

摘 要

正交频分复用 (OFDM) 作为一种特殊的多载波传输技术, 由于具有很高的频谱效率、很强的抗多径衰落能力和抗频率选择性信道能力、很高的功率效率等特点, 已经被许多通信标准所采用。如非对称数字用户环路 (ADSL)、数字音频广播 (DAB)、高清晰度电视 (HDTV)、无线局域网 (WLAN) 等系统。但是, OFDM 存在较大的峰均功率比缺陷, 对功率放大器线性度要求很高。为了解决这一问题, 国内外学者对降低 PAPR 的技术进行了大量的研究。

论文首先讨论了 OFDM 系统的基本原理, 并对峰均比问题进行了详细地分析。针对各类降低峰均比技术的国内外研究现状, 重点分析了限幅滤波技术和概率类技术中最为重要的部分传输(PTS)技术。

传统的限幅算法会引入带内噪声和带外辐射, 且存在深采样后的峰值再增问题。本文随后研究了一种基于双向 FFT 实现频域滤波的限幅算法, 仿真分析了在不同限幅率下降低 PAPR 的能力。论文还讨论了一种在该双向 FFT 限幅算法基础上发展而来的重复限幅滤波算法, 通过采用多次限幅、滤波操作, 可以进一步提升降低 PAPR 的性能。

接着, 针对 PTS 算法计算复杂度较大的缺陷, 仿真分析了具有较小复杂度的 Cimini 迭代、峰值消减法降低 PAPR 的性能及其运算复杂度。然后讨论了 PTS 与 Clipping 联合使用的算法结构, 仿真分析了在不同级联顺序下联合算法的性能。结果表明, 最佳的级联顺序为先线性变换 PTS, 后非线性变化 Clipping 算法。

最后, 针对 PTS 算法需要额外传输边信息的另一缺陷, 提出了一种基于导频音的改进型低复杂度无边信息传输 PTS 算法。该改进算法在原算法基础上, 通过进一步计算接收到的导频音虚部和实部之和, 在扩展相位因子条件下, 可以很好地估计出发送端所使用的相位因子, 从而使得改进后的方法降低 PAPR 的能力更强。与此同时, 不会明显影响系统的误码率性能, 且不会明显增加系统的复杂度。

关键词: OFDM; 峰均功率比; 限幅; 部分传输序列; 导频音

Abstract

As a special technique of multi-carrier modulation (MCM), orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) offers a considerable high spectral efficiency, multipath delay spread tolerance, immunity to the frequency selective fading channels and power efficiency. As a result, OFDM has been widely deployed in many wireless communication standards such as Digital Audio Broadcasting (DAB), Digital Video Broadcasting(DVB), Wireless Local Area Network(WLAN), Asymmetric Digital Subscriber Line(ADSL), High Definition Television(HDTV), and so on. However, one of the main drawbacks of OFDM system is the high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR). To solve this problem, many domestic and foreign scholars have done lots of work, aiming at PAPR reduction.

In this thesis, the principle of the OFDM system is firstly discussed, followed by detailed PAPR problem analysis. The current research status of PAPR reduction techniques are then reviewed with the emphasis on the clipping & filtering and the probabilistic technologies, especially the Partial Transmit Sequence (PTS) technology.

It is known that the traditional clipping technique will result in the in-band noise and out-band radiation, as well as the regrowth of PAPR after deep sampling. This thesis then investigates a clipping algorithm which uses bidirectional FFT operation to filter in the frequency domain, and its PAPR reduction ability is simulated and analyzed under different Clipping Ratio (RC). Moreover, a repeated clipping and filtering method based on the previous clipping algorithm is discussed. It is demonstrated that, by clipping and filtering more times, the performance can be further improved.

Aiming at the drawback of high complexity of the PTS algorithm, two low-complexity PTS methods are simulated, which are called Cimini iterative and the Peak Cancellation. Then, their performance including implementation complexity are simulated and analyzed. Then, the concatenated structure of the clipping algorithm and PTS algorithm is discussed. Simulation results show that the best cascade scheme is to the linear PTS algorithm first, followed by the non-linear clipping algorithm.

Finally, as PTS algorithm needs to transmit Side Information (SI), one low complexity PTS without SI algorithm based on Pilot Tone is studied. On this basis, an improved algorithm is proposed in this thesis. By further calculating the sum of the imaginary and real parts of the pilot tone, the expanded range of the transmitted phase factors can be estimated very well, thus the PAPR can be significantly reduced, at almost no impact on the system

BER performance complexity.

Key Words: OFDM; Peak-to-Average Power Ratio; Clipping; Partial Transmit Sequence; Pilot Tone



第 1 章 绪论

1.1 课题的研究背景及意义

1.1.1 OFDM 技术的演进及其意义

1966 年, R.W.Chang 博士和 R. A. Gibbey 等人首次提出了正交频分复用(OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing)技术的基本概念^[1], 并对其基本原理进行了详细地论述。其研究表明, 采用 OFDM 技术可以实现多个信息在同一线性带线信道里同时传输, 并且可以避免载波间干扰(ICI, Inter-Carrier Interference)和符号间干扰(ISI, Inter-Symbol Interference)。该论文所提出的 OFDM 系统与传统多载波调制技术的主要区别在于子载波满足相互正交条件, 子载波间的频谱频谱可以相互叠加, 因此 OFDM 系统的这种特性可以有效提升系统的频谱利用率, 并且不再需要像以前的多载波调制系统中使用陡峭的带通滤波器来分离单个子载波。

Weinsten 和 Ebert 对 OFDM 系统的发展做出了巨大贡献^[2]。1971 年, 他们指出, 多载波系统基带的调制和解调可以采用离散傅里叶变换对来实现, 即采用逆变换(IDFT, Inverse Discrete Fourier Transform)和离散傅里叶变换(DFT, Discrete Fourier Transform)来实现。这样, 在基带处理时只需要采用一个模拟前端便可取代之前 N 个子载波各自所需要的模拟前端, 从而大幅度降低了系统的复杂度。然而, 当时由于硬件技术条件的制约, 这个系统没能及时实现。现代 OFDM 系统主要采用快速傅里叶变换(IFFT)和快速傅里叶变换(FFT)来实现基带数据的调制和解调。为了对抗载波间干扰和符号间干扰, Peled 和 Ruiz 等人提出了循环前缀(CP, Cyclic Prefix)的概念, 通过插入 CP 来扩展 OFDM 符号的周期, 使得周期前缀比信道的冲击响应时间长, 就可以有效地模拟周期卷积的信道^[3]。

1985 年, Cimini 博士将 OFDM 概念应用到了蜂窝移动无线通信系统中来, 为当代无线 OFDM 通信系统的发展奠定了坚实的基础^[4]。随着数字信号处理(DSP, Digital Signal Processor)技术和超大规模集成电路技术的迅速发展, 最初阻碍 OFDM 技术的发展因素已不复存在。而正是因为它具有频谱利用率高, 抗频率选择性衰落和码间干扰能力强的优点, 已经被许多通信标准所采用。如在非对称用户数字线(ADSL)^[8]、数字音频广播(DAB)^[5]、数字视频广播(DVB)^[6]、基于 IEEE802.11 标准的无线本地局域网(WLAN)^[7], 以及高清晰度电视(HDTV, High Definition Television)中都得到了应用, 更成为了未来移动通信的核心技术, 它已经被 3GPP Long-Term Evolution(LTE)作为下行的主要传输技术, 并且也成为 WiMAX 中的关键技术。

1.1.2 OFDM 技术的优缺点

OFDM 技术之所以能够成为新一代无线通信的核心技术,其原因在于 OFDM 技术存在以下技术优势。

(1) 抗多径干扰和衰落强。OFDM 技术通过串并转换,把高数据流分解为多个并行的低数据流,使得每个子载波上的码元宽度相对加长,从有效地减少了符号间干扰(ISI)。并且,OFDM 技术本身采用了插入循环前缀的技术,可以进一步消除符号间干扰。虽然无线信道会因为多径传输而出现频率选择性衰落,但是不可能所有子载波都同时处于频率选择性衰落,只有少数处在频率选择性衰落下的子载波所携带的信息会受到较大影响,大多数子载波不会受到太大的干扰。

(2) 频谱利用率高。OFDM 技术的基本思路就是采用相互正交的子载波并行地传输数据,它允许各个子信道的频谱相互重叠,与常规的 DMT 技术相比,具有很高的频谱利用率。另外,在 OFDM 的各个子信道上还可以采用多进制调制方式,将进一步提高系统利用率,这在无线频谱资源紧缺的当今环境中显得尤为重要。

(3) 易于硬件实现。前面已经提到,OFDM 系统中基带数据的调制和解调可以直接采用离散傅里叶变换对(IDFT 和 DFT)来实现。在子载波数目很大的系统中,可以进一步采用快速傅里叶变换对(IFFT 和 FFT)来实现。随着现代大规模集成电路(VLSI, Very Large Scale Integrated Circuits)技术和数字信号处理(DSP, Digital Signal Processing)技术的发展,快速傅里叶变换对的硬件电路很容易实现。

(4) 可以与多种接入方式结合使用,构成 OFDMA 系统。如跳频 OFDM、OFDM-TDMA 等系统,这些系统中,多个用户可以同时使用 OFDM 技术进行数据传输。

但是 OFDM 系统的射频输出信号为多个正交子信道上信号的叠加,与单载波(SC, Single Carrier)系统相比,它的缺点如下:

(1) 同步要求十分严格

OFDM 技术对时间和频率误差非常敏感,特别是当发生频率差错时,情况更为严重。实际上,OFDM 信号在解调时发生频偏会导致很高的误码率。

发生频率同步误差的主要原因有两个:一是发射机和接收机本地振荡器之间的频率差异;二是由发射机和接收机之间的相对运动而造成的多普勒频移(Doppler spread)。发射机和接收机之间的本振频率要尽可能地匹配。在子信道更多的情况下,这样的匹配必须做到更好。发射机和接收机之间的相对运动会导致一些其他的频率误差。因此,在高速移动环境下,OFDM 技术的性能会有很大的衰退。为了优化 OFDM 链路的性能,最重要的是同步要精准。可以在三个方面进行同步:符号,载波频率及样值频率同步。

(2) 峰均功率比(PAPR)问题

峰均功率比和 OFDM 系统的子载波数成正比。子载波数很大的 OFDM 系统会因为同相的子载波叠加后而呈先出很高的峰均功率比。高峰均比会使得系统的数模转换器(DAC, Digital-to-analog converter)和模数转换器(ADC, Analog-to-digital converter)的实

现更为困难。同时,射频放大器设计的难度也会增加。高 PAPR 的信号有可能会超过发射端功率放大器的线性动态范围,从而使输出信号发生畸变,使信号的频谱发生变化,进而破坏各个子载波之间的正交性,严重恶化系统性能。

1.2 OFDM 系统中峰均比问题及其研究现状

针对 OFDM 系统存在较高的峰均功率比这一技术难题,国内外学者已经进行了许多研究。目前降低 OFDM 系统峰均比的技术主要可以概括为三大类:限幅类技术,编码类技术以及概率类技术。

(1) 限幅^[9]可以有效控制峰均比,而且复杂度小,冗余度低,是目前实际系统中最为广泛应用的抑制峰均功率比的方案之一。限幅的基本原理是将信号的峰值限制在预设的阈值,而没有超过阈值的信号无损地通过。限幅操作所带来的干扰可以看做是一种额外的噪声。这些噪声包括带内和带外噪声。带内干扰无法通过滤波来减少,因而会导致系统 BER 性能的退化,同时带外辐射会减小频谱利用率。限幅后对信号进行滤波可以减少带外辐射,但是会导致一些信号点的峰值再生,因此经过限幅和滤波操作后的某些信号点会超出限幅的阈值。为了解决峰值再生问题,可以采用一种重复限幅滤波方法[44][45]。重复限幅滤波方法通过多次迭代,从而达到满意的信号幅值水平。当重复滤波方法和其他降低 PAPR 技术联合使用时,一些不利影响可以被有效地减少。本文将在第三章中对限幅算法进行详细讨论。

(2) 采取不同编码方式产生不同的码字,从中选择具有较小 PAPR 值的码字作为 OFDM 符号进行数据的传输是编码类方法的主要思想。A.E.Jone 和 T.A.Wilkinson 在 1994 年提出了通过对待发送的数据引入一些冗余比特可有效的降低 PAPR^[10],随后他们又提出了将纠错编码和降低 PAPR 相结合方法^[11],这种方法既降低了 PAPR 又提高了系统的误码率性能。在 A.E.Jone 和 T.A.Wilkinson 之后出现了一系列的基于文献[10]的改进方法,如文献[12]~[15]等。此外,文献[16]提出将 n 比特的信息序列用长度为 2^n-1 比特的 M 序列来表示可将 PAPR 降低至 0.6dB,但是, J.Jedwab 指出^[17],实际中对离散信号进行内插后得到的信号并不能达到文献[16]所给出的性能。

1997 年 J. A. Davis 和 J. Jedwab 在文献[19]中将格雷补序列(GCS)^[18]与 RM 码相结合,在 M-PSK 调制时用 RM 码来构造出格雷补序列作为发射序列可将 PAPR 降低至 3dB。至此,将格雷互补序列用于 OFDM 的 PAPR 抑制成为研究的热点,因为它既具有很好的 PAPR 抑制能力又有 RM 码的纠错能力。但是,文献[19]中的方法只适用于 PSK 类调制,而对于现有系统中广泛应用的 QAM 类调制却不能保证 PAPR 在 3dB 内。因此,许多学者提出各种方法将 GCS 方法扩展到 QAM 类调制,其中具有代表性的是文献[20]提出的用 QPSK 序列来构造出 16-QAM 信号,文献[22]又将 16-QAM 扩展到 M-QAM,并给出了 PAPR 的相应上限。除了利用 RM 码来构造 GCS 序列,文献[21]

提出利用 RSP(Rudin-Shapiro Polynomials)编码方法来构造 GCS 序列。相对于之前的构造方法, RSP 可以在 PAPR 和编码效率 R 之间实现折衷, 使得 PAPR 与 R 之间成线性关系, 这样就避免了在子载波数目较大时编码效率过低的问题。

系统相对简单、稳定, 降低 PAPR 得效果好是编码类方法的主要优点。但是应用编码类技术也有很大的局限性, 一是受编码调制方式限制; 二是数据传输率会有所减小; 三是子载波数的限制。因此, 在高速率和子载波数目很大的系统中编码类技术并不适用, 它只适用于子载波数较少、频带较宽的系统。

(3) 概率类技术是通过减少峰值信号出现的概率来降低系统的峰均功率比。其最具代表性的算法为: 选择映射法(SLM, Selective Mapping)和部分传输序列(PTS, Partial Transmit Sequence)。

1996 年, R. W. Bauml、R. F. H. Fischer 等人首先提出了选择性映射方法^[23]。SLM 基本思想是产生足够多个与原始信号表征相同信息的相互独立的数据块, 选择一路具有最小 PAPR 值的时域信号传输。PTS 算法实际上是在 SLM 方法的基础上发展起来的, 由 S. H. Muller 和 J. B. Huber 首先提出^[38]。其原理是将原始数据分割成 V 个互不重叠的子块后, 选择合适的加权因子与其加权合并后使得输出序列的 PAPR 值最小, 同时加权因子作为额外的边信息被发送。文献[39]指出, 在有限的复杂度内, 与 SLM 算法相比, PTS 算法可以避免一些不必要的 IFFT 操作, 并且其降低 PAPR 的效果要更好一些。

传统 PTS 算法搜索最佳相位因子的复杂度很高, 尤其是在相位因子个数及子块分割数较大情况下, 在系统中根本无法进行实施。为此, Jayalath 等人提出了一种自适应的 PTS 方法[41], 其基本原理是预先设定 PAPR 的门限值, 当搜索到的相位因子低于该门限值时就停止搜索, 从而降低了搜索次数, 但会损失 PAPR 的性能。Cimini 和 Sollenberger 提出了一种次优的迭代方法[42], 这种算法牺牲了少量降低 PAPR 的性能, 其复杂度与子块分割数成线性关系, 而传统的 PTS 算法的复杂度与子块分割数成指数关系。文献[51]提出了一种峰值消减法, 其复杂度与子块分割数无关, 只与系统的子载波个数有关, 且边信息只体现在消减峰值的子载波位置上。此外, 还有很多文献都给出了减少 PTS 算法搜索复杂度的方法, 大多数主要是基于改进 IFFT 结构或者优化搜索最优加权相位因子过程。

针对 PTS 算法需要额外发送边信息的问题, Cimini 和 Sollenberger^[56]提出了一种嵌入的边信息传输策略, 它在发送端使用了一种标记算法, 在接收端作统计判决。这种标记算法将边信息嵌入到传输的信号。Feng 等人又针对 PSK 和 QAM 符号提出了改进的嵌入的边信息传输策略^[57]。Muller 和 Huber 提出在发送端分配几个导频符号, 相位因子可以在接收端估计出来^[58]。

Jayalath 和 Tellambura 提出了基于 SLM 和 PTS 算法的无边信息传输的最大似然译

码器^[59]。这种 SLM 和 PTS 译码方法，不会因为边信息的错误而使误码率性能退化，但是会因为增加信道估计的导频音而减少吞吐率，并且会增加接收端的复杂度。文献^[60]提出了一种使用已有的（如用于同步）导频音来对 PTS 译码，它同样不用传输附加的边信息。采用这种方法，不用传输附加边信息也不需要增加额外的导频音，降低 PAPR 的同时，保持数据传输速率和系统的性能，且硬件实现起来非常简单。

1.3 论文的主要工作与内容安排

本文的主要工作是：

首先讨论了 OFDM 技术的演进、研究意义及其主要优缺点；研究了高峰均功率比对 OFDM 系统产生的影响，并对各种降低峰均比技术的方法和国内外研究现状进行了研究与分析。其次阐述了 OFDM 系统的基本原理；讨论了 OFDM 系统中一些主要的关键技术，着重讨论了 OFDM 系统中的峰均功率比(PAPR)问题。随后重点研究了传统的限幅算法和 PTS 算法。讨论了一种改进的基于双向 FFT 实现频域滤波的限幅算法及在其基础上发展而来的重复限幅滤波算法。研究了两种低复杂度的 PTS 算法，即 Cimini 迭代算法和峰值消减法。并对 PTS 算法与限幅算法进行联合的算法结构和性能进行了讨论与研究。最后，针对 PTS 算法需要额外传输边信息的缺陷，研究了一种低复杂度的基于导频音的无边信息传输的 PTS 算法。在其基础之上，提出了一种改进的方案。并且给出了 OFDM 系统中降低 PAPR 的准则。

论文的章节安排如下：

第一章讨论了 OFDM 技术的演进、研究意义及其主要优缺点，研究了高的峰均功率比对 OFDM 系统产生的影响，并对各种降低峰均功率比技术和国内外研究现状进行了研究与分析。接着介绍了论文的主要工作与内容安排。

第二章首先分析了 OFDM 系统的基本原理，包括 OFDM 系统模型、DFT 实现以及保护间隔与循环前缀在 OFDM 系统中的作用；讨论了 OFDM 系统的一些关键技术，重点研究了 OFDM 系统中的峰均功率比(PAPR)问题，通过分析 OFDM 信号的特征，给出了 OFDM 系统中基带、通带的峰均比的定义。在此基础上进一步研究了 OFDM 系统中峰均比的概率分布及其上下边界。

第三章详细研究了传统的限幅算法，给出了基带限幅的数学分析。重点研究了一种基于双向 FFT 实现频域滤波的改进算法及在其基础上发展而来的重复限幅滤波算法。之后阐述了 PTS 方法的基本原理，仿真研究了不同分割方式下传统 PTS 算法降低 PAPR 的性能，并对 PTS 算法的运算复杂度进行了分析。随后，研究了两种低复杂度的 PTS 算法，即 Cimini 迭代算法和峰值消减法。对这两种次优算法的降低 PAPR 的性能和运算复杂度进行了仿真与分析。最后对 PTS 算法与 Clipping 算法的联合结构和性能进行了讨论与研究。

第四章首先讨论了 PTS 算法在接收端的处理，接着研究了 PTS 算法中相位因子取值对降低 PAPR 性能的影响，仿真分析了采用 Hadmard 矩阵作为相位因子的 PTS 算法的性能。然后，研究了一种低复杂度的基于导频音的无边信息传输的 PTS 算法，在此基础上，对该算法进行了改进，并在该改进算法下对系统性能进行了仿真。最后，讨论了 OFDM 系统中降低 PAPR 的准则。

最后一章，对论文进行了总结并阐述了未来的研究方向。

第 2 章 OFDM 的技术原理与峰均比问题

2.1 多载波调制技术

信号在无线信道中传输时,由于存在多径效应,到达接收机的信号会产生时延扩展,从而引起符号间干扰(ISI, Inter-Symbol Interference)。在数据传输速率较低且多径效应造成的时延扩展并不是特别明显时,在接收端采用适当的均衡器可以有效消除符号间干扰,使接收机能够正常工作。然而,当数据传输速率较高时,时延扩展引起的符号间干扰将变得非常严重,这时需要采用非常复杂的均衡器,实现比较困难。此外,当信号的带宽接近或大于信道的相干带宽,信号将会经历频率选择性衰落。这限制了无线信道的数据传输速率。

为了解决上述问题,人们提出了多载波调制技术(MCM, Multi-Carrier Modulation)。与单载波调制只采用一个载波信号不同,多载波调制采用了多个载波信号。多载波调制的基本原理就是通过将—个串行的数据流分解为多个并行的子数据流,从而使子数据流具有比原数据流低得多的传输速率,然后利用这些并行的子数据分别调制多个载波,最后以并行方式在多个子信道中传输。在每一个子信道中,数据传输速率相对较低,符号的周期远大于原符号周期,从而可以减少或消除符号间干扰。

多载波调制可以利用多种技术实现,如多音实现(Multitone Realization)、MC-CDMA 和编码 MCM(Coded MCM)和 OFDM。其中,OFDM 可以有效抵抗多径干扰,并且具有较高的频谱利用率,成为了下一代移动通信中物理层的首选技术方案。

2.2 OFDM 的技术原理

2.2.1 OFDM 的系统模型

与一般的多载波调制技术类似,OFDM 的基本思想也是先把高速的串行数据流分解为多个并行的低速子数据流,然后把—些子数据流分别映射到多个子载波上进行传输。不同的是,OFDM 中的各个子载波相互正交且频率间隔相等。典型的 OFDM 系统模型如图 2-1 所示^[24]。在发送端,高速的串行数据经过基带调制后,被串并转换器分解成 N 路并行的子数据 d_0, d_1, \dots, d_{N-1} ,然后用 N 路子数据分别调制 N 个正交的子载波,最后将 N 路调制后的信号叠加成一个完整的 OFDM 符号进行传输。在接收端,先对接收到的信号进行采样,采样后的信号分别由 N 个解调器进行相关解调,解调后的 N 路信号经过并串变换后恢复为高速的串行数据流输出。

OFDM 系统中采用的调制方式主要是 MQAM 或 MPSK,比较常见的有 QPSK、8PSK、16QAM 和 64QAM。一般而言,不同的子载波可以采用不同的调制方式,具体

采用那种调制方式取决于子载波的信道环境。对于信道环境恶劣（深衰落和多径干扰严重）的子载波信道，为了保证可靠性，将采用低阶的调制方式，如 BPSK；对于信道条件良好的子载波信道，为了提高频谱效率，将采用高阶的调制方式，如 16QAM 和 64QAM。

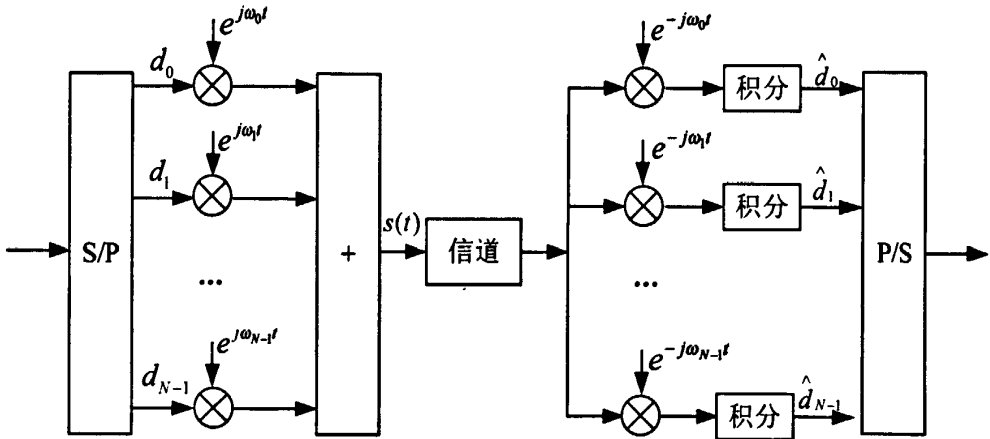


图 2-1 OFDM 基本系统模型框图

OFDM 系统中的各个子载波相互正交，即图 2-1 中的 OFDM 系统模型的各个子载波应满足以下关系

$$\frac{1}{T} \int_0^T \exp(j2\pi f_n t) \cdot \exp(-j2\pi f_m t) dt = \begin{cases} 1 & m = n \\ 0 & m \neq n \end{cases} \quad (2-1)$$

这里， T 表示 OFDM 符号的宽度。各个子载波在一个 OFDM 符号周期内均包含整数倍个周期，并且相邻的子载波之间相差一个周期。图 2-1 所描述的 OFDM 系统模型中，子载波的频率满足下式

$$f_i = f_c + i \cdot \Delta f \quad (2-2)$$

其中， f_c 是第 0 个子载波的载波频率， Δf 为相邻子载波间的频率间隔，通常取 $\Delta f = 1/T$ 。

从频域的角度可以更直观地理解 OFDM 符号中各个子载波之间的正交性。假设每个子载波符号均为矩形波，即信号的波形被限制在 $[0, T]$ 的时间范围内，从而每个子载波符号的频谱为抽样函数。具有 5 个子信道符号的 OFDM 符号的频谱如图 2-2 所示。从图 2-2 中可以发现，在任意一个子载波频谱中的幅值最大处，所有的其它子信道的频谱在该处都恰好为 0，这就是所谓的正交性概念。正是由于子载波间的正交性，对 OFDM 符号进行解调时，可以从多个相互重叠的子信道符号中分别提取出每个子信道符号，而不受其它子信道符号的干扰。各个子载波之间满足正交性是 OFDM 系统与其它载波调制方法的主要区别。

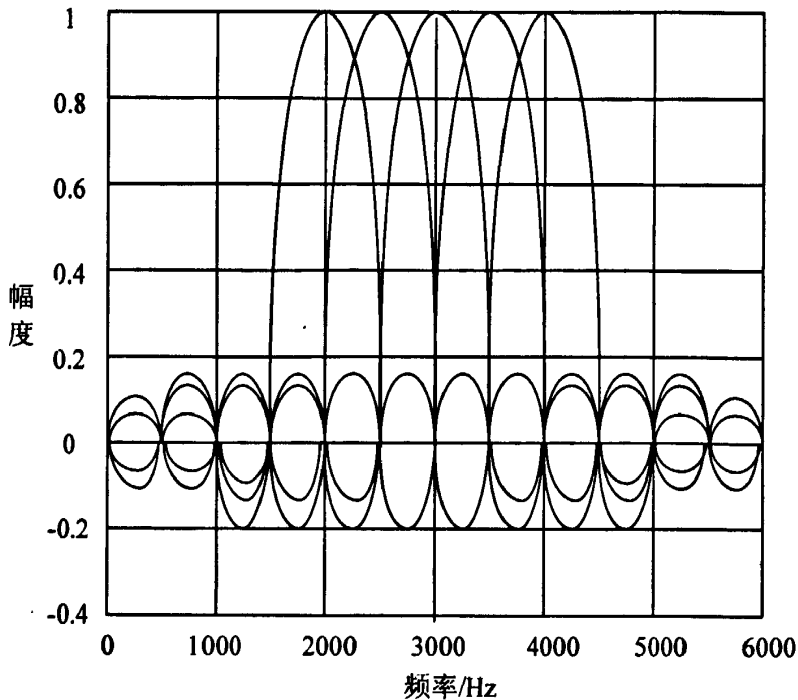


图 2-2 OFDM 符号的频谱

在传统的 FDM 系统中, 为了防止信道间的干扰, 通常需要在两个相邻的信道间保留一定的频率间隔, 这会降低系统的频谱利用率。而 OFDM 系统利用了子载波之间的正交性, 从而各个子信道符号的频谱可以相互叠加, 大幅度地提高了系统的频谱利用率。OFDM 系统与 FDM 系统的频谱利用率比较如图 2-3 所示。从图 2-3 中可以清晰地看出, 当子载波的数量较多时, OFDM 系统的频谱利用率可以达到 FDM 系统的两倍。

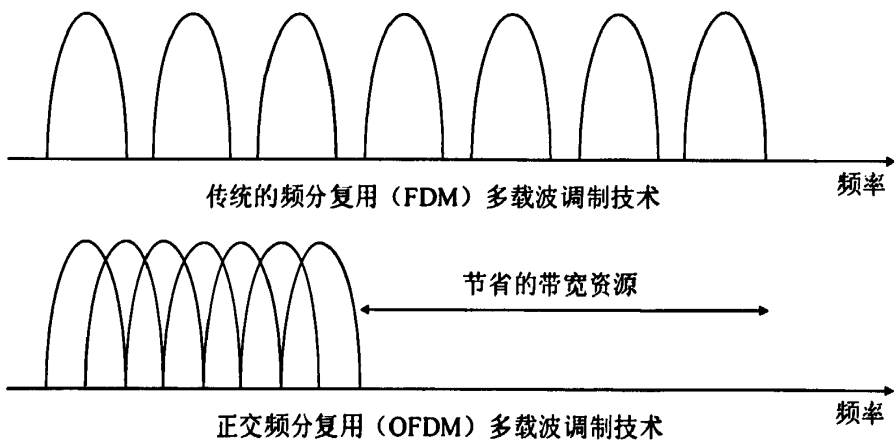


图 2-3 FDM 和 OFDM 带宽利用率的比较

2.2.2 DFT 实现

在 OFDM 系统中, 可以采用传统的调制和解调方法来实现各个子信道符号的调制和解调, 然而每个子信道均需要一组独立的正弦发生器、滤波器、调制器以及相关解

调器，因此系统的实现复杂度很高，特别是子载波数量较多时，几乎无法实现。实际上，OFDM 符号的调制与解调可以利用离散傅立叶逆变换 (IDFT) 和离散傅立叶变换 (DFT) 来实现，从而大幅度降低 OFDM 系统的实现复杂度，进而使得系统的设计更加灵活方便。

N 表示一个 OFDM 符号中子载波的个数， T 表示 OFDM 符号的周期， f_c 表示第 0 个子载波的载波频率， $d_i (i = 0, 1, \dots, N-1)$ 是分配给各个子信道的数据符号，矩形函数 $Rect(t) = 1, |t| \leq T/2$ ，则从时刻 $t = t_s$ 开始的 OFDM 符号可由下式表示^[25]：

$$\begin{cases} s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{Rect}(t - t_s - \frac{T}{2}) \exp(j2\pi(f_c + \frac{i}{T})(t - t_s)) \right\} & t_s \leq t \leq t_s + T \\ s(t) = 0 & t < t_s, t > t_s + T \end{cases} \quad (2-3)$$

要传输的数据符号经过某种调制方式后，会被映射为子载波的幅度和相位，因此 OFDM 符号通常可以用复等效基带信号来描述^[24]：

$$\begin{cases} s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{Rect}(t - t_s - \frac{T}{2}) \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t - t_s)) & t_s \leq t \leq t_s + T \\ s(t) = 0 & t < t_s, t > t_s + T \end{cases} \quad (2-4)$$

为了叙述上的方便，可以在一个 OFDM 符号周期内，令 $t_s = 0$ ，并且忽略矩形函数，则由式(2-4)可得

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(2\pi j \frac{i}{T} t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2-5)$$

如果以 T/N 的速率对信号 $s(t)$ 进行抽样，即令 $t = kT/N, k = 0, 1, \dots, N-1$ ，则由式(2-5)可以得到

$$s_k = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j \frac{2\pi i k}{N}) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-6)$$

可以发现 s_k 可以通过 IDFT 运算实现，即 s_k 为 d_i 的 IDFT 运算结果。同理，在接收端，可以利用 DFT 运算从 s_k 中恢复出原来的数据符号 d_i ：

$$d_i = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp(-j \frac{2\pi i k}{N}) \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-7)$$

根据以上的分析，OFDM 符号的调制与解调可以分别由 IDFT 和 DFT 来实现。在发送端采用 IDFT 运算，将频域上的数据符号 d_i 变换为时域上的数据符号 s_k ，然后经过射频载波调制后发送到信道中。在接收端利用 DFT 运算，将接收到的时域上的数据符号 s_k 又重新恢复为频域上的数据符号 d_i 。在实际的 OFDM 系统中，为了进一步降低计算复杂度，通常采用快速傅立叶变换 (IFFT/FFT) 代替傅立叶变换 (IDFT/DFT)。

2.2.3 保护间隔和循环前缀

从上文的分析可知, OFDM 系统通过采用多个正交的子载波并行传输数据, 使系统发送的码元符号的周期大幅度增长, 从而可以有效地克服多径效应造成的符号间干扰的影响。在实际系统当中, 为了最大限度地降低符号间干扰的影响, 在进行 IDFT 运算时, 一般会在 OFDM 的相邻码元符号间插入一个保护间隔 T_g , 使相邻码元符号分离。为了保证一个码元符号的多径分量不会对相邻的码元符号造成干扰, 保护间隔通常要大于无线信道的最大时延扩展。在保护间隔 T_g 内, 可以不插入任何信号, 即插入的是一段空白的传输时段。然而采用这种方法, 由于多径传输的影响, 子载波之间的正交性能受到破坏, 从而导致子载波之间互相干扰, 即造成了载波间干扰 (ICI)。

图 2-4 描述了这种效应。图 2-4 给出了第一子载波和第二子载波的时延信号。从图中可以看到, 第一子载波和第二子载波在多径传播的影响下产生的时延并不相同, 导致在一个 FFT 运算周期内第一子载波与第二子载波之间的周期个数的差值不再为整数, 即第一子载波与第二子载波不再保持正交。当接收机对第一子载波进行解调时, 第二子载波会对第一子载波造成干扰。同理, 当对第二子载波进行解调时, 第一子载波也会对第二子载波造成干扰。

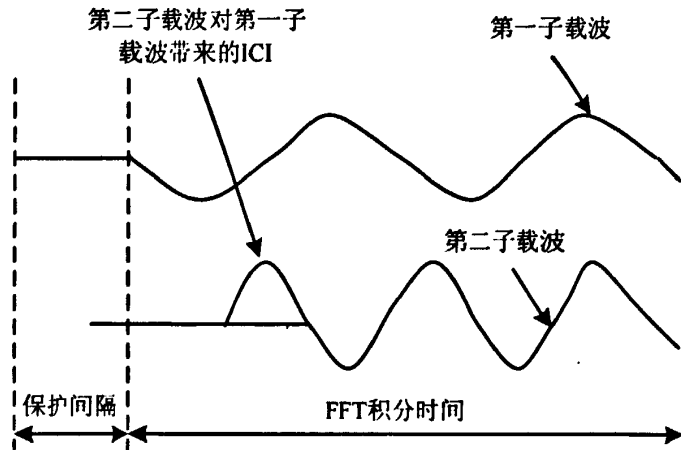


图 2-4 在多径情况下空闲的保护间隔造成子载波间干扰

为了消除由于插入空白保护间隔而带来的 ICI, 可以在空白保护间隔内插入循环前缀。对于每一个 OFDM 码元符号, 将其末尾 T_g 时间内的抽样值复制作为循环前缀, 插入到码元符号前的空白保护间隔 T_g 中, 从而使 OFDM 码元符号在交接点处也不出现任何间断。图 2-5 描述了保护间隔与循环前缀的插入过程。

图 2-5 中, T_s 表示一个 OFDM 码元符号的总长度; T_g 表示保护间隔时间长度; T_{FFT} 表示有效码元符号的长度, 有效码元符号是指 IFFT 产生的无保护间隔的 OFDM 码元符号。容易知道 $T_s = T_g + T_{FFT}$, T_x 表示接收端开始采样的初始时刻, 则其取值应满足以下要求

$$\tau_{\max} < T_x < T_g \quad (2-8)$$

其中, τ_{\max} 表示信道时延扩展的最大值。由于前一个码元符号的干扰只存在于时间 $[0, \tau_{\max}]$ 内, 并且当子载波的个数较多时, OFDM 码元符号的总长度 T_s 要远大于信道的最大时延扩展 τ_{\max} , 因此只要初始抽样时刻满足式 2-8, 则 ISI 对信号的影响会很小, 甚至可以完全消除 ISI; 如果保护间隔的长度满足 $T_g \geq \tau_{\max}$, 则可以完全避免 ISI 的影响。同时, 由于在保护间隔内插入了循环前缀, OFDM 码元符号内所包含的各个子载波的周期个数均为整数, 从而可以避免在解调过程中产生 ICI。

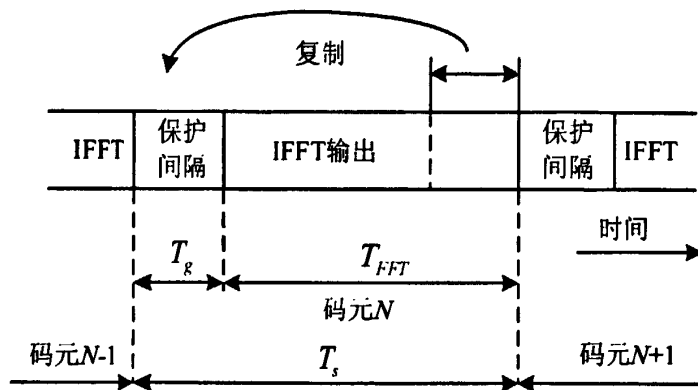


图 2-5 OFDM 符号中插入保护间隔与循环前缀

由于插入了保护间隔, 一定程度上降低了 OFDM 系统的功率效率和传输效率。其中, 功率损失可由下式计算^[27]:

$$P_{\text{loss}} = 10 \log_{10} \left(\frac{T_g}{T_{\text{FFT}}} + 1 \right) \quad (2-9)$$

当保护间隔的长度占到有效符号长度的 20% 时, 功率损失也仅为 0.8dB, 因此插入保护间隔对功率效率的影响比较有限。在实际系统中, OFDM 符号的有效长度 T_{FFT} 要远大于保护间隔的长度 T_g , 即 $T_{\text{FFT}} \gg T_g$, 所以插入了保护间隔对传输效率的影响也不会很明显。插入保护间隔可以消除 ISI 和 ICI 的影响, 因此所付出的代价是值得的。添加保护间隔的基于 IDFT/DFT 的 OFDM 系统的框图如图 2-6 所示。

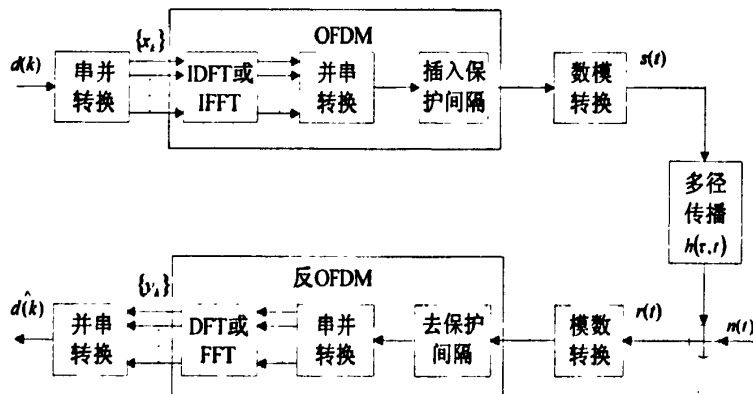


图 2-6 基于 IDFT/DFT 的 OFDM 系统框图

2.3 OFDM 系统的关键技术

在实际的 OFDM 系统中，需要应用一些关键技术来保证和提高系统的性能，这些关键技术主要包括同步技术、信道估计、信道编码与交织、自适应技术、降低峰均比。

2.3.1 同步技术

OFDM 系统对定时和频偏非常敏感，系统对定时精度的要求非常高，因此需要采用同步技术来保证系统的性能。OFDM 系统中的同步主要包括载波同步^[27]、样值同步^[28]和符号同步^[29]。

载波同步主要是为了保证发送端的载波与接收端的解调信号保持同频同相，从而实现相干解调。对于单载波系统，载波的频偏仅会对接收到的信号造成幅度上的衰减和相位上的旋转，这可以通过均衡器消除；然而对于 OFDM 这样的多载波系统，要求各个子载波之间严格满足正交性，载波频偏会破坏子载波之间的正交性，从而产生严重的 ICI。这种 ICI 会严重降低 OFDM 系统的性能，使系统无法正常工作，即使大幅增加信号的发射功率，也无法获得系统性能的改善。因此，必须采用有效的算法估计载波频偏并进行补偿。估计载波频偏的主要算法包括：基于特定训练信息估计的数据辅助算法、基于循环前缀的算法和盲估计算法。

样值同步的概念类似于一般数字通信系统中的符号同步，其偏差同样会导致 ICI。样值同步主要目的是保证指发送端的数模转换器与接收端的模数转换器的采样频率保持一致。如果发送端与接收端的采样频率不一致，会产生样值定时偏差，破坏子载波之间的正交性，从而产生 ICI。OFDM 系统根据接收机中的采样方式不同可以分为同步采样系统与非同步采样系统。在同步采样系统中，可以通过接收到的符号星座点上的相位旋转来获取瞬时的样值定时偏差。而在非同步采样系统中，可以利用采样定时算法在频域上对样值频率偏差进行补偿。

符号同步的目的是确定接收端每个 OFDM 码元符号的起止时刻，实现系统数据的块同步和帧同步。OFDM 系统通过在每个 OFDM 码元符号中插入循环前缀来减少和消除 ISI，循环前缀的长度通常大于信道的最大时延扩展，只要 OFDM 码元符号的初始采样时刻满足式 2-8，则可以完全避免 ISI，实现 OFDM 符号的同步。

2.3.2 信道估计

在无线通信系统中，充分利用信道的信息可以改善系统的性能，比如自适应均衡器就是利用信道信息来克服 ISI；自适应编码利用信道信息动态调整码率；最大似然检测利用信道信息使接收机的检测错误最小化。此外，利用信道信息可以在接收端实现信号的相干解调。然而，无线信道具有时变性，信道的特性会随着时间而动态改变，因此，需要采用信道估计技术实时地获取无线信道的信道信息。

在 OFDM 系统中, 采用信道估计主要有两个目的: 第一, 依据估计得到的子信道的特性参数确定子载波的分配方案; 第二, 依据得到的信道信息对接收到的信号进行纠错。信道估计的实现方法有很多, 无线通信系统一般采用基于导频符号的信道估计方法。基于导频符号的信道估计方法的主要思想是在发送信号的特定位置插入已知的导频符号或导频序列, 然后在接收端利用这些导频符号和导频序列根据一定的算法估计信道的参数。OFDM 系统具有时频二维结构, 可以同时和时间轴和频率轴上插入导频符号, 因此信道估计器的设计比较灵活。

OFDM 系统的信道估计器设计需要解决两个核心问题: 一是导频信息的选择; 二是最佳估计器的设计。信道估计器的性能与导频信息的选择有关, 因此实际设计中导频信息的选择和最佳估计器的设计是互相关联的。设计出性能好且算法复杂度低的信道估计器是 OFDM 系统中的一项重要技术。

2.3.3 信道编码与交织

信道编码技术是保证数字通信系统可靠性的重要技术, 在 OFDM 系统中, 为了最大限度的保证系统的可靠性, 同样需要采用适当的信道编码。常用的纠错编码方案有: RS 码、卷积码、Turbo 码、LDPC 码。一般而言, 纠错编码的纠错能力越强, 实现的复杂度也越高。因此在实际应用中, 应该根据系统的需要, 综合衡量系统的性能和复杂度选择合适的纠错编码。

无线信道是典型的频率选择性信道, 虽然 OFDM 系统可以有效地克服频率选择性衰落, 但是 OFDM 符号有可能会受到深度衰落, 从而产生突发性错误。大部分的纠错编码方案在纠正随机性错误上比较有效, 而对于突发性错误却无能为力。因此, 需要采用交织技术, 将突发性错误转换成随机性错误。实际的 OFDM 系统一般联合使用纠错编码与交织, 以最大限度的保证整个系统的可靠性。

2.3.4 自适应技术

在 OFDM 系统中, 为了优化系统的性能, 可以根据信道的状况动态地调整每个子载波上的信息比特长度与发送功率, 这类技术被称为自适应比特和功率分配, 也被称为自适应调制技术。采用自适应调制技术的最大好处是系统可以因应信道的状态变化动态地调整系统的参数, 从而实现传输效率与功率效率的最优化。在多用户条件下, 如何以最优化的策略为每个用户分配系统资源, 从而使系统的发送功率最低或传输速率最高, 是一个极其复杂的问题, 需要综合考虑许多不同的因素。在 OFDM 系统中应用自适应技术要考虑的因素包括: 频率分组、时间间隔、信道总延迟和信道估计误差等。其中, 信道估计误差对系统性能的影响最为显著。

2.3.5 降低峰均比

在时域上, OFDM 符号由 N 个正交的子载波符号叠加而成, 当 N 个子载波的符号同时在一个时刻上取最大值时, OFDM 符号将产生一个幅度很大的峰值。峰值的功率与信号平均功率的比值称为峰均比 (PAPR)。OFDM 符号的 PAPR 值与子载波的个数成正比。而 PAPR 值越大, 对功率放大器的动态范围的要求越高。实际系统中, 功率放大器的动态范围不可能无限增大。因此, 信号的高峰平比特性限制了 OFDM 系统在宽带移动通信中的应用。降低峰均比的技术也引起了广泛的研究兴趣, 并已经提出了大量用于降低峰均比的方案。这些技术可以分为两类: 一类是基于放大器的设计; 第二类是基于对基带传输信号的处理。本文其后将会对如何降低峰均比的问题进行深入讨论和研究, 在此不再赘述。

2.4 OFDM 系统峰均比问题分析

2.4.1 OFDM 信号的特征

设一组 N 个符号 $X = \{X_k, k = 0, 1, \dots, N-1\}$, 它的每个符号调制在子载波集合 $\{f_k, k = 0, 1, \dots, N-1\}$ 中的一个子载波上, 其中 N 为子载波个数。这 N 个子载波相互正交, 即 $f_k = k\Delta f$, 其中 $\Delta f = 1/(NT)$, T 为原始信号的周期。因此, 传输的 OFDM 信号的复包络可以表示为:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi f_k t}, \quad 0 \leq t \leq NT \quad (2-10)$$

其中 $j = \sqrt{-1}$ 。

假设输入的数据流是统计独立的并且是独立分布的, 即信号 $x(t)$ 的实部 $\text{Re}\{x(t)\}$ 和虚部 $\text{Im}\{x(t)\}$ 是不相关和正交的。因此, 根据中心极限定理, 当子载波数 N 取值很大时, 信号的虚部和实部服从均值为 0, 方差为 $\sigma^2 = E\left[|\text{Re}\{x(t)\}|^2 + |\text{Im}\{x(t)\}|^2\right]/2$ 的高斯分布^[30]。

换句话说, 当子载波数 N 取值很大时, 它服从高斯分布, 其概率密度函数(PDF, Probability Density Function)为^[32]:

$$P_r = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{|x(t)|^2}{2\sigma^2}} \quad (2-11)$$

其中 σ 为信号 $x(t)$ 的方差。

进一步, 我们可以得知 OFDM 信号的幅度服从瑞利分布, 其概率密度函数可以表示为^[31]:

$$P_r(r) = 2re^{-r^2} \quad (2-12)$$

其中 r 是 OFDM 信号的幅值。

2.4.2 OFDM 系统中基带、通带峰均比的定义

A. 基带 PAPR

1) 时域连续的 PAPR

总体而言, OFDM 信号 $x(t)$ 的峰均比被定义为最大的瞬时功率和平均功率之比:

$$PAPR[x(t)] = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT} |x(t)|^2}{P_{av}} \quad (2-13)$$

其中 P_{av} 为信号的平均功率, 它可以在频域直接计算。

2) 时域离散的 PAPR

离散时间序列的 PAPR 通常决定了数字电路的复杂度, 我们需要用足够的比特位数来表征实际信号和量化噪声来进行数字操作和数模转换。事实上, 我们更加关心连续时域下如何降低信号的 PAPR, 因为代价和功率消耗主要取决于模拟器件。

为了更好地表示连续时域下的 OFDM 信号的 PAPR, OFDM 信号的样值通常要经过 L 倍过采样处理。 L 倍过采样的时域样值为插入了 $(L-1)N$ 个零值的 LN 点 IFFT 数据块。因此, 过采样后的 IFFT 输出信号可以表示为:

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j \frac{2\pi nk}{LN}}, 0 \leq n \leq LN-1 \quad (2-14)$$

图 2-7 给出了子载波数 $N=128$, 过采样倍数 $L=1, 2, 4, 16$ 时的 OFDM 信号的 PAPR 分布情况。可以看出, 当过采样倍数从 $L=1$ 变为 $L=2$ 时, 信号的 PAPR 值变大很多。当过采样倍数 $L \geq 4$ 时, 能足够精确地表示时域信号的 PAPR^[31]。 L 倍过采样信号的时域信号的 PAPR 可以被定义为:

$$PAPR\{x[n]\} = \frac{\max_{0 \leq n \leq LN-1} |x[n]|^2}{E\{|x[n]|^2\}} \quad (2-15)$$

B. 通带 PAPR

值得注意的是, 当子载波数 N 很大时, OFDM 系统通常不会再进行脉冲成形操作, 因为带限的 OFDM 信号的功率谱密度(PSD, Power Spectral Density)函数已经接近矩形状。为此, OFDM 射频信号的幅值可以表示为:

$$\begin{aligned} x_{PB}(t) &= \Re\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= \Re\{x(t)\cos(2\pi f_c t)\} - \Im\{x(t)\sin(2\pi f_c t)\} \end{aligned} \quad (2-16)$$

其中 f_c 为载波频率, 并且远大于子载波频率间隔 $f_c \gg \Delta f$ 。因此射频信号的峰值可以等效为复基带信号。

更进一步, 通带的平均功率可以表示为:

$$\begin{aligned}
 E\left[|x_{PB}(t)|^2\right] &= E\left[\left|\Re\left\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\right\}\right|^2\right] \\
 &= E\left[\left|\{x_I(t)\}\cos(2\pi f_c t) - \{x_Q(t)\}\sin(2\pi f_c t)\right|^2\right] \\
 &= \frac{1}{2}E\left[|s(t)|^2\right]
 \end{aligned} \tag{2-17}$$

因此, 通带 OFDM 信号的 PAPR 值可以近似为基带信号 PAPR 值的两倍^[33]:

$$PAPR\{x_{PB}(t)\} \approx 2PAPR\{x(t)\} \tag{2-18}$$

在本文中, 将主要讨论基带 OFDM 信号的 PAPR。

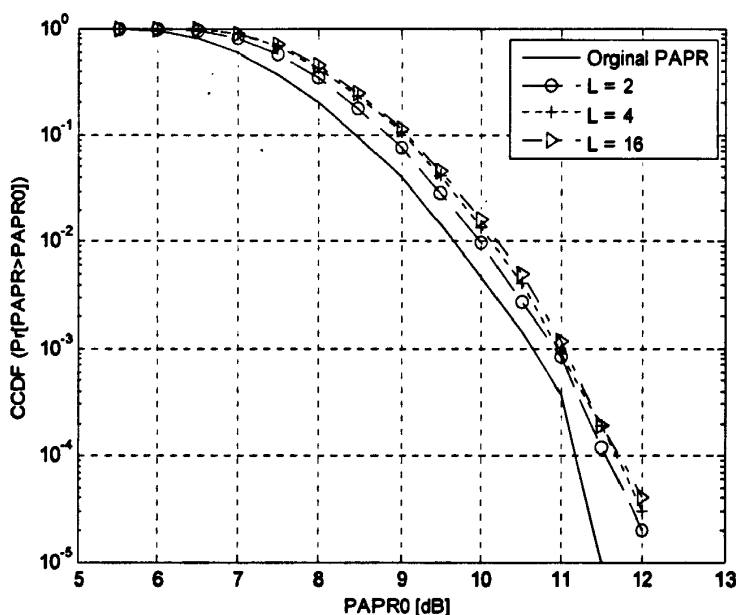


图 2-7 不同过采样倍数 L 下 OFDM 信号 PAPR 的 CCDF 曲线

2.4.3 OFDM 系统中峰均比的概率分布

根据前面的分析, OFDM 符号的幅度 a 服从瑞利分布; 它的功率分布服从均值为零两个自由度的中心 χ^2 分布, 即 $\chi^2(2)$ 分布。其累积概率分布函数(CDF,Cumulative Distribution Function)为:

$$F(z) = 1 - e^{-z} \tag{2-19}$$

假设 OFDM 符号周期内每个信号样值彼此独立, 那么信号的 PAPR 小于某一门限的概率分布, 即累积概率分布函数为^[31]:

$$P(PAPR \leq z) = [F(z)]^N = (1 - e^{-z})^N \tag{2-20}$$

因此其互补累积概率分布函数(CCDF,Complementary Cumulative Distribution Function)为:

$$P(PAPR > z) = 1 - (1 - e^{-z})^N \tag{2-21}$$

上述(2-21)式是假设 N 个时域样值相互独立并且不相关的。实际上当信号被过采样处理后, 这样的假设是不成立的。同样, 对于子载波数很小的系统, 这样的假设也不准确, 因为当子载波数很小的时候, OFDM 信号的虚部和实部的幅值并不服从高斯分布。因此, 很多文献^{[32][34][35]}对此进行了讨论, 并且给出了更精确的 PAPR 的 CCDF 表达式。

图 2-8 给出了公式(2-21)给出的 OFDM 信号的 CCDF 曲线, 子载波数依次为 $N=128$, 256, 512。从仿真的曲线中, 我们可以看出, 随着子载波数 N 的增大, 出现大的 PAPR 的概率也会相应增加。

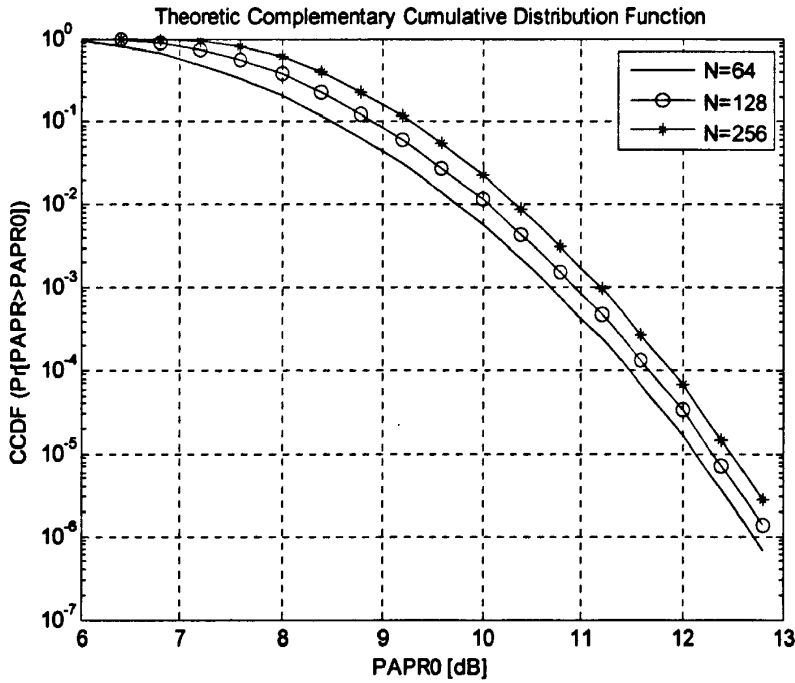


图 2-8 OFDM 信号 PAPR 的互补累积概率分布函数(CCDF)理论曲线

2.4.4 OFDM 系统中的峰均比的上下边界的分析

公式(2-10)为 OFDM 信号的复基带表达式, 其瞬时包络功率为一实值函数^{[24][36]}:

$$\begin{aligned}
 |x_n|^2 &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_k X_n^* e^{j2\pi \frac{k-n}{T_s} t} \\
 &= N + 2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_k X_n^* e^{j2\pi \frac{k-n}{T_s} t} \right\} \\
 &= N + 2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-2} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} \sum_{n=0}^{N-1-k} X_{n+k} X_n^* \right\}
 \end{aligned} \tag{2-22}$$

设 OFDM 符号的非周期自相关函数为 a_n , 有

$$a_n = \sum_{n=0}^{N-1-k} X_{n+k} X_n^*, \quad n=0, \dots, N-1 \tag{2-23}$$

对于任何复数而言, $\text{Re}(Z) \leq |Z|$ 而且 $|\sum Z_n| \leq \sum |Z_n|$, 因此更具上述两式及(2-13)式, 我们可以得到 OFDM 信号的上边界:

$$PAPR \leq 1 + \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |a_n| \quad (2-24)$$

实际上, 对于使用 MPSK(M-Phase-Shift-Keying)调制方式的 OFDM 系统, 由于信号的星座图的幅值相同, 调制在每个子载波上的信号功率保持一致, 因此, 对于 MPSK-OFDM 系统而言, 它的 PAPR 的上边界可以表示为^[32]:

$$PAPR[x(n)] \leq N \quad (2-25)$$

文献[36][37]给出了 PAPR 的下边界:

$$PAPR \geq (1 + \frac{2}{N}) \quad (2-26)$$

从式(2-23)和(2-24)中我们可以看到, OFDM 系统的 PAPR 的上边界仅和数据序列的非周期函数有关, 这一结果对于迅速降低超过给定的 PAPR 门限的数据序列是非常有用的。对于下边界而言, 仅在子载波数 N 很小时, 它才会随 N 变化较大。实际应用中, 我们并不需要讨论 OFDM 系统 PAPR 的下边界。

2.5 本章小结

本章首先讨论了 OFDM 系统的基本原理, 包括 OFDM 系统模型、DFT 实现以及保护间隔与循环前缀在 OFDM 系统中的作用, 然后研究了 OFDM 系统的关键技术, 接着着重分析了 OFDM 系统中的峰均功率比(PAPR)问题, 分析了 OFDM 信号的特征, 给出了 OFDM 系统中基带、通带的峰均比的定义, 并且研究分析了 OFDM 系统中峰均比的概率分布, 进一步给出了峰均比的上下边界。

第 3 章 OFDM 系统中的限幅、部分传输序列算法及其联合算法

3.1 限幅(Clipping)算法

3.1.1 传统的限幅算法

限幅是所有降低 PAPR 的方法中最简单方法。限幅将输入信号的峰值限制在某个预设值，而不超过该预设值的信号则无需处理[43]。可以表示为：

$$\hat{s}(t) = \begin{cases} s(t), & |s(t)| \leq T_h \\ T_h \exp(j\angle s(t)), & |s(t)| > T_h \end{cases} \quad (3-1)$$

其中， $\angle s(t)$ 表示信号的相位。影响限幅算法性能的最重要的一个参数是限幅率 CR (Clipping Ratio), $CR = 20 \log \frac{T_h}{\delta}$ dB, T_h 为限幅门限。其中 δ 为信号功率的均方根

$$\delta = \sqrt{\frac{(x_1)^2 + (x_2)^2 + \dots + (x_N)^2}{N}} \quad (3-2)$$

限幅操作所带来的干扰可以看做是一种额外的噪声。这些噪声包括带内和带外噪声。带内干扰无法通过滤波来减少，因而会导致系统 BER 性能的退化，同时带外辐射会减小频谱利用率。限幅后对信号进行滤波可以减少带外辐射，但是会导致一些信号点的峰值再生，因此经过限幅和滤波操作后的某些信号点会超出限幅的阈值。

3.1.2 基带限幅的数学分析

(1) 错误信号的平均功率和均值

假设对 I 支路和 Q 支路信号分别进行限幅，那么 I、Q 两路最大的幅值为 A，如图 3-1 所示。I 路和 Q 路信号可以被认为相互独立服从高斯分布的随机变量，其均值为零，方差为 δ^2 。则它们的概率密度函数(Probability Density Function, PDF)为：

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta}} e^{-x^2/2\delta^2} \quad (3-3)$$

限幅后的信号 x' 可以写成：

$$x' = \begin{cases} A & x > A \\ x & |x| \leq A \\ -A & x < -A \end{cases} \quad (3-4)$$

$$\text{那么 } P_{c*} = P(x > A) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta}} \int_A^{\infty} e^{-x^2/2\delta^2} dx。$$

我们定义错误信号 e 为:

$$e = \begin{cases} x - A & x > A \\ 0 & x \leq A \end{cases} \quad (3-5)$$

利用条件概率密度公式, $f(x|x > A) = \frac{f(x)}{\int_A^{\infty} e^{-x^2/2\delta^2} dx} = \begin{cases} \frac{2f(x)}{\text{erfc}(\frac{A}{\delta\sqrt{2}})} & x \geq A \\ 0 & x < A \end{cases}$

我们可以得到:

$$\begin{aligned} E[e|x > A] &= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\delta \text{erfc}(\frac{A}{\delta\sqrt{2}})} \int_A^{\infty} (x - A) e^{-x^2/2\delta^2} dx \\ &= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\delta}{\text{erfc}(\frac{A}{\delta\sqrt{2}})} e^{-A^2/2\delta^2} - A \end{aligned} \quad (3-6)$$

$$E[e^2|x > A] = \delta^2 + A^2 - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\delta A}{\text{erfc}(\frac{A}{\delta\sqrt{2}})} e^{-A^2/2\delta^2} \quad (3-7)$$

由于概率密度函数是对称的, 故正负两边发生限幅的概率:

$$P_c = P(|x| > A) = 2P(x > A) = \text{erfc}\left(\frac{A}{\delta\sqrt{2}}\right) \quad (3-8)$$

于是错误信号的平均功率为:

$$\begin{aligned} E[e^2] &= P_c E[e^2|x > A] \\ &= (\delta^2 + A^2) \text{erfc}\left(\frac{A}{\delta\sqrt{2}}\right) - \delta A \sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-A^2/2\delta^2} \end{aligned} \quad (3-9)$$

错误信号的均值为:

$$E[|e|] = \delta \sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-A^2/2\delta^2} - A \text{erfc}\left(\frac{A}{\delta\sqrt{2}}\right) \quad (3-10)$$

(2) 误差矢量幅度(Error Vector Magnitude, EVM)

接收到的信号可以写为: $y = x - e$, 其中 x 为理想的传输信号 e 为差错信号。通过比较接收到的信号 y 和参考信号 x' (原始信号 x 量化后的值) 的差值:

$$e' = x' - y = \alpha x - y = (\alpha - 1)x + e$$

其中 α 为量化因子。EVM 被定义为:

$$\text{EVM} = \sqrt{\frac{E[e'^2]}{E[x'^2]}} = \sqrt{\frac{E[e'^2]}{\alpha^2 E[x^2]}} \quad (3-11)$$

根据前面两式, 我们可以推导出:

$$\text{EVM} = \sqrt{\frac{(a-1)^2 + 2(a-1)E[xe] + E[e^2]}{\alpha^2 E[x^2]}} \quad (3-12)$$

当 $a = \frac{1 - 2 \frac{E[xe]}{E[x^2]} + \frac{E[e^2]}{E[x^2]}}{1 - \frac{E[xe]}{E[x^2]}}$ 时, EVM 取到最小值。其中

$E[xe] = E[(A + |e|)|e|] = AE[|e|] + E[e^2]$, 于是

$$\text{EVM} = \frac{1}{\alpha} [(\alpha - 1)^2 + [(2\alpha - 1) + \frac{A^2}{\delta^2}] \text{erfc}\left(\frac{A}{\delta\sqrt{2}}\right) - \frac{A}{\delta} \sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-A^2/2\delta^2}]^{1/2} \quad (3-13)$$

针对复包络信号，我们可以采用类似的分析方法，在此不再赘述。

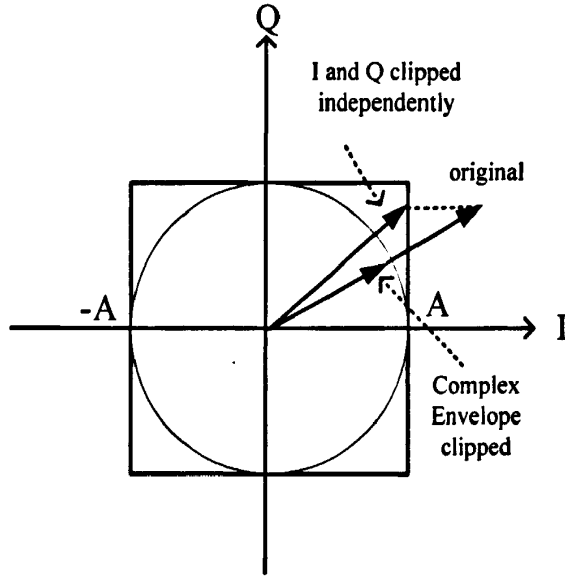


图3-1 基带限幅信号的星座图

3.1.3 改进的限幅算法

正如前面所述，限幅操作所带来的干扰可以看做是一种额外的噪声，包括带内和带外噪声。带内干扰无法通过滤波来减少，因而会导致系统 BER 性能的退化，同时带外辐射会减小频谱利用率。限幅后对信号进行滤波可以减少带外辐射，但是会导致一些信号点的峰值再生，因此经过限幅和滤波操作后的某些信号点会超出限幅的阈值。

文献[9][44]指出，OFDM 信号经过采样后再限幅，可以降低 D/A 变换后的峰值再生，并且会减小带内衰减。为了克服峰值再生问题，可以将信号经过内插后再进行限幅操作，当然这样做仍然会带来带内和带外噪声。

带外噪声可以通过滤波器滤除。但是，通常滤波器的设计比较复杂。文献[44]给出了一种新型的滤波器，它采用双向 FFT 来实现频域滤波，同时联合了过采样和滤波来提高系统性能。其结构框图如如图 3-2 所示：

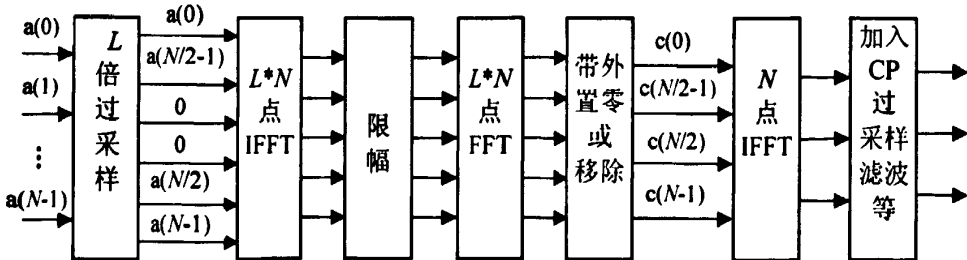


图3-2 基于双向FFT变换实现频域滤波的限幅算法

上述算法的基本原理是将 OFDM 符号先进行 L 倍过采样，即在原始信号中间插入 $(L-1)*N$ 个零。然后对经过插值后的信号做 $N*L$ 点 IFFT 操作，对时域信号进行限幅，

限幅后的信号通过 $N * L$ 点 FFT 操作变换到频域后,将频域中间与之前插入的零值对应位置上的信号值(即带外噪声)置零,只保留原始信号所在频带的频域值,再对其进行 N 点的 IFFT 操作,便实现了基于双向 FFT 的频域滤波的限幅算法。

实际上,上述改进的限幅算法仍然会引起峰值再生。可以采用重复的限幅滤波算法来进一步提升降低 PAPR 的性能^[45]。其过程为将经过限幅、频域滤波后的信号再进行多次的限幅、滤波操作,以满足系统的要求。重复限幅滤波算法的结构框图如图 3-3 所示:

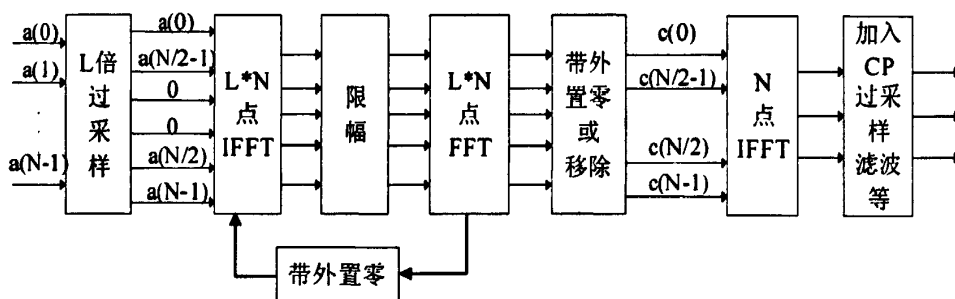


图3-3 重复限幅滤波算法结构框图

3.1.4 仿真结果

前面已经提到,限幅算法的性能与限幅率 CR 有密切联系, CR 越大,限幅门限则越高,限幅对 PAPR 的降低效果越差; CR 越小,限幅门限越低,对 PAPR 的降低效果越好。图 3-4 给出了在子载波 $N=128$, 过采样因子 $L=2$, QPSK 调制方式下不同 CR 值下的 PAPR 的仿真性能曲线。图 3-5 给出了重复限幅滤波算法下的不同重复次数下的降低 PAPR 的性能曲线。

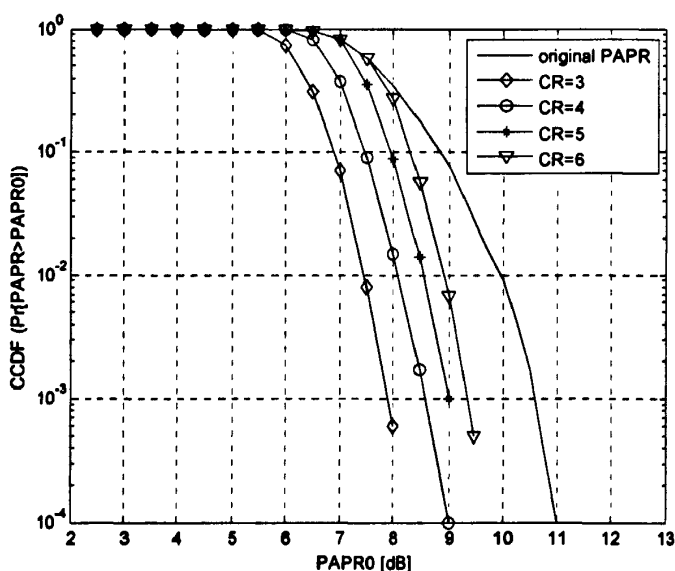


图3-4 不同限幅率(CR)下的降低PAPR的性能曲线

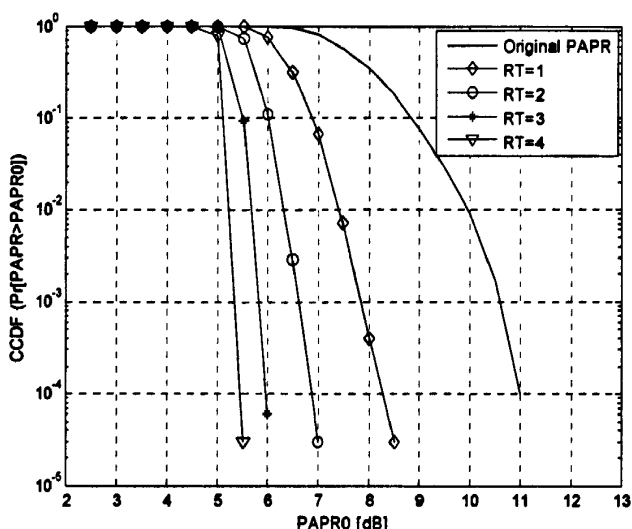


图3-5 不同重复次数下的降低PAPR的性能曲线

从图 3-4 和图 3-5 可以看到,随着重复次数(RT, Repeated Time)的增加, PAPR 降低的效果越好,但是算法的复杂度要成倍增加,所引入的限幅噪声也会越大。在实际应用中,要在 PAPR 的降低效果、引入的限幅噪声及运算复杂度三方面折衷考虑选取 RT 的值以取得更好性能。通常,重复次数 RT 一般取 2。简单起见,在本文的仿真中,取 RT=1。

3.2 部分传输序列(PTS)算法

3.2.1 PTS 技术的基本原理

部分传输序列算法^{[46][47]}(PTS, Patial Transmit Sequence)是概率类技术中最为有效的抑制 PAPR 的方法。在 PTS 算法中,将数据长度为 N 的序列 $\{X_n, n=0,1,\dots,N-1\}$ 写成向量形式 $X=[X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ 。然后将 X 分成 V 个子序列 $\{X_v, v=1,2,\dots,V\}$, 即 $X = \sum_{v=1}^V X_v$ 。PTS 方法的目的是形成一个 V 个子块的加权组合信号。

$$X_s' = \sum_{v=1}^V b_w X_v \quad (3-14)$$

其中 $\{b_w, w=1,2,\dots,W\}$ 为加权因子,且满足 $b_w = \exp(j\varphi_w)$ 以及 $\varphi_w \in [0, 2\pi)$ 。 $X_s', s=1,2,\dots,V^W$ 为特定 b_w 下的与原始 OFDM 符号表征相同信息的备选序列。PTS 算法的目的在于从特定的集合中选出合适的加权因子 b_w 的组合使得组合后的信号 $x_s' = \text{IDFT}\{X_s'\}$ 的峰均功率比最小。根据 IDFT 的线性特性,得到的组合信号 x_s' 可以表示为 V 个子信号并行进行 IDFT 操作后的和:

$$x_s' = \text{IDFT} \left\{ \sum_{v=1}^V b_w X_v \right\} = \sum_{v=1}^V b_w \text{IDFT} \{X_v\} = \sum_{v=1}^V b_w x_v \quad (3-15)$$

PTS 算法的结构框图如图 3-6 所示:

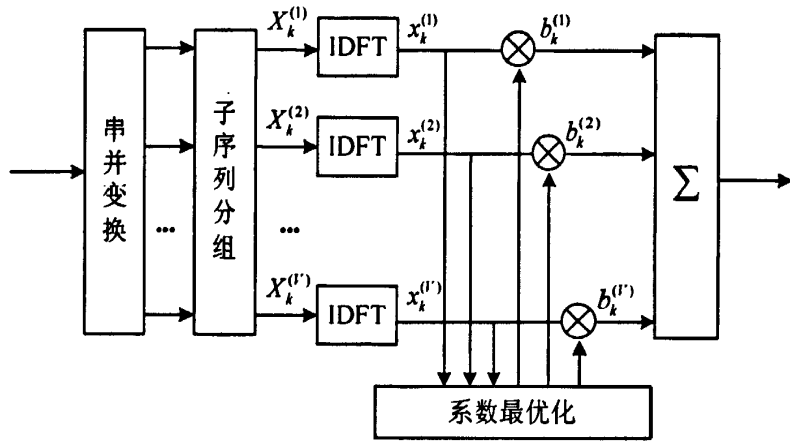


图3-6 PTS算法结构框图

PTS 算法的应用需要以下几个步骤:

- (1) 对每个子块进行并行的 IDFT 操作, 即 $x_v = IDFT \{X_v\}$;
- (2) 根据公式(3-15)组合所有的部分传输序列
- (3) 选择最优的加权因子:

$$\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_w] = \arg \min \left(\max \left\| \sum_{v=1}^V b_v x_v \right\| \right) \quad (3-16)$$

使得最优的传输序列 x' 的 PAPR 值最小。符号 $\|\cdot\|$ 表示每个备选序列样值的幅度值。

3.2.2 不同分割方式下的 PTS 算法性能仿真

PTS 算法有三种子序列分割方式^[40], 即相邻分割(Adjacent)、随机分割(Pseudo-random)和交织分割(Interleaved)。假定子载波数为 N , 子块分割数为 V 。相邻分割把 N/V 个相邻的子载波分割在一个部分传输序列中; 随机分割方式下每个子载波可以被随机分配到 V 个部分传输序列中; 交织分割把相距间隔为 V 的子载波分配在一个部分传输序列中。在此我们以子载波数 $N=12$, 子块个数 $V=4$ 为例, 三种分割方式如图 3-7a, 3-7b, 3-7c 所示。

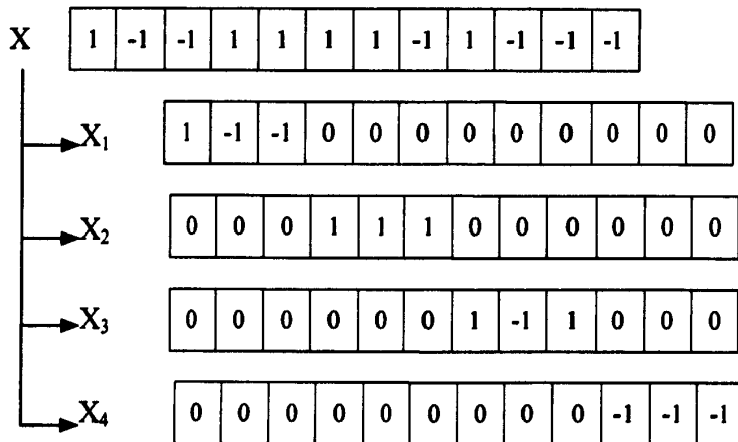


图3-7a 相邻分割

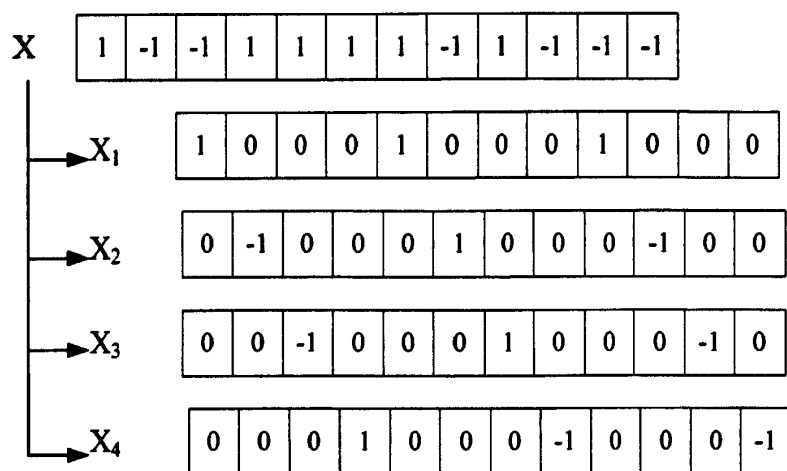


图3-7b 交织分割

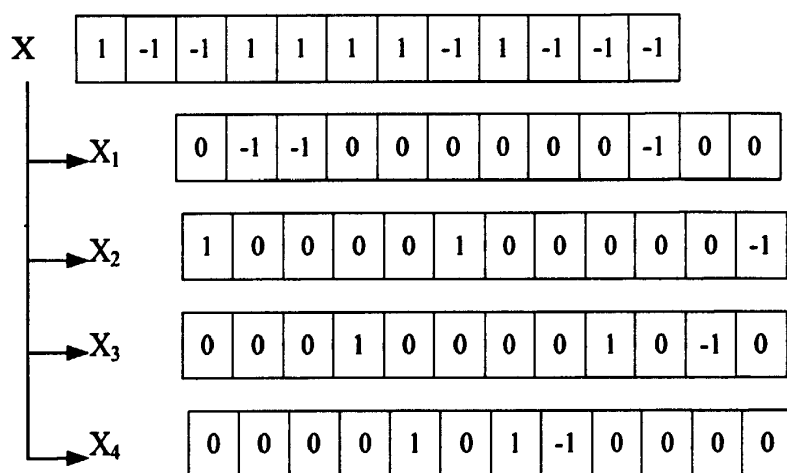


图3-7c 随机分割

在不同的分割方式下，PTS 算法对 OFDM 系统的 PAPR 的降低效果是不同的。本文分别对三种分割方式下的 PTS 算法性能进行了仿真，仿真条件为：OFDM 系统子载波数 $N=128$ ，系统采用 QPSK 调制方式，子块数 $V=4$ ，相位因子从 $\{\pm 1\}$ 中选取，搜索方式采用最优全搜索。图 3-8 给出了在三种不同分割方式下 PTS 算法降低 PAPR 性能的仿真曲线。

从图 3-8 的仿真结果中我们可以看出，三种分割方式中随机分割方式下降低 PAPR 的效果最好，交织分割性能最差，相邻分割介于两者之间。这三种分割方式都能有效地降低 OFDM 系统的 PAPR，但是从实现的复杂度来看，随机分割的复杂度最高，相邻分割最为简单。

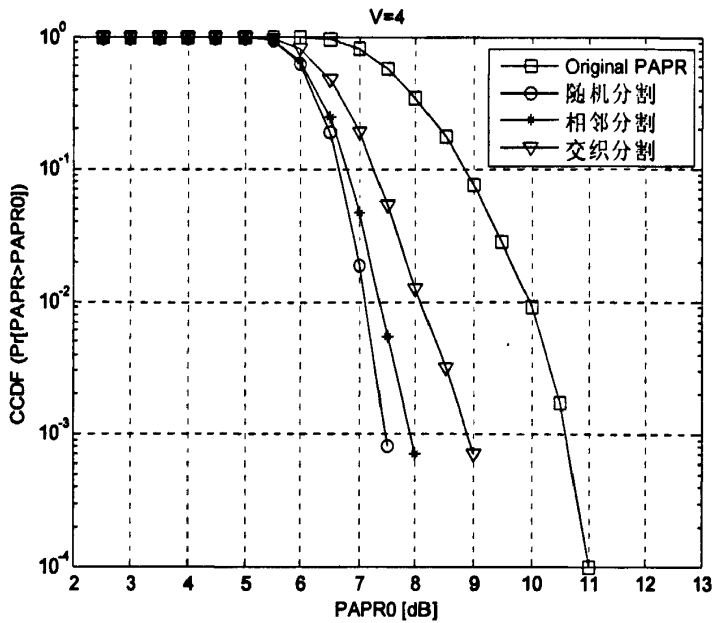


图3-8 不同分割方式下的PTS算法降低PAPR的性能曲线

3.2.3 PTS 算法的复杂度分析

PTS 算法可以显著地降低 OFDM 系统的 PAPR, 但是其计算复杂度不容忽视。PTS 算法的复杂度主要集中在寻找具有最小 PAPR 值的最优备选信号时相位因子值及分割后子块的 IFFT 运算。在子载波数为 N 的 OFDM 系统中, 假设采样倍数为 L , 子块分割数为 M , 相位因子个数为 W 。则 M 个子块的 IFFT 运算需要的复数乘法和复数加法次数为:

$$n_{IFFT-ComMul} = M \cdot (L \cdot N / 2) \cdot \log_2(L \cdot N) \quad (3-17)$$

$$n_{IFFT-ComAdd} = M \cdot L \cdot N \cdot \log_2(L \cdot N) \quad (3-18)$$

为了方便运算复杂度的比较, 这里把所有的运算操作都等价换算成如下的实数加法运算^[48], 如下表所示:

表 3-1 复数运算等价的实数加法次数转换表

复数算法	等价实数加法次数
1 个实数乘	4 个
1 个复数加	2 个
1 个复数乘	4 个实数乘+2 个实数加=18 个

因此 PTS 算法中 IFFT 运算的总的等价实数加法数为:

$$n_{IFFT-RealAdd} = 11 \cdot M \cdot L \cdot N \cdot \log_2(L \cdot N) \quad (3-19)$$

寻找最优备选信号时的相位因子的取值范围为: $P = \{e^{j2\pi l/W}, l = 0, 1, \dots, W-1\}$ 。在实际系统中, 最常用的相位因子通常取 $\{\pm 1, \pm j\}$, 这样做的主要好处在于在实际操作时, 可以避免乘法运算。

简化相位因子取值后, PTS 算法相位因子的集合仅需要 $(M-1) \cdot L \cdot N \cdot W^{M-1}$ 个复数加法。为了找出 PAPR 最小的备选信号, 需要计算每个备选信号采样点幅度值, 它为复数值。比较幅度值即比较采样点的模平方, 其复杂度为两个实数乘和一个实数加。因此所有备选信号的采样点的模平方需要 $2 \cdot L \cdot N \cdot W^{M-1}$ 个实数乘法 and $L \cdot N \cdot W^{M-1}$ 个实数加法。根据前面的运算操作复杂度等价分析, 可以得到 PTS 搜索最相位因子部分总的等价实数加法复杂度为:

$$n_{\text{Search-RealAdd}} = (2M + 7) \cdot L \cdot N \cdot W^{M-1} \quad (3-20)$$

此外, 为了找到具有最小 PAPR 值的最优备选信号, PTS 算法还需要额外的 $W^{M-1} \cdot L \cdot N - 1$ 次比较运算。综合上面的分析, 可以得到 PTS 算法总复杂度:

等价实数加法次数:

$$\begin{aligned} n_{\text{pts-RealAdd}} &= n_{\text{IFFT-RealAdd}} + n_{\text{Search-RealAdd}} \\ &= 11 \cdot M \cdot L \cdot N \cdot \log_2(L \cdot N) + (2M + 7) \cdot L \cdot N \cdot W^{M-1} \end{aligned} \quad (3-21)$$

比较次数为:

$$n_{\text{PTS-Comp}} = W^{M-1} \cdot L \cdot N - 1 \quad (3-22)$$

公式(3-21)给出了传统 PTS 算法中 IFFT 操作和搜索最优相位因子所需要的两部分复杂度, 公式(3-22)给出了寻找具有最小 PAPR 值的最优备选信号进行比较的运算复杂度。图 3-9 和图 3-10 给出了公式(3-21)在相位因子个数分别取 $W = 2$ 和 $W = 4$ 时, 在不同分组数 M 和子载波数 N 下, PTS 算法中相位因子搜索部分和子块进行 IFFT 运算的复杂度对比曲线。

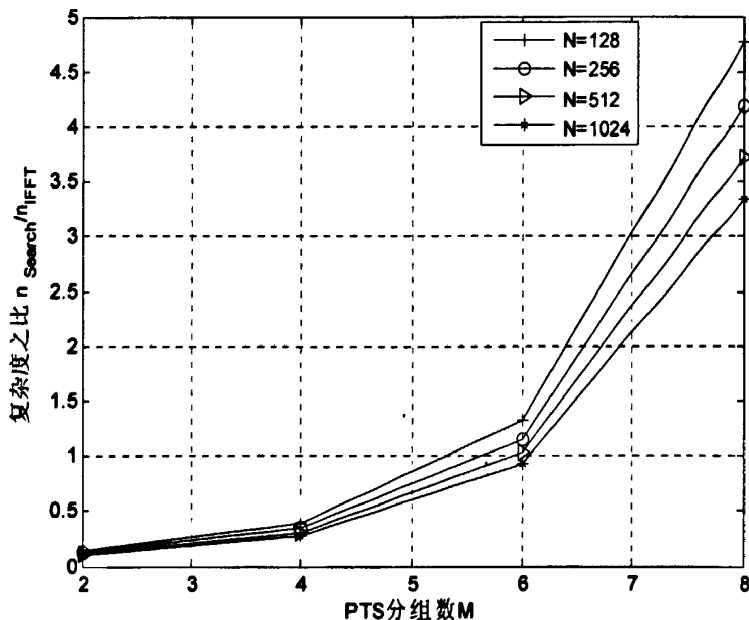


图3-9 分组数 $W=2$ 时相位因子搜索部分和IFFT操作复杂度之比

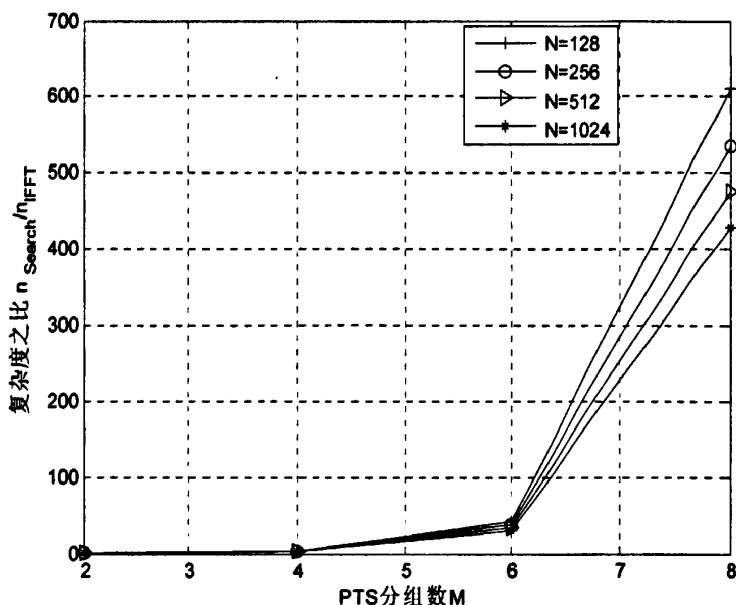


图3-10 分组数 $W=4$ 时相位因子搜索部分和IFFT操作复杂度之比

从图 3-9 和图 3-10 的仿真曲线中可以看到, 随着分块数 M 的增加, PTS 算法中搜索相位因子部分和 IFFT 运算的复杂度之比呈指数增长趋势; 随着子载波数 N 的增加, 搜索相位因子部分和 IFFT 运算的复杂度之比略微降低。PTS 算法的复杂度主要体现在搜索最优相位因子这一部分, 特别是在子块数 M 较大时, 搜索相位因子这一部分的复杂度要远高于 IFFT 操作的计算复杂度。

从前面的分析可以知道, 传统 PTS 算法的复杂度主要体现在搜索相位因子这一部分, 其复杂度随子块数 M 的增加而呈指数增长。因此, 我们可以通过减少相位因子搜索次数来降低 PTS 算法的复杂度。本文在下一节中将具体介绍几种低复杂度的 PTS 算法。

3.3 几种低复杂度的 PTS 算法

上节中已经提到, 可以通过简化相位因子搜索算法以减少备选信号个数来降低 PTS 算法的复杂度。下面将介绍几种低复杂度的 PTS 算法。

3.3.1 Cimini 迭代

为了寻找最佳的相位加权因子 $\{b_v, v=1, 2, \dots, V\}$, 传统 PTS 算法需要遍历搜索所有的加权因子, 运算量非常大, 系统复杂度很高。我们可以在牺牲一定 PAPR 性能的前提下, 可以采用次优的搜索算法来寻找加权因子。如减少加权系数 $\{b_v, v=1, 2, \dots, V\}$ 的取值范围, 仅从 $\{\pm 1, \pm j\}$ 或者 $\{\pm 1\}$ 中选取相位因子, 可以最大程度降低系统的运算复杂度。

Cimini 和 Sollenberger 提出来的 Cimini 迭代算法^[42]就是一种典型的搜索次优加权

因子的方法，其算法具体步骤如下：

- 1) 将长度为 N 的数据块分成 V 个互不重叠的子块；
- 2) 令 $b_v = 1 (v=1, 2, \dots, V)$ ，计算 OFDM 符号的初始峰均功率比值 $PAPR_0$ ，并且令 $index=1$ ；
- 3) 令 $b_v = -1$ ，计算此时的 PAPR 值；
- 4) 若 $PAPR > PAPR_0$ ，则 $b_v = 1$ ；否则， $PAPR_0 = PAPR$ ， $index = index + 1$ ；
- 5) 若 $index < V + 1$ ，则返回步骤 3；否则进入下一步骤 6；
- 6) 得到第一次迭代后的加权因子记为 $\{b_v^{(1)}, v=1, 2, \dots, V\}$ ，在此加权因子下所得到的峰均比为 $\min\{PAPR, PAPR_0\}$ 。
- 7) 从 6 中得到的加权系数 $b_v^{(1)}$ 开始，重复步骤 1 到 6 就可以得到第二次迭代后的加权系数 $\{b_v^{(2)}, v=1, 2, \dots, V\}$ ，直到迭代至算法所规定的最大迭代次数，算法结束。

设分块数为 V ，相位因子数为 P ，与全搜索算法相比，应用 Cimini 迭代算法的相位因子搜索次数为 $(P \times V \times k)$ 次，其中 k 表示迭代的次数。传统 PTS 算法搜索相位因子的次数为 P^{V-1} ，其复杂度随子块数 V 的增加呈指数增加，而 Cimini 迭代算法复杂度随子块数 V 的增加呈线性增长。相比于全搜索，Cimini 迭代算法的运算复杂度有很大降低，但是其降低 PAPR 的性能也有所下降。

图 3-11 给出了迭代算法的性能仿真曲线，仿真条件为：系统子载波数 $N=128$ ，子块个数 $V=4$ ，分割方式为随机分割方式，采用 QPSK 调制，加权因子的取值集合为 $\{\pm 1\}$ 。采用迭代算法降低 PAPR 的性能不是最好的，但是却可以大大降低系统的运算复杂度，尤其是在分组块数 V 很大的时候。

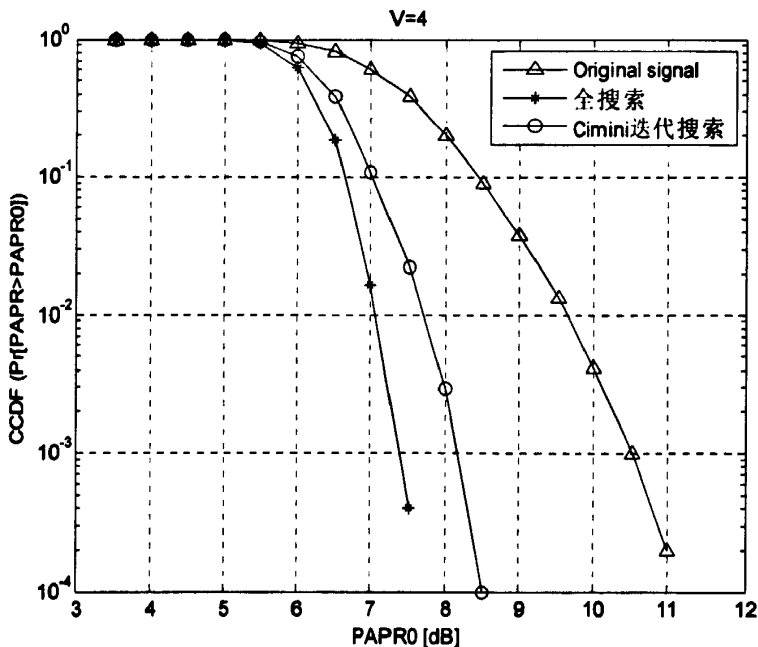


图3-11 全搜索和迭代搜索PTS算法降低PAPR性能比较

3.3.2 峰值消减法

峰值消减法的基本原理是：分割后的子块序列经过 IFFT 变换后，对这 V 个部分传输序列进行排序（从大到小或从小到大），并乘以适当的相位因子对子序列进行加权，从而使加权后的信号幅值减小^[51]。

经过 PTS 算法处理后的输出信号可以表示为子数据块与相位因子序列相乘的矩阵形式：

$$y = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{21} & \cdots & d_{V1} \\ d_{12} & d_{22} & \cdots & d_{V2} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ d_{1N} & d_{2N} & \cdots & d_{VN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\phi_1} \\ e^{j\phi_2} \\ \vdots \\ e^{j\phi_N} \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

上述矩阵相乘后，得到的第 i 行的数据为：

$$y_i = d_{1i}e^{j\phi_1} + d_{2i}e^{j\phi_2} + \cdots + d_{Vi}e^{j\phi_V} \quad (3-24)$$

对第 i 行的子块数据 $d_{1i}, d_{2i}, \dots, d_{Vi}$ 按幅值的大小排序：

$$|d_{r_1}| \geq |d_{r_2}| \geq \cdots \geq |d_{r_V}| \quad (3-25)$$

其中 $\{r_1, r_2, \dots, r_V\}$ 为 $\{1, 2, \dots, V\}$ 的一个置换。然后按以下方法选择相位加权因子：

$$\phi_{r_l} = \begin{cases} \angle d_{r_l}, l = 1, 3, 5, \dots \\ \angle d_{r_l} + \pi, l = 2, 4, 6, \dots \end{cases} \quad (3-26)$$

经过变换后第 i 行的子块数据为：

$$y_i = |d_{r_1}| - |d_{r_2}| + |d_{r_3}| - \cdots \quad (3-27)$$

用式 (3-26) 的方法选择相位加权因子，可以使 y_i 的幅值大幅度减小。

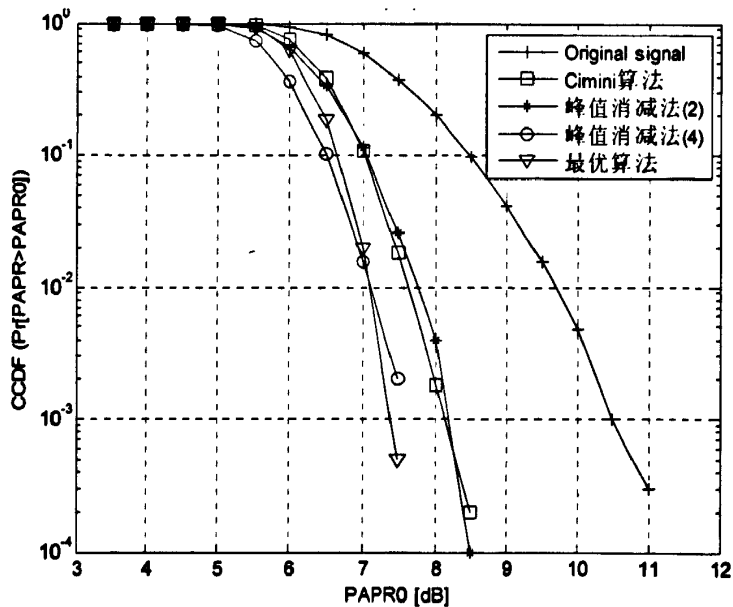


图3-12 峰值消减法降低PAPR的性能曲线

图 3-12 给出了峰值消减法对不同子载波峰值个数进行消减的 PAPR 性能曲线。仿真参数为：子载波数 $N=128$ ，采用随机分组方式，子块数 $V=4$ ，调制方式为 QPSK。峰值消减法对子载波峰值进行消减的子载波个数分别为 2 和 4。从图 3-12 中可以看出，对 2 个子载波进行峰值消减，其降低 PAPR 的性能和采用 Cimini 迭代算法来降低 PAPR 性能接近。而对 4 个子载波进行峰值消减时，其降低 PAPR 的性能几乎和最优全搜索 PTS 算法降低 PAPR 的性能接近。

峰值消减法的优点在于：它没有牺牲降低 PAPR 的性能，其复杂度只与系统的子载波数 N 有关系，而与子块分组数 V 无关。这样，在 V 很大的情况下，这种算法的运算复杂度也比较低。表 3-2 对峰值消减法和全搜索 PTS 算法的搜索复杂度和所需的边信息进行了比较：

表 3-2 两种方法的计算复杂度和所需的边信息的比较

算法	复杂度	边信息
全搜索 PTS	相位次数搜索数为 P^{V-1}	V 个相位因子
峰值消减法	与子载波数 N 有关，与分组数 V 无关	最大几个幅值子载波的位置

3.4 联合算法.

通过以上对各种降低 PAPR 算法的研究,可以发现现有的算法对 PAPR 的降低效果不同,并且有各自的优缺点。限幅算法的优点是简单,易于实现。但是会引入带内噪声和带外辐射,对系统的误码率性能影响较大。PTS 算法的优点是从概率角度来降低系统的 PAPR,它对信号的操作是线性的。但是它的算法复杂度较高,发射端和接收端需要约定子块的分割数,并且需要额外传输边信息接收端才能正确恢复原始信号。在很多情况下,仅使用一种算法无法满足系统的要求,或者为了达到理想的效果,使用单一算法有可能会使系统在某一性能上付出巨大代价,因此可以采用多种方法进行联合处理^[52]。

3.4.1 联合算法的级联结构

很容易想象,串联方式作为算法的级联方式是最简单的组合。在不同的级联顺序情况下,PTS 算法和 Clipping 算法存在两种联合结构:即 Clipping 在前,PTS 算法在后的 Clipping-PTS 算法。这两种级联算法的结构框图如图 3-13 和 3-14 所示,其中 Clipping 算法采用的是前面提到的基于双向 FFT 实现频域滤波的限幅算法。

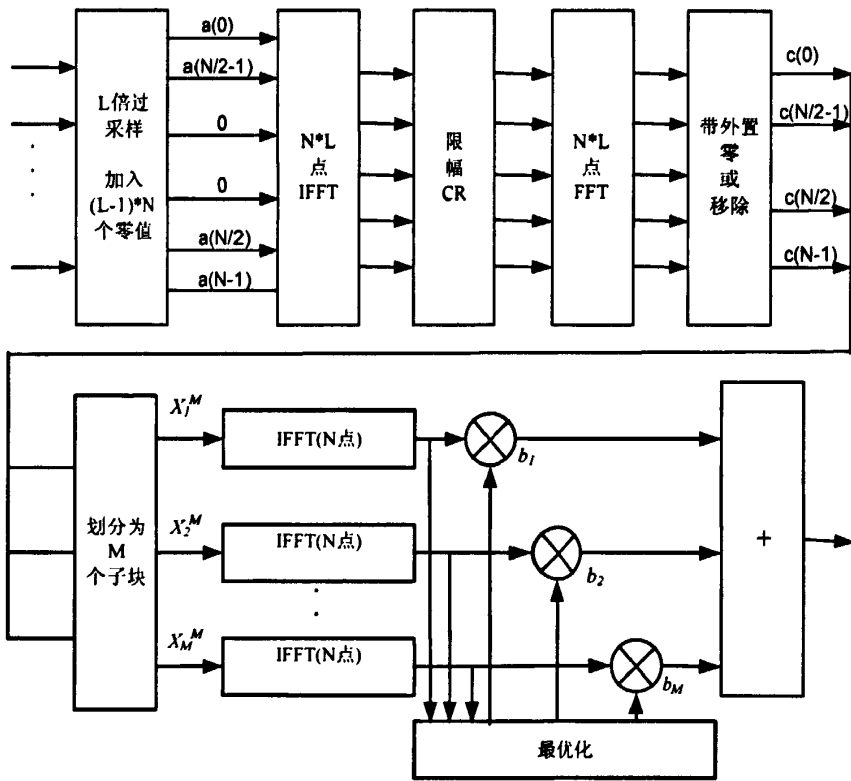


图3-13 Clipping-PTS算法结构框图

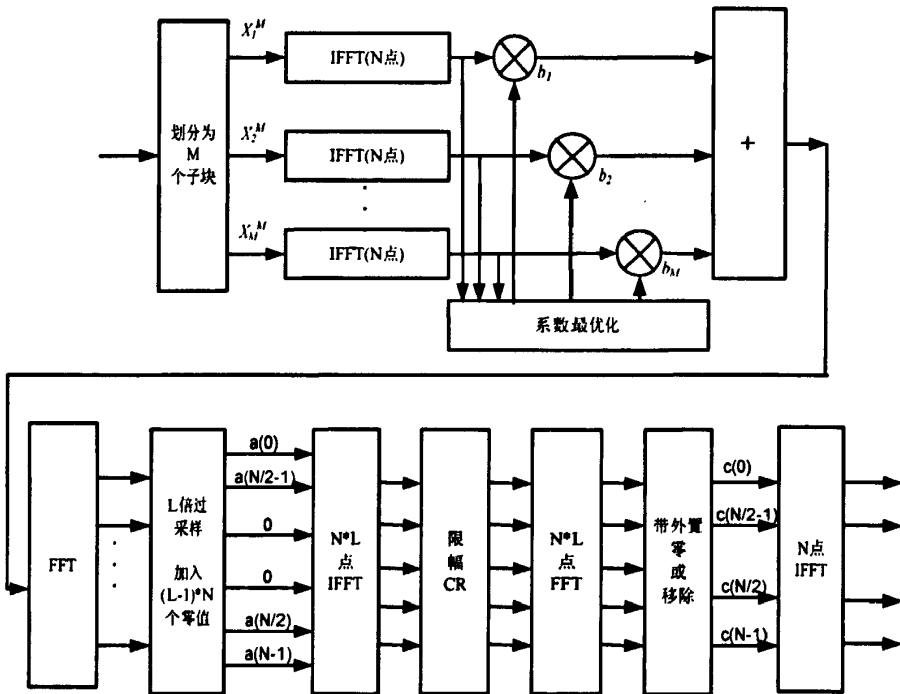


图3-14 PTS-Clipping算法结构框图

需要注意的是：信号经过 PTS 算法处理后输出的数据为时域信号，而基于双向 FFT 限幅滤波算法的输入数据是频域信号，所以在应用 PTS-Clipping 联合算法时，需要加

入一个 FFT 操作以实现时频域的转换。

3.4.2 联合算法的性能仿真与分析

在不同级联顺序下的联合算法对 PAPR 的降低效果是不同的，而且引入的限幅噪声也是不同的。图 3-15 和 3-16 仿真了以上两种不同级联方式下联合算法降低 PAPR 的性能及系统的误码率性能。仿真条件为：限幅率 $CR=2, V=4$ ，QPSK 调制方式，系统子载波数 $N=128$ ，过采样倍数 $L=2$ ，采用迭代次数 $RT=1$ 的双向 FFT 限幅滤波算法。

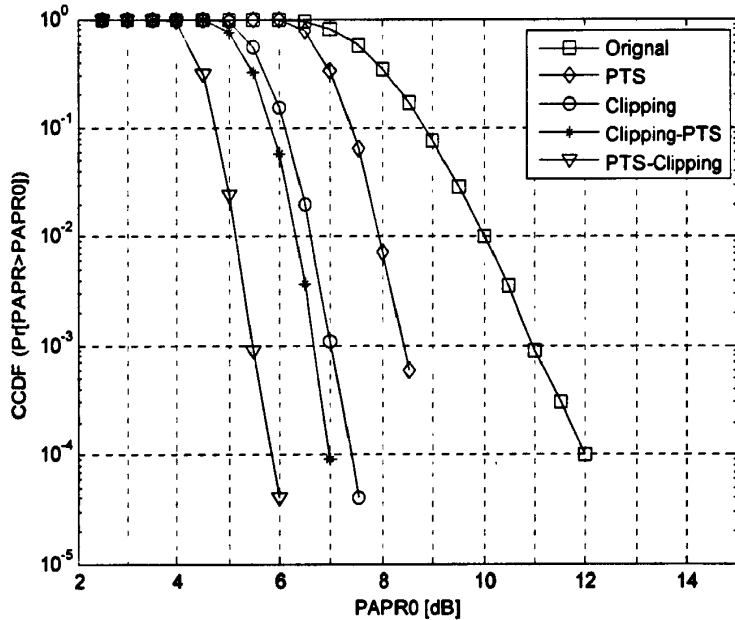


图3-15 联合算法PAPR性能比较

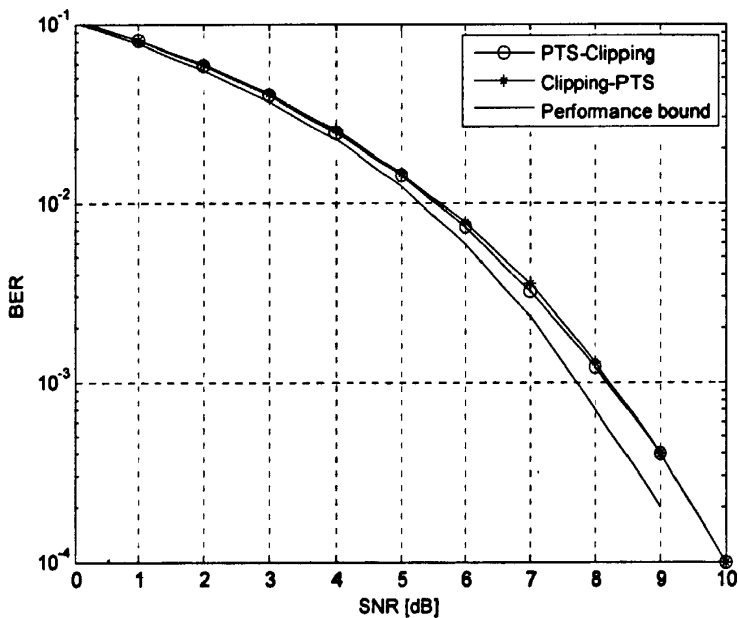


图3-16 联合算法BER性能比较

图 3-15 给出了联合算法与单独使用 PTS 和限幅算法的 PAPR 性能比较, 我们可以看到: 在 $CCDF=10^{-4}$ 时, 采用 PTS-Clipping 算法的 PAPR 值小于 6dB, 而 Clipping-PTS 算法的 PAPR 值为 6.5dB, 只使用 Clipping 算法时的 PAPR 值为 6.75dB。采用联合算法在 PAPR 性能上相比于单独使用一种算法要优越的多, 尤其是 PTS-Clipping 算法。同时, 图 3-16 给出了联合算法的 BER 性能曲线, 相比于没有采用降低 PAPR 的 OFDM 系统, 联合算法是牺牲了系统的 BER 性能, 但是它对系统的 BER 性能很小。在 $BER = 10^{-4}$ 时, 仅有 0.2dB 不到的损失。由此, 我们可以得出, 在串行级联方式下, PTS 算法和 Clipping 进行联合时, 应采用线性的 PTS 算法在前, 非线性的 Clipping 算法在后, PTS-Clipping 算法降低 PAPR 的性能要优于 Clipping-PTS 算法, 它们的误码率性能相差不多。

3.5 本章小结

本章首先研究了传统的限幅算法, 给出了基带限幅的数学分析; 重点研究了一种基于双向 FFT 实现频域滤波的改进算法及在其基础上发展而来的重复限幅滤波算法。之后讨论了 PTS 算法的基本原理, 仿真分析了不同分割方式下的 PTS 算法抑制峰均比的性能, 并对 PTS 算法的运算复杂度进行了分析。接着, 研究了两种低复杂度的 PTS 算法, 即 Cimini 迭代和峰值消减法, 并对这两种次优算法的降低 PAPR 的性能和复杂度进行了仿真与分析。最后对 PTS 算法与 Clipping 算法的联合结构和性能进行了讨论研究。

第 4 章 改进型部分传输序列方法及其性能分析

4.1 PTS 算法在接收端的处理

根据 PTS 算法原理,要想在接收端正确恢复原始的发送数据,必须知道发送端使用的子块数和相位因子。通常,子块数目由发送端和接收端相互约定,相位因子作为边信息(SI,Side Information)传送给接收端。

在发送端,经过 IFFT 操作以后的信号为:

$$x = IFFT \{X\} = IFFT \left\{ \sum_{v=1}^M b_v X_v \right\} = \sum_{v=1}^M b_v IFFT \{X_v\} = \sum_{v=1}^M b_v x_v \quad (4-1)$$

在接收端恢复发送的原始数据时:

$$\hat{X} = FFT \left\{ \sum_{v=1}^M \frac{1}{b_v} \cdot b_v \cdot x_v \right\} = \sum_{v=1}^M \frac{1}{b_v} \cdot FFT \{b_v \cdot x_v\} \quad (4-2)$$

从式(4-2)中我们可以知道,在接收端进行解 PTS 算法处理时用的相位因子并不是发送端发送的相位因子,而是发送端使用的相位因子的倒数。在接收端进行解 PTS 处理的算法框图如图 4-1 所示:

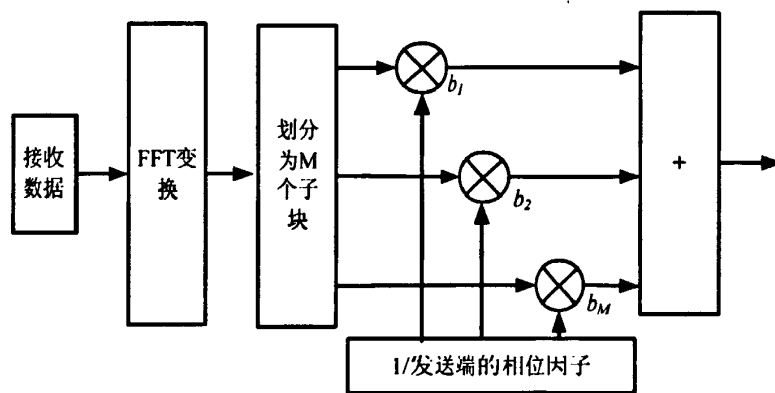


图 4-1 PTS 算法在接收端的处理框图

PTS 算法的优点在于它在发送端和接收端对信号的处理都是线性的,不会引入带内或带外噪声,因此对系统的 BER 性能没有影响。其缺点也显而易见,除了要发送端和接收端双方约定子块的分块个数外,还必须传送额外的边信息以便接收端能正确恢复原始信号。

4.2 PTS 算法中影响降低 PAPR 效果因子

4.2.1 相位因子取值对降低 PAPR 效果的影响

在很多文献中，相位因子的取值通常在集合 $\{\pm 1, \pm j\}$ 中取，这样做的好处在于系统在实际操作时不会引入额外的乘法运算^[53]。

本文仿真分析了相位因子取值在子集 $\{\pm 1\}$ ， $\{1, j\}$ ， $\{\pm 1, j\}$ ， $\{\pm 1, \pm j\}$ 时，PTS 算法在不同子载波数下 $N=64$ ， 128 ， 256 降低 PAPR 的效果。其中子块数分割数 $V=4$ ，采用相邻分割方式，相位因子搜索算法为最优全搜索，调制方式采用 QPSK。

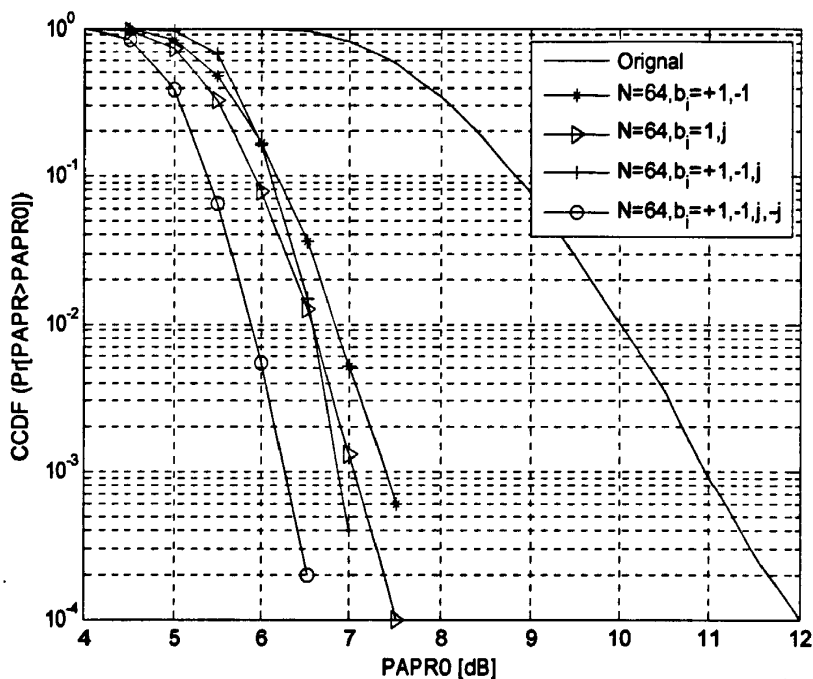


图 4-2 子载波数 $N=64$ 下，不同相位因子取值降低 PAPR 的性能曲线

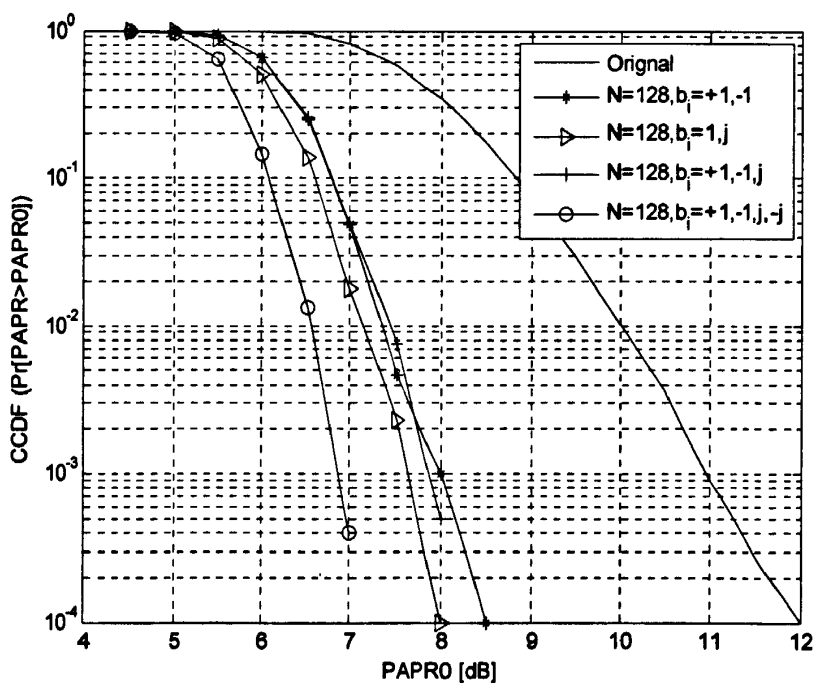


图 4-3 子载波数 $N=128$ 下，不同相位因子取值降低 PAPR 的性能曲线

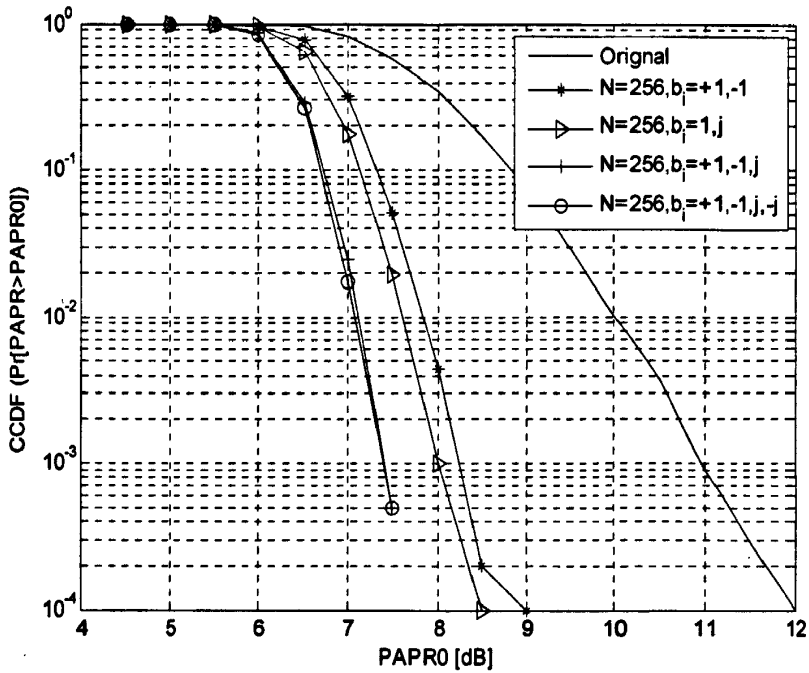


图 4-4 子载波数 $N=256$ 下, 不同相位因子取值降低 PAPR 的性能曲线

从图 4-3、4-3、4-4 中可以看到, 当 OFDM 系统的子载波数 N 为 128 或小于 128 时, 相位因子的取值可以用集合 $\{1, j\}$ 来取代 $\{\pm 1, \pm j\}$, 其降低 PAPR 的性能略微降低, 但是可以减少 87.5% 的计算量。而在子载波数为 256 或以上的 OFDM 系统中, 可以相位因子的取值可以用集合 $\{\pm 1, j\}$ 来取代 $\{\pm 1, \pm j\}$, 其降低 PAPR 的性能几乎没有改变, 但是可以减少 70% 的计算量^[54]。

4.2.2 采用 Hadamard 矩阵作为相位因子的 PTS 算法

文献[54]提出了利用 Hadamard 矩阵作为 PTS 算法的加权系数, Hadamard 矩阵的每一行对应一种扰码方式, 其中第一行对应的是未经扰码的原始信号。Hadamard 矩阵是一种方阵, 仅由元素+1 和-1 构成, 且其各行(或列)是互相正交的。最低阶的 Hadamard 矩阵为:

$$H_2 = \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

阶数为 2 的幂的高阶 Hadamard 矩阵可以从以下的递推关系得到:

$$H_N = H_{N/2} \otimes H_2 \quad (4-4)$$

其中 $N = 2^m$, \otimes 为直积。例如:

$$H_4 = H_2 \otimes H_2 = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

$$H_8 = H_4 \otimes H_4 = \begin{bmatrix} H_4 & H_4 \\ H_4 & -H_4 \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

由于 Hadamard 矩阵的任意两行都是不相关的,所以在通常情况下,总有矩阵中的某一行可使信号的 PAPR 值最低。同时,将信号所对应的 Hadamard 矩阵行序列作为边信息传输给接收端,接收端接收到一个 OFDM 符号后,经过 FFT 变换,然后提取边信息,通过矩阵的序列号找到发送端所使用的加权系数,从而恢复原始信号。

本文给出了在子载波数 $N=128$, 分组数 $V=4, 8$, 相邻分割方式下,采用 Hadamard 矩阵作为相位因子与最优全搜索降低 PAPR 的性能的对比曲线,如图 4-5 和图 4-6 所示。从仿真图中可以看到,采用 Hadamard 矩阵作为相位因子系数时,虽然与全搜索算法相比, Hadamard-PTS 算法有一定的 PAPR 性能损失,但是也能很好地降低原始信号的 PAPR。随着子块分割数 V 的增加,其降低 PAPR 的性能进一步提升。在复杂度方面,由于采用 Hadamard 矩阵的每一行作为选择的相位因子。因此相对于迭代 PTS 算法,它的优势在于 V 个子块可以同时进行相位因子结合,即这种算法是并行结构,在硬件资源丰富时采用这种并行的 Hadamard-PTS 算法可以有效缩短运算时间。尤其是在子块数 V 较大时,这种优势更为明显。

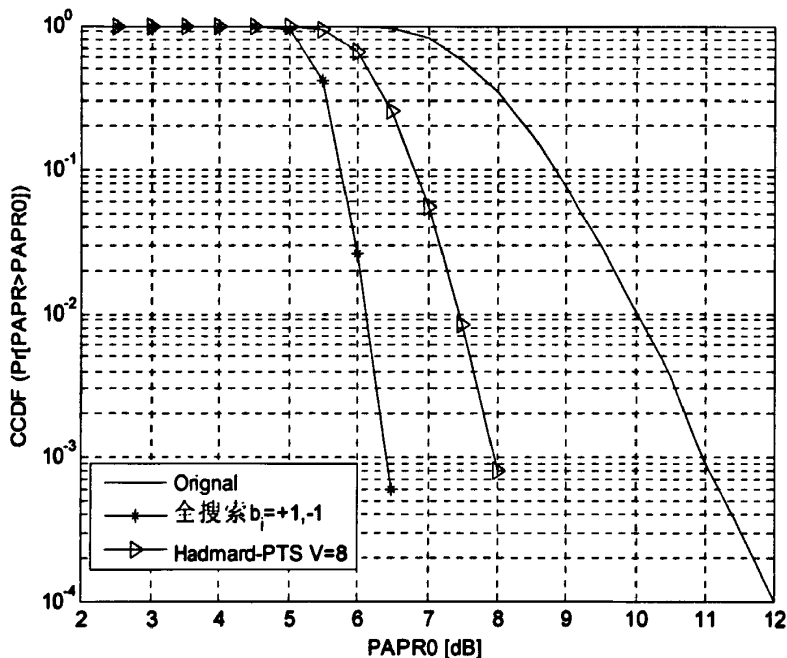
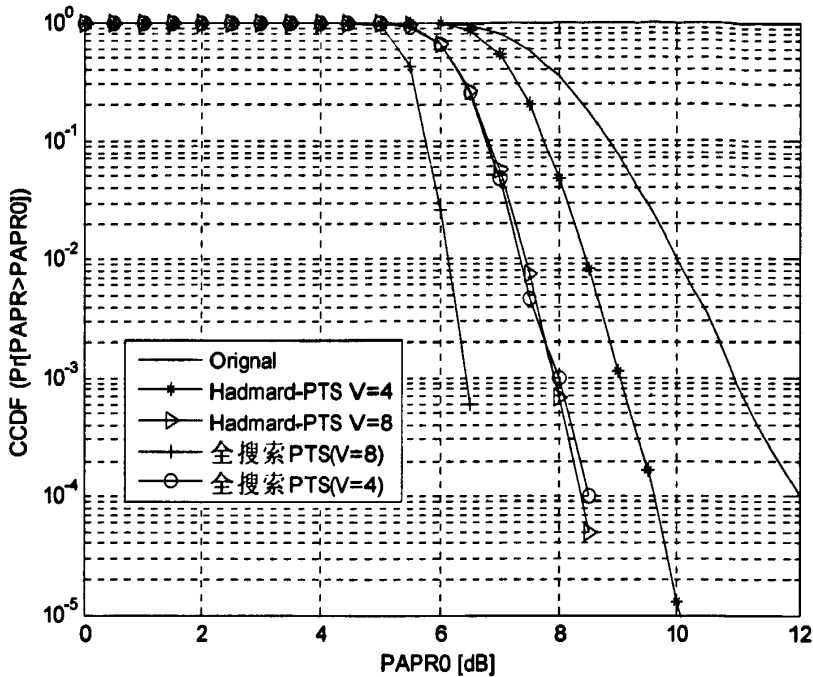


图 4-5 Hadamard-PTS 与全搜索 PTS 性能比较

图 4-6 不同分块数 V 下的 Hadamard-PTS 算法性能曲线

4.3 一种低复杂度的无边信息传输的 PTS 算法

PTS 通过相位因子对子块进行组合, 将得到的具有最小 PAPR 的信号进行传输。接收端必须知道发送端所使用的相位因子才能正确恢复。这些相位因子的值可以被作为边信息来进行传输。Cimini 和 Sollenberger^[56]提出了一种嵌入的边信息传输策略, 它在发送端使用了一种标记算法, 在接收端作统计判决。这种标记算法将边信息嵌入到传输的信号。Feng 等人又针对 PSK 和 QAM 符号提出了改进的嵌入的边信息传输策略^[57]。Muller 和 Huber 提出在发送端分配几个导频符号, 相位因子可以在接收端估计出来^[58]。

Jayalath 和 Tellambura 提出了基于 SLM 和 PTS 算法的无边信息传输的最大似然译码器^[59]。这种 SLM 和 PTS 译码方法, 不会因为边信息的错误而使误码率性能退化, 但是会因为增加信道估计的导频音而减少吞吐率, 并且会增加接收端的复杂度。

文献^[60]提出了一种使用已有的(如用于同步)导频音来对 PTS 译码, 它同样不用传输附加的边信息。采用这种方法, 不用传输附加边信息也不需要增加导频音, 降低 PAPR 的同时, 保持数据传输速率和系统的性能。在权重因子 $b_i \in \{1, j\}$ 的情况下, 这种算法的 PTS 译码器只需要在接收端计算导频音的虚部和实部的差值的符号就能很好地估计出发送端所使用的权重因子。

4.3.1 基于导频音的无边信息传输 PTS 算法原理

假设在发送端, 在 IFFT 调制之前, 第 i 个子块的导频音的值为 $[a_1, a_2, \dots, r_p]$, 而在

接收端, 使用 PTS 算法之后, 经过 FFT 解调后收到的导频音的值为 $[r_1, r_2, \dots, r_p]$, 其中 $r_k = b_k a_k + n_k$, n_k 为信道噪声。

假设每个子块使用 p 个导频, 文献[60]提出的算法首先计算下式的 Euclidean 距离的平方值。

$$M_k(i) = |a_k - b'_i r_k|^2, k = 1, 2, \dots, p, i = 1, 2, \dots, W \quad (4-7)$$

其中 a_k 是传输的导频音, 由无线标准给出。 r_k 是接收端收到的导频音。 $b'_i = 1/b_i$ 是权重因子的倒数。紧接着, 对于每一个导频音, 找出使得 $M_k(i)$ 中最小的 b'_i 的值, 用它来对 OFDM 的子块进行解调。在发端使用权重因子 $b_i \in \{1, j\}$, 来简化收端的处理。因为 $b_i \in \{1, j\}$, 因此 $b'_i \in \{1, -j\}$, 这样, 计算子块的最小 Euclidean 距离就成为:

$$M_k(i) = |a_k|^2 + |b'_i|^2 |r_k|^2 - a_k \bar{b}'_i \bar{r}_k - \bar{a}_k b'_i r_k, \quad (4-8)$$

由于 $b'_i \in \{1, -j\}$, 因此:

$$\begin{cases} b'_i = 1, M_k(1) = |a_k|^2 + |r_k|^2 - a_k \bar{r}_k - \bar{a}_k r_k, \\ b'_i = -j, M_k(2) = |a_k|^2 + |r_k|^2 - j a_k \bar{r}_k + j \bar{a}_k r_k \end{cases} \quad (4-9)$$

为了确定 $M_k(1)$ 和 $M_k(2)$ 中哪个值更加靠近实际的权重因子, 我们需要计算它们的差的符号 $Df_k = M_k(1) - M_k(2)$ 。

$$Df = 2 \operatorname{Re}(a_k \bar{r}_k (-1 + j)) \quad (4-10)$$

在接收端, 经过 FFT 操作过后, 解调出来的信号往往是复数。因此, 接收到的导频音 $r_k = r'_k + j r''_k$ 其中, r'_k 和 r''_k 为实数。于是:

$$a_k \bar{r}_k (-1 + j) = -a_k r'_k + j a_k r'_k + j a_k r''_k + a_k r''_k \quad (4-11)$$

代入(4-6)后, 可以得到:

$$Df_k = 2 a_k (r''_k - r'_k) \quad (4-12)$$

假设发送的导频音是正数, 于是判决准则可以简化为:

$$b'_i = \begin{cases} 1, & r''_k - r'_k \leq 0 \\ -j, & r''_k - r'_k > 0 \end{cases} \quad (4-13)$$

当导频音为负数时, 判决准则相反。在仅有一个导频音的条件下, 这样的准则正好适用。而当存在着多个导频音时, 使得大多数的 M_k 最小的 b'_i 将被选择作为用来解码子块的合适因子。在本文中我们取导频音的值为正数。

4.3.2 改进的判决准则下的无边信息传输 PTS 算法

事实上, 相位因子的取值范围与降低 PAPR 的性能有密切关系, 当然搜索的复杂度也会相应增加。前面已经提到, 在有关的文献中, 最常用的权重因子的取值通常为集合 $\{\pm 1, \pm j\}$ 。因此当权重因子在 $b_i \in \{\pm 1, \pm j\}$ 时, 本文给出了新的判决准则。相比于文献[60], 在权重因子取值更宽的范围下, 这种基于导频的无边信息传输方法, 有更好的

降低 PAPR 的效果, 并且没有增加接收端的复杂度, 对系统的 BER 性能影响也很小。

根据前面的推导过程, 因为 $b_i \in \{\pm 1, \pm j\}$, 所以 $b'_i \in \{\pm 1, \pm j\}$ 。于是我们计算在权重因子在四个不同取值时的 Euclidean 距离:

$$\begin{cases} b'_i = 1, M_k(1) = |a_k|^2 + |r_k|^2 - a_k \bar{r}_k - \bar{a}_k r_k \\ b'_i = -j, M_k(2) = |a_k|^2 + |r_k|^2 - ja_k \bar{r}_k + j\bar{a}_k r_k \\ b'_i = -1, M_k(3) = |a_k|^2 + |r_k|^2 + a_k \bar{r}_k + \bar{a}_k r_k \\ b'_i = j, M_k(4) = |a_k|^2 + |r_k|^2 + ja_k \bar{r}_k - j\bar{a}_k r_k \end{cases} \quad (4-14)$$

根据判决准则, 我们现在要做的就是判断我们接收到的点与 b'_i 的这四个取值哪个最近, 我们就将它判为哪个值, 这与 QPSK 调制中的星座点的判决类似。

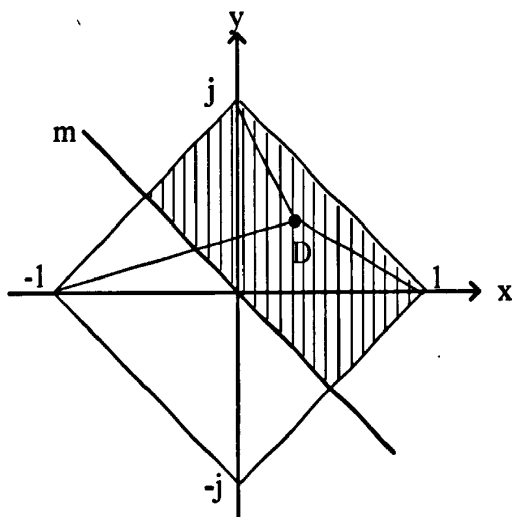


图 4-7 判决点 D 所处象限位置

如图 4-7 所示, 假设接收到的点 D 与 1 之间的距离更近, 那么相比于 -1, 接收到的点必然与 j 和 1 靠得更近, 所以只需要进一步判断接收到的点与这两个点中的哪个点更近, 反之亦然。因此, 在之前的结论基础之上, 改进的判决方法如下:

i) 如果 $r_k'' - r_k' \leq 0$, 计算:

$$\begin{aligned} Df_k &= M_k(1) - M_k(4) \\ &= 2\operatorname{Re}(a_k \bar{r}_k (-1 - j)) \end{aligned} \quad (4-15)$$

其中 $r_k = r_k' + jr_k''$, 则

$$\begin{aligned} a_k \bar{r}_k (-1 - j) &= a_k (r_k' - jr_k'') (-1 - j) \\ &= -a_k r_k' - ja_k r_k' - ja_k r_k'' - a_k r_k'' \end{aligned} \quad (4-16)$$

所以

$$\begin{aligned} Df_k &= 2\operatorname{Re}(a_k \bar{r}_k (-1 - j)) \\ &= 2(-a_k r_k' - a_k r_k'') \\ &= -2a_k (r_k'' + r_k') \end{aligned} \quad (4-17)$$

a_k 是正数, 则判决准则为:

$$b'_i = \begin{cases} j, & r_k'' + r_k' \leq 0 \\ 1, & r_k'' + r_k' > 0 \end{cases} \quad (4-18)$$

ii) 如果 $r_k'' - r_k' \geq 0$, 计算:

$$\begin{aligned} Df_k &= M_k(2) - M_k(3) \\ &= -2\text{Re}(a_k \bar{r}_k(-1-j)) \\ &= 2a_k(r_k'' + r_k') \end{aligned} \quad (4-19)$$

假设 a_k 是正数, 则判决准则为:

$$b'_i = \begin{cases} -1, & r_k'' + r_k' \leq 0 \\ -j, & r_k'' + r_k' > 0 \end{cases} \quad (4-20)$$

改进的算法只需要在文献[60]的基础上再计算一次接受到的导频音的虚部和实部的和, 就能够判断出发送端传送的是 $b_i \in \{\pm 1, \pm j\}$ 中的哪个值。

4.3.3 性能仿真与分析

图 4-8 给出了在子载波数为 128, QPSK 调制, 分组长度为 4, 采用相邻分组方式, 相位因子分别取 $b_i \in \{1, j\}$ 和 $b_i \in \{\pm 1, \pm j\}$ 下的互补累计概率密度函数(CCDFF)曲线。我们可以看到在 $CCDF = 10^{-4}$ 时, PTS 算法在 $b_i \in \{\pm 1, \pm j\}$ 下它的 PAPR 值为 7.2dB, 而在权重因子 $b_i \in \{1, j\}$ 时 PAPR 值为 8dB 左右。图 4-9 给出了改进的 PTS 译码算法在高速信道下的系统 BER 性能, 相比于文献[60]的提出的算法, 改进的判决准则算法在误码率性能上只有 0.2dB 不到的性能损失。在同等情况下, 改进的算法以很少的 BER 性能代价换取了更好的降低 PAPR 的性能, 并且在接收端几乎没有增加复杂度。

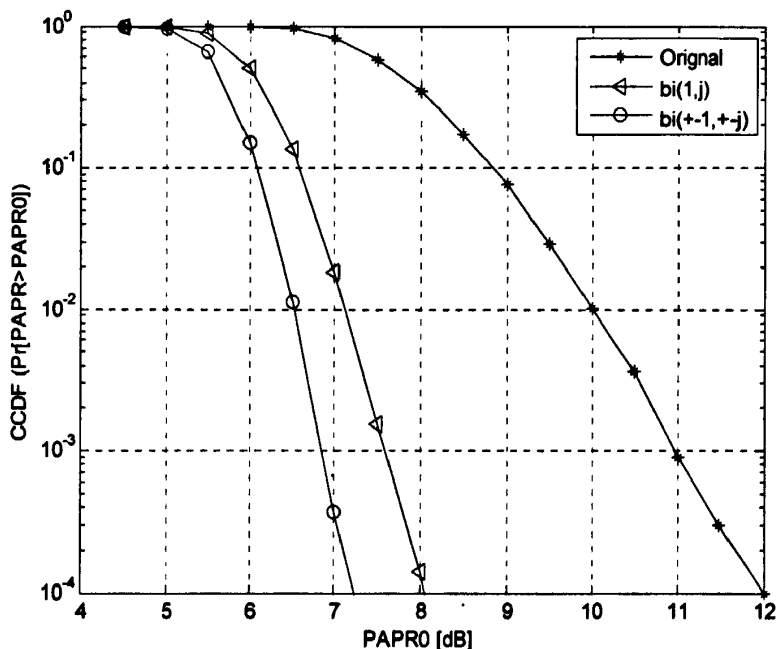


图 4-8 不同相位因子集合下的 PAPR 性能比较

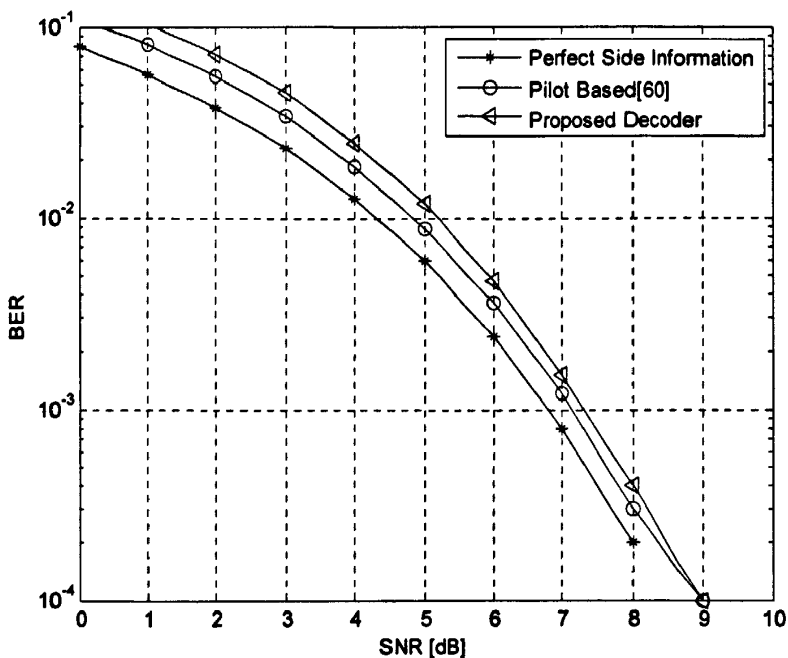


图 4-9 改进的 PTS 译码算法误码率性能比较

4.4 OFDM 系统中减小 PAPR 的准则

根据以上的分析,大多数现有的降低 PAPR 的解决方案都会存在一定的缺陷。很最明显需要折衷考虑降低 PAPR 的效果与一些诸如复杂度、误码率性能、带宽等因素对系统所造成的影响。降低 PAPR 的准则在于所给的方案能很好地降低 PAPR 的同时,尽可能地保持如下因素的良好性能:

(1) 降低 PAPR 的能力强:选择降低 PAPR 的方法时首先需要考虑的因素是该方法所带来的有害负面影响要少,如引入的带内噪声和带外辐射。

(2) 平均功率低:尽管可以通过增加原始信号的平均功率来减小 PAPR,但这要求 HPA 工作在较大的线性区域,从而会导致系统 BER 性能的衰退。

(3) 实现复杂度低:总的来说,复杂度技术可以展现出更好的降低 PAPR 的能力,实际应用中,所采取的降低 PAPR 的技术所消耗的时间和硬件资源应该力求最小。

(4) 带宽不会扩展:带宽在系统中是很稀缺的资源。边信息所(如 PTS 技术中的相位因子和互补分组码种使用的互补比特)引起的带宽扩展将直接导致数据传输率的损失。特别是为了避免接收到的边信息发生错误时,需要采取诸如信道编码的方法来对边信息进行保护。因此,当采用信道编码时,会因为边信息导致数据传输率进一步损失。所以,由边信息而导致的带宽损失应尽量被避免或者保持在最小。

(5) BER 性能不会恶化:在 OFDM 系统中采用降低 PAPR 的方法的主要目的是为了提高系统的整体性能,其中包括系统误码率这一性能。因此,在接收端会导致误码率提升的所有方法,在实际应用中应该给予足够重视。特别是,当在接收端接收到的

边信息发生错误时,会导致整个数据格式帧发生错误从而使得 BER 性能严重恶化。

(6) 不需要额外的功率:进行无线通信系统设计时需要考虑到功率的效率。如果所实施的降低 PAPR 的技术需要提供额外的功率,那么实际上当传输信号被归一化到原始信号功率时,其 BER 性能会有所退化。

(7) 没有频谱泄露:任何降低 PAPR 的技术都不能使得 OFDM 技术丧失其本身的技术特点,如抗多径衰落。因此,在降低 PAPR 时,必须避免频谱泄露。

(8) 其他因素:在发送端信号进行处理的环节中,一些非线性器件的使用同样需要引起足够重视,如数模转换器(DAC)、混频器(Mixer)、HPA 等,因为降低 PAPR 的主要目的是为了避免无线通信信道中采用的这些无记忆器件所引起的非线性失真。与此同时,这些非线性器件的代价也是采取降低 PAPR 技术时需要考虑的重要因素之一。

4.5 本章小结

本章首先研究了 PTS 算法在接收端的处理,接着讨论了 PTS 算法中相位因子取值对降低 PAPR 性能的影响,仿真分析了采用 Hadmard 矩阵作为相位因子的 PTS 算法的性能。随后,研究了一种低复杂度的基于导频音的无边信息传输 PTS 算法,在此基础上,对该算法进行了改进,提出了一种新的方案。该方法在原算法基础上,通过进一步计算接收到的导频音的虚部和实部之和,在扩展的相位因子条件下,可以很好地估计出发送端所使用的相位因子,从而使得改进后的方法降低 PAPR 的能力更强。与此同时,不会明显影响系统的误码率性能,且不会明显增加系统的复杂度。最后,讨论了 OFDM 系统中减小 PAPR 的准则。

第 5 章 结论与未来工作

5.1 论文工作总结

正交频分复用 (OFDM) 作为一种特殊的多载波传输技术, 由于它有很高的频谱效率、抗多径衰落能力强、抗频率选择性信道能力强、且功率效率高的特点, 它已经成为高速通信的主要技术之一, 并且已经被应用到很多无线通信标准中。如 3GPP Long-Term Evolution、WiMAX、DVB 广播等。然而, 和多载波技术一样, 存在较大的峰均功率比也是 OFDM 系统存在的主要缺陷之一。针对这一问题, 本文主要做了以下工作:

(1) 讨论了 OFDM 技术的演进、研究意义及其主要优缺点; 研究了高峰均功率比对 OFDM 系统产生的影响, 并对各种降低峰均比技术的方法和国内外研究现状进行了研究与分析。

(2) 阐述了 OFDM 系统的基本原理, 包括 OFDM 系统模型、DFT 实现以及保护间隔与循环前缀在 OFDM 系统中的作用; 讨论了 OFDM 系统中一些主要的关键技术, 重点讨论了 OFDM 系统中的峰均功率比(PAPR)问题, 通过分析了 OFDM 信号的特征, 给出了 OFDM 系统中基带、通带的峰均比的定义, 并且研究了 OFDM 系统中峰均比的概率分布及其上下边界。

(3) 研究了传统的限幅算法, 给出了基带限幅的数学分析。重点讨论了一种改进的基于双向 FFT 实现频域滤波的限幅算法及在其基础上发展而来的重复限幅滤波算法。仿真分析了在不同分割方式下 PTS 算法抑制峰均比的性能, 并对 PTS 算法的复杂度进行了讨论。接着, 深入研究了两种低复杂度的 PTS 算法, 即 Cimini 迭代算法和峰值消减法, 并对这两种次优算法的降低 PAPR 的性能和计算复杂度进行了仿真与分析。最后对 PTS 算法与限幅算法进行联合的算法结构和性能进行了讨论与研究。

(4) 深入研究了 PTS 算法在不同子载波个数下相位因子取值对抑制 PAPR 性能的影响, 仿真了采用 Hadamard 矩阵作为相位因子的 PTS 算法的性能。针对 PTS 算法需要额外传输边信息的缺陷, 研究了一种低复杂度的基于导频音的无边信息传输的 PTS 算法。在其基础之上, 提出了一种改进的方案。该方法在原算法基础上, 通过进一步计算接收到的导频音的虚部和实部之和, 在扩展的相位因子条件下, 可以很好地估计出发送端所使用的相位因子, 从而使得改进后的方法降低 PAPR 的能力更强。与此同时, 不会明显影响系统的误码率性能, 且不会明显增加系统的复杂度。最后, 讨论了 OFDM 系统中降低 PAPR 的准则。

5.2 未来工作

由于 OFDM 技术的技术优点, 它已经成为 3G 乃至 4G 物理层的关键技术之一, 是目前无线通信领域的研究热点。本文在降低 PAPR 问题上进行一些研究, 提出了一些改进方法, 但仍需进一步的深入研究。

(1) 实际上, 现在多载波系统中的商用的技术仍然主要是限幅类技术, 尤其体现在硬件电路实现上。实际系统中, 考虑的因素不仅仅只是降低 PAPR 的性能, 还包括误差向量平均值(EVM)、邻道泄露比(PCLR)等。由于限幅会带来带内噪声和带外辐射, 因此研究高性能的的滤波器势在必行。

(2) 目前 PTS 算走向实用的主要挑战在于:一是降低 PTS 算法的运算复杂度;二是边信息的处理。在运算复杂度方面, 一是研究次优的搜索算法来取代全搜索算法, 并且要求搜索的时延满足系统的要求;另一方面, 可以调整 IFFT 结构来加速其运算时间。在边信息处理问题上, 本文在 AWGN 信道下, 给出了改进基于导频音的无边信息传输 PTS 方案, 但是在瑞利信道下, 其判决准则并不容易得到。我们可以通过联合信道估计在接收端估计出边信息。同时, 需要结合纠错编码以进一步确保接收端恢复的边信息值准确无误。

(3) 虽然编码类技术有所局限, 但是在某些特定的系统下, 可以构造出具有峰均功率比低特性的码字, 同时在系统允许下, 可以考虑结合 PTS 技术进一步提升降低 PAPR 的性能。

(4) 前面已经提到, 由于 OFDM 系统具有峰均功率比高这一缺点, 会导致功率放大器工作在非线性区, 从而导致信号严重失真。但是, 研究适应高 PAPR 而又经济的非线性功率放大器并非不可能。同时, 可以利用现有的数字信号技术, 采用硬件运算来模块取代软件计算, 从而加速算法的运算速度, 使得诸如 PTS 这类高复杂度的算法实用化。

致 谢

一转眼，三年的时间就过去了，论文的工作已经接近尾声，研究生生涯也即将结束。一直以来，师长、朋友、同学和家人的帮助和支持推动着我进步，使我获益良多。

首先，我要衷心地感谢导师范平志教授！感谢范老师三年来的精心培养和循循教导！很庆幸能够跟着范老师学习，范老师学识渊博，治学严谨，对工作认真负责，对学生循循善诱，正是在他的悉心的指导和严格的要求下，论文的工作才能够如期地顺利完成。范老师对学术孜孜不倦的钻研精神和切身处地为学生着想的胸襟是我学习的榜样。

其次，我要感谢年轻有为的马老师。是您在本科期间培养了我对学习的兴趣，引导了我踏上研究生的征程。读研期间，又让我加入了您的车载智能监控项目。使我有机会接触了嵌入式系统相关的知识，使我开阔了眼界，丰富了在硬件方面的知识，增强了动手能力。一日为师，终生为师，范老师和马老师对我的培养和教诲，我将永远铭记于心。

再次，我要感谢实验室的同门，颜矛、李梦雪、王昱、彭帆、韩东东等。感谢他们共同创造了良好的学术讨论氛围，在此也祝愿他们能在今后的日子里继续再接再厉，共同进步。

最后，我要感谢我的室友：黎家祥、陆玲辉、和邸成。感谢你们为我营造了舒适的生活环境，陪我一起用餐，一起运动、娱乐，一起探讨人生，给我带来了许多的欢乐和收获，为我的研究生生活增添了动人的色彩，谢谢你们！

此外，还要感谢信息科学与技术学院以及信息编码与传输省重点实验室为我的学习和研究提供了良好的设施与条件，感谢学院和实验室各位老师和同学对我的帮助。

最后，深深地感谢一直以来关爱和眷顾我的家人和朋友，正是你们的关心与支持，你们的理解和包容，使我可以安心地学习，快乐地生活，并最终完满地完成学业。

参考文献

- [1] R. W. Chang and R. A. Gibbey. A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme. *IEEE Trans. Commun. Tech.* 1968, 16(4): 529~540.
- [2] S. Weinstein and P. Ebert. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Trans. Commun.* 1971, 19(5): 628~634.
- [3] A. Peled and A. Ruiz. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. In Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. IEEE, 1980: 964~967.
- [4] L. J. Cimini. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans. Commun.* 1985, 33(7): 665~675.
- [5] ETSI. Radio broadcasting systems: Digital audio Broadcasting(DAB)to mobile, portable and fixed receivers. Tech. Rep. ETS 300 401, ETSI, May 1997.
- [6] ETSI. Digital Video Broadcasting(DVB): framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. Tech. Rep. EN 300 744 v1.1.2, Aug, 1997.
- [7] B. P. Crow, I. Widjaja, J. G. Kim and P. T. Sakai. IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks. *IEEE Communications Magazine.* 1997, 35(9): 116~126.
- [8] W. Y. Chen. The development and standardization of asymmetrical digital subscriber line. *IEEE Communication Magazine.* 1999, 37(5): 68~72.
- [9] Xiaodong Li, L. J. Cimini. Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM. *IEEE Communications Letters.* 1998, 2(5): 131~133.
- [10] A. E. Jones, T. A. Wilkinson and S. K. Barton. Block Coding Scheme for Reduction of Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Scheme. *IEEE Communications Letters.* 1994, 30(22): 2098~2099.
- [11] A. E. Jones and T. A. Wilkinson. Combined Coding for Error Control and Increased Robustness to System Nonlinearities in OFDM. In Proceedings of IEEE VTC, Atlanta GA, Apr-May 1996. IEEE, 1996: 904~908.
- [12] Wulich. Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation using cyclic coding. *IEEE Communications Letters.* 1996, 32(5): 432~433.
- [13] S. Fragicomo, etc. Multicarrier transmission peak-to-average power reduction using simple block code. *IEEE Communications Letters.* 1998, 34(10): 953~954.
- [14] Tellambura. Comment: Multicarrier transmission peak-to-average power reduction using simple block code. *IEEE Communications Letters.* 1998, 34(17): 1646.

-
- [15] Y. Zhang, A. Yongacoglu and JY Chouinard. Reducing multicarrier transmission peak power with a modified simple block code. In Proceedings of International Conference on Communication Technologies, Beijing China, August 2000. IEEE, 2000: 578~580.
- [16] Xiaodong Li., and Ritcey, J.A. M-sequences for OFDM peak-to-average power ratio reduction and error correction, *Electronics. Letters.*, 1997, 33(7):554-555
- [17] J. Jedwab. M-sequences for OFDM peak-to-average power ratio reduction and error correction, *Electronics. Letters*, 1997, 33(15):1293-1294
- [18] M. Golay. Complementary Series. *IEEE Trans. Inform. Theory*. 1961, 7(2): 82~87.
- [19] J. A. Davis and J. Jedwab. Peak-to-Mean Power Control and Error Correction for OFDM Transmission Using Golay Sequences and Reed-Muller Codes. *IEEE Communications Letters*. 1997, 33(4): 267~268.
- [20] Rößing and V. Tarokh. A construction of OFDM 16-QAM sequences having low peak powers. *IEEE Trans. Inform. Theory*. 2001, 47(12): 2091~2094.
- [21] W. Chen, C. Tellambura. A Simple Construction of 16-QAM Code words with Low PMEPR for OFDM Signals. In Proceedings of ICCT, Guilin Chian, Nov 2006. IEEE, 2006: 1397~1400.
- [22] B. Tarokh and H. R. Sadjadpour. Construction of OFDM M-QAM sequences with low peak-to-average power ratio. *IEEE Trans. Commun*. 2003, 51(1): 25~28.
- [23] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer and J. B. Huber. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping. *IEEE Communications Letters*. 1996, 32(22): 2056~2057.
- [24] 佟学俭, 罗涛. OFDM 移动通信技术原理与应用. 人民邮电出版社, 2003
- [25] 啜刚等. 移动通信原理与应用. 北京邮电大学出版社, 2002
- [26] 郭梯云, 邬国扬, 李建东. 移动通信. 西安电子科技大学出版社, 2003
- [27] Meng-Han Hsish and Che-Ho Wei. A low-complexity frame synchronization and frequency offset compensation scheme for OFDM systems over fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 1999, 48(7): 1596~1609.
- [28] Classen and H. Meyr. Frequency Synchronization algorithms for OFDM Systems Suitable for Communication over Frequency Selective Fading Channels. In Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, June 1994. IEEE, 1994: 1655~1659.
- [29] T. M. Schmidl and D. C. Cox, Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM. *IEEE Trans. Commun*. 1997, 45(11): 1613~1612.
- [30] T. Jiang, Y. Yang, and Y. Song. Exponential companding transform for PAPR reduction
-

- in OFDM systems. *IEEE Trans. Broadcasting*. 2005, 51(2): vol. 244~248.
- [31] T. Jiang and G. X. Zhu. Nonlinear companding transform for reducing peak-to-average power ratio of OFDM signals. *IEEE Trans. Broadcasting*. 2004, 50(3): 342~346.
- [32] J. Tellado. Peak to Average Power Ratio Reduction for Multicarrier Modulation. PhD thesis, University of Stanford, Stanford, 1999.
- [33] Tao Jiang, Yiyang Wu. An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals. *IEEE Trans. Broadcasting*. 2008, 54(2): 257~267.
- [34] H. Ochiai and H. Imai. On the Distribution of the Peak-to-Average Power Ratio in OFDM Signals. *IEEE Trans. Commun*. 2001, 49(2): 282~289.
- [35] M. Sharif, M. Gharavi-Alkhansari and B. H. Khalaj. On the Peak-to-Average Power of OFDM Signals Based on Oversampling. *IEEE Trans. Commun*. 2003, 51(1): 72~78.
- [36] 王文博, 郑侃. 宽带无线通信 OFDM 技术. 人民邮电出版社, 2003
- [37] 樊昌信. 通信原理教程. 第 4 版. 电子工业出版社, 2005
- [38] S. H. Muller and J. B. Huber. OFDM with reduced peak-to average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. *IEEE Communications Letters*. 1997, 33(5): 368~369.
- [39] S. H. Muller and J. B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM," in Proceeding of IEEE Global Telecommunications Conference, Nov. 1997, vol. 1, pp. 1~5.
- [40] Hongxia Wang, Xiuli Ma and Zhijing Zhang. The Performance of the OFDM System's PAPR of Different Segmentation of PTS. IEEE computer society, DOI 10.1109/ESIAT 2009
- [41] A. D. S. Jayalath and C. Tellambura. Adaptive PTS Approach for Reduction of Peak-to-Average Power Ratio of OFDM Signal. *IEEE Communications Letters*. 2000, 36(14): 1226~1228.
- [42] L. J. Cimini and N. R. Sollenberger. Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences. In Proceedings of IEEE ICC, New York USA, Nov 1999. IEEE, 1999: 511~515.
- [43] R. O'Neill and L. B. Lopes, "Envelope Variations and Spectral Splatter in Clipped Multicarrier Signals," Proc. IEEE PIMRC '95, Toronto, Canada, Sept. 1995, pp. 71~75.
- [44] Jean Armstrong. New OFDM Peak-to-Average Power Reduction Scheme. In Proceeding of IEEE VTC, 2001. IEEE, 2001: 756~760.
- [45] J. Armstrong. Peak-to-Average Power Reduction for OFDM by Repeated Clipping and Frequency Domain Filtering. *IEEE Communications Letters*. 2002, 38(8): 246~247.

- [46] Muller, S.H., Bauml, R.W., Fischer, R.F.H., Huber, J.B. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by multiple signal representation. *Annals of Telecommunications*. 1997, 52(3): 58-67.
- [47] Cimini Jr., L., Sollenberger, N.R.: Peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. In: Proc. of ICC'99. (1999) 511-515
- [48] R. J. Baxley and G. T. Zhou. Comparing Selected Mapping and Partial Transmit Sequence for PAR Reduction. *IEEE Trans.on Broadcasting*. 2007, 53(4): 797-803.
- [49] Y. R. Tsai and S. J. Huang. PTS with Non-Uniform Phase Factors for PAPR Reduction in OFDM Systems. *IEEE Communications Letters*. 2008, 12(1): 20-22.
- [50] T. Jiang, W. Xiang, P. C. Richardson, J. Guo, and C. Zhu. PAPR Reduction of OFDM Signals Using Partial Transmit Sequences With Low Computational Complexity. *IEEE Transactions on Broadcasting*. 2007, 53(3): 719-724.
- [51] P. K. Sharma, R. K. Nagaria, T. N. Sharma. PAPR Reduction for OFDM Scheme by New Partial Transmit Sequence Technique in Wireless Communication Systems. *Comutational Intelligence, Communication Systems and Networks, 2009. CICSYN '09. First International Conference on, July2009, Page(s): 114-118.*
- [52] 洪善艳, 张朝阳. 用于降低 OFDM 系统峰均比的 PTS-Clipping 联合算法. *电路与系统学报*. 2009, 14(4): 105-109.
- [53] S. H. Muller and J. B. Huber. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. *IEEE Electronics Letters*. 1997, 33(2): 368-369.
- [54] C. Tellambura. Improved phase factor computation for the PAR reduction of an OFDM signal using PTS. *IEEE Communications Letters*. 2001, 5(4): 135-137.
- [55] 马恒, 宋志群. OFDM 系统中降低峰均比技术的研究. *无线电工程*. 2008, 38(4): 58-61.
- [56] L. J. Cimini and N. R. Sollenberger. Peak-to average power ratio of an OFDM signal using partial transmit sequences with embedded side information. In *Proceedings of IEEE GLOBECOM, 2000. IEEE, 2000: 746-750.*
- [57] C. C. Feng, Y. T. Wu and C. Y. Chi. Embedding and detection of side information for peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences. In *Proceedings of IEEE VTC, 2003. IEEE, 2003: 1354-1358.*
- [58] S. Muller and J. Huber. A novel peak power reduction scheme for OFDM. In *Proceedings. of PIMRC, 1997: 1090-1094.*
- [59] A. Jayalath and C. Tellambura. SLM and PTS peak power reduction of OFDM signals

without side information. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2005, 4(5): 2006~2013.

- [60] T. Giannopoulos and V. Paliouras. A low-complexity pts-based papr reduction technique for ofdm signals without transmission of side information. In *IEEE workshop on signal processing systems design and implementation*. 2006: 438~443.

攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 张萌, 叶斌, VITERBI 译码器 FPGA 实现, 信息、电子与控制技术会议(IECT) 2009.11: 162~164
- [2] 叶斌, 降低 OFDM 峰均比的无边信息传输低复杂度 PTS 算法, 无线通信技术, 2011 年第 2 期: 12~16