非线性放大器 QPSK 信号中的载波相位变化可以是 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ 中的任意一个,信号通过带通滤波器后其包络就会出现起伏,特别是 180° 变化的地方,包络可以降到 0° ,而当一个有着非恒定包络的带限线性调制载波经过非线性放大后,其原已被滤掉或不存在的旁瓣就会恢复,同时产生同相、正交信号间的带内串扰,这将引起严重的邻道和同信道干扰,经过非线性放大系统的误码性能也会下降,通过线性调制获得的频谱效率在经过非线性放大后就会完全丧失。

QPSK 又称作四相绝对相位键控,也就是用载波信号的四个初始相位来映射信号码元的四种状态。依据它们相互之间的映射关系,人们划分出两种方式,即 A 方式与 B 方式,如表 2.1 所示。

表 2.1 QPSK 的相位对应关系

信码	A 方式	B 方式
0 0	0°	225°
1 0	90°	315°
1 1	180°	45°
0 1	270°	135°

QPSK 调制器框图如图 2.1 所示,二进制比特流进入串/并转换器之后,它们同时并行输出。一个比特进入同相信道即 I 信道,另一个进入正交信道即 Q 信道,I 信道的载波是与参考载波 $\cos\omega_c t$ 同相的载波,而 Q 信道是与参考载波相位正交的载波。在 I 和 Q 信道中每个信道的调制过程与 2PSK 相同,本质上,QPSK 是两个 2PSK 调制器的并行组合。因此在 QPSK 调制系统中尽管有较高的抗高斯白噪声性能,但存在和 2PSK 调制器中一样的问题即相位不确定性。

2. OQPSK 调制技术

交错正交 OQPSK 调制技术是以 QPSK 调制技术为基础,形成了一种恒包络数字调制技术,是 QPSK 的一种改进型,也称为偏移四相相移键控或参差四相相移键控(SQPSK)。在信号的相位关系方面,OQPSK 调制技术与 QPSK 调制技术都是将单路信号输进系统后划分成两路信号,再进行正交调制。这两种调制方式的不同之处是,OQPSK 调制技术将在同相支路上的信号和正交支路上的信号在时域上差开了半个码元周期长度的时间。因为这两条支路上存在码元信号的半周期时间长度上的偏移,所以极性偏转被限定于只会发生在其中的一条支路上。因此 OQPSK 调制技术的调制过程当中不会有两条支路上的码元同时发生

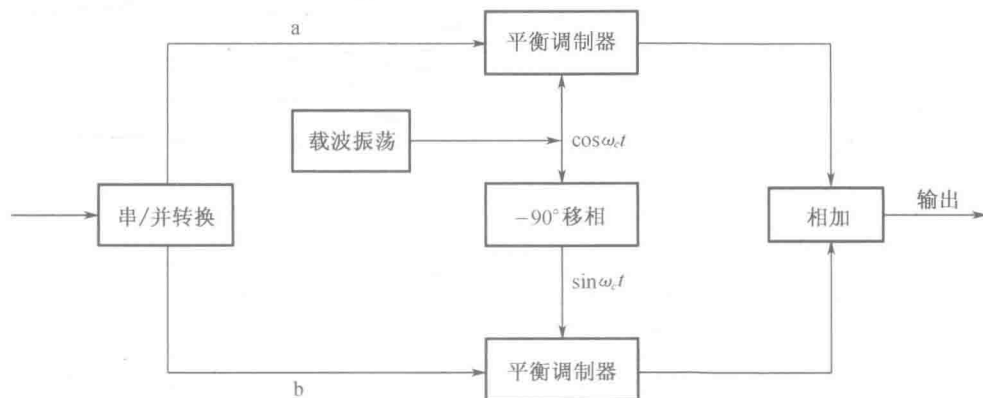


图 2.1 QPSK 调制器框图

翻转的情况。OQPSK 调制技术调制出来的信号的相位是不会发生 180° 的相位跳变的,并且只能出现跳变 0° 或 $\pm 90^\circ$ 的情况。星座图中的信号点被限制在了正方形的四条相等的边上,仅能在这四条边上进行移动。当信号通过滤波器进行滤波后,OQPSK 调制技术调制的信号当中的包络的最大值与最小值之间的比值约为 $\sqrt{2}$,不会再有 QPSK 中无穷大的情形发生,从而非线性放大可以用来提供更有效的放大,以重新获得恒包络。

2.2 $\pi/4$ - DQPSK 调制与解调技术

频谱效率是影响设计通信系统时选择调制方式的重要决定因素之一,另一个决定因素则是功率效率,QPSK 调制技术频谱利用率是比较高的,不过,在某些无法确定的时间点上,它会发生 180° 相位的变化。然而,OQPSK 调制技术只会在相位方面产生 90° 的突然改变。因此 QPSK 调制出来的信号比 OQPSK 调制出来的信号更容易被信号包络的变化影响。不过,OQPSK 调制方式一定需要采用相干解调,所以在载波进行恢复时,很有可能带来相位模糊。 $\pi/4$ - DQPSK 调制方式是在对基带码元信号进行调制之前,对信息进行差分编码,信号通过相移反映在 $\pi/4$ - DQPSK 调制技术中,紧挨着的码元之间的最大位相差为 $\pm 3\pi/4$,通过将其与 OQPSK 和 QPSK 的比较,码元极性发生改变或者变为零时的相位突变被限制为 $\pm \pi/4$ 或 $\pm 3\pi/4$,不会有因为 180° 相位的突变而带来的百分之百的包络起伏,如果通过低通滤波器的平滑处理,调制后输出的 $\pi/4$ - DQPSK 信号的相位变化将不仅仅是连续,而且会近似于平滑,频谱特性也就获得了提升。

2.2.1 $\pi/4$ - DQPSK 调制技术

$\pi/4$ - DQPSK 是一种正交相移键控调制方式,该方式调制出来的信号可以拥有八种相

位状态: $0, \pm \pi/4, \pm \pi/2, \pm 3\pi/4, 2\pi$ 。这八种状态相互转换于两组状态之间, 即 $\{0, \pi/2, \pi, -\pi/2\}$ 和 $\{\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4, -\pi/4\}$, 我们使用空心点和实心点来表示这两组状态, 相隔 $\pi/4$ 。相位在信号发生极性时发生的瞬时跳变将被限制于 $\pm \pi/4$ 和 $\pm 3\pi/4$ 这 4 种情况, 相位转移详情如图 2.2 所示, 这种调制方式成功地避免了 $\pm \pi$ 相位突变的情况。

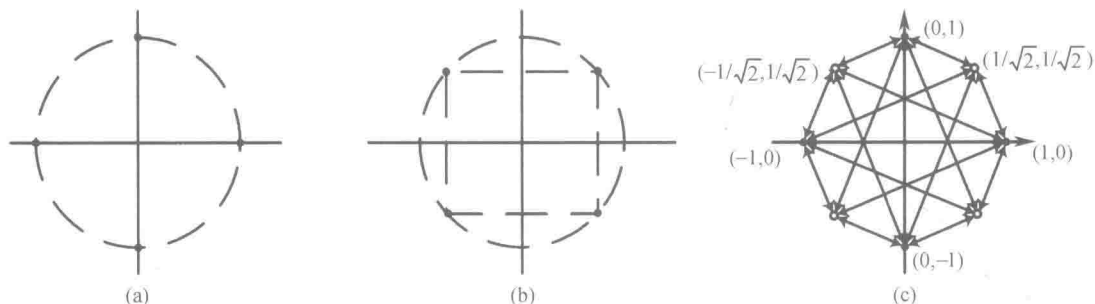


图 2.2 由 $\pi/4$ -DQPSK 调制的信号的星座图

$\pi/4$ -DQPSK 调制方式的调制原理如图 2.3 所示, 输入信号通过一个串/并转换器, 紧接着是一个差分相位编码器以及用于平滑信号的低通滤波器, 最后经过正交调制, 由此输出由 $\pi/4$ -DQPSK 调制方式进行了调制的已调信号。

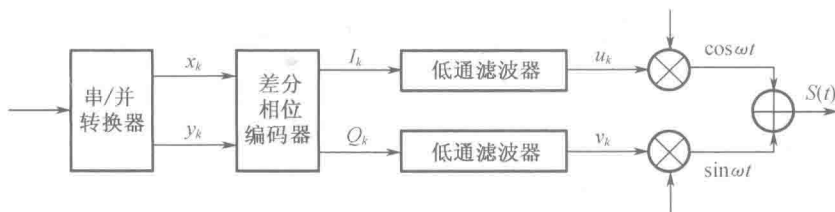


图 2.3 $\pi/4$ -DQPSK 调制方式的调制系统框图

设已调信号

$$S_k(t) = \cos(\omega_c t + \theta_k) \quad (2-1)$$

式中, θ_k 为时间范围 $kT_s \leq t < (k+1)T_s$ 里的附加相位。将式(2-1)展开可得

$$S_k(t) = \cos\omega_c t \times \cos\theta_k - \sin\omega_c t \sin\theta_k \quad (2-2)$$

当前码元的附加相位 θ_k 是紧挨着的前一个码元的附加相位 θ_{k-1} 与当前码元的相位跳变量 $\Delta\theta_k$ 的和, 即

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta\theta_k \quad (2-3)$$

其中

$$\sin\theta_{k-1} = V_{k-1}$$

$$\cos\theta_{k-1} = U_{k-1}$$

可以将上面两式进行改写,设

$$V_k = \sin\theta_k = \sin(\theta_{k-1} + \Delta\theta_k) = \sin\theta_{k-1}\cos\Delta\theta_k + \cos\theta_{k-1}\sin\Delta\theta_k \quad (2-4)$$

$$U_k = U_{k-1}\cos\Delta\theta_k - V_{k-1}\sin\Delta\theta_k \quad (2-5)$$

$$V_k = V_{k-1}\cos\Delta\theta_k + U_{k-1}\sin\Delta\theta_k$$

式中, $\Delta\theta_k$ 是指输入信号通过一个串/并转换器后得到的双路并行信号所带来的相位变化值,它与 X_k, Y_k 路码元的关系如表 2.2 所示。

表 2.2 $\pi/4$ -DQPSK 调制方式的相位跳变规则

X_k	Y_k	$\Delta\theta_k$	$\cos\Delta\theta_k$	$\sin\Delta\theta_k$
1	1	$\pi/4$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
-1	1	$3\pi/4$	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
-1	-1	$-3\pi/4$	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$
1	-1	$-\pi/4$	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

2.2.2 $\pi/4$ -DQPSK 解调技术

1. 中频差分检测

$\pi/4$ -DQPSK 调制方式的解调过程如图 2.4 所示,中频差分检测的优点是不需要进行载波恢复,因此降低了接收端的复杂程度。由天线捕获的信号将经过一个带通滤波器,其中的一条分支将被延时 T_s 后与捕获到的信号进行相乘,还有一条分支在被延时 T_s 之后将与被进行 $\pi/2$ 相移的捕获到的信号进行相乘,最后分别通过一个低通滤波器滤除多余频率,通过抽样判决器进行信号的判决,以及一个并/串转换器将两条分支合并,获得解调信号,完成解调工作。

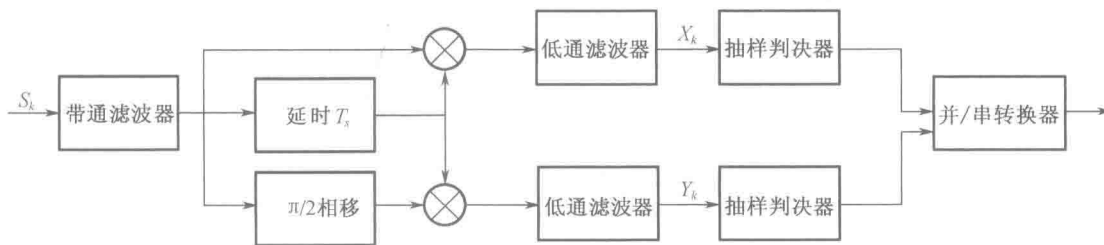


图 2.4 $\pi/4$ -DQPSK 中频段差分检测流程框图