

摘 要

OFDM 技术在电力线通信 (PLC) 技术中越来越受到关注, 目前国外基于低压电力线的标准和产品已经推出, 而用于中压电力线通信 (MV-PLC) 的产品还很少, 也没有相关标准。因此, 对 OFDM 及其在中压电力线通信中的应用进行深入研究具有非常重要的现实意义。

本文首先总结分析了中压电力线的信道特性, 其中包括: 阻抗特性、衰减特性、噪声特性, 阐述了 OFDM 的原理、优缺点及其关键技术。然后, 针对中压电力线环境以及数据业务的要求和特点, 重点研究了如何解决 OFDM 系统的 PAPR 抑制和同步的问题。本系统采用 Nyquist 脉冲成形的 PAPR 抑制方法, 这种方法基于选择适当的 Nyquist 脉冲波形集合对 OFDM 的各个子载波进行脉冲成形, 仿真结果表明该方法能有效降低任意子载波数目的 OFDM 信号的 PAPR 值, 而且与已有的方法相比应用更为简单。本系统采用的同步算法是基于训练序列的数据辅助方式, 在文中首先构造了帧的前导结构, 然后在此基础上提出了定时同步和频率同步的解决方案。最后, 针对设计指标设计了应用于中压电力线中的 OFDM 通信系统, 给出了系统中的一些关键模块的算法设计和信道模型, 并通过仿真分析验证了系统设计的可靠性。

Abstract

OFDM technology in the power line communication (PLC) is being paid more and more attention, and OFDM based low voltage power line communication standard and the related product have appeared. However, there are no standards and few medium voltage power line communication (MV-PLC) products based on OFDM. Therefore, the research on OFDM and its application in medium voltage power line have great significance.

The thesis firstly summarizes the channel characteristics of the medium voltage power line. The principle, drawbacks and advantages of OFDM technology are also analyzed. Then, considering services and characteristics of medium voltage power line communication, we study how to solve the problem of PAPR and system synchronization. A technique based on Nyquist pulse shaping is proposed for PAPR reduction. The method is based on proper selection of the Nyquist pulses for shaping the different sub-carriers of the OFDM, and it is shown by simulation that the proposed technique can achieve significant improvement in PAPR reduction for any number of carriers. And its implementation complexity is much lower in comparison with previous published methods. System synchronization is to use data aided method based on the training sequences. We firstly build up the pilot structure and then propose timing synchronization and frequency synchronization schemes. Lastly, the OFDM communication system is designed according to the goal of the power line system. The paper also presents the channel model and other related algorithms. It is demonstrated by simulation that the communication system is reliable.

英文缩略语

AGC	Automatic Gain Control	自动增益控制
ARMA	Auto-Regressive and Moving Average Model	自回归滑动平均模型
A/D	Analogue to Digital Converter	模数转换器
BER	Bit Error Rate	误码率
BPSK	Binary Phase Shift Keying	二相相移键控
CCDF	Complementary Cumulative Probability Distribution Function	互补累积分布函数
CDF	Cumulative Probability Distribution Function	累积分布函数
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址接入
CIC	Cascaded Integrator-Comb	梳状内插滤波器
CP	Cyclic Prefix	循环前缀
DDS	Direct Digital Synthesizer	直接数字频率合成器
DDN	Digital Data Network	数字数据网
DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅里叶变换
DSP	Digital Signal Processing	数字信号处理
D/A	Digital to Analogue Converter	数模转换器
FDM	Frequency Division Multiplexing	频分复用
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅里叶变换
FIR	Finite Impulse Response	有限冲激响应
FPGA	Field-Programmable Gate Array	现场可编程门阵列
GCS	Golay Complementary Sequences	格雷补码序列
GI	Guard Interval	保护间隔
GPRS	General Packet Radio Service	通用分组无线业务
GSM	Global System for Mobile Communications	全球移动通讯系统
HPA	High-Power Amplifier	高功率放大器
ICI	Inter-Channel Interference	信道间干扰
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform	离散傅立叶逆变换
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	快速傅立叶逆变换

ISI	Inter-Symbol Interference	码间干扰
LS	Least Square	最小平方
ML	Maximum Likelihood	最大似然估计算法
MV-PLC	Medium Voltage Power Line Communication	中压电力线通信
NCO	Numerical Controlled Oscillator	数控振荡器
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
PAPR	Peak-to-Average power Ratio	峰值平均功率比
PN	Pseudo-Noise	伪随机噪声
PS	Pulse Shaping	脉冲成形
PSD	Power spectral density	功率谱密度
PSK	Phase-Shift Keying	相移键控
PTS	Partial Transmit Sequence	部分传输序列
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交幅度调制
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying	四相移相键控
ROM	Read-Only Memory	只读内存
SLM	Selected Mapping	选择映射
SNR	Signal to Noise Ratio	信噪比
TDMA	Time Division Multiple Access	时分多址接入

南京邮电大学学位论文原创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得南京邮电大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名：邵佳 日期：2009.4.5

南京邮电大学学位论文使用授权声明

南京邮电大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。本文电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布（包括刊登）论文的全部或部分内容。论文的公布（包括刊登）授权南京邮电大学研究生部办理。

研究生签名：邵佳 导师签名：褚方 日期：2009.4.5

第一章 绪 论

1.1 中压电力线通信

电力线网络已经成为现代社会分布最为广泛的网络之一，它遍布社会的每个角落，如果能利用已有的电力线完成电力系统的数据传输，将电源线和信号线合二为一，无需另外架设数据传输线路，是非常经济、便捷的事情。电力线载波（PLC）数据传输就能起到这样的作用^[1]。由于各个用电设备都是和电力配电网络直接相连的，通过电力线路直接传输信息可以说是实现配电网自动化和负载监控等最直接、最有效的手段^[2]。

中压电力线通信(MV-PLC)技术是指利用电力传输网络中的中压电力线(通常指 10KV 电压等级)作为信号传输媒介，进行语音、数据信息传输的一种通信方式^[3]。

MV-PLC 技术首先被应用于中压配电网的自动化数据传输平台中，近年来，中压电力线宽带网络接入以其基础设施完备、分布广泛、成本低廉的特点，正越来越受到关注，尤其是在偏远农村或者人口稀少的地区，具有极强的实用价值。目前在韩国、美国、西班牙等国家已得到良好的应用，国内也开展了大量的研究和实践^[3]。

中压输电网覆盖面积广大，应用领域繁多，中压配电自动化对于国民经济的发展具有重要的意义，相关应用包括变电站自动化、配电自动化、远程数据采集和控制、路灯管理、智能小区等方面。MV-PLC 技术的采用，可以为电力系统配电网自动化业务提供传输通道，提高城市电力通信网的覆盖范围，降低投资成本。

近几年，随着通信技术以及相应数字信号处理技术的发展，使得直接在中压配电网上实现可靠的数据传输成为可能。直接利用电力线本身具有巨大的吸引力，它组网方便，不用布线，能最大限度地减少投资，并且覆盖范围广，可扩展性好，可以容易覆盖整个配电网。由于电力线通信先天具有的这些优势，使得电力线通信技术可以成为配电网自动化系统通信技术的重要选择之一。

中压电力线载波在电力通信网中占有重要的地位，大力发展中压电力线载波通信具有重要的现实意义。电力电缆在我国今后城网中将越来越普遍，结合配电网自动化实施步伐的进展，采用先进的数字调制方式和信号检测理论，融合计算机技术，对电力线载波通信网络进行扩展和改进，无论在经济上还是技术上都是最佳选择方案。

1.1.1 MV-PLC 的优势

由于配电网自动化系统功能的复杂性，单一的通信方式一般无法满足所有要求。可供选择的通信方式主要有：

- (1) 有线通信方式，包括光纤通信、DDN 专线、MV-PLC 等。
- (2) 无线通信方式，包括微波通信、GSM/GPRS 通信、普通无线电通信等。

其中，光纤通信由于其可传输距离远，具有抗干扰、抗辐射、保密性高以及传输容量高等优点，获得了广泛使用，尤其是在主干通信网中，但光纤通信也有诸如成本高、技术要求高、维护和扩展不方便等不足之处。若使用 GSM 网中 GPRS 作为传输通道，则由于是公用网络，因此保密性较差；此外，它不是专用的数据通信网，在网络中语音优先，在通话多的情况下，不能保证数据的及时传输。利用中压电力线通信技术将传统中压电力网转变成成为数据通信网，在建设成本、运行和维护费用等方面都具有天然的优势(见表 1-1^[4])。

表 1-1 现有配电网通信技术比较

传输技术	施工难度	施工周期	传输成本	维护成本	可靠性
光纤	较难	长	较高	较高	高
DDN 专线	难	长	较高	高	高
微波通信	难	长	低	高	较高
GPRS	易	短	较高	低	较差
普通无线电	易	长	低	高	较差
MV-PLC	易	短	低	低	高

MV-PLC 技术只需在中压电力线两端安装 PLC 装置，这使得在中压电力线上实现数据通信方便可行，特别在没有光缆到达或采用光缆成本太高的地区或需要较大带宽完成电网管理、配电网自动化时更有意义。

MV-PLC 技术的应用将使得电力通信系统的建设工期缩短、维护工作量减少，而且更有利于电力运营管理和实现故障准确定位，从而为供、用电部门加强内部设备管理、提高运行水平、保障供用电可靠性以及抢修工作提供了便利的实现条件，减少通信网络投资。另外，电力线受到高压电的保护，不容易出现盗割等现象，使电力线通信有保障。

利用中压电力线路通信可以很方便地建成宽带网，并与低压电力线通信装置配合，构成完整的电力线通信网络解决方案，对推动电力系统自动化技术的发展和提高电力企业整体的经济效益无疑具有积极的促进作用，非常适合于农电通信网使用，是农村电网通信系统降低成本、提高可靠性和可维护性的一种很好的选择。

综上所述, MV-PLC 技术是解决配电网自动化通信通道的理想解决方式, 在配电网通信领域具有十分广阔的应用前景。

1.1.2 MV-PLC 存在的问题

中压电网的结构非常复杂, 对其设计的出发点, 立足于传输电能而不是通信, 所以中压电力线对数据传输有许多限制, 因此要在这种线路上传输高频信号, 仍是一项非常具有挑战性的工作^[5]。中压电力线通信主要存在以下问题:

(1) 配电变压器对电力载波信号有阻隔作用, 所以电力载波信号只能在一个配电变压器区域范围内传送。

(2) 三相电力线间有很大信号损失 (10dB~30dB)。通信距离很近时, 不同相间可能会收到信号, 一般电力载波信号只能在单相电力线上传输。

(3) 长距离通信时, 需要解决中继问题, 不同的调制方法的中继方式有所不同。

(4) 电力线路的阻抗和传输衰减都非常大, 且具有时变性, 不同信号耦合方式对电力载波信号损失不同, 并且电力线存在较高水平的噪声和本身固有的脉冲干扰, 这些都对通信带来危害。

(5) 电力线对载波信号造成高衰减。当电力线上负荷很重时, 线路阻抗可达 1 欧姆以下, 造成对载波信号的高衰减。实际应用中, 当电力线空载时, 点对点载波信号可传输到几公里。但当电力线上负荷很重时, 只能传输几十米。因此, 只有进一步提高载波信号功率来满足数据传输的要求, 而提高载波信号功率会增加产品成本和体积。

虽然中压电力线一个不理想的通信媒介。但随着现代通信技术的发展, 中压电力线载波通信已经成为可能。

1.2 OFDM 技术在 MV-PLC 中的应用

目前, 有多种高速数据通信技术可以用于电力线通信, 如扩频通信、多载波通信等。选择何种调制技术, 需要综合考虑抗干扰能力、带宽利用率以及实现的复杂程度等多种因素。近些年来, 以正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 为代表的多载波传输技术受到了人们的广泛关注。多载波传输把数据流分解为若干个独立的子比特流, 每个子数据流将具有低得多的比特速率, 用这样低比特率形成的低速率多状态符号去调制相应的子载波, 就构成了多个低速率符号并行发送的传输系统。OFDM 是多载波传输方案的实现方式之一, 利用快速傅立叶逆变换 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)

和快速傅立叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 来分别实现调制和解调, 是实现复杂度最低、应用最广的一种多载波传输方案。在电力线通信中, OFDM 通过把电力线分为许多窄带子信道, 使得各个子信道呈现相对性和平坦特性, 不仅消除了由于电力线的低通效应和传递函数的剧烈波动而引起的失真, 而且无需复杂的信道均衡系统, 实现比较简单, 成本比较低廉。因此, 在 PLC 系统中得到广泛的应用, 并且逐渐成为 PLC 的标准调制技术。

相比低压电力线而言, 中压电力线负荷变化较小、路由相对简单、突发噪声较少, 将 OFDM 技术应用到中压电力线载波通信中不仅可行, 而且还能取得较高的数据传输率。且频谱利用率高, 能够很好地抵抗电力线上的干扰, 尤其是在抵抗频率选择性衰减和突发性脉冲噪声方面具有很强的优势。同时, 随着超大规模集成电路技术的进步, 再加上先进的 DSP 和 FPGA 芯片的应用, OFDM 系统的数字实现较为简单, 用 IFFT/FFT 即可完成调制和解调过程, 整个系统从信源编码到基带调制和变频全数字化, 稳定可靠。

目前, 配电网自动化、自动抄表等用途的低压电力载波通信 Modem 芯片大多采用扩频调制技术, 因为这些用途的低压载波传输速率要求不高, 多为 0.4Kbps、0.8Kbps 和 1.6Kbps, 这样, 用扩频调制方式研制的芯片规模较小, 成本较低, 满足低压电力线载波 Modem 芯片的市场的的大量需求。而以 OFDM 为调制方式的电力载波 Modem 芯片, 通常具有较大的规模, 并且常用于速率较高的通信系统中。中压电网在低压电网的上一节点, 需要传输大量低压电网上的信息, 配电网自动化和抄表等中压电力线载波的传输速率要比低压载波高 (通常为 4.8Kbps、9.6Kbps 和 19.2Kbps)。中压电力载波 Modem 芯片的需求量远小于低压 Modem 芯片的需求量, 其成本要比低压芯片高些。采用 OFDM 技术的中压电力载波 Modem 芯片, 可以有很好的性能, 而同时又能满足芯片成本的需求, 所以, OFDM 技术作为一种多载波调制技术, 逐渐成为中压电力线载波芯片在信号调制方面的主流技术。

电力线通信的最基本性能是由载波芯片决定的, 近年来, 国外采用扩频通信技术和 OFDM 技术, 已推出了传输数据速率为 19.2Kbps 和 100.0Kbps 的电力线扩频通信载波芯片; 在市电网上传送 2Mbps 以上速率的 Modem 芯片; 在市电网或中压 10KV 电网上传输 4.8Kbps 速率的数据传输设备。由于国外电力线载波芯片是针对本地区电网特性、电网结构, 且一般是针对家庭内部自动化而设计, 而我国的电网特性、电网结构、居民住宅分布状况、电力线载波通讯的应用领域等方面与国外有些不同, 因此, 目前还无一款真正适合我国电力线载波通信的芯片。电力线载波通信芯片的瓶颈作用越来越突出, 使国内电力线载波通信市场难以迅速增长, 也延缓了用户对电力线载波通信技术的认同和接受。

目前, 我国中压电力线载波通信的关键就是设计出一个适用于我国的且性能稳定的电

力线载波专用 Modem 芯片，特别是采用 OFDM 技术的中压载波 Modem 芯片，从而为配电网自动化、大用户抄表及其他应用提供可靠高速的传输通道。

1.3 本章小结和全文主要安排

在参阅了大量中英文文献的基础上，本文对基于 OFDM 技术的中压电力线通信的关键算法进行了研究分析，主要包括降低 OFDM 通信系统的峰均功率比的有效算法和适合电力线通信系统的同步算法。并对各种算法和系统性能进行了仿真分析。本文的章节安排如下：

第一章 绪论简单介绍了中压电力线通信的发展概况，阐述了其技术特点和所面临的问题，最后又分析了 OFDM 应用于电力线载波通信的可行性和优点。

第二章 介绍中压电力线的信道特性和 OFDM 的基本原理、系统组成、优缺点、关键技术及系统设计的方法。

第三章 首先介绍了峰均功率比的定义及统计特性，介绍了 PAPR 的常用方法，然后重点研究了基于 Nyquist 脉冲成形的 PAPR 抑制方法，并进行仿真分析。

第四章 首先分析了频率偏差与定时偏差对系统的影响，然后根据中压电力线通信的业务要求设计相对应的同步算法，其中包括帧结构、定时同步、频率同步和相位补偿，并进行了仿真分析。

第五章 给出了本课题设计的基于 OFDM 技术中压电力线通信的系统设计方案，并通过仿真说明了系统设计的可靠性。

第六章 对全文工作的总结和展望。

第二章 中压电力线信道特性与 OFDM 技术

2.1 中压电力线信道特性

2.1.1 电网的基本结构

电能由发电厂的发电机生产，为了减少发电机到用电区域之间的传输线上的能量损耗，远距离的电能的传送是由高压进行。因此从发电厂发出的交流电需用变压器将电压升高，高压电传送到用电区域后，又需要变压器将电压降低，将电能按需要分配给用户。这些由发电厂、变电所、电力网、配电设备及用户的用电装置等组成的系统叫电力系统^[6]。

电力网是输送和分配电能的系统，它由变电所和不同电压等级的线路组成，它的任务是将电能输送和分配到用户。从发电厂发出的电能通过升压变压器、区域性变压器、地方性变压器和用户配电变压器后变成动力和日常用电的 380V 和 220V。由用户配电变压器的低压侧输出的母线，首先接到低压配电屏母线上，再分成若干路分别接到各用电场所。

2.1.2 国内外研究现状

和低压电力线通信一样，目前对中压电力线通信的研究也集中在信道研究上。Masaoki Tanaka 和 D.Liu 通过研究发现，中压电力线信道是一个复杂的噪声干扰信道，存在背景噪声、窄带噪声、突发噪声等多种噪声源^[7]。Manfred Zimmermann 和 Klaus Dostert 在测量的基础上提出了各种噪声的建模方法^[8]。以上研究的噪声和信道建模分析，都是基于国外电网实测数据进行的。由于各国电力线的信道特性有所不同，而我国中压线路分布和负载情况更为复杂，变电站间线路相对较短以及干扰相对较强，中压电力线组网通信所面临的物理层环境比较复杂和恶劣。近年来，国内相关科研机构采用不同的手段对一些地区的中压配电线的传输特性进行了长时间全方位的实地测量和分析，这些研究成果为实际的工程应用提供了参考。

2.1.3 信道特性

一般来说，电力线信道对于数字通信的负面影响主要来源于三个方面：变化的阻抗特性、频率选择性的信道衰减特性、有色背景噪声和多种冲激噪声^[3]。

◆ 阻抗特性

电网是范围广泛的分布式网络,在中压、低压变压器的次级并行地接有很多用户负载。随时间和负载的不同,通道阻抗值会有大幅度波动。实现阻抗匹配很重要,因为当发射机、信道和接收机的阻抗匹配时,在接收机处收到的信号能量值达到最大。因此,研究中压线路的阻抗特性对于中压线路的通信研究必不可少。

影响配电线路阻抗特性的因素较多,配电网上千变万化的负载以及分支线路都会导致配电线路阻抗的变化。其阻抗变化范围大,可造成阻抗零点,并且因为接入线路的负载是动态的,不能保证与线路的特性阻抗匹配,从而会引起驻波效应。实地测量表明,中压 10kV 配电线路的阻抗特性随频率、时间和测量位置而变化^[9]。

◆ 衰减特性

电力线载波信道存在明显的快衰落特性,其主要成因是开关电源等桥型整流器及后端的大容量滤波电容造成的瞬间充电电流对信号造成的严重衰减,因此,信道衰减特性对于数字通信的效果有着重要影响。中压线路的衰减比低压线路的衰减严重,有实验表明,平均每 100m 幅值衰减可达到 8dB~11dB,甚至更大。同时,中压线路的衰减也表现出明显的频率选择性,在一些频率点或者频段,会出现深度的传输衰减。由大量分支点造成的多径效应被认为是一个主要原因。实验证明,在这些深度衰减的频段上,很难实现成功的通信连接,必须在实际通信系统中予以回避。此外,随着频率的增加,中压电力线路上的衰减也在增加。

◆ 噪声特性

低压电力线上的噪声是各种用电设备产生的噪声、配电变压器中压侧进入低压侧的噪声和无线电干扰等综合作用的结果,而中压电力线由于与用户并不直接相连,其噪声主要有中压电力线附属设备以及无线电干扰产生。

根据有关文献^{[10][11]}分析,中压配电线上的加性噪声可以分为 5 类:

(1) 有色背景噪声:具有较低的功率谱密度,并随频率变化。主要由多个低能量噪声源叠加形成的,如绝缘子或导体不规则放电,配电变压器二次侧的用电设备(如电焊机)放电,其噪声功率谱密度随时间变化。

(2) 窄带噪声:大多为调幅的正弦信号。在 40~500KHz 的工作频带内,主要为长波广播电台的干扰和导航无线电电台的干扰。

(3) 与电网工频异步的周期性脉冲噪声:这些脉冲在大多数情况下的重复频率在 50~200kHz 之间。其频谱是由一些离散的谱线和与重复频率有关的频率间隔组成。这类噪声主要是配电变压器二次侧的用电设备产生的。

(4) 与电网频率同步的周期性脉冲噪声：这类噪声为重复频率 50Hz 或 100Hz 并同供电网络主频率同步的脉冲。这类噪声持续时间短，一般在毫秒级，并且其频谱密度随着频率增加而减少，这类噪声通常是由于电源与电网频率同步运行造成的，例如连接到电网的整流器。

(5) 异步脉冲噪声：因电网中开关的瞬间闭合、电晕所引起。这类脉冲噪声具有时间短、幅值高的特点，持续时间可以从几微秒到几毫秒，且是随机发生的。

2.2 OFDM 技术

2.2.1 正交调制解调

正交频分复用（OFDM）技术与已经普遍应用的频分复用（Frequency Division Multiplexing, FDM）十分的相似。与 FDM 基本原理相同，OFDM 把高速的数据流通过串并变换，分配到速率相对较低的若干个频率子信道中进行传输，不同的是，OFDM 技术更好地利用了控制方法，使频谱利用率有所提高。对传统的 FDM 系统而言，传输的信号需要在两个信道之间存在较大的频率间隔即保护带来防止干扰，这降低了全部的频率利用率。然而应用 OFDM 的子载波正交复用技术大大减少了保护带宽，提高了频谱利用率，如图 2-1 所示。在早期的 OFDM 系统中，各个子载波采用正交滤波器将信道分成多个子信道，但要用很多的滤波器，尤其是当路数增多的时候。1971 年，Weinstein 及 Ebert 等将 DET 应用在多载波传输系统中，从而很方便地实现了多路信号的复合和分解^[12]。

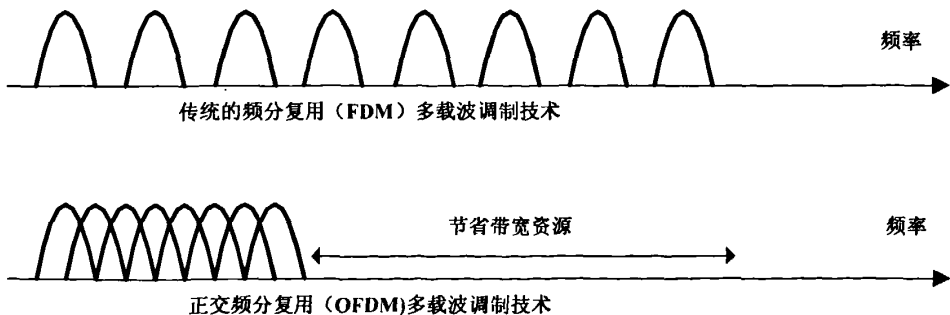


图 2-1 FDM 与 OFDM 带宽利用率的比较

一个 OFDM 符号之内包含多个经过移相键控（Phase-Shift Keying, PSK）或者正交幅度调制（Quadrature Amplitude Modulation, QAM）的子载波。其中， N 表示子载波的个数， T 表示 OFDM 符号的持续时间（周期）， d_i ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$) 是分配给每个子信道

的数据符号, f_i 是第 i 个子载波的载波频率, 矩形函数 $\text{rect}(t) = 1, |t| \leq T/2$, 则从 $t = t_s$ 开始的 OFDM 符号可以表示为:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect}(t - t_s - T/2) \exp[j2\pi f_i(t - t_s)] \right\} \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2-1)$$

式中: $s(t) = 0, t \notin [t_s, t_s + T]$ 。

一旦将要传输的比特分配到各个子载波上, 某一种调制模式将它们映射为子载波的幅度和相位, 通常采用等效基带信号来描述 OFDM 的输出信号, 见式 (2-2)。

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect}(t - t_s - T/2) \exp \left[j2\pi \frac{i}{T}(t - t_s) \right] \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2-2)$$

在图 2-2 中给出了 OFDM 系统基本模型的框图, 其中, $f_i = f_c + i/T$ 。在接收端, 将接收到的同相的和正交矢量映射回数据信息, 完成子载波调制。

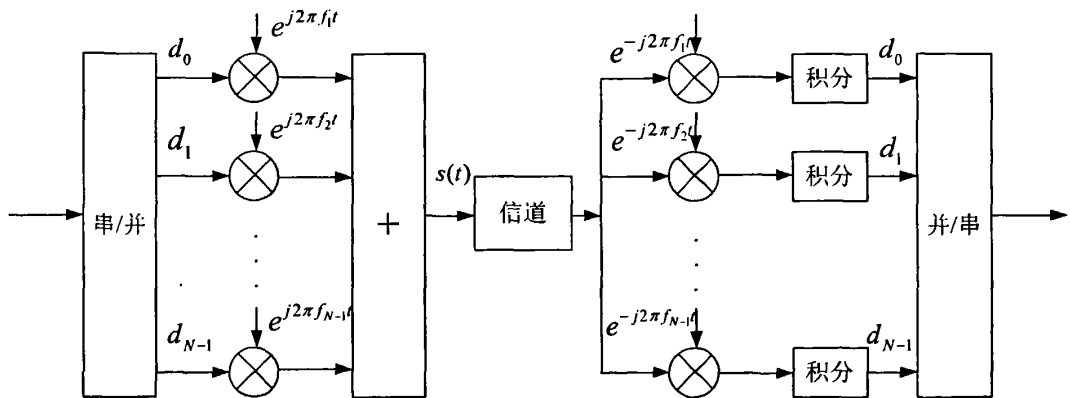


图 2-2 OFDM 系统基本模型的框图

如图 2-3 (a) 所示为一个 OFDM 符号内包含 5 个子载波的实例。其中, 所有的子载波都具有相同的幅值和相位, 但在实际应用中, 经过数字基带调制后, 每个子载波不可能都有相同的幅值和相位。从图 2-3 (a) 中可以看出, 每个子载波在一个 OFDM 符号周期内都包含整数倍周期, 而且各个相邻的子载波之间相差 1 个周期。这一特性可以用来解释子载波间的正交性, 即满足:

$$\frac{1}{T} \int_0^T e^{j\omega_n t} e^{-j\omega_m t} dt = \begin{cases} 1, & n = m \\ 0, & n \neq m \end{cases} \quad (2-3)$$

这种正交性还可以从频域角度来解释, 如图 2-3 (b)。根据式 (2-1), 每个 OFDM 符号在其周期 T 内包含多个非零子载波。因此其频域可以看作是周期为 T 的矩形脉冲的频

谱与另一组位于各个子载波频率上的 δ 函数的卷积。矩形脉冲的频谱为 $\text{sinc}(fT)$ 函数，这种函数的零点出现在频率为 $1/T$ 整数倍的位置上。

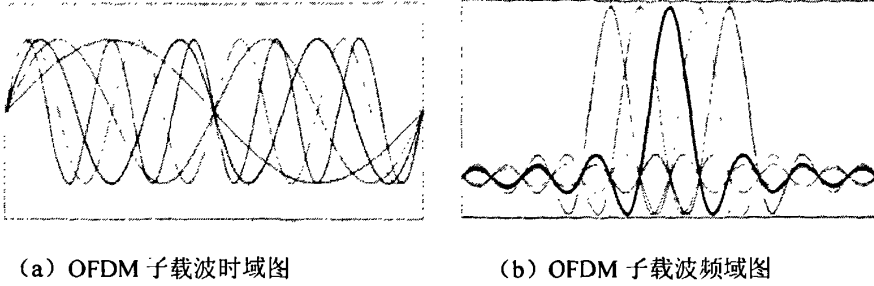


图 2-3 OFDM 子载波时域与频域图

对式 (2-2) 中的第 j 个子载波进行解调，然后在时间长度 T 内进行积分，即：

$$\begin{aligned}\hat{d}_j &= \frac{1}{T} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(-j2\pi \frac{j}{T}(t-t_s)\right) \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right) dt \\ &= \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(j2\pi \frac{i-j}{T}(t-t_s)\right) dt = d_j\end{aligned}\quad (2-4)$$

根据式 (2-4) 可以看到，对第 j 个子载波进行解调可以恢复出期望符号。而对其它载波来说，由于在积分间隔内，频率差别 $(i-j)/T$ 可以产生整数倍个周期，所以积分结果为零。

当 N 很大时，需要大量的正弦波发生器，滤波器，调制器和解调器等设备，因此系统非常昂贵。为了降低 OFDM 系统的复杂度和成本，通常考虑用离散傅立叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 和反变换 (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) 来实现上述功能。对式 (2-2) 中等效复基带信号以 T/N 的速率进行抽样，即令 $t = kT/N$ ，($k=0,1,\dots,N-1$)，则得到：

$$s_k = s(kT/N) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j \frac{2\pi i k}{N}\right) \quad (0 \leq k \leq N-1) \quad (2-5)$$

可见 s_k 即是对 d_i 进行 IDFT 运算，容易推得在接收端同样可以用 DFT 恢复原始的数据信号，在接收端对接收到的 s_k 进行 DFT 变换即得：

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

在 OFDM 系统的实际运用中，可以采用更加方便快捷的 IFFT/FFT。 N 点 IDFT 运算需要实施 N^2 次的复数乘法，而 IFFT 可以显著地降低运算的复杂度。

2.2.2 系统组成

OFDM 系统组成框图如图 2-4 所示。其中，上半部分对应于发射机链路，下半部分对应于接收机链路，整个系统包含信道编/解码、数字调制/解调、IFFT/FFT、加/去保护间隔和数字上/下变频。

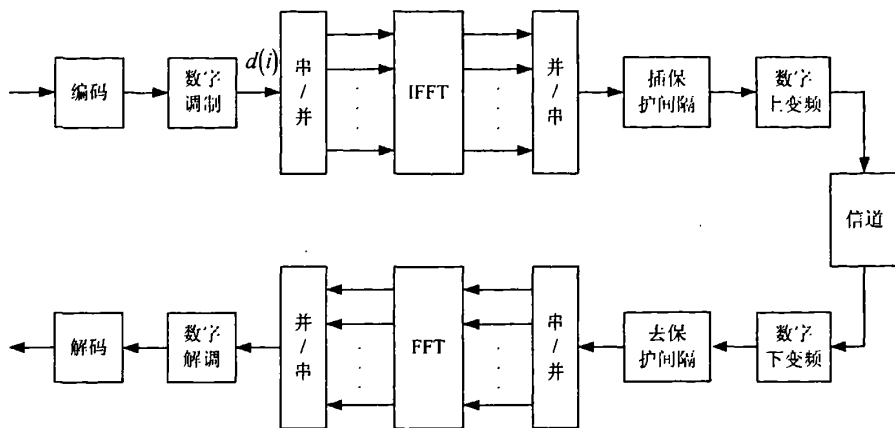


图 2-4 OFDM 系统组成框图

输入比特序列完成信道编码后，根据采用的调制方式，完成相应的调制映射，形成调制信息序列 $\{d(i)\}$ ，对 $\{d(i)\}$ 进行 IFFT，将数据的频谱表达式变换到时域上，得到 OFDM 已调信号的时域抽样序列，加上保护间隔（通常采用添加循环前缀的方式），再作数字上变频，得到 OFDM 已调信号的频带时域波形。接收端先对接收信号进行数字下变频，去掉保护间隔，得到 OFDM 已调信号的抽样序列，对该抽样序列作 FFT 即得到原调制信息序列 $\{d(i)\}$ 。

◆ 信道编码

为了提高数字通信系统的性能，信道编码（通常还伴有交织）是普遍采用的方法。在 OFDM 系统中，如果信道衰落不是太严重，均衡是无法再利用信道的分集特性来改善系统性能的，因为 OFDM 系统自身具有利用信道分集特性的能力，一般的信道特性信息已经被 OFDM 这种调制方式本身所利用了。但是，OFDM 系统的结构却为在子载波间进行编码提供了机会，形成前置编码 OFDM 方式。编码可以采用各种码，如分组码、卷积码等，其中卷积码的效果要比分组码好，但分组码的编解码实现更为简单。

◆ 数字调制

传输信号进行信道编码后，要进行子载波的数字调制将其转换成载波幅度和相位的映射，一般采用 QAM 或 MPSK 方式。各子载波不必要采用相同的状态数（进制数），甚至

不必要采用相同的调制方式。这使得 OFDM 支持的传输速率可以在一个较大的范围内变化，并可以根据子信道的干扰情况，在不同的子信道上采用不同状态数的调制，甚至采用不同的调制方式。调制信号星座在 IFFT 之前根据调制模式形成。

◆ 保护间隔

应用 OFDM 的一个重要原因在于它可以有效地对抗多径时延扩展。把输入数据流串并变换到 N 个并行的子信道中，使得每一个调制子载波的数据周期可以扩大为原始数据符号周期的 N 倍，因此时延扩展与符号周期的数值比也同样降低 N 倍。另外，通过在每个 OFDM 符号间插入保护间隔（Guard Interval, GI）可以进一步抵制符号间干扰（Inter-Symbol Interference, ISI），还可以减少在接收端的定时偏移错误。这种保护间隔是一种循环复制，增加了符号的波形长度，在符号的数据部分，每一个子载波内有一个整数倍的循环，此种符号的复制产生了一个循环的信号，即将每个 OFDM 符号的后 T_g 时间中的样点复制到 OFDM 符号的前面，形成循环前缀（Cyclic Prefix, CP），在交接点没有任何的间断。因此将一个符号的尾端复制并补充到起始点增加了符号时间的长度。

图 2-5 为循环前缀示意图^[13]，并进一步说明了多径传播对 OFDM 符号所造成的影响，图中 Direct-Path Signal 表示第一条路径到达的信号，Multi-Path Signals 表示其他路径到达的实线信号的时延信号。实际上，OFDM 接收机所能看到的只是所有这些信号之和，但是为了更加清楚地说明多径的影响，还是分别给出了每个子载波信号。

符号的总长度为 $T_s = T_g + T_{\text{FFT}}$ ，其中 T_s 为 OFDM 符号的总长度， T_g 为抽样的保护间隔长度， T_{FFT} 为 FFT 变化产生的无保护间隔的 OFDM 符号长度，则在接收端抽样开始的时刻 T_s 应该满足下式：

$$\tau_{\max} < T_s < T_g \quad (2-7)$$

其中 τ_{\max} 是信道的最大多径时延扩展，当抽样满足公式（2-7）时，由于前一个符号的干扰只会存在于 $[0, \tau_{\max}]$ ，所以当子载波个数比较大时，OFDM 的符号周期 T_s 相对于信道的脉冲响应长度 τ_{\max} 很大，则 ISI 的影响很小，甚至会没有 ISI；而如果相邻 OFDM 符号之间的保护间隔 T_g 满足 $T_g > \tau_{\max}$ 的要求，则可以完全克服 ISI 的影响。同时，由于 OFDM 延时副本内所包含的子载波的周期个数也为整数，时延信号就不会破坏子载波间的正交性，在 FFT 解调过程中就不会产生载波间干扰（Inter-Channel Interference, ICI）。

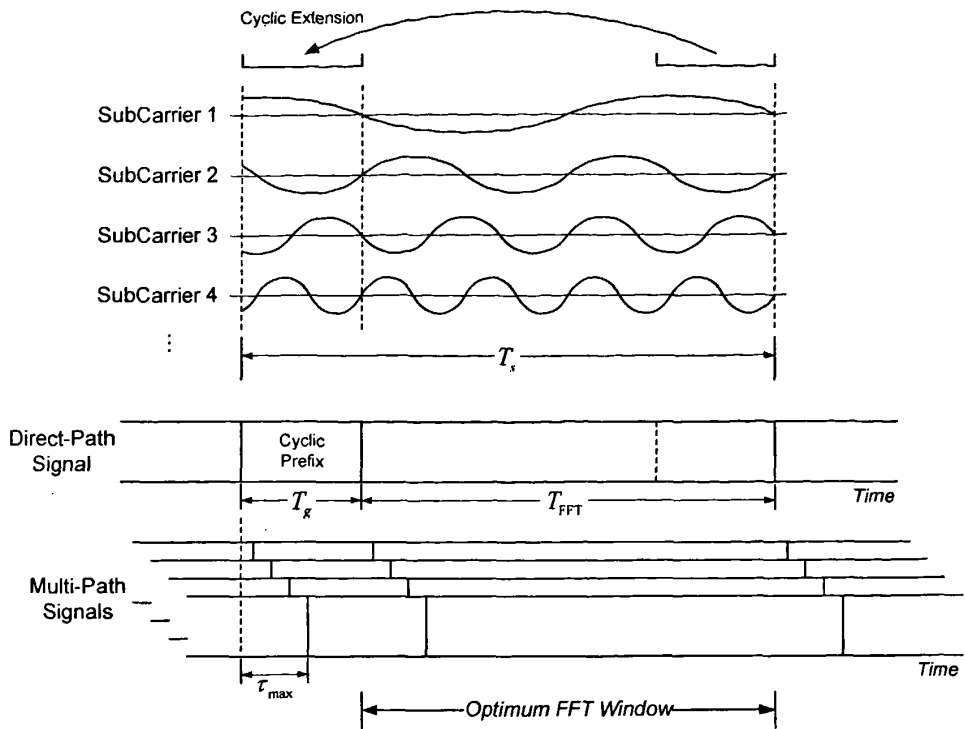


图 2-5 OFDM 系统中保护间隔的添加

◆ 数字上下变频

OFDM 调制器的输出产生了一个基带信号，发射机将此基带信号与所需传输的频率进行上变频操作，接收机需要对中频进行接收，之后进行 OFDM 基带解调。上下变频部分可由模拟技术或数字技术完成，两种技术虽然完成同样的操作，但是由于数字调制技术提高了 I、Q 信道间的匹配性和数字 I、Q 调制器相位准确性，将会使混频结果更精确。另外，上下变频中通常伴有基带成型滤波器和采样率转换器等，采用数字技术，更利用实现。

2.2.3 OFDM 系统的优缺点

OFDM 技术有以下优点^[14]:

- (1) 把高速率数据流通过串并变换，使得每个子载波上的数据符号持续长度相对增加，从而有效的减少由于无线信道的时间弥散所带来的 ISI。
- (2) 与常规的频分复用系统相比，OFDM 系统可以最大限度地利用频谱资源。
- (3) 各个子信道的正交调制和解调可以通过采用离散傅立叶反变换和离散傅立叶变换的方法来实现。
- (4) 无线数据业务一般存在非对称性，即下行链路中的数据传输量要大于上行链路

中的数据传输量,这就要求物理层支持非对称高速率数据传输,OFDM 系统可以通过使用不同数量的子信道来实现上行和下行链路中的不同的传输。

(5) OFDM 易于和其他多种接入方式结合使用,构成 OFDMA 系统,其中包括多载波码分多址 MC-CDMA、跳频 OFDM 以及 OFDM-TDMA 等等,使得多个用户可以同时利用 OFDM 技术进行信息的传输。

但是 OFDM 系统由于存在多个正交的子载波,而且输出信号是多个子信道的叠加,因此与单载波相比,存在如下缺点:

(1) 易受频率偏差的影响。由于子信道的频谱相互覆盖,这就对它们之间的正交性提出了严格的要求。由于无线信道的时变性,在传输过程中出现的无线信号频谱偏移或发射机与接收机本地振荡器之间存在的频率偏差,都会使 OFDM 系统子载波之间的正交性遭到破坏,导致子信道间干扰,这种对频率偏差的敏感性是 OFDM 系统的主要缺点之一。

(2) 存在较高的峰值平均功率比。多载波系统的输出是多个子信道信号的叠加,因此如果多个信号的相位一致时,所得到的叠加信号的瞬时功率就会远远高于信号的平均功率,导致较大的峰值平均功率比(Peak-to-Average power Ratio, PAPR)。这就对发射机内放大器的线性度提出了较高的要求。

2.2.4 OFDM 系统的关键技术

◆ 时域和频域同步

OFDM 块是由保护间隔和有用数据信息组成,因此 OFDM 中的定时同步就是要确定 OFDM 块有用数据信息的开始时刻,也可以叫做确定 FFT 窗的开始时刻。定时的偏移会引起子载波相位的旋转,而且相位旋转角度与子载波的频率有关,频率越高,旋转角度越大。如果定时的偏移量与最大时延扩展的长度之和大于循环前缀的长度,这时一部分数据信息丢失了,而且最为严重的是子载波之间的正交性被破坏了,由此带来了 ISI 和 ICI,这是影响系统性能的关键问题之一^[14]。

频率偏移是由收发设备的本地载频之间的偏差、信道的多普勒频移等引起的,由子载波间隔的整数倍偏移和子载波间隔的小数倍偏移构成。频率偏移破坏了子载波间的正交性,导致子载波之间产生干扰。

OFDM 中的同步算法有很多种,目前,OFDM 系统中的定时同步主要解决方法有:利用循环前缀法、利用 PN 前缀法和利用特殊训练符号法等,频偏估计的方法有最大似然估计法等。

◆ 降低峰均功率比

由于 OFDM 信号时域上表现为 N 个正交子载波信号的叠加, 当这 N 个信号恰好均已峰值相加时, OFDM 信号也将产生最大峰值 (如图 2-6), 该峰值功率是平均功率的 N 倍。尽管峰值功率出现的概率较低, 但为了不失真地传输这些高峰值平均功率比的 OFDM 信号, 发送端对高功率放大器 (High-Power Amplifier, HPA) 的线性度要求很高, 从而导致发送效率极低, 接收端对前端放大器以及 A/D 转换器的线性度要求也很高。因此, 高的 PAPR 使得 OFDM 系统的性能大大下降甚至直接影响实际应用^[14]。目前, 已有很多文献讨论了 OFDM 的降低 PAPR 的算法, 这些方法主要有三类^[15]: 信号畸变技术、编码类方法和概率类方法。

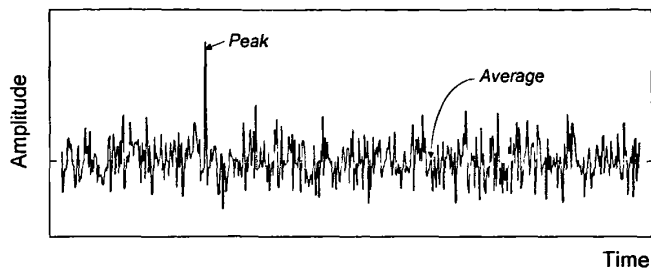


图 2-6 存在 PAPR 问题的 OFDM 信号, $N = 512$

2.3 本章小结

本章第一部分介绍了电网的基本结构和研究现状, 并重点介绍了中压电力线的信道特性: 阻抗特性、衰减特性、噪声特性。由于中压电力线不是专门用来进行通信的媒介, 所以在利用中压电力线进行通信, 设计 MV-PLC 系统设备时, 就要结合具体的线路类型和特性去克服具体的噪声影响, 也要选择合适的频率范围和传输时段来传输信号以保证信号传输的可靠性与有效性。

本章第二部分重点介绍了多载波调制和解调的基本原理, 给出了 OFDM 信号的特性以及常见的 OFDM 系统的组成模型。然后, 又阐述了 OFDM 通信系统的各种优缺点和关键技术。

通过这两部分的介绍, 为后面研究基于 OFDM 技术的中压电力线通信的关键算法及系统设计提供了技术和仿真基础。

第三章 中压电力线中 OFDM 系统的 PAPR 抑制算法

3.1 OFDM 信号的 PAPR 及其分布

与任何多载波调制系统一样，OFDM 也面临着峰均功率比过大的问题。对于一个 OFDM 系统而言，由于复合包络是多个子载波信号的叠加，所以它将会有大的包络变化范围，因此会产生很大的 PAPR（相对于单载波系统而言）。通常，PAPR 与子载波数 N 之间呈现正比的关系。因此，在 OFDM 技术日益得到广泛应用的今天，有着许多位学者正在致力于研究如何找出一套合理的理论和方法，来降低 OFDM 系统所存在的高峰均比问题。这也是实现基于 OFDM 技术的中压电力线通信系统所面临到的较大瓶颈，它必须要有合理的成本价格（高功率放大器是最主要的成本价格）及高品质的通信服务。中心极限理论阐述了独立同分布的、均值为零的随机变量，在变量数据量趋向于无穷时，其线性组合可以近似看作是一种均值为零的高斯分布。对于 OFDM 信号而言，一般当子载波数 $N \geq 64$ 时就认为符合上述规律。在 OFDM 中，实际发射的信号是多个子载波信号的叠加，这将不可避免地导致信号的包络变化非常剧烈，如果 N 个子载波的信号均以相同的相位相加时，就会产生一个 OFDM 信号的峰值功率，这个峰值功率是平均功率的 N 倍，也就是说，最大峰值功率与平均功率的比值 N 。通常，我们将在一段时间内最大峰值功率与平均功率的比值称为峰值平均功率比（PAPR）。当子载波数很大时，这种剧烈的发射功率变化对射频放大器的设计提出了很高的要求，阻碍 OFDM 技术的实际应用。因此在 OFDM 系统中，PAPR 的分析和降低就变得尤为重要。

3.1.1 PAPR 的定义

与单载波系统相比，由于 OFDM 符号是由多个独立的、经过调制的子载波信号相加而成的，这样的合成信号就有可能产生比较大的峰值功率，由此会带来较大的峰值平均功率比，简称峰均比。OFDM 系统中峰均比的定义^[16]为：

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \frac{\max \left\{ |s_k|^2 \right\}}{E \left\{ |s_k|^2 \right\}} \quad (3-1)$$

其中 s_k 表示经过 IFFT 运算之后所得到的输出信号。

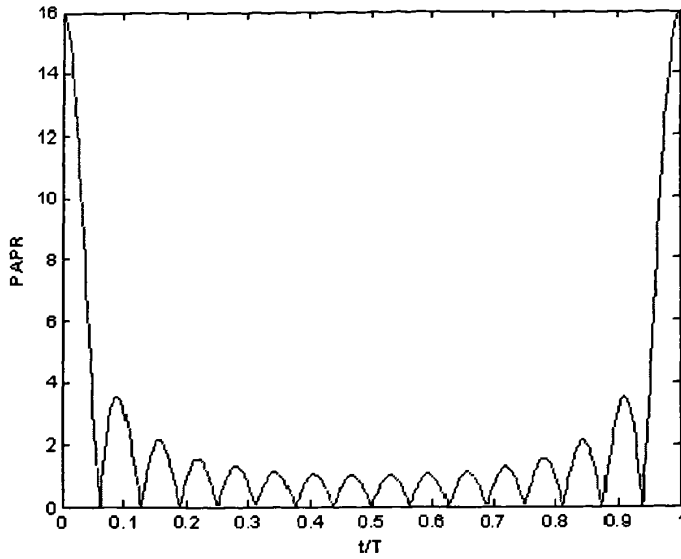


图 3-1 OFDM 信号存在 PAPR=16 的情况

对于包含 N 个子信道的 OFDM 系统来说, 当 N 个子信号都以相同的相位求和时, 所得到信号的峰值功率就会是平均功率的 N 倍, 因而基带信号的峰均比可以为: $\text{PAPR} = 10\lg N$, 例如 $N=256$ 的情况中, OFDM 系统的 $\text{PAPR}=24\text{dB}$, 当然这是一种非常极端的情况, OFDM 系统内的峰均比通常不会达到这一数值。图 3-1 以 $N=16$ 为实例, 说明了 OFDM 系统中存在较大 PAPR 的这种现象。这个实例中, 所有子载波都受到相同初始相位的符号的调制。通过该实例可以看到: 峰值功率是平均功率的 16 倍。对于未经过调制的载波来说, 其 $\text{PAPR}=0\text{dB}$ 。

3.1.2 PAPR 的统计特性

对于包含 N 个子载波的 OFDM 系统来说, 经过 IFFT 计算得到的功率归一化的复基带符号是:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{jk\Delta\theta} \quad (3-2)$$

其中, a_k 表示第 k 个子载波上的调制符号。例如, 对于 QPSK 调制来说, $a_k \in \{1, -1, j, -j\}$ 。根据中心极限定理, 对于较大子载波数 N , 信号 $s(t)$ 的实部和虚部的样点都服从均值为 0、方差为 0.5 的高斯分布, 因此, OFDM 符号的幅度服从瑞利分布, 功率服从有中心的、两个自由度的 χ^2 分布 (均值为 0, 方差为 1), 其累积分布函数为

$p_{\text{power}}(y) = e^{-y}$ ，所以，可以得到其累积分布函数（Cumulative Probability Distribution Function, CDF）为：

$$P(\text{power} \leq z) = \int_0^z e^{-y} dy = 1 - \exp(-z) \quad (3-3)$$

假设 OFDM 符号周期内每个采样值之间是不相关的，则 OFDM 符号周期内的 N 个采样值当中，每个样值的 PAPR 值都小于门限值 z 的概率分布为：

$$P\{PAPR \leq z\} = (1 - e^{-z})^N \quad (3-4)$$

对 OFDM 符号周期内进行过采样有助于更加准确地反映符号的变化情况，特别是针对 PAPR 而言，由于最后送到放大器中的应该是经过 D/A 变换的连续信号，因此过采样更加有助于收集到较大的峰值功率，从而可以更加准确地衡量 OFDM 系统内的 PAPR 特性。所以，对 OFDM 符号实施过采样是非常必要的，但是这样做会使采样符号之间的非相关性遭到破坏，也就是说，使采样符号之间存在一定的相关性。但是如果基于符号之间的相关性来考虑 PAPR 的准确表达式比较困难，就可以假设利用对 αN 个子载波进行非过采样来近似描述对 N 个子载波的过采样，其中 $\alpha > 1$ 。因此，对 OFDM 符号实施过采样，就可以看作添加一定数量的相互独立的样本值。所以，实施过采样后，OFDM 信号 PAPR 的概率分布可以表示为：

$$P\{PAPR \leq z\} = (1 - e^{-z})^{\alpha N} \quad (3-5)$$

实施过采样可以更加准确地反映 OFDM 系统内 PAPR 的分布情况，而且当 $N \geq 64$ 时，上式比较能够反映真实的状况。或者，可以从另一个角度来衡量 OFDM 系统的 PAPR 分布，即计算峰均比超过某一门限值 z 的概率，得到互补累积分布函数（Complementary Cumulative Probability Distribution Function, CCDF）：

$$P\{PAPR > z\} = 1 - P\{PAPR \leq z\} = 1 - (1 - e^{-z})^{\alpha N} \quad (3-6)$$

CCDF 曲线是 x 的平滑非递增函数，体现了信号功率高于给定功率电平的统计情况。它的 X 坐标表示信号峰值功率高出平均功率的 dB 电平值， Y 坐标表示当信号峰值功率大于或等于 X 坐标所指定的某一功率电平时，所占用的时间比率。在随后的讨论中，我们采用互补累积分布函数（CCDF）来衡量 OFDM 系统中的 PAPR 分布。

3.1.3 高 PAPR 产生的原因及带来的问题

OFDM 系统中产生高 PAPR 的主要原因是因为 OFDM 信号在时域上表现为 N 个正交子载波的叠加，当子载波个数达到一定程度后，根据中心极限定理，OFDM 符号的波形将

是一个高斯随机过程，其包络具有不稳定性，当这 N 个子载波恰好均以峰值点相加时将产生最大的峰值，从而形成高的 PAPR。这种现象导致 OFDM 信号通过放大器时容易受到非线性失真，破坏子载波之间的正交性，从而恶化传输性能。对多载波系统而言，峰均比主要取决于子载波的个数，随着子载波个数的增加而增加。高 PAPR 带来最严重的影响是在发射端和接收端的功率放大器上。由于一般的功率放大器都不是线性的，而且其动态范围也是有限的，所以当 OFDM 系统内这种变化范围较大的信号通过非线性部件（例如进入放大器的非线性区域）时，信号会产生非线性失真，产生谐波，造成较明显的频谱扩展干扰以及带内信号畸变，导致整个系统性能下降，而且同时还会增加 A/D 和 D/A 转换器的复杂度并且降低它们的准确性。文献[17]中给出了 AM/AM 放大器的模型：

$$O(x) = \frac{x}{(1+x^{2p})^{1/2p}} \quad (3-7)$$

在现有的实用放大器中， p 的取值范围一般介于 2 到 3 之间。对于较大的 p 值来说，可以近似地被看作限幅器，即只要小于最大输出值，该放大器就是线性的，一旦超过了最大输出门限值，则对该峰值信号进行限幅。因此 PAPR 较大是 OFDM 系统所面临的一个问题，所以必须要考虑如何减少大峰值功率信号的出现概率，从而避免非线性失真的出现。

3.2 降低 PAPR 的常用方法概述

目前，降低 OFDM 信号 PAPR 的方法很多，大体可以分成三大类：信号预畸变技术、编码类技术和概率类技术，这三种方法各有特色和着眼点，但每类方法都存在着缺陷。信号预畸变技术直接对信号的峰值进行非线性操作，它最直接，最简单。但它会带来带内噪声和带外干扰，从而降低系统的误比特率性能和频谱效率。编码类技术利用编码将原来的信息码字映射到一个具有比较好的 PAPR 特性的传输码集上，从而避开了那些会出现信号峰值的码字。该类技术为线性过程，它不会使信号产生畸变。但是，编码类技术的技术复杂度非常高，编解码都比较麻烦。更重要的是，这类技术的信息速率降低的很快，因此只适用于子载波数比较少的情況。概率类技术不像编码类技术那样完全避开信号的峰值，而是着眼于努力使信号峰值出现的概率降低。该类技术采用的方法也为线性过程，因此，它不会对信号产生畸变。这类技术能够很有效的降低信号的 PAPR 值，它的缺点也是计算复杂度太大。

下面就国内外常见的几种算法做简要介绍。

3.2.1 信号预畸变

信号预畸变技术包括限幅类技术^[18]和压缩扩张变换^[19]。

◆ 限幅

限幅是最简单的方法，它采用非线性过程，直接在 OFDM 信号幅度峰值或附近采用非线性操作来降低信号的 PAPR 值，能适用于任何数目的子载波构成的系统。限幅相当于对原始信号加一矩形窗，如果 OFDM 信号的幅值小于预先给定的门限值时，该矩形窗函数的幅值就为 1，否则，矩形窗函数的幅值就小于 1。可见，限幅会不可避免地产生信号畸变。由于存在信号的失真（信号有所畸变），因而限幅法不可避免地产生一种自干扰，从而必然造成系统 BER 性能的下降。其次，限幅还会因为信号的非线性畸变导致带外频谱的辐射或称为频谱泄漏（带外辐射功率的增大），虽然带外频谱的辐射可以通过应用非矩形的窗函数来解决（如：Gaussian、Kaiser 和 Hamming 窗等），但效果都不是很明显。

◆ 压缩扩张变换

它是借用语音处理中基于 μ 律非均匀量化的一种非线性变换函数，实现起来非常简单，计算复杂度也不会随着子载波数的增加而增加。压缩扩张变换主要是对较小幅值信号的功率进行放大，而保持较大幅值信号的功率不变，以增大整个系统的平均功率为代价来达到降低 PAPR 的目的，因而其弊端在于：一方面系统的平均发射功率要增大；二是使得符号的功率值更加接近高功率放大器的非线性变化区域，更加造成了信号的失真。

3.2.2 编码类技术

编码类技术^[20]主要是利用不同编码所产生不同的码组而选择 PAPR 较小的码组作为 OFDM 符号进行数据信息的传输，从而避免了信号峰值，此类技术为线性过程，不会使信号产生畸变，但其计算复杂度非常高，编解码都比较复杂，而且信息速率降低很快，因此，只适用于子载波数比较少的情況。其主要方法有：分组编码法（Block Coding），格雷补码序列（Golay Complementary Sequences, GCS）和雷德密勒（Reed-Muller）码等。

基于分组编码降低 OFDM 系统 PAPR 方法的基本思想是：在对比特流进行 IFFT 运算之前，先进行特殊的编码处理（如应用奇偶校验位），使得输出的比特流经过 OFDM 调制后具有较低的 PAPR。精心设计的分组编码方法不仅可以有效地降低 PAPR，同时还可以起到类似于信道编码的作用，使系统具有前向检错和纠错的能力。

应用格雷互补序列的方法就是把 GCS 作为 IFFT 的输入，那么它的输出信号就会有比

较低的 PAPR 值，并且在时/频域中具有较好的信道估计和纠错能力。应用 GCS 序列对，其最大的优点就是不论子载波数多少，其 PAPR 可以降到 3dB 以内。但是，由于子载波数目的逐渐增多，寻找最佳生成矩阵和相位旋转向量的难度显著上升，因而目前的 GCS 法并不适用于子载波数很多的 OFDM 系统。

应用编码方法降低 PAPR 的优点是系统相对简单、稳定，降低 PAPR 的效果好。但是，它的缺点也非常明显，一是受编码调制方式的限制，比如分组编码只适用于 PSK 的调制方式，而不适用于基于 QAM 调制方式的 OFDM 系统；二是受限于子载波个数，随着子载波数的增加，计算复杂度增大，系统的吞吐量严重下降，带宽的利用率显著降低；三是数据的编码速率有所减小，这是因为大部分的编码方法都要引入一定的冗余信息。

3.2.3 概率类技术

概率类技术并不着眼于降低信号幅度的最大值，而是降低峰值出现的概率。一般的概率类技术都将带来一定的信息冗余。这类技术主要包括选择映射方法（Selected Mapping, SLM）^[21]、部分序列传输方法（Partial Transmit Sequence, PTS）^[22]。

◆ 选择映射（SLM）

SLM 方法的基本思想是用 D 个统计独立的向量 Y_d 表示相同的信息，选择其时域符号 y_d 具有最小 PAPR 值的一路用于传输，SLM 原理如图 3-2 所示。

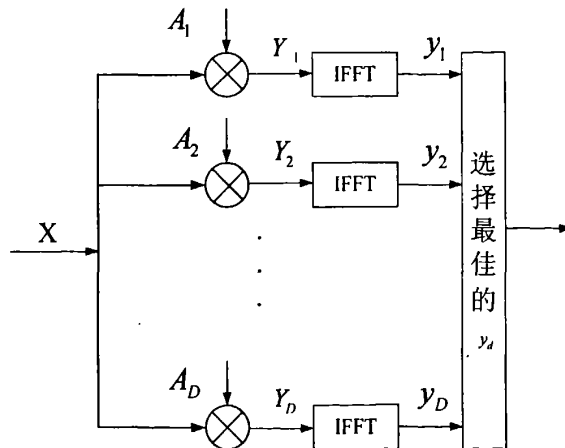


图 3-2 SLM 原理图

其中， D 路相互独立的向量 Y_d 是由 D 个固定的但完全不同的旋转向量 A_d ($1 \leq d \leq D$) 产生的，可以设定第一路信号 Y_1 为原始信号 X ，也就是说设定 A_1 为单位向量，这并不会带

来任何的性能损失。具体操作过程是,当原始数据向量发送过来后,所有 D 路并行计算其对应的时域信号 y_d , 并选择具有最小 PAPR 值的一路进行传送。由于其需要 D 个并行的 IFFT 操作, 因此, 采用该种方法的系统成本比较大。

对 SLM 方法, 在接收端必须进行与发送端相反的操作以恢复出传输的原始信息, 因此, 接收端必须知道发送端选择的是哪一路信号进行传送的。最简单的解决方法是将选择的支路序号 d 作为边带信息一起传送到接收端。由于这种边带信息对接收端正确恢复传送的原始信息至关重要, 因此一般采用信道编码以保证其可靠传送。通常对 D 路 SLM 发送机需要传送 $\log_2(D-1)$ 比特的边带信息。

◆ 部分传输序列 (PTS)

PTS 也是基于 SLM 相同的原理, 但其转换向量具有不同的结构。PTS 方法首先将进来的数据向量划分为 V 个互不重叠的子向量 X_v , 则每个子向量的长度变为 N/V 。由于它们互不重叠, 因此有:

$$X = \sum_{v=1}^V X_v \quad (3-8)$$

子向量 X_v 中的每个子载波都乘以相同的旋转因子 $R_d^{(v)}$, 不同子向量的旋转因子是统计独立的。这就意味着旋转向量 A_d 只包含 V 个独立的元素。由此有:

$$\begin{aligned} y_d &= IFFT \left(\sum_{v=1}^V Y_d^{(v)} \right) \\ &= \left(\sum_{v=1}^V IFFT(Y_d^{(v)}) \right) \quad 1 \leq d \leq D \\ &= \sum_{v=1}^V R_d^{(v)} \bullet IFFT(X_d^{(v)}) \end{aligned} \quad (3-9)$$

上式推导利用了 IFFT 的线性性质, 这也显示了这种方法的优越性: d 个时域向量 y_d 可以在 IFFT 操作后进行构造, 从而, 每次迭代就不需要再进行 IFFT 操作。

在发送端, 具有最小 PAPR 值的信号 y_d 被传送, 接收端为了恢复发送端发送的信号, 必须知道其传送的信号采用了哪个旋转向量。因此需要额外传送 $(V-1)\log_2 W$ 比特的边带信息。

3.3 基于改进脉冲成形技术的 PAPR 抑制方法

脉冲成形技术 (Pulse Shaping, PS) ^{[23][24]} 的思想是将原始数据序列和成形脉冲矩阵相乘产生新序列, 使多载波的各子载波符号间具有一定的相关性, 从而改善信号的 PAPR 特性。它只需恰当选择各子载波的时域波形从而避开额外的 IFFT 过程, 在有效保持系统带宽效率的情况下, 为信道编码留下余地。因此, PS 是一种非常有效的 PAPR 抑制方法。

本节完善了 PS 技术抑制 OFDM 信号 PAPR 的理论证明, 采用了一种改进的 Nyquist 脉冲成形技术, 并仿真验证了该技术的 PAPR 抑制性能和该技术对 OFDM 信号的影响。

3.3.1 系统模型

基于 PS 技术的 OFDM 系统发射机原理框图如图 3-3 所示。MPSK 或 MQAM 基带数据序列通过串/并变换后, 先分别乘上 N 个成形脉冲, 再调制 N 个正交子载波。以 T 表示 OFDM 符号周期, a_n ($n = 0, 1, \dots, N-1$) 表示每个子载波的调制数据, f_n 表示第 n 个子载波频率, $p_n(t)$ 表示周期为 T , 作用于子载波 f_n 的成形脉冲。 $0 \leq t \leq T$ 内 OFDM 复信号表示为:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n p_n(t) \exp(j2\pi f_n t), 0 \leq t \leq T \quad (3-10)$$

其中子载波 $f_n = n/T$ 。 $s(t)$ 的实部和虚部分别对应于 OFDM 信号的同相和正交分量, 在实际系统中可以分别与相应子载波的同相分量和正交分量相乘, 合成最终的 OFDM 信号。

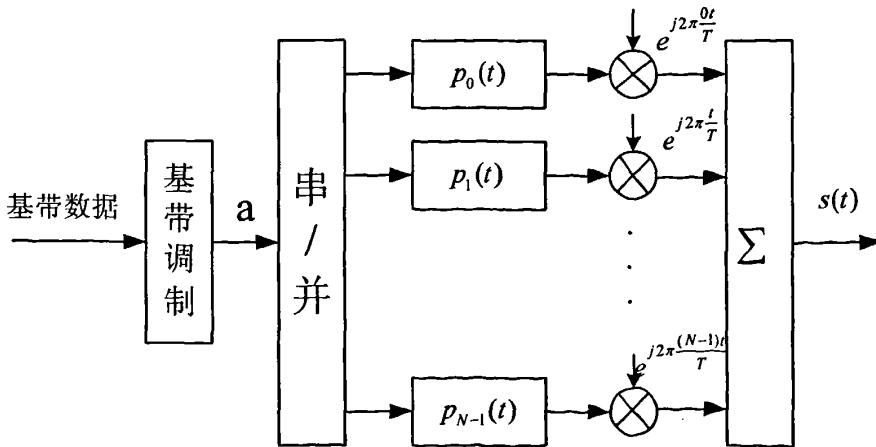


图 3-3 基于脉冲成形技术的 OFDM 发射机原理框图

PS 中周期为 T 的成形脉冲 $p_n(t)$ ($n=0,1,\dots,N-1$) 必须满足下列四个条件^[23]:

等能量: $\int_0^T |p_n(t)|^2 dt = T$;

时限: $p_n(t) = 0, |t - T/2| > T/2$;

带限: $P_n(f - n/T) \approx 0, |f - B| > B(1 + \beta)$, 其中 $P_n(f)$ 为 $p_n(t)$ 的频率响应, $B = 1/2T_s$,

($T_s = T/N$) 为 Nyquist 采样频率, $0 < \beta < 1$ 为与子载波数和发送滤波器相关的系数;

正交: $\int_0^T p_m(t) p_n^*(t) \exp[j2\pi(f_m - f_n)t] dt = \begin{cases} T, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases}$ 。

3.3.2 基于 PS 技术的 PAPR 抑制原理

OFDM 信号的 PAPR 为:

$$PAPR = \max_{0 \leq t \leq T} |s(t)|^2 / \frac{E}{T} [s(t)]^2 \quad (3-11)$$

当子载波调制相位一致时, OFDM 信号的峰值将叠加产生很大的峰值功率, 导致高 PAPR。如果能够使子载波符号间具有一定的相关性, 那么将降低相位一致情况发生的概率, 结果是 PAPR 得到抑制。

从 OFDM 符号各采样值的角度出发, 考察互相关函数:

$$R_s(t_1, t_2) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} E[a_n a_m^*] p_n(t_1) p_m^*(t_2) \exp[j2\pi(nt_1 - mt_2)/T] \quad (3-12)$$

由式 (3-12) 可看出 OFDM 符号各采样值之间的互相关函数是基带数据和成形脉冲波形的函数。因此, 引入采样值间的相关性有两条途径:

(1) 引入基带数据间的相关性, 也就是通过对输入信息编码来实现。编码方法会不可避免引入冗余信息, 使系统带宽效率降低。

(2) 引入子载波波形间的相关性, 也就是采用成形脉冲对各子载波进行脉冲成形, 它在保持子载波间正交性的同时, 不影响系统带宽效率, 不需要额外的带外信息。

◆ 相同成形脉冲

若每个子载波采用相同的成形脉冲波形, 即 $p_n(t) = p(t)$ ($n=0,1,\dots,N-1$), 那么式

(3-12) 可写为:

$$R_s(t_1, t_2) = \sigma^2 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} p_n(t_1) p_m^*(t_2) \exp[j2\pi(nt_1 - mt_2)/T]$$

$$= \begin{cases} \sigma^2 N^2 p(t_1) p^*(t_2), & t_1 = t_2 \\ \sigma^2 p(t_1) p^*(t_2) \left(\frac{1 - e^{j2\pi t_1/T}}{1 - e^{j2\pi t_1/T}} \right) \left(\frac{1 - e^{j2\pi t_2/T}}{1 - e^{j2\pi t_2/T}} \right), & t_1 \neq t_2 \end{cases} \quad (3-13)$$

其中 $E[|a_n|^2] = \sigma^2$ 。文献[24]中该式有误。从式 (3-13) 可看出, 在采样点 kT_s ($k \in Z$) 上, 互相关函数的值永远为零, 因此 OFDM 符号内的 N 个采样值为独立同分布的高斯随机变量, 这也是从采样值相关性角度出发解释高 PAPR 出现的原因。采用相同的成形脉冲对各个子载波进行脉冲成形不会影响采样值之间的这种互相关特性, 只会增加或保持传输信号的峰值幅度, 使 PAPR 增大或保持不变。这个结论与文献[24]中的定理 1 是相符的。

定理 3.1^[24]: N 个子载波的 OFDM 系统, 若每个子载波采用相同的成形脉冲, 即 $p_n(t) = p(t)$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$), 则 OFDM 信号 PAPR 最大值满足:

$$PAPR_{\max} \geq N \quad (3-14)$$

上式当且仅当矩形脉冲时取等号。

证明: 若采用相同成形脉冲, 式 (3-11) 的最大值为:

$$PAPR_{\max} = \frac{1}{N} \max_{0 \leq t \leq T} \left(\sum_{n=0}^{N-1} |p_n(t)| \right)^2 = N \max_{0 \leq t \leq T} |p(t)|^2 \quad (3-15)$$

由条件 (1), 有下列不等式:

$$\int_0^T |p(t)|^2 dt = T \leq \max_{0 \leq t \leq T} |p(t)|^2 T \quad (3-16)$$

将上式代入式 (3-15), 定理 3.1 得证。

从式 (3-16) 可看出, 只要成形脉冲满足 $\max_{0 \leq t \leq T} |p(t)|^2$, PAPR 最大值就达到其下界 N , 所以明显地, 定理 3.1 给出的当且仅当采用矩形脉冲时能达到这个抑制下界的阐述是局限的, 应该说矩形脉冲只是其中一类。

◆ 不同成形脉冲

若每个子载波采用不同的成形脉冲, 那么式 (3-12) 可写为:

$$R_s(t_1, t_2) = \sigma^2 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} p_n(t_1) p_m^*(t_2) \exp[j2\pi(nt_1 - mt_2)/T] \quad (3-17)$$

此时的互相关函数在采样点上的值完全由各子载波上的成形脉冲波形决定, 因此适当地选择成形脉冲将增大 OFDM 符号各采样点之间的互相关值, 从而达到抑制 PAPR 的目的。

定理 3.2^[24]: N 个子载波的 OFDM 系统, 若每个子载波采用一组不同的成形脉冲, 即 $\{p_0(t), p_1(t), \dots, p_{N-1}(t)\}$, 且有:

$$p_n(t) = \begin{cases} w(t - nT_s), & 0 \leq t \leq T = NT_s \\ 0, & \text{other} \end{cases} \quad (3-18)$$

其中 $w(t)$ 为周期和能量为 T 的周期信号, 即有:

$$\int_0^T |w(t)|^2 dt = T \quad (3-19)$$

则 OFDM 信号 PAPR 最大值满足:

$$PAPR_{\max} \leq N \quad (3-20)$$

上式当且仅当矩形脉冲时取等号。

证明: 若采用不同的成形脉冲, 式 (3-11) 的最大值为:

$$PAPR_{\max} = \frac{1}{N} \max_{0 \leq t \leq T} \left(\sum_{n=0}^{N-1} |w(t - nT_s)| \right)^2 = \frac{1}{N} \left(\sum_{n=0}^{N-1} |w(nT_s)| \right)^2 \quad (3-21)$$

对于较大子载波数 N , 有:

$$\sum_{n=0}^{N-1} |w(nT_s)| = \frac{N}{T} \int_0^T |w(t)| dt \quad (3-22)$$

则式 (3-21) 变为:

$$PAPR_{\max} = \frac{N}{T^2} \left(\int_0^T |w(t)| dt \right)^2 \quad (3-23)$$

利用施瓦茨不等式, 可得:

$$\left(\int_0^T |w(t)| dt \right)^2 \leq T \int_0^T |w(t)|^2 dt = T^2 \quad (3-24)$$

将上式代入 (3-23), 定理 3.2 得证。

从式 (3-24) 可看出, 只有采用一组矩形脉冲时, OFDM 信号的 PAPR 最大值达到上界, 这就是一般的 OFDM 系统。只要采用一组其它的不同成形脉冲对各个子载波进行脉冲成形就会降低传输信号的峰值幅度, 使 PAPR 减小。

3.3.3 Nyquist 脉冲成形

上面分析和证明为 PS 技术抑制 PAPR 提供了理论基础。下面就是如何构造有效的成形脉冲集合。

首先必须明确集合内的成形脉冲都要满足 3.3.1 节中的四个条件，然后根据文献^[23]的思想：将一个主脉冲通过循环移位组成的成形脉冲集合能使各子载波峰值不在同一时刻出现，最常见的可以使用 Nyquist 脉冲，此处定义按下列条件组成的 Nyquist 脉冲集合：

$$p_m(t)e^{j2\pi\frac{m}{T}t} = p_n(t - \tau_{m-n})e^{j2\pi\frac{n}{T}(t - \tau_{m-n})}, \quad n, m = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3-25)$$

其中 $\tau_{m-n} = [(m-n) \bmod N]T_s$, $p_n(t)$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$) 为 Nyquist 脉冲，具有 ISI 性质：

$$p_n(kT_s) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases}, \quad k \in \mathbb{Z} \quad (3-26)$$

由条件 (3-25) 定义的 Nyquist 脉冲集合对应的 OFDM 信号 PAPR 最大值为：

$$PAPR_{\max} = \frac{1}{N} \max_{0 \leq t \leq T} \left(\sum_{n=0}^{N-1} |p_n(t)| \right)^2 \leq \frac{1}{N} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \max_{0 \leq t \leq T} |p_n(t)| \right)^2 = N \quad (3-27)$$

当且仅当矩形脉冲时 PAPR 最大值为 N。上式的推导是利用了 Nyquist 脉冲的无 ISI 性质 (3-26)。这个结论与定理 3.2 也是相符合的，而且表明所有按上述方式构造的 Nyquist 脉冲集合都能用于 OFDM 信号的 PAPR 抑制。

由于成形脉冲 $p_n(t)$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$) 都是符号周期 T 内的时限信号，所以可用 Fourier 级数近似^[23]，即：

$$p_n(t) \approx \sum_{l=-L}^{N+L-1} c_{n,l} e^{j2\pi\frac{l}{T}t}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (3-28)$$

其中 $L = \lfloor N\beta/2 \rfloor$, $c_{n,l}$ 为 $p_n(t)$ 的 Fourier 级数的系数：

$$c_{n,l} = \frac{1}{T} \int_0^T p_n(t) e^{-j2\pi\frac{l}{T}t} dt = \frac{1}{T} P_n\left(\frac{l}{T}\right) \quad (3-29)$$

将式 (3-28) 代入 (3-25)，可得：

$$p_n(t) = \sum_{l=-L}^{N+L-1} c_{n,l} e^{-j2\pi\frac{nl}{N}} e^{j2\pi\frac{l-n}{T}t} \quad (3-30)$$

将上式表达的各子载波波形代入信号 (3-10)，得：

$$\begin{aligned}
s(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} a_n p_n(t) e^{j2\pi \frac{n}{T} t} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} a_n \sum_{l=-L}^{N+L-1} c_{n,l} e^{-j2\pi \frac{nl}{N}} e^{j2\pi \frac{l-n}{T} t} e^{j2\pi \frac{n}{T} t} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} a_n \sum_{l=-L}^{N+L-1} c_{n,l} e^{-j2\pi \frac{nl}{N}} e^{j2\pi \frac{l}{T} t} \\
&= \sum_{l=-L}^{N+L-1} \left[\sum_{n=0}^{N-1} a_n c_{n,l} e^{-j2\pi \frac{nl}{N}} \right] e^{j2\pi \frac{l}{T} t} \\
&= \sum_{l=-L}^{N+L-1} b_l e^{j2\pi \frac{l}{T} t} = \text{IFFT}(\mathbf{b})
\end{aligned} \tag{3-31}$$

其中 $b_l = \sum_{n=0}^{N-1} a_n c_{n,l} e^{-j2\pi \frac{nl}{N}}$ ， $\mathbf{b} = \{b_l\}$ 为包含 $N+2L$ 个元素的向量。令 $p_{n,l} = c_{n,l} e^{-j2\pi \frac{nl}{N}}$

($n=0,1,\dots,N-1, l=-L,\dots,N+L-1$)，则 $\mathbf{P} = (p_{n,l})$ 代表 $N \times (N+2L)$ 的正交矩阵，称为成形矩阵， $\mathbf{b} = \mathbf{aP}$ 为变换后的新序列。

常见的 Nyquist 脉冲有升余弦脉冲，本文在此基础上又采用了两种改进的 Nyquist 脉冲设计了成形脉冲集合应用于中压电力线系统中 OFDM 信号的 PAPR 抑制。

◆ 升余弦脉冲

升余弦脉冲的频率响应和时域信号分别如式 (3-32) 和式 (3-33) 所示：

$$P_1(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq B(1-\alpha) \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{2\alpha B} (|f| - B(1-\alpha)) \right] \right\}, & B(1-\alpha) < |f| < B(1+\alpha) \\ 0, & |f| \geq B(1+\alpha) \end{cases} \tag{3-32}$$

$$p_1(t) = \sin c \left(\frac{t}{T_s} \right) \frac{\cos(2\pi\alpha t / T_s)}{1 - 4\alpha^2 t^2 / T_s^2} \tag{3-33}$$

其中， α ($0 \leq \alpha \leq 1$) 为滚降系数。

◆ 改进 Nyquist 脉冲

改进的 Nyquist 脉冲^[25]的频率响应和时域信号分别如式 (3-34) 和式 (3-35) 所示：

$$P_2(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq B(1-\alpha) \\ e^{\lambda[B(1-\alpha)-|f|]}, & B(1-\alpha) < |f| \leq B \\ 1 - e^{\lambda[|f|-B(1+\alpha)]}, & B < |f| < B(1+\alpha) \\ 0, & |f| \geq B(1+\alpha) \end{cases} \tag{3-34}$$

$$p_2(t) = \frac{1}{T_s} \operatorname{sinc}\left(\frac{t}{T_s}\right) \frac{4\lambda\pi t \sin(\pi\alpha t/T_s) + 2\lambda^2 \cos(\pi\alpha t/T_s) - \lambda^2}{(2\pi t)^2 + \lambda^2} \quad (3-35)$$

其中参数 $\lambda = \frac{\ln 2}{\alpha B}$ 。

上面两种 Nyquist 脉冲都是实的对称信号，且在 Nyquist 采样频率处为零，具有无 ISI 性质。虽然由式 (3-35) 可看出改进脉冲的时域波形拖尾是渐近 t^{-2} 衰减的，比升余弦脉冲渐近 t^{-3} 衰减要慢，但是它的旁瓣幅度比升余弦脉冲要小，也就是不同采样时刻叠加起来对其它值的干扰要少。

3.3.4 仿真及结果分析

图 3-4 是在不同调制方式下基于改进的 Nyquist 脉冲成形的 OFDM 信号 PAPR 的 CCDF 仿真曲线。其中，OFDM 信号分别采用 64QAM、16QAM、QPSK 和 BPSK 调制方式，子载波数 $N=128$ ，Nyquist 脉冲的滚降系数为 $\alpha=0.3$ 。从图 3-4 中可看出，一般情况下，随着调制阶数的提高，OFDM 信号的 PAPR 也会相应的提高，QPSK 调制方式相比高阶调制方式对 OFDM 信号的 PAPR 有 2dB 以上的改善，但是，由于 Nyquist 脉冲的频谱分布采用的复数形式，QPSK 调制方式比低阶的 BPSK 调制方式具有更好的 PAPR 抑制性能，所以，在本系统的设计中采用了 QPSK 调制方式。

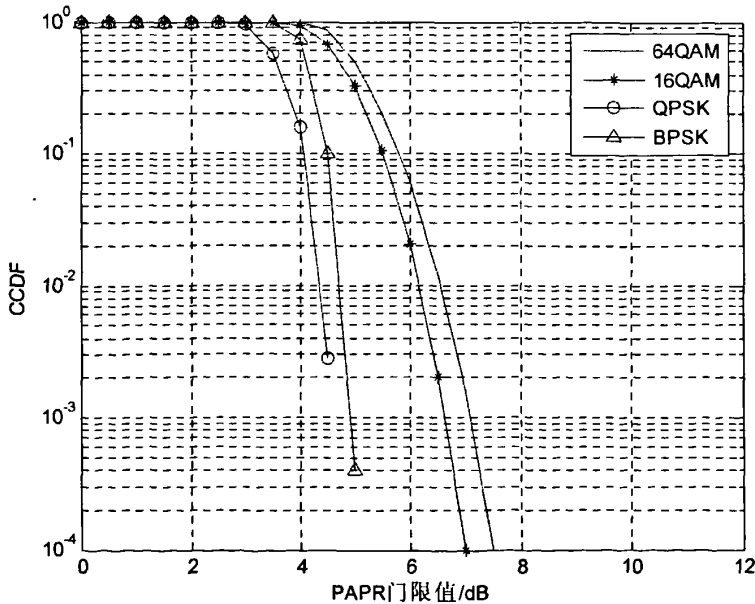


图 3-4 不同调制方式下基于 Nyquist 脉冲整形的 OFDM 信号 PAPR 的 CCDF

图 3-5 是基于 Nyquist 脉冲成形的 OFDM 信号的 PAPR 的 CCDF 仿真曲线,为了了解这种方法的性能,还给出了原始信号和采用 8 路随机相位 SLM 的 OFDM 信号的 CCDF 分布进行比较。其中, OFDM 信号采用 QPSK 调制方式,子载波数 $N=128$, Nyquist 脉冲的滚降系数为 $\alpha = 0.3$ 。从图 3-5 中可看出, Nyquist 脉冲成形技术对 OFDM 信号的 PAPR 特性有显著改善,比常用的 SLM 方法也有较大的提高; Nyquist 脉冲成形技术对信号 PAPR 的改善性能随脉冲类型的不同而变化,改进的 Nyquist 脉冲比常用的升余弦脉冲性能要优,原因在于改进的 Nyquist 脉冲具有较好的抗 ISI 特性,它的时域波形具有较小幅度的旁瓣,所以我们还可以寻找更好的 Nyquist 脉冲,进一步改善 OFDM 信号的 PAPR 分布。

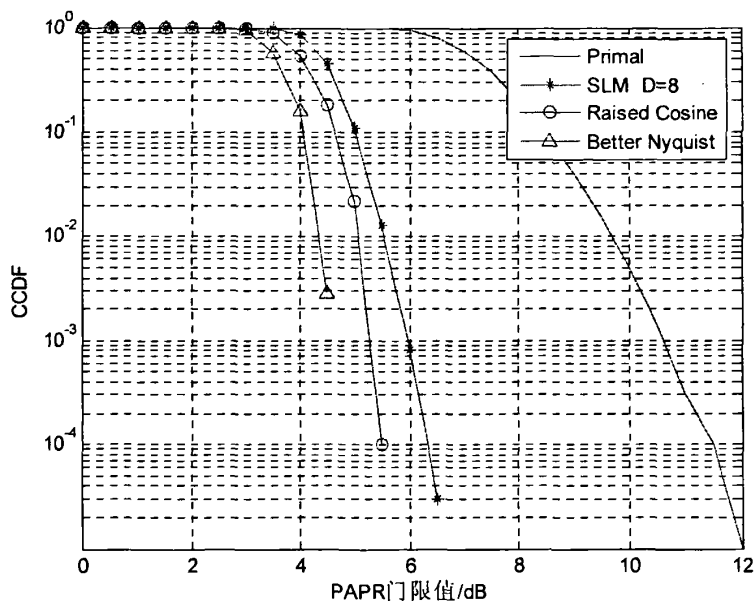


图 3-5 基于 Nyquist 脉冲整形的 OFDM 信号 PAPR 的 CCDF

图 3-6 为滚降系数 α 取不同值时,采用升余弦脉冲成形的 OFDM 信号 PAPR 的 CCDF 仿真曲线。图中实线对应原始信号 PAPR 的 CCDF。其中, OFDM 信号采用 QPSK 调制方式,子载波数 $N=128$,滚降系数 α 分别为 0.1、0.3 和 0.5。从图 3-6 可看出, Nyquist 脉冲成形技术对 OFDM 信号的 PAPR 的抑制随成形脉冲滚降系数的不同而变化,滚降系数越大,改善性能越好。这是因为滚降系数决定了成形脉冲时域信号的拖尾衰减速度,滚降系数越大,拖尾幅度衰减越快,成形脉冲抗 ISI 性能越强,这就说明 OFDM 个子载波在同一时刻出现的概率越小,所以成形脉冲对 PAPR 的抑制性能越好。

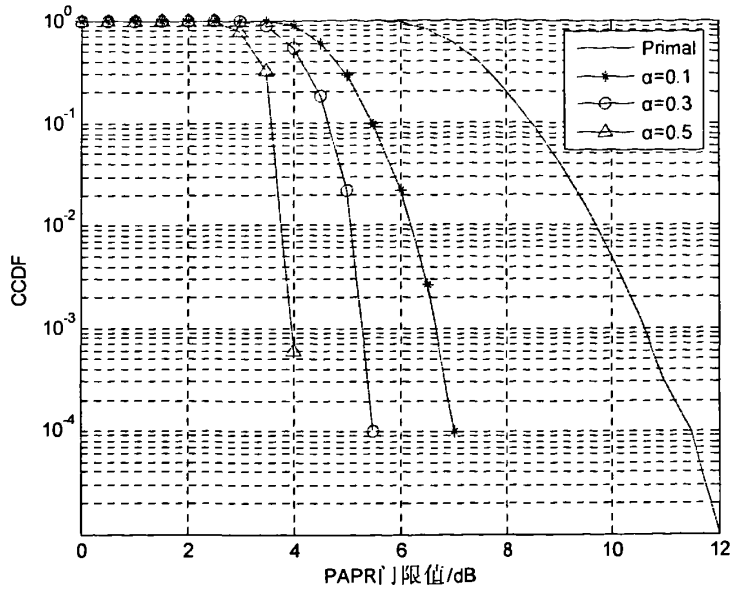


图 3-6 不同滚降系数的 OFDM 信号 PAPR 的 CCDF

3.4 本章小结

本章首先说明了 OFDM 信号的 PAPR 问题及其分布, 简单介绍了几种常用的 PAPR 抑制方法, 然后重点阐述了基于 Nyquist 脉冲成形的 PAPR 抑制方法, 完善了相关的理论证明, 给出了适合的 Nyquist 脉冲。通过仿真实验得出了这种方法具有较大的优势: 能够显著改善 OFDM 信号的 PAPR 分布; 实现简单, 不需迭代计算多个 IFFT 操作, 不需传送边带信息, 不会引起信号的畸变; 通用性强, 可以调整滚降系数以适应任何子载波数的通信系统。当然, Nyquist 脉冲成形的方法由于扩展了频谱, 一定程度上降低了频谱利用率。综合考虑, 这种方法非常适合中压电力线通信相对恶劣的环境。

第四章 中压电力线中 OFDM 系统的同步算法

4.1 OFDM 系统中的同步问题概述

一般在 OFDM 系统中,从频域和时域两大方面考虑,同步问题可分为载波频率同步和时间同步,而时间同步又可以进一步分为符号定时同步和采样时钟同步。因此在 OFDM 系统中需要考虑三部分同步:符号定时同步、频率同步和采样时钟同步。

符号定时同步就是确定 OFDM 符号的起始位置,即每个 FFT 窗的位置。若符号同步的起始位置在循环前缀长度内,各个子载波之间的正交性依旧保持,而此时符号同步的偏差可以看作是由信道引入的相位旋转;如果符号同步的偏差超过了保护间隔,就会引入子载波间干扰。

采样时钟同步用于在进行 A/D 转换时,确定接收端与发送端具有相同的采样时钟。采样时钟频率误差会引起 ICI。

频率同步是估计并校正数据流中存在的频率偏移。由于收发双方本振频率不匹配,加上多普勒效应导致接收信号的载波频率发生偏差,会使得子载波间正交性受到破坏。它对码元的直接影响是导致信号幅度衰落,并且给系统带来载波间干扰,严重影响系统的性能。

各种同步对于系统的影响是不一样的,有的仅仅使接收端信号产生一定的相位偏移,有的则会影响信号接收到的采样点是否是一个完整的 OFDM 符号信息,严重的会直接影响整个传输系统的性能,所以,需要根据系统的要求设计相关的同步算法。

4.2 同步偏差对 OFDM 信号的影响

为了更好的解释中压电力线通信系统同步的方法,这里先简单分析频率偏差和定时偏差对 OFDM 信号造成的影响。

4.2.1 频率偏差对信号的影响

发送的数字信号可以表示为:

$$s_n = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \cdot e^{j \frac{2\pi}{N} i n} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4-1)$$

式中, d_i ($i = 0, 1, \dots, N-1$) 表示每个子载波的调制数据, s_n 表示经过 IFFT 运算之后

所得到的输出信号。

假设信号通过加性的高斯白噪声信道，信道的离散时域和频域响应分别记为 h_n 和 H_n ，并且接收符号同步理想。设接收机与发射机之间的频率差为 ΔF ，定义频偏系数为 $\alpha = \Delta F / (1/T_{\text{FFT}})$ 。则接收机接到的信号可以表示为：

$$r_n = (s_n * h_n) \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}an} = \frac{1}{N_s} \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i H_i e^{j\frac{2\pi}{N}(i+\alpha)n} + w_n \quad (4-2)$$

上式中， w_n 是噪声分量。

经过解调，即 FFT 变换得到：

$$\begin{aligned} R_i &= \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-j\frac{2\pi}{N}ni} = d_i \cdot \left(\frac{H_i}{N_s} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}an} \right) + \frac{1}{N_s} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq i}}^{N_s-1} d_m H_m e^{j\frac{2\pi}{N}(m+\alpha-1)n} + W_i \\ &= d_i \lambda_i + I_i + W_i \quad i = 0, 1, \dots, N_s - 1 \end{aligned} \quad (4-3)$$

式 (4-3) 中， I_i 为子载波间干扰， W_i 为噪声干扰，可见频偏会造成信噪比的损失。

由 Pollet 的推导^[26]可知，要使 OFDM 系统可以正常通信，并且频偏造成的信噪比损失较小（小于 0.1dB），频率同步的要求是使频偏系数 α 小于 1%。

4.2.2 定时偏移对信号的影响

定时的偏移会引起子载波相位的旋转，而且相位旋转角度与子载波的频率有关，频率越高，旋转角度越大，这可由傅立叶变换的性质来解释：时域的频偏对应于频域的相位旋转。设解调的 FFT 窗口的起始位置为 $n = n_0 - \Delta n$ ，其中 Δn 表示定时偏移。则 Δn 造成的影响可以用数学模型表示为：

$$R_i = d_i e^{j2\pi i \Delta n} \quad (4-4)$$

如果定时的偏移量与最大的时延扩展的长度之和仍小于循环前缀的长度，此时子载波的正交性仍然成立，没有 ISI 和 ICI，对解调出来的数据信息符号的影响只是一个相位旋转。

4.3 OFDM 同步算法概述

现有的关于 OFDM 同步的算法从利用数据方面而言，主要沿袭两条思路：

(1) 数据辅助型，即基于导频符号^[27]，这类算法的优点是捕获快、精度高，适合分组

数据通信，具体的实现是在分组数据包的包头加一个专门用来做定时、频偏估计的 OFDM 训练符号。

(2) 非数据辅助型，即盲估计，它利用 OFDM 信号的结构，例如，由于加循环前缀使 OFDM 的前端与后端有一定的相关性^[28]、利用虚子载波来做估计^[29]以及利用数据经过成型滤波之后的循环平稳性等方法来做估计^[30]。

基于训练符号的同步算法是在时域上将已知信息加入待发 OFDM 符号。通常置于 OFDM 符号前或由多个 OFDM 符号构成的帧的前部。训练符号的加入可以同时完成同步和信道估计。而对于基于训练符号的同步算法的研究重要是两个方面：训练符号的结构组成和训练符号的码型。

OFDM 信号的同步也可以充分利用信号本身的特点展开，即所谓的非数据辅助型同步算法就是基于这种思路。由于 OFDM 符号之间存在循环前缀 CP，考察相隔为 N 的两个接收样本点之间的相关性。如果这两个样本点中，一个属于前缀，一个属于同一个 OFDM 码元之内的拷贝信息，则两者的相关性大；如果一个属于 CP，一个属于不相关信息，则两者的相关性较小。基于 CP 的同步算法正是这样的思想。实际中典型的算法是最大似然估计算法（Maximum Likelihood，ML）。

对于数据辅助型的同步算法而言，频偏估计是通过使用导频符号或训练序列得到的，系统传输效率因而受到了损失，但其估计精度要比非数据辅助型同步算法高很多。

一个典型的 OFDM 系统的同步实现框图如图 4-1 所示。

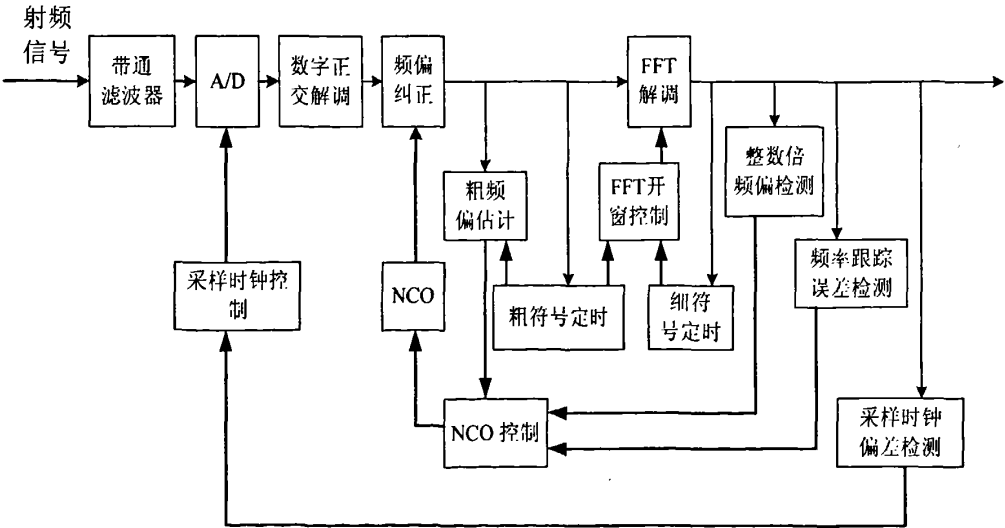


图 4-1 OFDM 系统同步实现的典型框图

首先利用训练序列或者插在数据前面的保护间隔做同步定时粗估计，得到时域信号的同步头的位置，同时粗略估计出频率偏差。通过定时 / 频偏控制单元校正接收到的数据，

同时用估计到的同步起始位置定出 FFT 数据处理窗口。数据经过 FFT 变换后, 首先利用数据内插的频域导频 (Pilot) 做整数倍频偏估计。然后利用导频的相位变化信息估计出小数倍子载波间隔的细频偏, 并将这两个估计出的频偏送到定时 / 频偏控制单元和先前估计出的粗频偏一起去频偏校正单元做数据频偏校正。利用数据间内插的频域导频, 还可以估计出用于定时同步估计偏差引起的数据相位偏转、公共相位误差及 A / D 采样钟偏移, 将估计的值分别送到 FFT 开窗控制单元、相位校正单元和晶振单元去分别校正相应的误差。

4.4 中压电力线通信中 OFDM 系统的同步设计

基于 OFDM 技术的中压电力线通信经常应用于突发数据业务, 一般需要在很短时间内捕获时偏和频偏, 要求在解调各个子载波之前去除 ICI, 这就需要利用 FFT 之前的训练序列来达到快速同步。在突发传输系统中, 系统子载波数比较少, 传输的数据帧比较短, 可以不用考虑采样时钟频率误差对系统的性能影响, 同时也不用考虑定时跟踪。因此在中压电力线通信的 OFDM 信号进行解调之前, 必须至少先完成定时同步和载波同步。本系统采用的同步方案是利用时域的训练序列做定时、频偏的联合估计。

在设计合理的同步方案时需要考虑一些实际的问题: 首先是时偏和频偏的相互影响, 如定时的准确是以频率偏移已纠正为前提条件, 频率偏移的估计算法又是以定时准确为前提等; 第二, 要使同步算法的性能与开销矛盾得到折衷; 最后是同步引导与系统的有效载荷矛盾, 由于增加同步引导虽然可以使同步性能上升, 但系统效率会下降。要尽量使得最少的同步引导达到最好的同步性能。

本系统主要参考了一些已有的同步算法以及已有的一些协议, 提出一种适用于突发传输机制的 OFDM 系统的同步方案, 方案中包括帧结构的设计、各种同步算法、具体的同步流程。

4.4.1 帧结构设计

利用训练序列进行同步, 首先要构造帧的前导结构。基本结构类似于 IEEE802.11a 的帧的前导结构^[31], 但是由于传输速率的不同与同步流程的差异, 在具体的结构上是有区别的。本系统考虑使用尽量少的同步帧头开销来达到系统同步的要求, 采用的前导结构如图 4-2 所示。

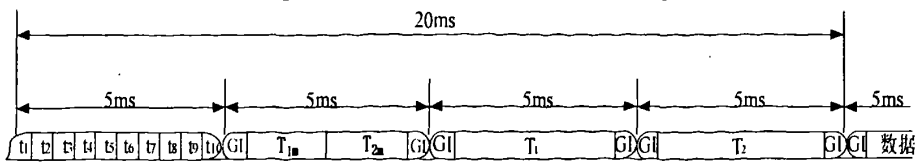


图 4-2 基于 OFDM 的中压电力线系统的前导结构

从图 4-2 中可以看到前导序列的长度为 4 个 OFDM 符号，每个 OFDM 符号包括 320 个样值点，持续时间为 5ms，所以前导序列总长为 20ms，其中前面两帧主要用于同步实现，后面两帧主要用于信道估计，这里只对前面两帧作详细介绍。

图 4-2 中 t_1 到 t_{10} 是短训练符号， T_{1m} 和 T_{2m} 是各自的子载波个数为 128 的长训练符号。每个短训练符号由 32 个子载波组成，短训练序列是由伪随机序列经过数字调制后插 0 后，再经过 IFFT 之后得到的。具体过程如下：首先采用抽头系数为 [1 0 0 1 0] 的 5 级移位寄存器产生长度为 31 的伪随机序列之后末尾补 0，经过 QPSK 调制之后的伪随机序列只在 8 的整数倍位置上出现，其余的位置补 0，产生长度为 128 的序列，此序列再补 128 个 0 经过数据搬移后做 256 点的 IFFT 变换就得到 8 个以 32 为循环的训练序列，实虚部如图 4-3、4-4 所示，经过加循环前后缀就会产生 10 个相同的短训练序列。

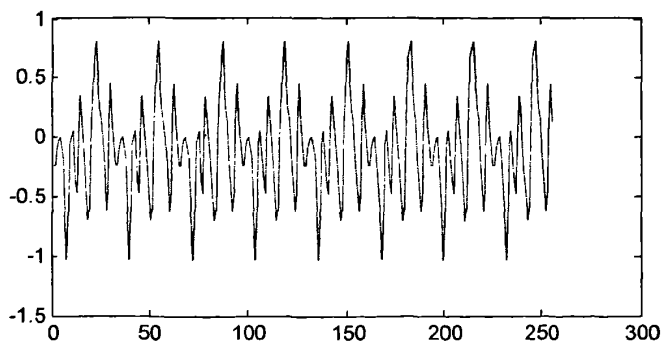


图 4-3 短训练序列实部波形

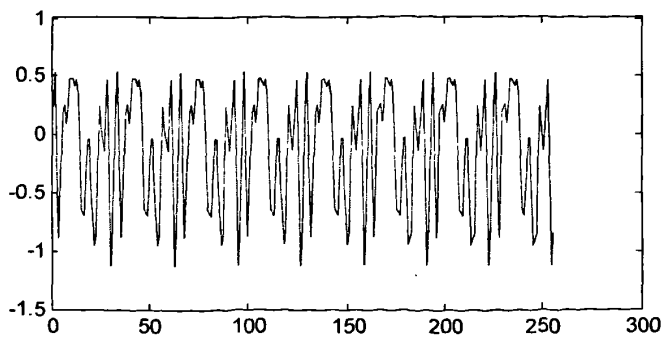


图 4-4 短训练序列虚部波形

T_{1m} 和 T_{2m} 的产生和短训练序列过程基本一样,使用的是抽头系数为[1 0 0 0 0 1]的 7 级移位寄存器产生长度为 127 的伪随机序列,然后末尾补 0,经过数字调制之后的序列只出现在 2 的整数倍位置上,其后的过程与短训练序列方式一样,其 IFFT 输出的实虚部波形如图 4-5、4-6 所示。

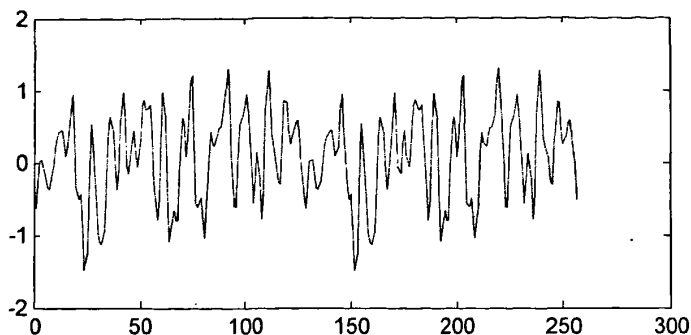


图 4-5 T_{1m} 和 T_{2m} 的实部波形

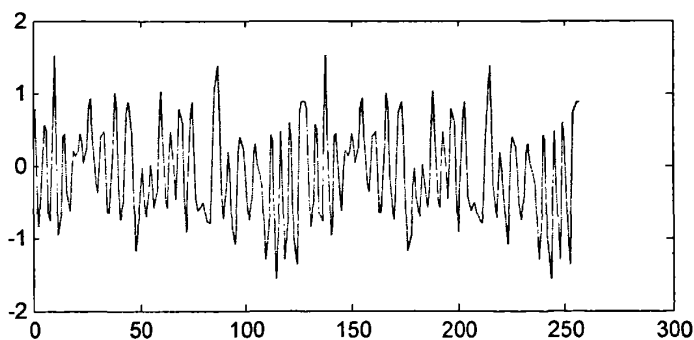


图 4-6 T_{1m} 和 T_{2m} 的虚部波形

系统中十个短训练主要完成帧检测和频率粗估计,而 T_{1m} 和 T_{2m} 主要完成符号定时与频率细估计。

4.4.2 定时同步算法及仿真

基于中压电力线中的定时同步主要包括帧检测和符号定时,其中帧检测用于检测帧的到来,符号定时是用于检测帧头的精确位置,以确定解调端 FFT 的开窗位置。

◆ 帧检测

利用前导结构中短训练序列周期性做帧检测最典型的算法就是延时自相关算法^[32],其实现框图如图 4-7 所示,其中滑动窗口 C 计算接收信号和接收延时 D 个采样点的互相关系数,延时 D 等于短训练符号周期;滑动窗口 P 计算接收信号的能量。

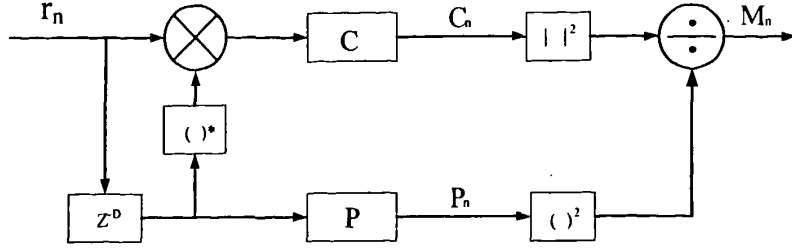


图 4-7 延时自相关法的框图

图 4-7 中的参数 c_n 和 p_n 通过式 (4-5), (4-6) 计算得到:

$$c_n = \sum_{k=0}^{L-1} r_{n+k} r_{n+k+D}^* \quad (4-5)$$

$$p_n = \sum_{k=0}^{L-1} r_{n+k+D} r_{n+k+D}^* = \sum_{k=0}^{L-1} |r_{n+k+D}|^2 \quad (4-6)$$

式中: L 为短训练符号的长度 ($L = D$)。

帧检测的判决函数为:

$$m_n = \frac{|c_n|^2}{(p_n)^2} \quad (4-7)$$

由于经过了归一化处理, 上述判决函数的大小与接收信号功率无关。在工程实现的时候 c_n 和 p_n 计算可以通过移动递归求和来实现, 以降低计算的复杂度和硬件资源开销。递归求和计算公式如下:

$$c_{n+1} = c_n + r_{n+L} r_{n+2L}^* - r_n r_{n+L}^* \quad (4-8)$$

开始阶段, 由于没有进行频率同步, 收发端载波频率偏差会比较大, 但是通过式 (4-5), (4-6) 可见, 自相关算法可以很好的克服较大频率偏差带来的影响, 适合起始阶段的帧捕获。

图 4-8 为信道较高信噪比下延时自相关帧检测的仿真结果图, 可以看出当数据开始的附近判决函数迅速跳变为最大值, 并保持一个平台期。

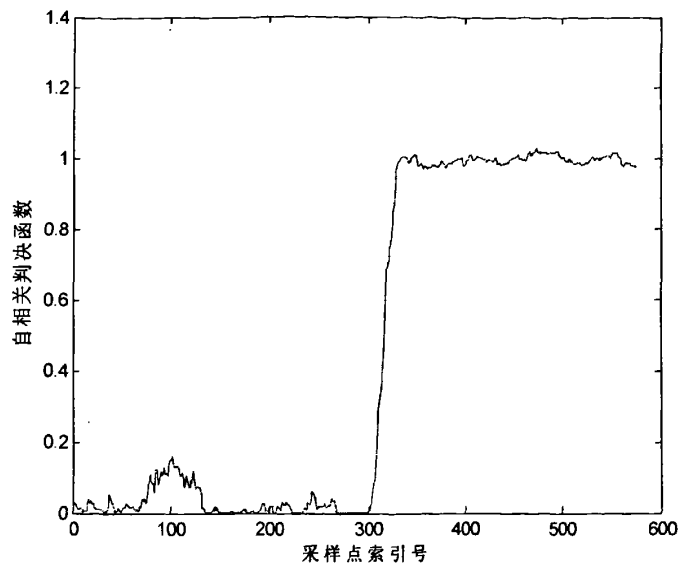


图 4-8 高信噪比下 (SNR= 20dB) 延时相关检测的仿真图

在信噪比较低的情况下，判决函数的平台将发生一定的抖动，如图 4-9 所示。

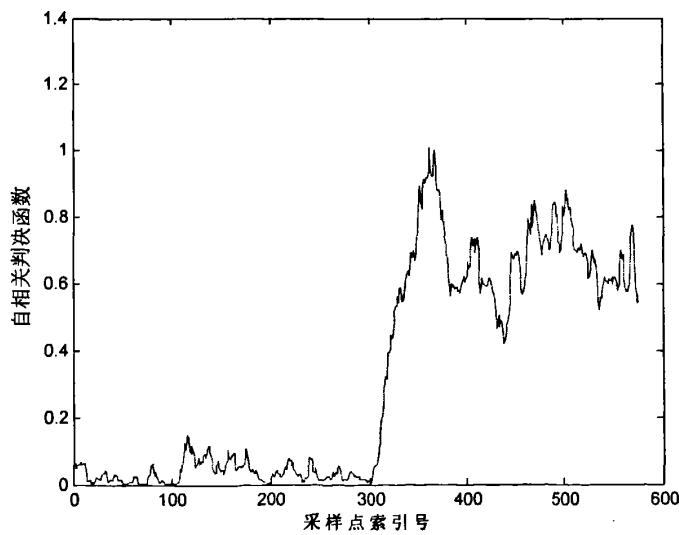


图 4-9 低信噪比下 (SNR= 0dB) 延时相关检测的仿真图

从图 4-9 中可以看出，即使在 SNR=0 的情况下，判决函数的平台仍能保持的较好。

可以通过设定合适的门限，检测有连续 M 个样值点超过门限值时就判决训练帧位置的出现。并通过短训练序列的周期性，对较大范围的频率偏差进行调整，使得频率偏差限定在较小的范围内，后面的频率同步章节会详细介绍。

◆ 符号定时

通过短训练帧的帧捕获，可以知道帧出现的大概位置，但是不能确定精确位置，为了

实现精确的符号定时，长训练帧的 T_{1m} 和 T_{2m} 与本地存储的训练符号进行相关运算，以确定 FFT 的窗口位置。本地存储的长训练符号为 $\{s_long; i=0,1,\dots,L-1\}$ (L 为本地存储的 T_{1m} 和 T_{2m} 符号的长度)，互相关检测的判决函数为：

$$m_n = \left| \sum_{k=0}^{L-1} r_{k+n} \bullet s_long_k^* \right| \quad (4-9)$$

图 4-10 为本地互相关的仿真图。

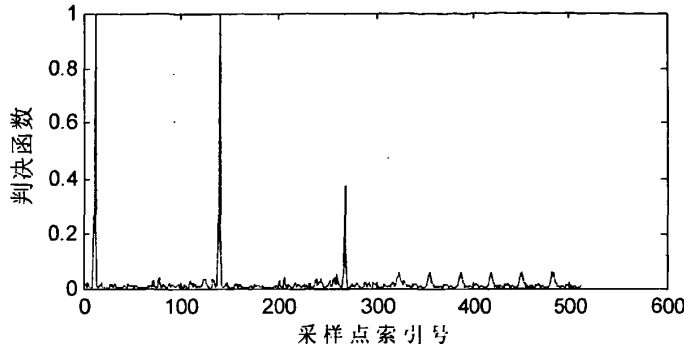


图 4-10 本地互相关检测的仿真图

由于信道衰减和 AGC 的影响，互相关检测的峰值会产生波动，一种解决的办法是先对接收信号进行量化，然后再进行相关检测，量化器如式 (4-11) 所示。

$$\Theta(x) = \text{sign}(\text{Re}\{x\}) + j \cdot \text{sign}(\text{Im}\{x\}) \quad (4-10)$$

式中：

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} +1, & x \geq 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (4-11)$$

经过量化的互相关检测仿真结果如图 4-11 所示，可以看出仿真结果图与图 4-10 基本一致。量化操作也可以降低互相关检测算法在硬件实现时的复杂度和硬件资源开销。

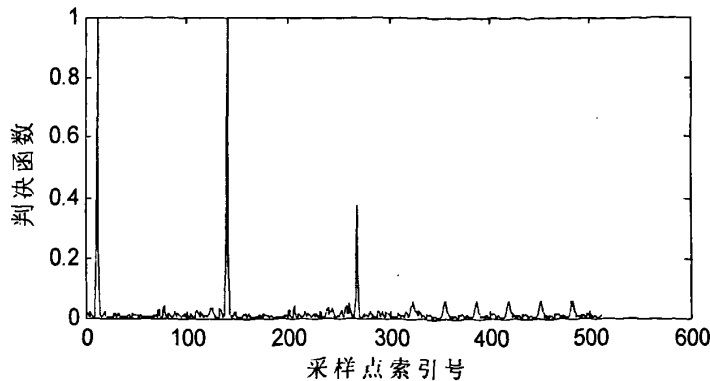


图 4-11 量化后本地互相关检测的仿真图

在本系统中，我们将第一个过门限值的本地互相关峰值检测位置定为精确定时点，并以此实现 FFT 的开窗位置。

通过前导结构的两个训练帧的延时自相关算法和本地互相关检测可以实现精确度非常高的定时同步。

4.4.3 载波同步算法及仿真

发送端和接收端振荡器振荡频率的不匹配性或因为热漂移产生振荡频率的抖动，导致接收中频信号或基带信号的相位与对应的发送信号之间存在相位差，这种相位差与频率差有关。频率偏差越大，相位差也越大。而且这种频差对相差的影响具有累加性，前一个符号的相位差会直接传给后一个符号。本章节主要介绍设计系统所采用的频率同步算法及相位补偿算法。

◆ 频率同步

根据 4.3 章节的介绍，频率同步可以粗略的分为数据辅助和非数据辅助两大类。在本系统中，使用的是数据辅助的算法。

此处训练序列至少需要包括两个重复的符号。在发送时域数据信号 x_n 时，复的通频带等效信号为：

$$s_n = x_n e^{j2\pi f_{tx} n T_s} \quad (4-12)$$

式中： f_{tx} 为发送载波频率。在接收端，在忽略噪声的情况下，复的基带等效信号为：

$$r_n = x_n e^{j2\pi f_{tx} n T_s} e^{-j2\pi f_{rx} n T_s} = x_n e^{j2\pi \Delta f n T_s} = x_n e^{j\frac{2\pi \epsilon n}{N}} \quad (4-13)$$

式中： f_{rx} 为接收载波频率， $\epsilon = N\Delta f T_s = N(f_{tx} - f_{rx})T_s$ 为归一化载波频率偏差。定义两个连续重复符号之间的延时为 D 个采样点，符号长度为 L ，定义中间变量：

$$R = \sum_{n=0}^{L-1} r_n r_{n+D}^* = e^{-j\frac{2\pi D \epsilon}{N}} \sum_{n=0}^{L-1} x_n x_{n+D}^* = e^{-j\frac{2\pi D \epsilon}{N}} \sum_{n=0}^{L-1} |x_n|^2 \quad (4-14)$$

从而得到归一化载波频率偏差的估值为：

$$\hat{\epsilon} = -\frac{N}{2\pi D} \angle R \quad (4-15)$$

频偏估计范围为 $|\epsilon| < N/2D$ 。

由式 (4-15) 可知，频偏的估计范围由 N 、 D 来决定。在本系统中，短训练序列中 $N = 320$ 、 $D = 32$ 、 $L = 32$ ，因此频偏估计范围为 $|\epsilon| < 5$ (1000Hz)；若取长训练序列则，

$N = 320$ 、 $D = 128$ 、 $L = 128$ ，频偏估计范围为 250Hz。前一个方法有较大的纠偏范围，但是 L 较小，估计值得到的方差较大；后一个方法的纠偏范围较小，但是 L 较大，估计值得到的方差较小。因此，可以将上述两种方法相结合，应用前导序列的短训练符号作频率粗估计，应用长训练符号作频率细估计，频率跟踪可以用循环前后缀的周期重复性并使用上述方法来完成，其中 $D = 256$ 、 $L = 32$ ，频偏估计范围为 125Hz。这样就完成了系统的频率同步。

本系统的频率同步实现结构图如图 4-12 所示。

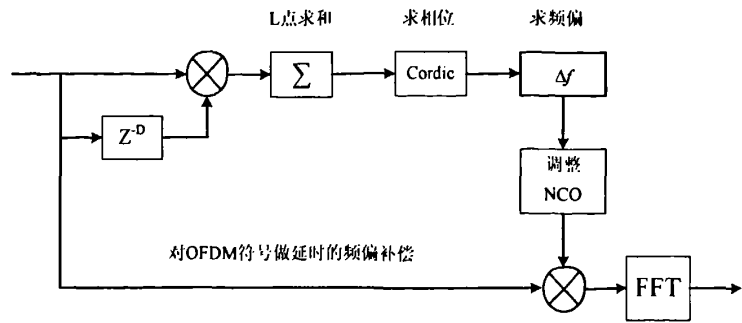


图 4-12 频率同步算法实现结构

频率粗同步、频率细同步及频率跟踪对应的 D 、 L 是不同的，但是在实际的 ASIC 设计中可以采用流水线的方式，所以乘法器和累加器只需要一套。可以使用数控震荡器（NCO）来纠正频率偏移，NCO 采用 CORDIC 算法来实现，这样可以简化硬件的复杂程度。图 4-13 是使用短训练符号的粗估计与长训练符号的细估计之间的性能比较，仿真模型为课题所设计的 OFDM 系统，信道为高斯白噪声信道。

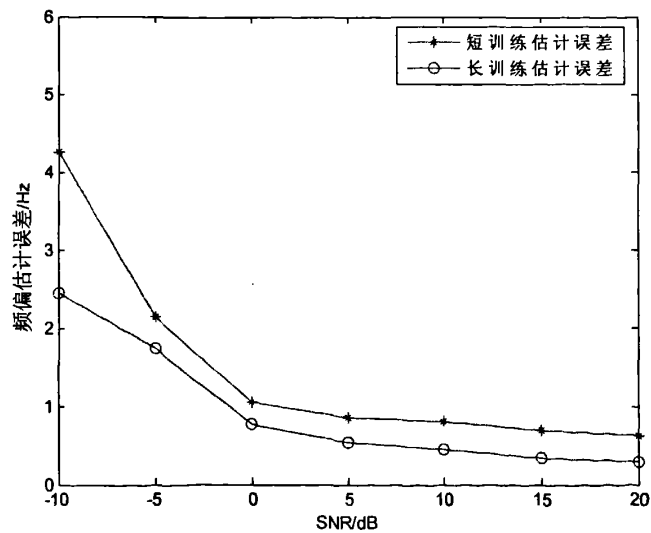


图 4-13 频偏估计性能比较

◆ 相位补偿

图 4-12 这个锁频环路只能纠正频率的偏差不能纠正相位的偏差，图 4-14 给出了本系统所设计的 OFDM 系统在 QPSK 调制方式下，载波频率误差在 0.5% 以下，由于相位误差星座图发生偏转的情况。

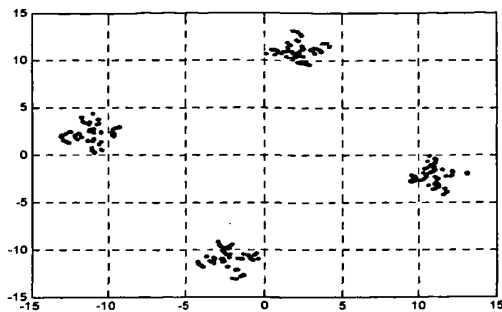


图 4-14 QPSK 调制下未经相位补偿的接收端星座图

在频域系统需要导频所提供的信息来做相位补偿，进而消除相位偏差对系统的影响。记相应的相位偏差为 θ ，那么经过 FFT 之后可得：

$$Y_{i,k} = P_{i,k} H_{i,k} e^{j\theta} \quad (4-16)$$

其中 i 为 OFDM 的符号数， k 为第 i 个符号的第 k 个数据， $P_{i,k}$ 为导频， $H_{i,k}$ 为信道冲击响应。

假设接收信道估计结果完全正确，定义中间变量：

$$R = \sum_{k \in c} Y_{i,k} (P_{i,k} H_{i,k})^* = e^{j\theta} \sum_{k \in c} |P_{i,k} H_{i,k}|^2 \quad (4-17)$$

则可以得到残余相位偏差的估计值为： $\hat{\theta} = \angle R$ 。

经过相位补偿后从星座图上来看 QPSK 调制的数据已经基本上旋转回到星座图上 45 度的位置，如图 4-15 所示。

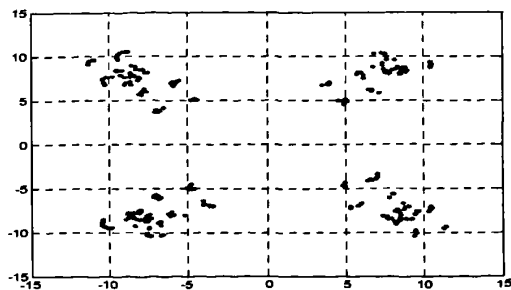


图 4-15 QPSK 调制下经过相位补偿的接收端星座图

4.4.4 同步流程

本系统设计的基于 OFDM 技术的中压电力线通信系统采用的同步流程主要步骤如下：

(1) 帧检测。此步在 FFT 之前实现，为了实现帧头捕获。通过前导序列的短训练符号的自相关运算，由于不受初始频率偏差的影响，只要检测器的输出有连续 N 个值（本系统 N 取值为 5）超过门限值，我们就判断帧头出现。

(2) 频率粗同步。短训练帧的自相关平台出现后，可以通过 4.4.3 介绍的基于数据辅助类型的频率同步算法实现频率同步，应用短训练帧的重复性，可以估计的频偏范围在 1000Hz 以内，所以可以调整较大的频率偏差。

(3) 符号定时。此步在 FFT 之前实现，为了实现帧头的精确定位。利用前导序列的长训练符号与本地存储训练符号的互相关特性，由于频率偏差已经调整到较小的范围，互相关运算后会出现两个明显的峰值。通过峰值位置可以确定 FFT 的精确开窗位置。

(4) 频率细同步。通过上面介绍的频率同步算法，应用短训练帧的重复性，可以估计的频偏范围在 250Hz 以内，所以可以调整频率偏差在较小的范围之内。

(5) 频率跟踪。同样应用上面的频率同步算法，利用每个 OFDM 符号的循环前后缀的重复特性，可以估计的频偏范围在 125Hz 以内，所以可以调整频率偏差在更精确的范围之内。

(6) 相位补偿。在频域系统中通过每个 OFDM 符号中的导频所提供的信息来做相位补偿，进而消除相位偏差对系统的影响，使 OFDM 的数据能正确解调。

4.5 本章小结

本章首先提出了 OFDM 系统中的同步问题和同步偏差对系统的影响，简单介绍了常用的同步算法，然后对设计的基于 OFDM 技术的中压电力线通信系统的同步算法做了详细的研究和分析。由于在中压电力线环境下课题所设计的系统为突发业务模式，所以在此章中所涉及的算法为数据辅助型。总的来看，定时同步和频率同步的算法都是在时域完成的，在频率跟踪阶段可以使用 OFDM 符号的循环前后缀的重复特性来完成，而相位补偿是通过 OFDM 符号中的导频信息消除相位偏差对系统的影响。

第五章 基于 OFDM 的中压电力线通信系统设计

5.1 系统设计

在配电自动化及相关的应用中，多为单向数据传输，且主要要求有较高的可靠性，对实时性的要求不是很高，因此，一般都选取较低的传输速率。本系统设计的目标是能够实现在中压电力线上的传输速率达到 19.2Kbps（该速率已经足够满足配电自动化、自动抄表等的应用），载波频率是可以根据应用环境的不同来进行选择的，可选的频率为：80、120、160、200、240、280、320、400（单位 KHz），传输距离 10km 以上。根据这些指标要求及中压电力线信道状况，进行系统设计。

5.1.1 参数设计

各种系统参数的设定需要在多项冲突当中折中考虑。通常对基于 OFDM 技术的通信系统来讲，首先要确定的是三个参数：带宽、比特速率及时延扩展。带宽决定了子信道间隔，比特速率决定了符号时间，时延扩展决定了保护间隔大小。

OFDM 子信道间的间隔对系统性能有很大影响。子信道间隔越大，由于各种因素造成的子信道间的干扰越小，但同时系统的频谱效率也越低，由于子信道带宽的加大，系统抗击频率选择性衰落的能力也下降；反之，为提高系统的频谱效率而缩小子信道间的间隔，必然使系统的子载波间的干扰加大，因此在系统设计时需要在它们之间折衷。信道带宽和 FFT 的点数决定了 OFDM 子信道间的间隔，确定子信道间隔的一般原则是，满足系统频谱利用率和保证 OFDM 系统的良好抗击频率选择性衰落的前提下，尽可能加大子载波间的间隔。

根据惯例，保护间隔的时间长度一般是时延扩展的均方根值的两到四倍，一旦确定了保护间隔，则符号周期长度就可以确定。为了最大限度的减小插入保护间隔所带来的性能损失，希望 OFDM 符号周期长度远远大于保护间隔的长度，但是，符号周期长度越大，就意味着系统中要包括更多的子载波，系统的实现复杂度就会增加，而且还加大了系统的 PAPR，因此，在实际应用中，一般选择符号周期长度是保护间隔长度的五倍。

根据以上的分析，定义每一帧的结构，如图 5-1 所示，设定 OFDM 符号的保护间隔时间为 1ms（循环前缀 0.5ms，循环后缀 0.5ms），IFFT 结果数据 4ms，则符号周期长度为 5ms，

这能够充分消除电力系统环境下 OFDM 信号的多径时延扩展。则子载波的间隔为 $1/4\text{ms} = 0.25\text{KHz}$ 。系统除使用 96 个子载波加载数据之外，还使用 10 个子载波插入导频符号，作为信道估计和相位校正。为了降低系统的峰均功率比，所以在系统中存在矩阵乘法（Nyquist 脉冲整形方法），106 个数据经过矩阵乘法变为 128 个数据，然后数据后面补 128 个 0，所以一共使用 256 个子载波（即 IFFT 的点数为 256），则所使用的带宽为： $0.25\text{KHz} \times 257 = 64.25\text{KHz}$ 。

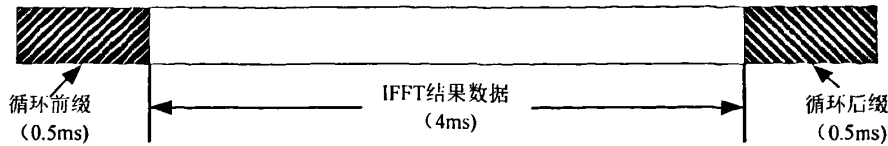


图 5-1 本系统的帧结构

系统的参数如下表 5-1 所示：

表 5-1 系统参数

数据传输速率	19.2Kbps
调制方式	QPSK
纠错编码	格雷编码/交织编码
OFDM 符号长度	4ms
保护间隔	循环前后缀各 0.5ms
OFDM 帧长度	5ms
带宽	64KHz
子载波间隔	0.25KHz
子载波个数	256
载波频率	80 / 120 / 160 / 200 / 240 / 280 / 320 / 400KHz

5.1.2 发射机设计

本系统设计的发射机的框图如图 5-2 所示：

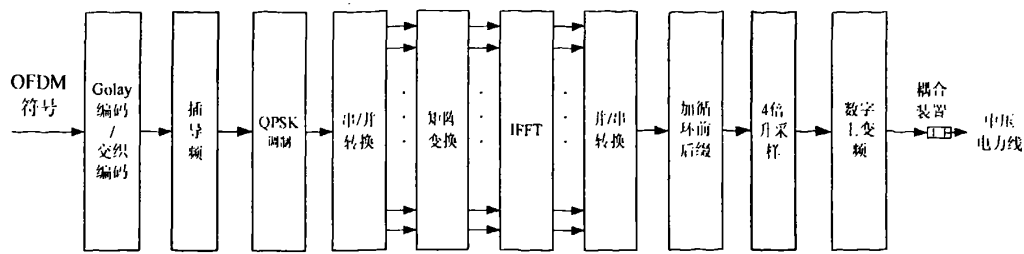


图 5-2 基于 OFDM 的中压电力线系统发送机框图

◆ 信道编码

信道编码采用扩展格雷编码 Golay (24,12) 和交织编码进行信道级联编码。格雷编码能纠正 3 个随机错误并检测 4 个错误；交织编码采用 24 行 8 列的矩阵，按行写入，按列读出，交织编码可以有效的抗突发干扰。信道编码前的信息速率为 19.2Kbit/s，经过编码后数据速率提高到 38.4Kbit/s。

◆ QPSK 调制

在数字信号的调制方式中，使用了 QPSK（四相移键控），这种调制方式具有较高的频谱利用率、较强的抗干扰性、在电路上实现也较为简单，而且具有较好的 PAPR 抑制性能，非常适合于电力线通信。经过 QPSK 调制之后数据速率变为 19.2Kbit/s 的复信号。QPSK 调制的映射方式如表 5-2 所示：

表 5-2 QPSK 调制数据

输入数据	调制后数据
1,1	1+i
1, -1	1-i
-1, 1	-1+i
-1, -1	-1-i

◆ 插导频

导频数据是在做矩阵变换之前插入有效数据的，在系统设计中我们每 8 个有效数据插入一个导频，但是数据中间位置不插入导频。96 个复数据插入 10 个导频之后，一帧数据长度为 106，数据速率为 21.2Kbit/s。

◆ 矩阵变换

矩阵变换模块是为了降低系统的 PAPR，采用方法的是本论文中第三章节介绍的 Nyquist 脉冲整形法（PS）。这里的矩阵大小为 106×128，滚降系数 $\alpha = 0.22$ 。通过这种方法，可以显著的改善 OFDM 通信系统的 PAPR 的分布，大大降低了峰值信号出现的概率，

可以大大降低对功率放大器的要求,节约成本。在接收端恢复原始信号只需要在 FFT 运算之后乘上一个发端矩阵的逆矩阵即可。经过矩阵变换后的数据速率为 25.6Kbit/s。

◆ IFFT 变换

经过矩阵乘模块后,一帧数据长度为 128,由于子载波个数为 256,所以需要在数据后面补 128 个零。补零之后,考虑到频谱利用率的问题需要对数据进行搬移(索引为 1~64 的数据搬移到数据最后)。搬移后的数据经过 256 点的 IFFT 变换输出的数据速率为 51.2Kbit/s。

◆ 加循环前后缀与升采样

用 IFFT 输出的数据的前 32 点作为循环后缀,后 32 点作为循环前缀,数据速率达到 64Kbit/s。加循环前后缀的数据结构如图 5-1。由于射频的采样时钟为 2.56MHz,所以需要数据速率匹配,对基带信号进行升采样。升采样过程有两部分组成。第一部分,对加了循环前后缀之后的数据需要进行 4 倍的升采样,所采取的方式是:在每个数据中间插入 3 个 0,经过此过程,数据速率为 256Kbit/s;第二部分,用上变频模块的 CIC 内插滤波器对信号进行 10 倍升采样。

◆ 数字上变频

数字上变频完成的功能是将基带信号进行线性频谱搬移,实质上就是将基带成型信号(I、Q 两个支路)乘以一个载波信号(同样分为 I、Q 两个支路),再把两个支路相加即可。但为了抑制已调信号的带外辐射,在同相和正交支路上还分别增加一个具有线性相位特性的低通成型滤波器 FIR。另外,为了使产生的基带信号与后面的采样速率相匹配,在进行正交调制前还必须通过 CIC 内插滤波器将基带信号进行 10 倍升采样处理,整个实现过程如图 5-3 所示,数字上变频模块中包含了基带成型滤波器、梳状内插滤波器^[33]和数控振荡器。

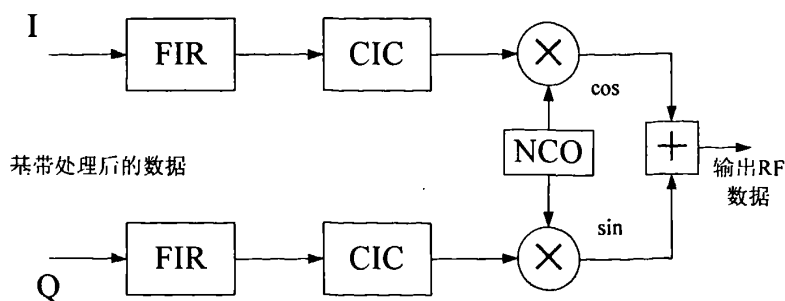


图 5-3 数字上变频实现结构

数控振荡器采用的是直接数字频率合成器(Direct Digital Synthesis, DDS)的方式来完成。DDS 具有超高速的频率转换时间,极高的频率分辨率和较低的相位噪声,在频率改

变与调频时，DDS 能够保持相位的连续，因此很容易实现频率、相位和幅度调制。

DDS 的原理框图如图 5-4 所示。图中相位累加器可在每一个时钟周期来临时将频率控制字所决定的相位增量 M 累加一次，如果记数大于累加器位宽则自动溢出，而只保留后面的 N 位数字于累加器中。正弦查询表 ROM 用于实现从相位累加器输出的相位值到正弦幅度值的转换，然后送到 D/A 中将正弦幅度值的数字量转变为模拟量，最后通过滤波器输出一个很纯净的载波信号。

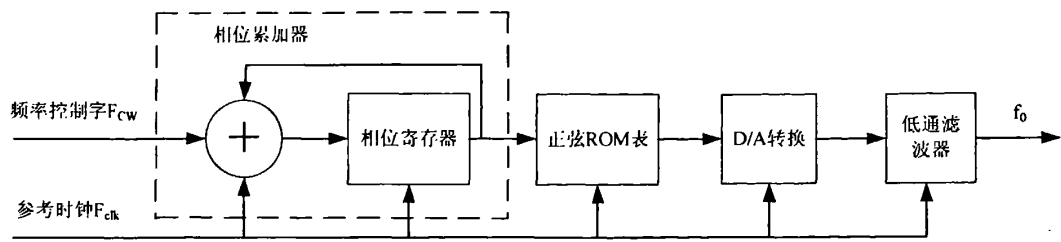


图 5-4 DDS 原理框图

5.1.3 接收机设计

本系统设计的接收机的框图如图 5-5 所示：

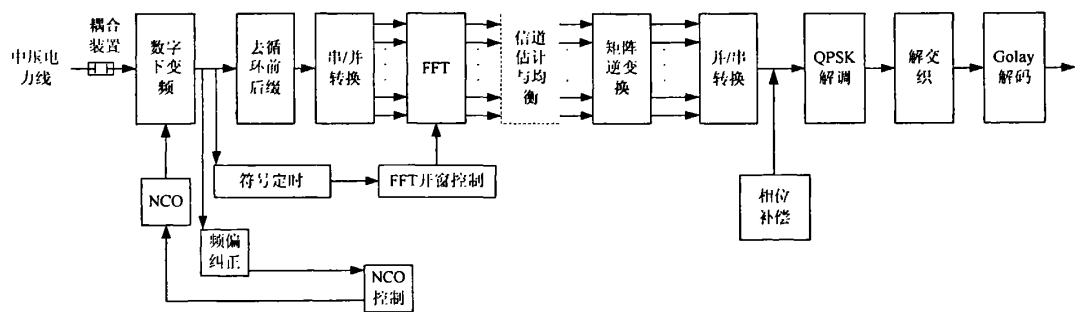


图 5-5 基于 OFDM 的中压电力线系统接收机框图

接收机很多通信处理的模块都是与发射机的相关模块功能相似，这里不作一一介绍。接收机主要增加了同步模块、信道估计和信道均衡。

◆ 系统同步

本文在第四章中已经详细介绍了本系统所采用的同步算法和同步处理过程，下面再简单做个概括。

帧检测与频率粗同步利用前导序列中的短训练序列来实现，而符号定时和频率细同步是利用前导序列中的长训练序列实现，并通过 OFDM 数据帧中的循环前后缀的循环特性作频率跟踪，在频域中，再利用解调出的导频信息进行相位补偿。

◆ 信道估计

考虑到电力线环境的复杂特性,可能存在多种干扰噪声和多径衰落,需要对信道特性进行估计,才能减少信道对接收信号的干扰。见上一章的图 4-2,前导序列的最后两帧的数据为长训练序列 T_1 与 T_2 ,这两个长训练序列主要用来做信道估计,通过两个训练序列可以得到两次信道响应估计的平均值,增加信道估计的精确度,整个训练序列都是导频,也就是在频域插入块状导频,信道估计的算法采用的最小平方 (least-square, LS) 算法:

$$\hat{H}_{pm}[k] = P_n[k]^{-1} \hat{P}_n[k] = H_{pm}[k] + \frac{W_n}{P_n[k]} \quad (5-1)$$

其中, k 是 OFDM 符号序号, n 为子载波序号, $P_n[k]$ 是发送的导频值, $\hat{P}_n[k]$ 是收到的导频响应值, $H_{pm}[k]$ 是导频位置的信道响应值, $\hat{H}_{pm}[k]$ 是导频位置的信道响应估计值, W_n 是噪声信号 $w(n)$ 的傅立叶变换。可见,估计只需一个除法器就可以估计出导频点的信道响应,其运算量只随着导频点数线性增加。

◆ 信道均衡

信道估计算法得出的导频位置的信道响应为 $\hat{H}_{pm}[k]$,由于导频形式的选择,使得每个导频位置的信道响应就对应于这个位置的子信道的信道响应,即: $\hat{H}_{pm}[k] = \hat{H}_n[k]$,所以均衡方法可以简单到只是通过频域中的除法运算来实现。也就是:

$$\hat{\hat{D}}_n[k] = \frac{\hat{D}_n[k]}{\hat{H}_n[k]} \quad (5-2)$$

其中 $\hat{D}_n[k]$ 是接收端第 n 个子信道均衡前的数据, $\hat{\hat{D}}_n[k]$ 是第 n 个子信道均衡后的数据。

5.1.4 信道建模

在本课题的第二章中对中压电力线的信道特性已经做了简单介绍,系统受到的最大干扰来自噪声和多径衰落,为了完成整个通信系统的设计,就必须要建立合适的信道模型。中压电力线通用模型如图 5-6 所示:

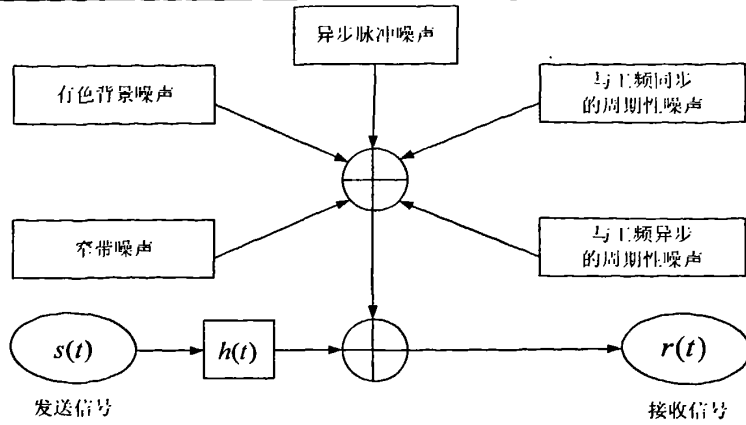


图 5-6 中压电力线信道通用模型

有色背景噪声和与工频异步的周期脉冲噪声都是由低功率的噪声源产生，都随频率升高而减小，通常都可保持几秒或几分钟，可归为背景噪声，它们在不同频段的功率谱密度（Power spectral density, PSD）也在一定时间保持稳定。与工频同步的周期脉冲噪声和异步脉冲噪声都随时间以毫秒或微秒级变化，PSD 一般较高，可归为脉冲噪声。

◆ 背景噪声模型

背景噪声是具有平滑频谱的噪声，主要由很多小功率噪声源叠加产生，其 PSD 相对较低，且随着频率的升高而降低，而且在时间上缓慢变化。3~500kHz 以下的低频段，背景噪声已有参考资料^[34]给出了如下数学模型：

$$N(f) = -95.083 + 55.405 \times \exp\left(-\frac{f}{49313.896}\right) [dBm/Hz] \quad (5-3)$$

由于中压电力线信道中的背景噪声通常情况下的准时不变特性，可以把背景噪声近似地看作是一个宽平稳随机过程，用方差为 σ^2 的白噪声 $v(n)$ 驱动因果稳定滤波器 $H(z)$ 的输出产生这样的随机过程。

实践中很多离散时间随机过程可用时间序列或有理传递函数模型来很好的近似。在这种模型中，输入驱动序列 $u[n]$ 和输出序列 $x[n]$ 是用线性差分方程 (5-4) 作为数据的模型，这是最一般的线性模型，即 ARMA 模型，文献[35]给出了 ARMA 背景噪声模型及其推导过程。

$$x[n] = -\sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] + \sum_{k=0}^q b[k]u[n-k] \quad (5-4)$$

输入 $u[n]$ 和输出 $x[n]$ 之间的系统函数是有理函数，如下式：

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (5-5)$$

式 (5-5) 中, $A(z) = \sum_{k=0}^p a[k]z^{-k}$, 是 AR 支路的 z 变换; $B(z) = \sum_{k=0}^q b[k]z^{-k}$ 是 MA 支路的 z 变换。当驱动过程是均值为零、方差为 σ^2 的白噪声序列时, ARMA 输出过程的 PSD 如下式:

$$P_{ARMA}(f) = P_{xx}(f) = \sigma^2 \left| \frac{B(f)}{A(f)} \right|^2 \quad (5-6)$$

上式中, 如果除 $b[0] \neq 0$ 外所有的系数 $b[k]$ 均为零, 则:

$$x[n] = -\sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] + u[n] \quad (5-7)$$

式 (5-7) 所示过程是严格的 P 阶 AR 过程, 即自回归过程, 也称为全极点过程。AR 输出过程的 PSD 为:

$$P_{AR}(f) = P_{xx}(f) = \frac{\sigma^2}{|A(f)|^2} \quad (5-8)$$

要生成满足一定功率谱函数的 AR 模型结构的有色噪声, 可将功率谱函数由 IFFT 变换得到自相关函数 $r_{xx}[k]$, 假定背景噪声的功率谱结构为 $P[k]$, 则:

$$r_{xx}[k] = \text{IFFT}(P[k]) \quad (5-9)$$

在满足均方误差最小的条件下, 采用 Levinson 递推法可以得到各阶滤波器的各项系数。递推算法的初始值表示为:

$$a_1[1] = -\frac{r_{xx}[1]}{r_{xx}[0]} \quad (5-10)$$

$$p_1 = (1 - |a_1[1]|^2) r_{xx}[0]$$

对 $k = 2, 3, \dots, p$, 递推如下:

$$a_k[k] = -\frac{r_{xx}[k] + \sum_{l=1}^{k-1} a_{k-1}[l]r_{xx}[k-l]}{p_{k-1}}$$

$$a_k[i] = a_{k-1}[i] + a_k[k]a_{k-1}^*[k-i], \quad i = 1, 2, \dots, k-1 \quad (5-11)$$

$$p_k = (1 - |a_k[k]|^2) p_{k-1}$$

如果给定的功率谱密度为 ARMA 过程, 则 Levinson 算法须迭代多次才能产生符合要求的参数。这实质上是用高阶 AR 过程逼近 ARMA 过程。

根据上面的方法，根据电力线背景噪声的功率谱密度函数，便可以产生满足此分布的时域噪声序列。

◆ 窄带噪声模型

窄带噪声模型^[36]可以由多个正弦信号的叠加来描述：

$$n_{\text{narrow}}(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t) \sin(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (5-12)$$

上式中，每个载波的频率为 f_i ，幅度为 $A_i(t)$ ，相位为 φ_i ，幅度 $A_i(t)$ 可以用常数或者调幅广播信号来近似。相位在 $[0, 2\pi]$ 间随机分布，并且不随时间变化。各窄带干扰可以在时域内分别合成，也可以在频域内借助 IFFT 变换共同合成。如果忽略幅度调制，那么接收的窄带干扰信号随时间变化非常缓慢，所以只有在新的噪声环境下才发生变化。

◆ 脉冲噪声模型

中压电力线信道中，脉冲噪声干扰影响很大，信道噪声 PSD 的巨大起伏变化主要是脉冲噪声引起的，信道噪声 PSD 的时变性也主要由脉冲噪声引起。脉冲噪声干扰幅度大、持时间短，在数据传输中会产生比特错误和突发性错误，而且其干扰具有随机性。

脉冲噪声信道的概率密度函数不同于高斯噪声，有必要引入一种脉冲噪声模型来设计脉冲噪声信道中的数字通信系统。文献[37]指出脉冲噪声的本质特性最好描述为泊松过程，而 Middleton 提出的 A 类脉冲噪声模型的概率密度函数正是泊松分布与高斯分布的乘积。因此，本系统使用 Middleton 提出的 A 类噪声模型作为脉冲噪声模型。

设 $c = (c_1, c_2, \dots, c_n)$ 为发送向量， $c_k \in X$ ， X 为任意实数或复数信号星座点的集合。 c_k 在无记忆的 AWGN 信道内传输。则接收向量 $r = (r_1, r_2, \dots, r_n)$ 的元素为 $r_k = c_k + n_k$ ， n_k 是独立同分布的，服从 Middleton 的 A 类噪声模型。设 $\alpha_m = e^{-A} \frac{A^m}{m!}$ ，则信道的 A 类噪声概率密度函数为：

$$p(n_k) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\alpha_m}{2\pi\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{|n_k|^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (5-13)$$

其中：

$$\sigma_m^2 = \sigma^2 \frac{m/A + \Gamma}{1 + \Gamma} \quad (5-14)$$

在式 (5-13) 和 (5-14) 中， σ^2 为 A 类噪声的平均方差，A 为脉冲指数，体现了噪声的脉冲性：A 越小，噪声的脉冲性越强；A 越大，则 A 类噪声的统计特性就越接近于高斯噪声。

A 类噪声模型是平均方差为 σ_g^2 的高斯噪声 g_k 与脉冲噪声平均方差为 σ_i^2 时的加性脉冲噪声 i_k 的和, 即 $n_k = i_k + g_k$ 。 $\Gamma = \sigma_g^2 / \sigma_i^2$ 是高斯噪声和脉冲噪声的能量比值。

◆ 多径衰减模型

电力线通信中的多径干扰是由配电网电路结合点处的许多反射引起的, 多径传输是电力线信道中高频信号主要的传输机制, 因此, 中压电力线信道表现出多径衰落信道特性。

在实际应用中, 由文献[38], 中压电力线中的多径信道的频率响应函数可写成:

$$H(f) = \sum_{i=0}^N g_i \times e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} \times e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (5-15)$$

式 (5-15) 中, i 为路径序号, 其中具有最短信号时延的路径的序号为 0; a_0 、 a_1 为衰减系数; k 为衰减系数的指数, 数值一般在 0.5 和 1 之间; g_i 为路径 i 的权重系数; d_i 为路径 i 的长度; τ_i 为路径 i 的信号延时。传输时延 τ_i 可用以下公式计算

$$\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = \frac{d_i}{v_p} \quad (5-16)$$

式 (5-16) 中 ϵ_r 为绝缘材料的介电常数; c_0 为光速; d_i 为线路长度; v_p 为绝缘材料中的电磁波速度。

综上所述, 中压电力线信道的多径衰减可以建模为群延迟达数百 μs 的时变滤波器^[10]。

因此, 中压电力线信道可以用图 5-7 所示的模型来描述。

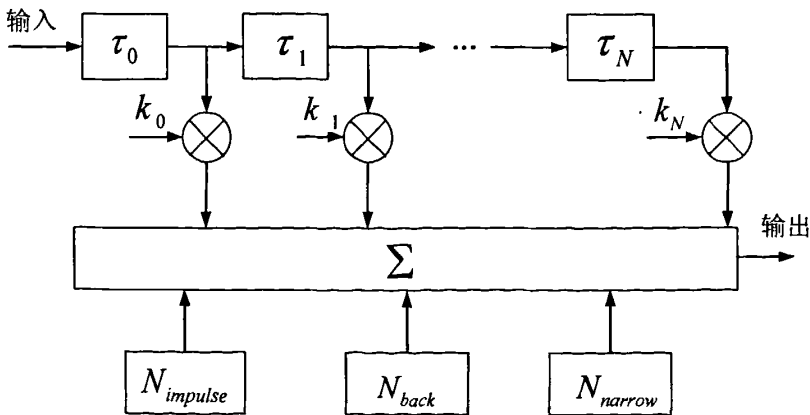


图 5-7 中压电力线信道建模

5.2 仿真与结果分析

本系统仿真设计中，信道中的干扰主要包括背景噪声、窄带噪声和多径。由于基于突发数据业务的中压电力线通信的传输速率较高、数据包持续时间短，可以在脉冲噪声的间隙进行传输，所以仿真中暂时不考虑脉冲噪声。假定背景噪声采用 20 阶的 AR 模型建模；信道中有两处窄带干扰，带宽分别为 $[323\text{kHz}, 324\text{kHz}]$ ， $[334\text{kHz}, 335\text{kHz}]$ ；信道的多径数设置为 4 径，多径时延分别为 $[10^{-5}, 5 \times 10^{-5}, 10^{-4}, 5 \times 10^{-4}]$ 秒，对应于主径的衰落分别为 $[3, 6, 9, 12]\text{dB}$ 。

图 5-8 和图 5-9 分别是发送信号和接收信号在 SNR=10dB 下的频谱仿真，通过比较可见，信号经过复杂的中压电力线信道后，由于受到各种噪声和多径干扰的影响，频谱会发生较大的畸变，为了正确的解调，可以通过本系统设计的信道估计、均衡和译码方式来恢复信号。

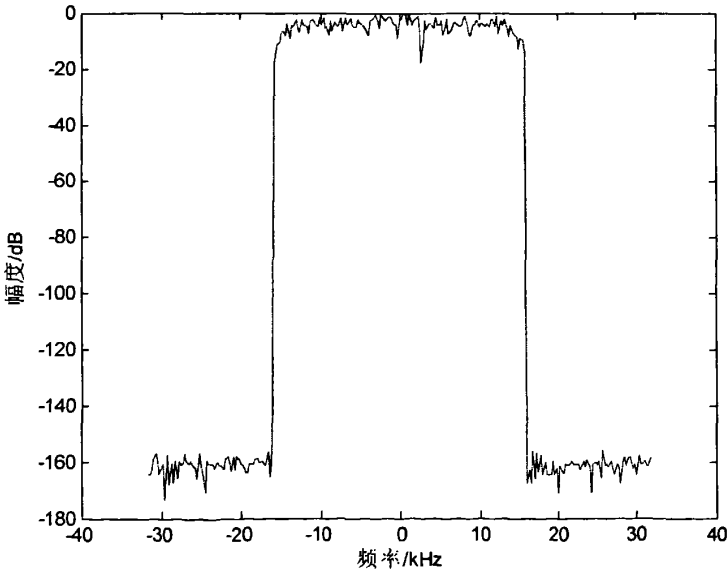


图 5-8 发送信号的频谱

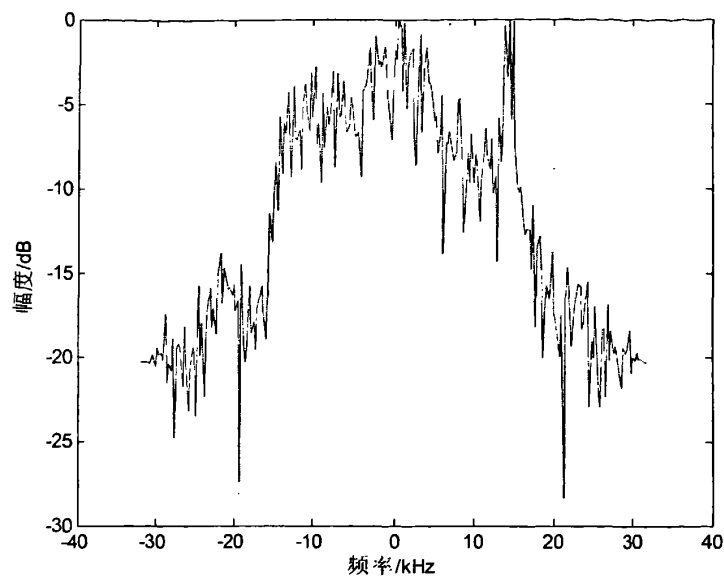


图 5-9 接收信号的频谱

图 5-10 给出了设计系统的误比特性能仿真，为了了解 LS 信道估计算法的性能，还给出了无多径信道和有多径无 LS 信道估计的系统性能仿真作为参照。从图 5-10 可知，本系统在信噪比为 3dB 左右时，就可以正常的通信，并通过比较可见，经过 LS 信道估计和均衡后，在系统的误码率小于 10^{-3} 时，系统比没有经过 LS 信道估计的性能有了 7dB 以上的提高，与没有多径的信道的性能非常逼近，所以，LS 信道估计算法可以有效的克服信道的多径干扰。

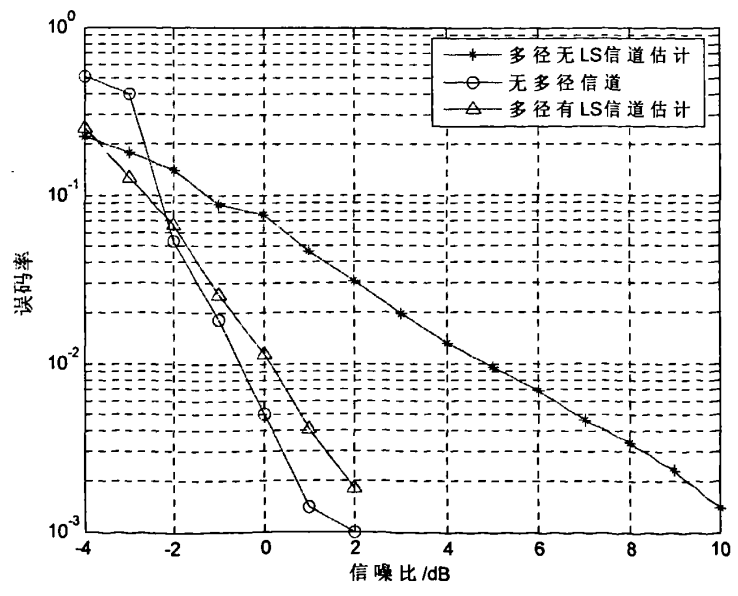


图 5-10 系统误比特性能

5.3 本章小结

本章基于 OFDM 调制和解调技术，建立了中压电力线载波通信系统，包括系统的参数设计、发射机、接收机和信道的建模，对收发机的关键算法做了概要说明。通过收发信号的频谱仿真验证了中压电力线信道对信号传输造成的影响，并通过系统的误比特性能仿真验证了设计系统的可靠性。

第六章 总结

6.1 论文工作总结

利用电力线进行数据传输已经成为当前研究的热点，低压（220V/380V）电力线通信技术已经比较成熟。相关产品也已应用到实际中，并且产品性能不断升级换代，取得了比较好的社会及经济效益。然而中压电力线的研究尤其在国内尚处于起步阶段，有许多课题需要研究。考虑到 OFDM 技术的特点及电力线信道的特性以及数字信号处理技术及 DSP 芯片的快速发展，使 OFDM 成为电力线通信所采用的合适技术，从而有望成为电力线通信的技术标准。本文对基于 OFDM 的电力线通信的关键算法和系统进行了研究和设计。主要包括以下几个方面：

第一，本文先介绍了中压电力线的信道特性：阻抗特性、衰减特性、噪声特性，然后介绍了多载波调制和解调的基本原理，给出 OFDM 信号的特性以及常见的 OFDM 系统的组成模型，阐述了 OFDM 通信系统的各种优缺点和关键技术。

第二，本文重点研究了基于 Nyquist 脉冲成形的 PAPR 抑制方法，通过仿真实验得出了这种方法在中压电力线通信中具有较大的优势：较好的 PAPR 抑制性能；代价低，不需迭代计算多个 IFFT 操作，不需传送边带信息；对信号不产生畸变；适应任意子载波数的通信系统。

第三，本文重点设计了基于突发业务模式下的中压电力线通信的系统同步算法，其中包括定时同步、频率同步和相位补偿，给出了相关的公式和理论说明，并通过仿真分析验证了同步算法的可靠性。

第四，本文在上面介绍的关键算法背景下给出了基于 OFDM 的中压电力线通信系统的设计方案，包括发射机、接收机和中压电力线信道的建模，通过收发端的频谱比较和系统误码性能的仿真验证了系统的各个通信模块的设计合理性，具有一定的工程实用价值。

6.2 后续工作展望

由于中压电力线通信中的许多技术还处于研究和完善阶段，因此要建立真正的中压电力线通信系统，实现可靠数据传输，任务艰巨。因而，在本文的基础上还有许多方面值得进一步的关注和研究：

第一，信道特性的掌握有待在不同时间、地点进行大量基础的测试，理论建模的正确性与可行性还有待进一步验证，需要寻找更加合理的建模方法建立中压电力线信道模型，通过比较分析找出更适合的中压电力线信道建模。

第二，可以进一步对中压电力线中的一些通信算法进行研究与实现，比如信道编解码的改进、软判决、子载波的自适应分配等，比较其性能，从而找到最适合电力线环境的系统组成方案，进一步提高系统性能。

第三，系统算法设计完成后，进一步做出数字设计，完成原型机验证，在实际的中压电力线上进行测试与调试，最终目标是要设计出具有实际应用价值的中压电力线调制解调芯片。

致 谢

借论文即将完成之际，我衷心地感谢所有曾经给予我无私关怀和帮助的老师、同学和朋友们。

首先我要由衷地感谢我的导师宋荣方教授。在三年研究生阶段，我一直得益于宋老师的悉心指导和热情帮助。从宋老师的身上我看到了一位具有广博而扎实的学识、严谨的治学态度、思路开阔的学者身影，同时也给我树立了做人和治学的榜样。这将成为我终身受益的宝贵人生财富，并激励我今后踏实工作、努力学习不止。

论文完成的过程中，弥亚微电子（上海）有限公司的员工们给了我许多热情帮助和支持，正是在他们的帮助和指导下，我的科研课题及硕士学位论文才能够顺利完成，我对他们表示诚挚的敬意和感谢。

在此，我还要感谢李慧勇、曹青、蔡灵灵、汪依婷、吴博科、徐飞、潘兵、刘安庆、刘臻以及 2007 级同学们，是他们的时刻关心和热情帮助让我愉快的度过了研究生生活。

此外，真诚地感谢我的家人在这么多年给予我的最无私的支持、鼓励和照顾，他们的爱，给了我信心和勇气，也成就了我今后不断前进的动力！

最后我还要特别感谢答辩委员会的各位专家，感谢你们在繁忙的工作中抽出时间来给予我指导和帮助。谢谢！

参考文献

- [1] P.Burrascano, et al. Digital Signal Transmission on Power Line Carrier Channels: An Introduction[J]. IEEE Transaction on Power Delivery, 1987, pp:50-56.
- [2] A.K.McAdams. Line Carrier Potential Future Marketplace Role of Broadband Power Line Carrier[C]. Proceedings the IEEE Conference Power Engineering Society Transmission and Distribution(v3), Chicago, IL, United State, 2002, pp:1228-1229.
- [3] 仇贲, 王舰, 山秀明. 中压电力线通信技术[J]. 电子产品世界, 2006, 7, pp: 71-76.
- [4] 赵丙镇. 中压电力线通信技术[Z]. 北京意科通信技术有限公司, 2005.
- [5] Jae-Jo Lee, Seung-Ji Cho. Measurements of the Communications Environment in Medium Voltage Power Distribution Lines for Wide-Band Power Line Communications[C]. Proceedings of the 8th International Symposium on Power Line Communications, Zaragoza, Spain, 2004.
- [6] D.Liu, E.Flint, B.Gaucher. Wide Band AC Power Line Characterization [J]. IEEE Trans on Consumer Electronics, 1999, 45(4), pp: 1087~1097.
- [7] Masaoki Tanaka. High frequency noise power spectrum, impedance and transmission loss of power line in Japan on intra building power line communications[J]. IEEE Trans on Consumer Electronics, 1988, 34(2), pp: 321~326.
- [8] Manfred Zimmermann, Klaus Dostert. An analysis of the broad Band noise scenario in power line networks[C]. Proceedings of the 4th International Symposium on Power line Communications and its Applications, Limerick, Ireland, 2000.
- [9] 程晓荣, 苑津莎, 侯思祖, 康恩婷. 中压宽带电力线通信接入及信道特性测试与分析. 电力系统自动化, 2005, 29(14), pp:69~72.
- [10] Ramseier S, Arzberger M, User A. MV and LV Power Line Communications: New Proposed IEC standards[C]. IEEE Transmission and Distribution, Baden, Switzerland, 1999(1), pp:235-239.
- [11] R.M Vines, et al. Noise on Residential Power Distribution Circuits[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-27, pp:6-12.
- [12] S B Weinstein, PM. Ebert. Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. IEEE trans. Commum. Technol, pp:628~634.

- [13] Jouko Kurki. OFDM Principles and Digital TV[Z]. 2003, 10.
- [14] 王文博, 郑侃. 宽带无线通信 OFDM 技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [15] Seung Hee Han, Jae Hong Lee. An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission. IEEE Wireless Communications, April. 2005, pp: 56-65.
- [16] V. Tarokh and H. Jafarkhani. "On the Computation and Reduction of the Peak-to-Average Power Ratio in Multicarrier Communications". IEEE Trans. Commun, vol. 48, no. 1, Jan. 2000, pp:37-44.
- [17] H.Ochiai, H.Imai. On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals. IEEE Trans. On Comm., Feb. 2001, 49(2), pp: 282-289.
- [18] Ren G L, Zhang H, Chang Y L. A complementary clipping transform technique for the reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system [J]. IEEE Transaction on Consumer Electronics, 2003, 49(4), pp:922-926.
- [19] Wang X B, Tjhung T T, Ng C S. Reduciton of peak-to-average power ratio of OFDM system using A companding technique[J]. IEEE Transaction on Broadcasting, 45(3), pp:303-307.
- [20] Fan P Y, Xia X G. Block coded modulation for the reduction of the peak to average ratio in OFDM systems[J]. IEEE Transaction on Consumer Electronics, 1999, 45(4), pp:1025-1029.
- [21] Lee Y L, You Y H, Jeon W-G. Peak-to-average power ratio in MIMO-OFDM systems using selective mapping[J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(12), pp:575-577.
- [22] Ruangsurat N, Rajatheva R M A P. An investigation of peak to average power ratio in MC-CDMA combined with partial transmit sequence[A]. Proc. IEEE VTC[c].
- [23] Slimane S B. Peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals using broadband pulse shaping. IEEE 56th Vehicular Technology Conference, 2002, 2, pp:889~893.
- [24] Slimane S B. Peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals using pulse shaping, IEEE Global Telecommunications Conference, 2000, 3, pp:1412~1416.
- [25] Norman C B, Christopher C T, Mohamed O D. A "better than" Nyquist pulse. IEEE Transactions Letters, 2001, 5(9), pp:367~368.
- [26] TEXAS INSTRUMENTS, TMS320C6000 Assembly Language Tools User's Guide, 1998.
- [27] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. IEEE Transcations on Communications, 1997, 45(12), pp:1613~1621.
- [28] Van de Beek J J, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in

- OFDM systems. IEEE Transaction Signal Processing, 1997, 45(7), pp:1800~1805.
- [29] Tureli U, Liu H, Zoltowski MD. OFDM blind carrier offset estimation:ESPRIT. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(9), pp:1459~1461.
- [30] Byungjoon Park, Eunseok Ko, Hyunsoo Cheon, Changeon Kang, Daesik Hong. A blind OFDM synchronization algorithm based on cyclic correlation. Global Telecommunications Conference, 2001, pp:3116~3119.
- [31] Supplement to IEEE standard for information technology-telecommunications and information exchange between systems-local and metropolitan area networks-specific requirements-part 11: wireless LAN medium access control(MAC)and physical layer (PHY) specifications: high-speed physical layer in the 5 GHz band, IEEE std 802.11a-1999.
- [32] Heiskala J, Terry J. OFDM Wireless LANs: A theoretical and practical guide. Pearson Education, Inc. 2002.
- [33] E.B.Hogenauer. An Economical Class of Digital Filters for Decimation and Interpolation. IEEE Trans on ASSP, 1981. 29(2), pp:155~162.
- [34] 王乔晨等. 低压配电网电力线高频噪声的测量与分析[J]. 电力系统自动化, 2002, 26(1), pp:18-21.
- [35] 张圣清. 低压电力线通信信道中噪声特性的研究. 硕士论文, 东南大学, 2003, pp:12-23.
- [36] M Cimmerian, K Dostert. An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Powerline Networks[A]. 2000 International on Powerline Commun. and its Appl. [C], Limerick Ireland, 2000-04.
- [37] M Zimmermann, K Dostert. A Multipath Model for the Powerline Channel[J]. IEEE Transaction on Communications, 2002, 4(50), pp:553-559.
- [38] J Barnes. A Physical Multi-Path Model for Power Distribution Network Propagation[A], in Proc, 1998 Int. Symp. Powerline Communications and its Applications[C], Tokyo, Japan, 1998,(3), pp:76-89.

作者攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 邵佳, “一种抑制PAPR信号峰均功率比的有效方法”, 中国新通信, Oct.2008, Vol.10, No.19, pp:25-27.