

L 频段数字航空通信系统的 UPMC 波形设计*

王磊[†], 桂烨涵

(中国民航大学电子信息与自动化学院, 天津 300300)

(2024 年 4 月 24 日收稿; 2024 年 8 月 22 日收修改稿)

Wang L, Gui Y H. UPMC waveform design for L-band digital aeronautical communication systems[J]. Journal of University of Chinese Academy of Sciences, 2026, 43(5): 641-649. DOI: 10. 7523/j.ucas. 2024. 070.

摘要 L 频段数字航空通信系统(LDACS)是未来航空宽带通信主要的候选方案之一。LDACS 系统的频谱内嵌在测距仪(DME)相邻波道之间,其采用的正交频分复用(OFDM)调制技术带外辐射较大,会对 DME 系统造成一定影响,且 OFDM 波形的频带利用率不高。为此,提出一种基于通用滤波多载波(UPMC)的 LDACS 波形设计方法。首先参考 LDACS 系统 OFDM 体制,设计基于 UPMC 的收发信机框架;然后选择 Chebyshev 原型滤波器,通过插值掩蔽的方法设计适合 UPMC 系统的锐截止滤波器;最后分别和基于 OFDM、滤波 OFDM 的 LDACS 系统进行性能对比。仿真结果表明,UPMC 波形设计方法在不影响系统误码率的前提下,获得了较低的带外辐射功率、较低的峰均功率比和较高的时频效率。

关键词 L 频段数字航空通信系统(LDACS);通用滤波多载波(UPMC);波形设计;带外泄漏;峰均功率比;正交频分复用(OFDM);功率谱密度;时频效率

中图分类号: TN914.3 文献标志码: A DOI: 10. 7523/j.ucas. 2024. 070

UPMC waveform design for L-band digital aeronautical communication systems

WANG Lei, GUI Yehan

(School of Electronic Information and Automation, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China)

Abstract The L-band digital aeronautical communication system (LDACS) is one of the primary candidate solutions for future aviation broadband communication. The spectrum of the LDACS system is embedded between adjacent channels of the distance measuring equipment (DME). The orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) modulation technique it employs results in significant out-of-band radiation, causing some interference with the DME system. Additionally, the OFDM waveform has a relatively low frequency band utilization. To address these issues, a waveform design method for LDACS based on universal-filtered multi-carrier (UPMC) is proposed. Initially referencing the OFDM configuration of the LDACS system, a transceiver framework based

* 国家重点研发计划(2022YFB3904503)、国家自然科学基金(U2233216)和中国民航大学研究生科研创新项目(2023YJSKC02005)资助

[†] 通信作者, E-mail: wanglei@cauc.edu.cn

on UPMC is designed. Subsequently, Chebyshev prototype filters are chosen, and a method involving interpolation masking is employed to design sharp cutoff filters suitable for the UPMC system. Finally, the performance is compared with LDACS systems based on OFDM and filtered OFDM. Simulation results indicate that the UPMC waveform design method, while maintaining system error rates, achieves lower out-of-band radiation, reduced peak to average power ratio, and improved time-frequency efficiency.

Keywords L-band digital aviation communication system (LDACS); universal-filtered multi-carrier (UPMC); waveform design; out-of-band radiation; peak-to-average power ratio; orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM); power spectral density; time-frequency efficiency

过去几年中,全球空中交通需求急剧扩大,相关分析和统计预测表明,未来全球空中交通需求还将持续迅速增长^[1]。航空通信系统需要在保障高安全性、低延时、强鲁棒性的前提下,实现大传输容量、高灵活性和综合业务提供等新的目标。因此,全球现代航空通信系统需要探索下一代航空通信技术,实现由窄带到宽带的升级。而飞速发展的宽带通信技术,为航空通信系统的创新与提升开辟了新的路径^[2]。国际民用航空组织将 L 频段数字航空通信系统(L-band digital aeronautical communication system, LDACS)确立为未来航空移动通信主要依赖的技术手段之一^[3],该系统不仅满足上述航空通信系统的要求,而且能够为未来的管制系统航迹管理、数字化管制和高清监视等功能提供保障^[4]。欧洲单一天空空中交通管理研究(single european sky air traffic management research, SESAR)完善 LDACS 系统的数据链路层,开发了 LDACS 原型,并验证了其能够满足空中接口要求和 ATN/IPS 基础设施的支持^[5]。SESAR 在 2019 年完善了 LDACS 网络安全性能^[6],并且评估了 LDACS 的通信性能,包括通信范围、端到端消息延迟等,然后进行飞行试验,验证了 LDACS 系统在真实环境中的功能^[7]。德国宇航研究中心使用现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)技术实现了 LDACS 物理层实验室演示^[8],讨论 LDACS 数据链可能的网络安全算法,并从错误恢复、开销和安全要求等方面对比这些算法^[9],分析切换延迟对传输控制协议的影响,使传输完成时间至少减少 10%^[10]。

目前,LDACS 系统的容量需求不断扩大,在追求广覆盖范围、高速高动态、高安全性、低延迟、强鲁棒性和高灵活性等目标的同时,最大化有限频谱资源的利用变得至关重要^[11-12]。而采用正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing,

OFDM)体制的 LDACS 系统带外辐射功率较大,会对邻道的测距仪(distance measuring equipment, DME)系统带来一定程度的干扰,因此有必要研究一种新的波形设计方案。在 5G 标准的演进过程中有几种候选波形,包括滤波正交频分复用(filtered orthogonal frequency division multiplexing, F-OFDM)、基于滤波组多载波(filter bank multi-carrier, FBMC)、通用滤波多载波(universal filtered multi-carrier, UPMC)^[13-17]和通用频分复用等。基于 F-OFDM 的 LDACS 系统可以提升频谱利用率,降低带外辐射,而且误码率较低^[18]。基于 FBMC 的 LDACS 系统也能做到上述性能提升并且带外辐射更低^[19],但是也带来了高复杂性和高同步要求等问题。

UPMC 技术作为 FBMC 和 OFDM 的一种折中方案,将子载波分配到子带中,利用子带滤波器降低了带外辐射,通过去除循环前缀提高频谱效率,并且 UPMC 系统适合高阶调制技术和大型天线配置。OFDM 调制系统在存在严重多普勒频移情况下的性能水平较差,相比之下,多普勒弹性 UPMC 对多普勒频移具有鲁棒性,并且具有良好的带外抑制特性^[20]。另外,UPMC 技术有许多提高系统性能的方法可以借鉴。在瑞利衰落信道上,可以通过应用卷积码等信道编码降低 UPMC 系统的误码率^[21]。以估计信道和实际信道系数之间的归一化均方误差最低为目标,采用深度学习模型,增强系统的信道估计,使系统的归一化均方误差和误码率低于传统的最小二乘估计方法^[22]。在硬件架构方面,文献[23-24]提出一种适用于 UPMC 基带发射机的可重构硬件架构,并在商用 FPGA 上对该架构进行原型设计,降低了存储器数量和复杂度。

本文根据 LDACS 系统要求,选择 Chebyshev 窗作为原型滤波器,结合插值掩蔽的方法设计了窄过渡带和高阻带衰减的滤波器。提出一种基于

UFMC的LDACS系统波形设计方法,使用所设计的子带滤波器抑制带外泄漏,降低对DME等已有系统的干扰,通过去除循环前缀,减少开销,得到了较高的时频效率,最后通过仿真验证了所提出的基于UFMC的LDACS系统的优越性。

1 波形设计

本文以德国宇航研究中心的LDACS相关标准建议为基础,设计了基于UFMC的LDACS系统,把LDACS频谱分成了10个子带,每个子带包含5个子载波并且使用子带滤波器,滤波器长度可根据子带大小和信道状态灵活配置。

1.1 收发信机设计

基于UFMC的LDACS收发信机框架如图1所示。该收发机在帧、协议等方面均参照LDACS标准设计。

在发射端,数据首先经过扰码处理,将输入数据流与伪随机序列进行逐位异或操作,均衡传输数据中0和1的比例,去除数据流中的统计相关性和重复模式,确保信息不容易被未经授权的用户访问,提高通信的安全性。接下来进行信道编码添加冗余信息,用于接收端检测和纠正错误。之后通过交织操作,分散潜在的连续错误,提高数据传输的可靠性。调制完成的数据根据协议划分到不同的子载波上。每个子带分别进行逆快速傅里叶变换(inverse fast Fourier transform, IFFT)和子带滤波,叠加后经射频通道发射。接收端与之对应,射频信号首先通过天线接收。然后,信号通过射频通道处理后,经快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)、均衡、解调、解交织、信道译码、去交织和解扰等恢复原数据。

假设UFMC系统每个子带包含子载波数相

同,若 N_u 为可用子载波数, N_k 为子带数,则每个子带包含子载波数为 $N_s = N_u/N_k$ 。将调制符号转换为并行的大小为 N_s 的符号块,分配到相应的子载波上,补零后分别进行 N 点IFFT和相应的子带滤波。设 $x_i = [0, \dots, x_i(0), x_i(1), \dots, x_i(N_s - 1), \dots, 0]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为第 i 个子带中的数据块,则一个基带UFMC符号可以表示为

$$s(t) = \sum_{i=1}^{N_k} \sum_{n=0}^{N-1} x_i(n) e^{j2\pi n \Delta f t} w_i(t - nT_u). \quad (1)$$

式中: T_u 是一个符号的长度; $\Delta f = 1/T_u$ 是子载波间隔; $w_i(t)$ 是第 i 个子带中使用的滤波器函数。

在向量矩阵形式中,基带UFMC符号可以写成

$$\mathbf{S}_{[(N+L-1) \times 1]} = \sum_{i=1}^{N_k} \mathbf{W}_i_{[(N+L-1) \times N]} \cdot \mathbf{V}_i_{[N \times N_s]} \cdot \mathbf{X}_i_{[N_s \times 1]} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{V}_i$ 是傅里叶矩阵; $\mathbf{W}_i$ 是Toeplitz矩阵,由滤波器的脉冲响应组成,进行UFMC的子带滤波; L 为滤波器长度。

1.2 系统的频谱结构

LDACS系统的前向链路的频率范围为1 110 ~ 1 156 MHz,反向链路为964 ~ 1 010 MHz。信号频谱左侧的7个子载波和右侧的6个子载波被用作保护带。本文中基于UFMC的LDACS系统的频谱是在标准OFDM的基础上把50个子载波分成10组,每组包含5个子载波,然后分别进行滤波。UFMC系统使用子带滤波器获得了更低的带外辐射和更窄的过渡带,这意味着LDACS系统未来可以在不影响DME系统工作的前提下,充分利用DME波道间的频谱间隔,拓展可用带宽,从而获得更高的信息速率。

2 滤波器设计

UFMC系统抑制带外泄漏主要取决于UFMC

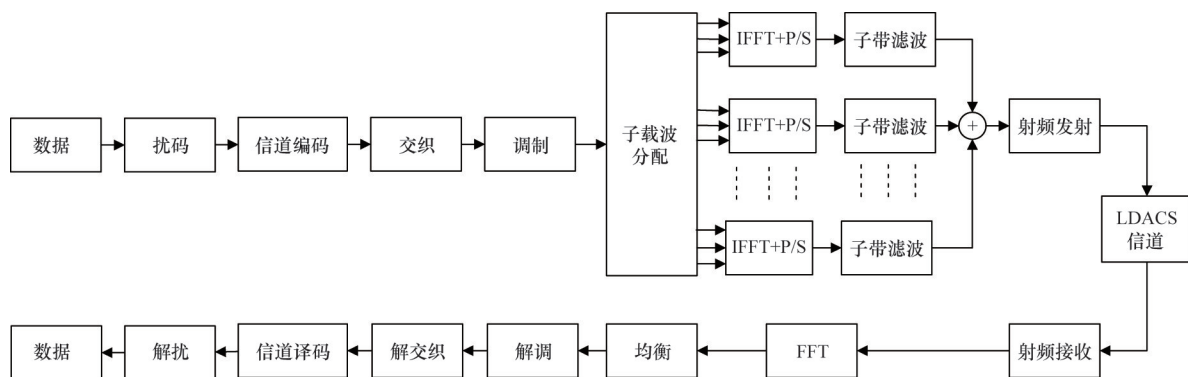


图1 收发信机框图

Fig. 1 Block diagram of transceiver

子带滤波器的频域特性。LDACS 系统对滤波器性能的要求是在保证主瓣宽度的情况下,尽量增大阻带的衰减,使能量主要集中在主瓣,提高频谱利用率。

常用的窗函数滤波器有 Hamming、Kaiser、Chebyshev、Hann、Rectangular 窗等。当滤波器阶数相同时,不同窗函数的特性曲线如图 2 所示。

为达到不同的目的,UPMC 系统有多种不同的滤波器设计方法。利用 Bohman 窗可使 1024QAM 的性能提高^[25],使用 Kaiser 窗可以获得低误码率和低带外辐射^[26-27]等。本文根据各种窗函数滤波器的基础性能,挑选合适的原型滤波器,通过插值^[28-29]的方法设计 UPMC 系统的锐截止滤波器,以满足 LDACS 系统中窄过渡带和高带外衰减的需求。图 2 可以看到 Chebyshev 窗和 Hamming 窗的主瓣与第一旁瓣之间的衰减有 40 dB,阻带下降比其他窗函数大,其中 Chebyshev 有更陡的过渡带,故本文选择 Chebyshev 窗函数。

在插值掩蔽的方法中,如果将低通原型滤波器的系数内插一个因子 M ,则滤波器中的每个单位延迟被 M 个延迟替换。这导致产生位于 π/M 的偶数倍处的多频带频率响应,插值后的通带和过渡带宽是原型滤波器的 $1/M$ 。插值后的频率响应可由下式给出

$$H_{lp}(z) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} h_n [z^{-Mn} + z^{-M(N-n)}] + h_{\frac{N}{2}} z^{-\frac{MN}{2}}. \quad (3)$$

式中: $h_0, h_1, \dots, h_{N/2}$ 是 N 阶 FIR 滤波器的滤波器

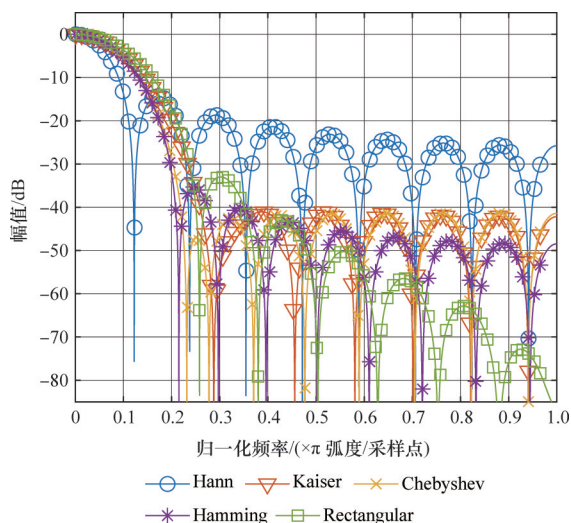


图 2 不同窗函数的频域特性曲线

Fig. 2 Frequency domain characteristic curves of different window functions

系数。

使用插值掩蔽的方法设计 UPMC 系统的滤波器时,需要设计 3 个子滤波器,分别为滤波器 1、滤波器 2 和滤波器 3。滤波器 1 生成窄过渡带,滤波器 2 和滤波器 3 分别过滤掉滤波器 1 多频带响应里不需要的中心子带和低频子带,并且生成所需要的高阻带衰减。如果 $H_1(z)$ 、 $H_2(z)$ 、 $H_3(z)$ 表示子滤波器的 z 域表示,则所得滤波器为

$$H(z) = H_1(z) \cdot H_2(z) \cdot H_3(z). \quad (4)$$

各子滤波器的具体设计如下:

滤波器 1: 该子滤波器需要满足系统所要求的窄过渡带,其通带边缘 F_{p1} 是其传输 UPMC 子带宽度 F_{ps} 的 M_1 倍,即 $F_{p1} = M_1 \times F_{ps}$, M_1 为滤波器 1 的内插因子。由于滤波器阻带衰减和子滤波器 1 无关,所以子滤波器 1 采用最宽松的衰减规格设计,从而获得更窄的过渡带。LDACS 系统的频谱掩模要求过渡带宽度 F_{ps} 为 90 kHz 时带外辐射功率相较于带内降低 34 dB,而 Chebyshev 滤波器降低带外辐射功率 34 dB 所需要的带宽 F_{p1} 约为 280 kHz,因此子滤波器 1 的插值系数为

$$M_1 = \frac{F_{p1}}{F_{ps}} = \left\lceil \frac{280}{90} \right\rceil = 4. \quad (5)$$

此时滤波器 1 将产生位于 $\pi/2$, 即 625 kHz 处的中心子带和位于 π , 即 1 250 kHz 处的高频子带。

滤波器 2: 该子滤波器从插值滤波器 1 的频率响应中去除不需要的中心子带,同时实现系统要求的高阻带衰减。滤波器 2 的通带频率基于 UPMC 子带宽度和滤波器 1 中间子带的边缘频率确定,滤波器 2 插值系数 M_2 应满足下式

$$F_{ps} \leq \frac{F_{p2}}{M_2} \leq \frac{F_s}{4} - F_{ps}. \quad (6)$$

式中: $F_{p2} = F_{p1}$, 采样频率 F_s 为 1 250 kHz。求得 M_2 可能的值有 2 或 3, 当 M_2 为 3 时将在 $2\pi/3$, 即 833 kHz 处产生子带,造成滤波器 1 产生的中心子带不能充分去除,故插值系数 $M_2 = 2$ 。

滤波器 3: 该子滤波器从滤波器 1 和滤波器 2 的级联频率响应中去除不必要的高通子带,同时实现系统要求的高阻带衰减。滤波器 3 的通带和阻带边缘频率基于级联频率响应的边缘频率,即 $F_{p1} \leq \frac{F_s}{2} - F_{ps}$ 。它是最简单的不需要插值的低通滤波器,具有最宽松的过渡带宽和最严格的阻带衰减。

图 3 显示了适用于本文中的 10 个子带的 UPMC 系统的 3 个子滤波器的频率响应。UPMC

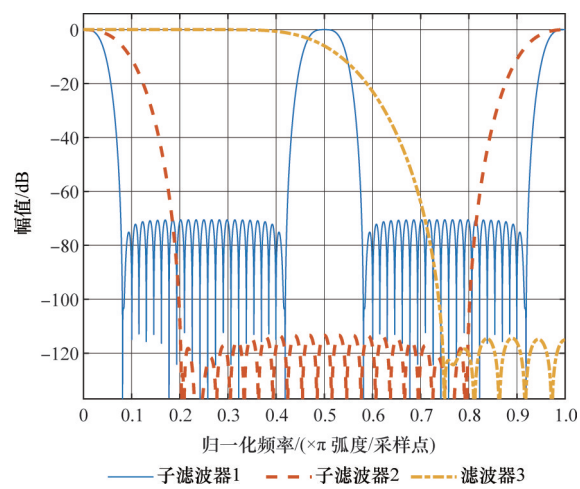


图3 各子滤波器频域特性

Fig. 3 Frequency domain characteristic of each sub filter

系统拥有灵活子带配置方法,可以根据此方法设计适合 UFMC 系统各种不同子带宽度的锐截止滤波器。

3 仿真结果与分析

本节对比基于 UFMC 的 LDACS 系统与传统 OFDM/F-OFDM 系统的功率谱密度、误码率、峰均功率比(peak-to-average power ratio, PAPR)和时频效率。仿真实验中 F-OFDM 和 UFMC 使用的滤波器阶数相同。仿真参数详见表 1。其中调制方式都是 QPSK 调制,信道编码采用级联编码,外编码器采用 RS 编码,内编码器采用卷积编码。外编码器采用 (255, 229) RS 编码,内编码器采用 128 状态、1/2 码率的卷积编码。

表 1 LDACS 系统参数

Table 1 LDACS system parameters

参数	B/kHz	N	N_u	$\Delta f/\text{kHz}$	N_g	$T_s/\mu\text{s}$	$T_u/\mu\text{s}$	$T_{cp}/\mu\text{s}$	N_k
OFDM	498	64	50	9.76	13	1.6	102.4	17.6	1
UFMC	498	128	50	9.76	13	0.8	102.4	0	10

注: B 是系统带宽; N 是 FFT 长度; N_u 是可用子载波数; Δf 是子载波间隔; N_g 是保护子载波数; T_s 是采样间隔; T_{cp} 是循环前缀长度; N_k 是子带数。

3.1 功率谱密度

图 4 给出了采用 OFDM、F-OFDM 和 UFMC 体制的 LDACS 系统的功率谱密度。由图 4 可知, OFDM 旁瓣衰减最慢,带外泄漏最大,功率谱密度在频带边缘下降较平缓。UFMC 系统的带外辐射功率谱比传统 OFDM 系统降低了约 50 dB,即 UFMC 体制下的 LDACS 系统有更好的带外辐射抑制性能,对其他系统干扰最小。

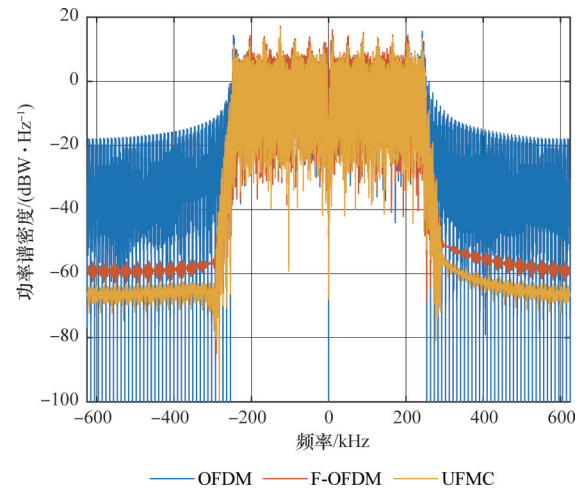


图4 功率谱密度

Fig. 4 Power spectral density

3.2 误码率

LDACS 系统的 3 种信道参数见表 2,所列参数依据德国宇航研究中心提供的信道标准。其中多普勒频移是相对于采样频率的大小。航路(en-route, ENR)通常涉及高速移动,散射径较少,且有强的直射信号。终端机动区(terminal manoeuvring area, TMA)通常涉及中等速度的移动有较强的直射路径信号,但比 ENR 的直射信号弱。机场区域(airport, APT)通常涉及低速移动并且接近纯瑞利信道,多径效应显著,直射路径信号很弱。

图 5 仿真给出了采用 OFDM、F-OFDM 和 UFMC 体制的 LDACS 系统在加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise, AWGN)和上述 3 种信道中的误码率。从图 5 中可以看出,在 AWGN、ENR、TMA 和 APT 信道条件下,UFMC 系统的误码率表现与传统的 OFDM 和 F-OFDM 系统相当,另外由于 F-OFDM 增加了滤波器,误码率会更低一些。这表明 UFMC 系统的误码率性能能够满足 LDACS 系统对可靠性的要求。

在 LDACS 系统中,由于飞机的高速移动通常会产生较大的多普勒频偏,所以系统对载波频偏

表 2 信道参数

Table 2 Channel parameters

	多普勒频移	Rician 因子	散射径信道数	散射径信道时延/ μs	最大时延/ μs
ENR	0.128 0	15	2	0.3,15	15
TMA	0.063 9	10	多个	—	10
APT	0.042 3	-100	多个	—	3

的容忍度十分重要。图 6 仿真给出了 3 种体制下 LDACS 系统误码率和载波频偏的关系。由图 6 可知存在载波频偏时,本文提出的 UPMC 系统误码率更低,表现出较好的抗载波频偏性能。

3.3 PAPR

多载波系统的发射端将各个子载波上的时域

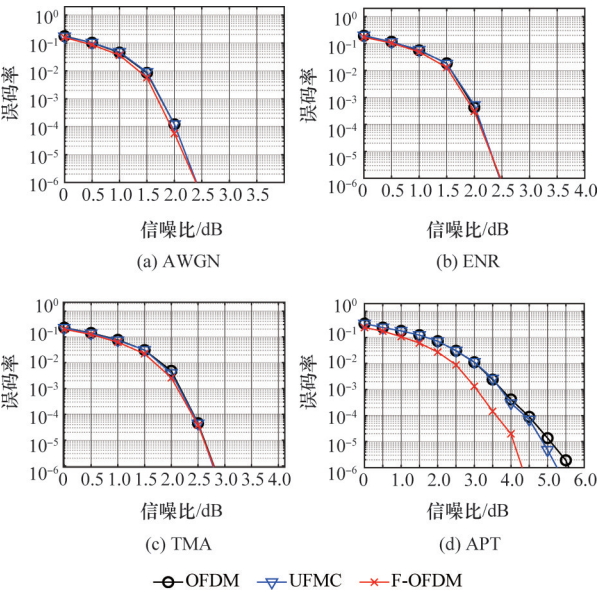


图 5 误码率

Fig. 5 Error rate

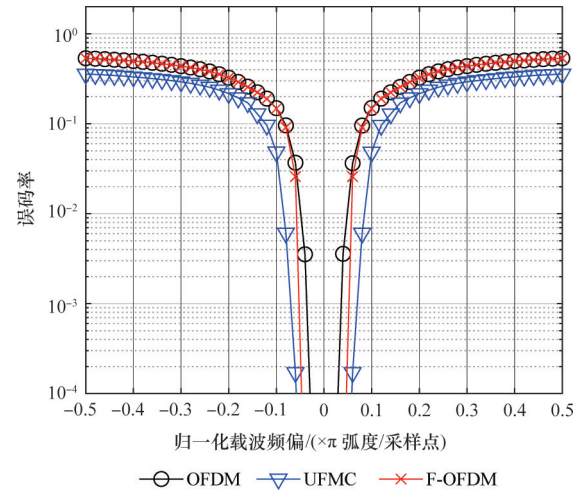


图 6 存在载波频偏时的误码率

Fig. 6 Error rate in the presence of carrier frequency offset

信号相叠加,得到发送信号。由于是复信号之间的叠加,同相或反相的叠加会导致信号幅值差异较大。所以发射信号的包络起伏明显,导致信号的 PAPR 较高。而较高的 PAPR 要求发送端使用高功率的功率放大器,或者接收端需要更高的灵敏度,以确保信号能够正确传输和接收。此外,使用高功率的放大器来提高信号功率时还可能引起非线性失真。

UFMC 系统通过将子载波分成多个子带,并对每个子带应用滤波器,减少了子带之间相位同步的概率,从而降低了整体的瞬时峰值功率。同时子带滤波器能够平滑处理信号频谱,减少带外泄漏和交叠。这种频谱平滑效果意味着即使在单个子带内,子载波的相位和幅度也会因为滤波器的影响变得更加均匀和分散,从而减少可能的峰值。从时域上讲滤波器对信号进行卷积处理,延展每个符号的时间特性,使得单个符号的能量分布在更长的时间范围内,减少了瞬时峰值功率,使得信号的突发功率峰值被抑制。

信号的 PAPR 定义为

$$\text{PAPR} = \frac{\max(|x(t)|^2)}{E(|x(t)|^2)}.$$
 (7)

通常信号的 PAPR 超过某一阈值的概率往往更具价值,故而分析互补累积分布函数(complementary cumulative distribution function, CCDF),表达式为

$$\text{CCDF}(\text{PAPR}_0) = \Pr(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0).$$
 (8)

图 7 给出了 3 种体制下 LDACS 系统传输信号 PAPR 超过某一阈值的概率。由图 7 可知,本文提出的 UPMC 系统传输信号的 CCDF 更低,即基于 UPMC 的 LDACS 系统相较于 OFDM 和 F-OFDM 系统拥有更低的 PAPR。

3.4 时频效率

时频效率(r_{tf})定义为

$$r_{\text{tf}} = r_t \cdot r_f = \frac{L_D}{L_D + L_T} \cdot \frac{N_u}{N_f}.$$
 (9)

式中: r_t 是时间维度上的效率; L_D 是包含信息的长

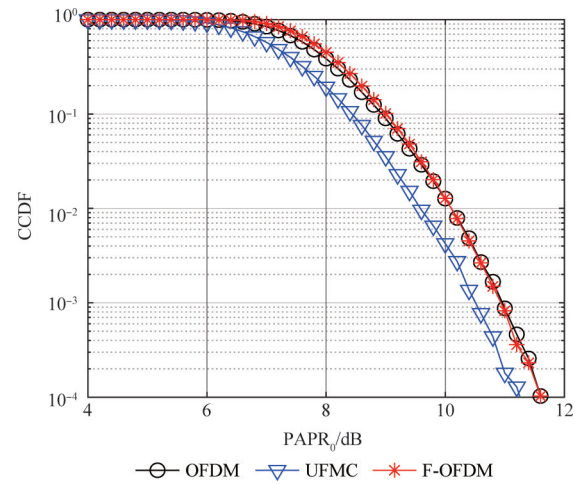


图 7 峰均功率比

Fig. 7 Peak to average power ratio

度; L_T 与循环前缀的使用和滤波器的长度相关, 是不含信息部分的总长度; r_f 是频率维度上的效率; N_u 是可用子载波数量 (即不包括保护子载波); N 是可用频带内子载波总数。

本文中的时频效率是一个非常基本的信号特性, 暂时不考虑干扰导致数据传输丢失、导频符号、调制和编码方案等实际传输方面的开销。图 8 给出了 3 种体制下不同滤波器长度时的时频效率。由图 8 可知, 在滤波器长度较小时, UPMC 系统拥有较高的时频效率。标准 LDACS 系统的时频效率由于符号长度和子载波分配已经固定, 所以呈一条直线。F-OFDM 系统增加了滤波器导致时频效率降低, 而 UPMC 系统虽然增加了滤波器, 但是由于没有循环前缀, 所以在滤波器长度较小时展现出了更高的时频效率。

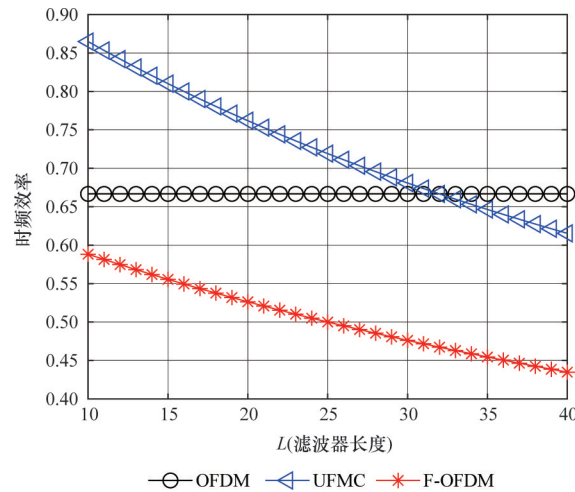


图 8 时频效率

Fig. 8 Time-frequency efficiency

3.5 复杂度

UPMC 发射机乘法部分的计算复杂度比加法部分的计算复杂度高得多, 所以 UPMC 发射机的乘法运算次数需要重点关注。而传统 UPMC 发射机的计算复杂度是传统 OFDM 发射机的几十甚至上百倍。轻量化方法和采样率转换滤波器在确保信号准确性的同时显著降低 UPMC 发射机的计算复杂度^[30]。基于频域滤波和 IFFT 裁剪机制可有效降低发射机运算处理数量^[31-32]。

OFDM 发射机为基于 N 点 IFFT 运算, 所以传统 OFDM 发射机的计算复杂度为

$$C_{\text{OFDM}} = 2(N \log_2 N - 3N + 4). \quad (10)$$

子带数为 M_B 、滤波器长度为 L 的传统 UPMC 发射机的计算复杂度为

$$C_{\text{UPMC}} = 2M_B(N \log_2 N - 3N + 4) + 4M_BNL. \quad (11)$$

轻量化方法处理的 UPMC 发射机的计算复杂度为

$$C_{\text{UPMC}} = 2M_B(Q \log_2 Q - 3Q + 4) + 2M_BQL + M_B(N + L - 1). \quad (12)$$

其中 Q 表示每个子带的子载波数。

频域滤波和 IFFT 裁剪方法的 UPMC 发射机的计算复杂度为

$$C_{\text{UPMC}} = 2M_BN \log_2 Q + M_BN. \quad (13)$$

在 UPMC 接收机中, 首先对接收到的信号进行补零, 然后进行 $2N$ 点的 FFT 操作, 所以 UPMC 接收机复杂度为

$$C_{\text{re}} = 2 \times (2N \log_2 2N - 6N + 4). \quad (14)$$

表 3 为 IFFT 点数 128、子带数为 10、滤波器长度为 20 时 OFDM 发射机、传统 UPMC 发射机和基于轻量化 IFFT 的 UPMC 发射机和基于 IFFT 剪裁的 UPMC 的计算复杂度。

根据表 3 的结果, 使用 2 种算法显著降低了 UPMC 发射机的复杂度, 使其复杂度降低到 OFDM 发射机的 7 倍左右, 这一复杂度在 LDACS 系统中是可以接受的。UPMC 接收机由于不需要

表 3 复杂度
Table 3 Complexity

	计算复杂度	相对复杂度
OFDM	1 032	1.000 0
传统 UPMC	112 720	109.224 8
轻量化处理法	6 952	6.736 4
IFFT 裁剪方法	8 504	8.240 3
UPMC 接收机	2 568	2.488 4

分子带接收所以复杂度并不高,大约为 OFDM 接收机的 2 倍。

4 总结

LDACS 系统是未来航空通信的主要候选方案之一,旨在应对全球空中交通需求激增的挑战,有高安全性、低延时、强鲁棒性、大传输容量和高灵活性等特点。然而,基于 OFDM 技术的 LDACS 系统存在带外辐射功率大和抗载波频偏性能差等问题。本文提出的基于 UPMC 的 LDACS 系统波形设计方法把 LDACS 系统的频谱分成 10 个子带,通过使用子带滤波器,减少了带外辐射,同时不使用循环前缀提高了频谱效率。

本文考虑 LDACS 系统的特殊要求,对比各种窗函数滤波器的频域特性,选择 Chebyshev 窗作为原型滤波器,并使用插值掩蔽的方法设计了 UPMC 系统的子带滤波器。此方法设计的滤波器满足 LDACS 系统窄过渡带和高阻带衰减的要求,并且可以根据此方法设计适用于不同子带宽度的 LDACS 系统的滤波器。通过仿真验证,证明了基于 UPMC 的 LDACS 系统的优越性。相比于传统 OFDM 的 LDACS 系统,基于 UPMC 的 LDACS 系统在不影响误码率的前提下,带外辐射功率谱降低约 50 dB。另外本文提出的 UPMC 系统在峰均功率比和时频效率等方面都表现出了明显的优势。总体而言,基于 UPMC 的 LDACS 系统满足航空通信系统对多方面性能的要求,UPMC 和相应的子带滤波器设计使得 LDACS 系统拥有窄过渡带和低带外辐射,为充分利用 DME 波道之间的频谱空隙,从而进一步拓宽可用带宽提供了更多可能性。

参考文献

- [1] Schröder-Hinrichs J, Song D W, Fonseca T, et al. Transport 2040: automation, technology, employment-the future of work [R]. Malmö, Sweden: World Maritime University, 2019. DOI:10.21677/itf.2019.01.04.
- [2] Zhang J. Aeronautical mobile communication: the evolution from narrowband to broadband [J]. Engineering, 2021, 7 (4). DOI:10.1016/j.eng.2021.02.002.
- [3] Neji N, de Lacerda R, Azoulay A, et al. Survey on the future aeronautical communication system and its development for continental communications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(1): 182-191. DOI: 10.1109/TVT.2012.2207138.
- [4] 朱永文, 喻兰辰晖. L波段数字航空通信系统研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2022, 54(4): 700-714. DOI:10.16356/j.1005-2615.2022.04.017.
- [5] Gräupl T, Ehammer M. LDACS1 data link layer evolution for ATN/IPS [C]//2011 IEEE/AIAA 30th Digital Avionics Systems Conference. Seattle, WA, USA. IEEE, 2011: 4C4-1-4C4-16. DOI: 10.1109/DASC.2011.6095906.
- [6] Mäurer N, Gräupl T, Schmitt C. Evaluation of the LDACS cybersecurity implementation [C]//2019 IEEE/AIAA 38th Digital Avionics Systems Conference (DASC). IEEE, 2019: 1-10. DOI: 10.1109/DASC43569.2019.9081786.
- [7] Bellido-Manganell M A, Gräupl T, Heirich O, et al. LDACS flight trials: demonstration and performance analysis of the future aeronautical communications system [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2022, 58 (1): 615-634. DOI:10.1109/TAES.2021.3111722.
- [8] Franzen N, Arkhipov A, Schnell M. L-DACS1 physical layer laboratory demonstrator [C]// Proceedings of the 2010 Integrated Communications, Navigation, and Surveillance Conference Proceedings. Herndon, VA, USA. IEEE, 2010: A2-1-A2-11. DOI: 10.1109/ICNSURV.2010.5503324.
- [9] Bilzhause A, Belgacem B, Mostafa M, et al. Datalink security in the L-band digital aeronautical communications system (LDACS) for air traffic management [J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2017, 32 (11): 22-33. DOI:10.1109/MAES.2017.160282.
- [10] Ayaz S, Hoffmann F, Eppel U, et al. Performance evaluation of network mobility handover over future aeronautical data link [J]. Computer Communications, 2012, 35 (3): 334-343. DOI: 10.1016/j.comcom.2011.10.008.
- [11] Schnell M, Eppel U, Shutin D, et al. LDACS: future aeronautical communications for air-traffic management [J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(5): 104-110. DOI:10.1109/MCOM.2014.6815900.
- [12] Cheng B N, Block F J, Hamilton B R, et al. Design considerations for next-generation airborne tactical networks [J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(5): 138-145. DOI:10.1109/MCOM.2014.6815904.
- [13] Chih-Lin I, Han S F, Xu Z K, et al. New paradigm of 5G wireless internet [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(3): 474-482. DOI: 10.1109/JSAC.2016.2525739.
- [14] Wunder G, Kasparick M, ten Brink S, et al. 5G NOW: challenging the LTE design paradigms of orthogonality and synchronicity [C]//2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Dresden, Germany. IEEE, 2013: 1-5. DOI: 10.1109/VTCspring.2013.6691814.
- [15] Vakilian V, Wild T, Schaich F, et al. Universal-filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE [C]// 2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Atlanta, GA, USA. IEEE, 2013: 223-228. DOI: 10.1109/GLOCOMW.2013.6824990.
- [16] Schaich F, Wild T. Waveform contenders for 5G-OFDM vs.

- FBMC vs. UFMC [C]//2014 6th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP). Athens, Greece. IEEE, 2014: 457-460. DOI: 10.1109/ISCCSP.2014.6877912.
- [17] Chen Y J, Schaich F, Wild T. Multiple access and waveforms for 5G: IDMA and universal filtered multi-carrier [C]//2014 IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Seoul, Korea (South). IEEE, 2014: 1-5. DOI: 10.1109/VTCSpring.2014.7022995.
- [18] 龚旻, 任子毅, 马召, 等. 基于L频段数字航空通信系统1的F-OFDM波形设计[J]. 电讯技术, 2017, 57(6): 643-649. DOI: 10.3969/j.issn.1001-893x.2017.06.005.
- [19] Matolak D W, Jamal H, Hosseini N, et al. Novel filterbank multicarrier waveform for L-band digital aeronautical communications: initial field test results [C]//2021 IEEE/AIAA 40th Digital Avionics Systems Conference (DASC). San Antonio, TX, USA. IEEE, 2021: 1-10. DOI: 10.1109/DASC52595.2021.9594295.
- [20] D' Andrea C, Buzzi S, Fresia M, et al. Doppler-resilient universal filtered MultiCarrier (DR-UFMC): a beyond-OTFS modulation [C]//2023 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit). Gothenburg, Sweden. IEEE, 2023: 150-155. DOI: 10.1109/EuCNC/6GSummit58263.2023.10188322.
- [21] Sharma G K, Arya R K, Nigam V S. Performance analysis of UFMC for 5G technologies with different channel coding techniques [C]//2023 International Conference on Signal Processing, Computation, Electronics, Power and Telecommunication (IConSCEPT). Karaikal, India. IEEE, 2023: 1-6. DOI: 10.1109/IConSCEPT57958.2023.10170587.
- [22] Youssef M M, Ibrahim M, Abdelhamid B. Deep learning-aided channel estimation for universal filtered multi-carrier systems [C]//2023 40th National Radio Science Conference (NRSC). Giza, Egypt. IEEE, 2023: 159-166. DOI: 10.1109/NRSC58893.2023.10152951.
- [23] Kumar V, Mukherjee M, Lloret J. A hardware-efficient and reconfigurable UFMC transmitter architecture with its FPGA prototype [J]. IEEE Embedded Systems Letters, 2020, 12(4): 109-112. DOI: 10.1109/LES.2019.2961850.
- [24] Kumar V, Mukherjee M, Lloret J. Reconfigurable architecture of UFMC transmitter for 5G and its FPGA prototype [J]. IEEE Systems Journal, 2020, 14(1): 28-38. DOI: 10.1109/JSYST.2019.2923549.
- [25] Heil M M, Hammoodi A T, Rasool J M. A comparative analysis of Bohman Windowing Performance for UFMC with Higher QAM Modulation [C]//2023 Al-Sadiq International Conference on Communication and Information Technology (AICCIT). Al-Muthana, Iraq. IEEE, 2023: 13-17. DOI: 10.1109/AICCIT57614.2023.10217941.
- [26] Tuli E A, Kim D S, Lee J M. Performance enhancement of UFMC systems using Kaiser window filter [C]//2021 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC). Jeju Island, Korea, Republic of. IEEE, 2021: 386-388. DOI: 10.1109/ICTC52510.2021.9620960.
- [27] Yarrabothu R S, Nelakuditi U R. Optimization of out-of-band emission using kaiser-bessel filter for UFMC in 5G cellular communications [J]. China Communications, 2019, 16(8): 15-23. DOI: 10.23919/JCC.2019.08.002.
- [28] Roy S, Chandra A. On the order minimization of interpolated bandpass method based narrow transition band FIR filter design [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66(11): 4287-4295. DOI: 10.1109/TCSI.2019.2928052.
- [29] Lu W S, Hinamoto T. A unified approach to the design of interpolated and frequency-response-masking FIR filters [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2016, 63(12): 2257-2266. DOI: 10.1109/TCSI.2016.2613880.
- [30] 郭振津, 高凯, 李泰立, 等. UFMC发射机的低复杂度实现方案设计 [J]. 信息通信, 2019, 32(5): 88-90, 92. DOI: 10.3969/j.issn.1673-1131.2019.05.036.
- [31] Xu Y H, Lim M S. An efficient design of split-radix FFT pruning for OFDM based cognitive radio system [C]//2011 International SoC Design Conference. Jeju, Korea (South). IEEE, 2011: 368-372. DOI: 10.1109/ISOC.2011.6138787.
- [32] Wild T, Schaich F. A reduced complexity transmitter for UF-OFDM [C]//2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Glasgow, UK. IEEE, 2015: 1-6. DOI: 10.1109/VTCSpring.2015.7145643.