



研究与开发

混合参数集多载波系统的峰均比抑制方法研究

石楠, 刘潇然, 熊俊, 张晓瀛, 魏急波

(国防科技大学电子科学学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 为了满足多样化场景下的通信需求, 5G 采用了以正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术为基础的混合参数集系统。该系统将具有不同子载波间隔和循环前缀长度的 OFDM 符号在频域进行复用, 同时服务不同场景下的用户。混合参数集系统中峰均比 (peak-to-average power ratio, PAPR) 过高的问题仍然存在, 并且不同参数子信号叠加生成混合信号这一设计结构使得传统 OFDM 的 PAPR 抑制方法难以直接应用。基于预留子载波技术建立了混合参数集系统最小化 PAPR 的优化模型。利用时域核脉冲的单峰特性, 根据混合信号的峰值位置同时在不同参数集中产生多个副本, 之后叠加生成混合时域核脉冲进行峰值抵消。所提算法不需要在迭代中进行快速傅里叶逆变换 (inverse fast Fourier transform, IFFT) / 快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 操作, 具有较低的计算复杂度。仿真结果表明, 该算法有效降低了混合信号的 PAPR。

关键词: 混合参数集; 峰均比; 时域核脉冲; 预留子载波

中图分类号: TN919

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2023194

A peak-to-average power ratio reduction method for mixed-numerology multi-carrier systems

SHI Nan, LIU Xiaoran, XIONG Jun, ZHANG Xiaoying, WEI Jibo

College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China

Abstract: In order to support diverse service demands of communication scenarios, 5G adopts the mixed-numerology system based on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). The mixed-numerology systems still have the problem of high peak-to-average power ratio (PAPR). Furthermore, its design structure makes it difficult to apply traditional PAPR suppression methods straight forwardly, in which mixed signals are generated by superimposing multiple sub-signals with different parameters. An optimization model for minimizing PAPR in mixed-numerology systems was established based on tone reservation method. Utilizing the characteristic of single-peak of time-domain kernel, the multiple copies were generated in different numerologies based on the peak position of the mixed signal. The mixed time-domain kernel was then superimposed to reduce the peaks of the mixed signal. Since the proposed

收稿日期: 2023-06-27; 修回日期: 2023-10-12

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62101569); 湖南省自然科学基金资助项目 (No.2022JJ30047)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.62101569), The Natural Science Foundation of Hunan Province (No.2022JJ30047)



algorithm didn't require inverse fast Fourier transform (IFFT)/ fast Fourier transform (FFT) operations during iteration, it had relatively low computational complexity. Simulation results show that the proposed algorithm effectively reduces the PAPR of mixed signals.

Key words: mixed-numerology, peak-to-average power ratio, time-domain kernel, tone reservation

0 引言

随着人们的信息传输需求日益增长, 5G 逐渐覆盖社会各行各业。3GPP 在 5G 标准化中定义了三大使用场景^[1]。为了同时服务不同使用场景, 3GPP 提出了混合参数集 (mixed-numerology) 无线接入技术^[2]。以正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 为基础, 在频域复用不同设计参数的 OFDM 以组成异构的帧结构用于用户接入^[3]。

基于 OFDM 的混合参数集系统属于多载波传输, 仍然存在传统 OFDM 系统中峰均比 (peak-to-average power ratio, PAPR) 过高的缺点^[3]。无线空口采用的高功率放大器 (high power amplifier, HPA) 对信号幅度变化十分敏感。当 PAPR 过高时, HPA 极易工作在非线性区, 进而导致信号产生严重的非线性失真^[4-5]。如果通过 HPA 的输入回退来保证信号的线性放大, 则会大大降低功率效率。因此, 设计出具有较低 PAPR 的多载波信号对于提高功放效率、保证接收信号的线性度具有十分重要的现实意义。

现有研究中的 PAPR 抑制算法主要包括信号失真类、概率类和编码类^[6]。信号失真类算法通过在发射信号前对信号直接进行非线性处理来降低信号的 PAPR, 如迭代削波/滤波 (iterative clipping and filtering, ICF) 方法; 选择性映射 (selective mapping, SLM) 和部分传输序列 (partial transmit sequence, PTS) 是两种概率类方法, 通过生成信号的多个副本, 选择具有最小 PAPR 的信号进行发送; 编码类方法如线性分组编码可在保证编码的纠错能力之外, 引入 PAPR 抑制能力。除此之外, 预留子载波 (tone reservation, TR) 技术^[7]

在可用子载波中预留出一部分不参与有效数据传输的子载波, 通过调整预留子载波的权值可以起到降低信号峰值的作用。TR 技术并不需要传输额外的边信息, 并且不会额外引入信号失真, 因此受到了广泛关注。例如, 欧洲数字地面电视广播传输标准 (DVB-T2)^[8]以及高级电视系统委员会标准 (ATSC3.0)^[9]均采用了基于 TR 的 PAPR 抑制技术。

经典 TR 技术将 OFDM 信号的 PAPR 抑制问题建模成一个二次约束二次规划 (quadratically constrained quadratic program, QCQP) 问题。由于对该问题直接求解的复杂度较高^[10], 许多研究工作采用不同形式的低复杂度算法来逼近最优解。典型算法如削减控制 (clipping control, CC)^[11]通过限幅滤波实现了一定程度的 PAPR 降低, 但要达到目标 PAPR 所需迭代次数较多。为此, 最小二乘逼近 (least squares approximation, LSA)^[12]通过曲线拟合的思路设计削峰信号, 减少了迭代次数。然而该方法每次迭代均需进行一次快速傅里叶逆变换 (inverse fast Fourier transform, IFFT)/快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT), 计算复杂度较高^[13]。文献[8]通过信号削波噪声比 (signal to clipping noise ratio, SCR) 方法^[14]中提出的时域核脉冲 (time-domain kernel) 来抵消信号不同位置的峰值。该方法在避免每次迭代中 IFFT/FFT 操作的同时, 相比 LSA 提升了 PAPR 抑制效果。另外, 由于 TR 技术中需要预留专门的子载波用于 PAPR 抑制, 降低了系统的信息传输效率。针对这一特点, 文献[15]采用深度学习 (deep learning, DL) 方法产生削峰信号, 减少了需要的预留子载波数量。

在混合参数集系统中, 由于不同设计参数的

OFDM 子信号使用不同点数的 IFFT/FFT 模块产生^[16], 不同子信号进一步在输入功率放大器前叠加为混合信号后进行发送, 因此子信号与混合信号峰值位置之间的相关性较低。这一特点使得在 OFDM 系统中传统 PAPR 抑制方法难以降低混合信号的 PAPR^[3]。在现有的研究中, 大多对混合信号进行处理以实现 PAPR 抑制。例如, 文献[16]使用 ICF 和交替方向乘子 (alternating direction method of multiplier, ADMM) 方法对混合信号进行操作, 在保证误差矢量幅度 (error vector magnitude, EVM) 性能的同时取得了较好的 PAPR 抑制效果。文献[17]在快速卷积 (fast convolution, FC) 滤波中嵌入迭代削波和误差滤波 (iterative clipping and error filtering, ICEF), 降低了混合信号的 PAPR。但是, 以上两种方案在迭代过程中的削波和滤波仍需要多次 IFFT/FFT 操作, 复杂度较高。而且, 这些方法均不同程度地引入了信号失真, 造成性能损失。除此之外, 文献[18]通过参数集调度的方法选择具有最小 PAPR 的调度方案, 实现了混合信号的 PAPR 降低。然而, 该方法随着参数集数量的增加, 仍然面临着复杂度较高的问题。

本文基于 TR 技术建立了混合参数集系统 PAPR 最小化问题的优化模型。同时, 将时域核脉冲的低复杂度特性应用于混合信号的产生, 提出了一种混合时域核脉冲 (mixed time-domain kernel, MTK) PAPR 抑制算法。该算法根据构成混合信号的子信号的循环前缀 (cyclic prefix, CP) 长度, 对混合信号的峰值位置进行分类。针对混合信号不同位置的峰值, 设计对应的时域核脉冲,

并将混合后的时域核脉冲叠加于混合信号以抑制 PAPR。这一过程不需要进行 IFFT/FFT 操作, 因此具有较低的计算复杂度。此外, 时域核脉冲在不同子信号的预留子载波上生成, 不会引入额外的信号失真。仿真实验表明, MTK 算法能够有效抑制混合信号的 PAPR, 并且经过 PAPR 抑制的混合信号经过功率放大器后具有良好的误码率性能和带外泄露水平。

1 系统模型

混合参数集系统采用 OFDM 作为其基础波形, 将 OFDM 的子载波间隔 (sub-carrier spacing, SCS) 和 CP 长度定义为一组可变的参数集, 通过在频域复用不同参数集的 OFDM 信号满足不同场景下的用户需求^[3]。本节首先介绍混合参数集系统中混合信号的产生方式, 然后基于 TR 技术建立了混合参数集系统中 PAPR 最小化问题的优化模型。

1.1 混合信号的产生

在一个带宽为 B 的 OFDM 系统中, 将宽带信号划分为并行传输的 N 个相互正交的子载波, 令子载波间隔 $\Delta f = 1/T$, 其中, T 为符号持续时间。令 $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ 表示不同子载波上的数据, 其中, X_k 为第 k 个子载波上的数据。于是 OFDM 的时域信号 $x(n)$ 可以表示为:

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

考虑一个采用 U 个参数集的混合参数集系统, 混合参数集系统框图如图 1 所示。将 OFDM 波形中的 CP 长度、子载波间隔设为一组可变参数

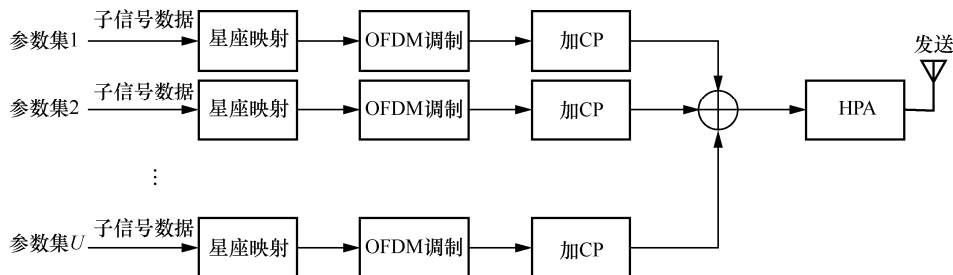


图1 混合参数集系统框图



集, 不同参数集子信号占用同一带宽上的不同子带。各参数集之间的关系满足如下定义^[3,19-21]:

$$\Delta f_u = 2^{m_u} \Delta f_1, T_{CP}^{(u)} = 2^{-m_u} T_{CP}^{(1)}, u > 1 \quad (2)$$

其中, 比例因子 m_u 为正整数, $1 \leq u \leq U$, Δf_u 为第 u 个参数集子信号的子载波间隔, $T_{CP}^{(u)}$ 为其 CP 长度。同时, 采用 L 倍过采样实现对连续信号 PAPR 的精确近似。令 $N^{(u)}$ 为参数集 u 的子载波数, 则第 u 个离散时域 OFDM 子信号可表示为:

$$x_u^s(n) = \frac{1}{\sqrt{LN^{(u)}}} \sum_{k=0}^{N^{(u)}-1} X_u^s(k) e^{j2\pi \frac{k+\Delta k_u}{N^{(u)}}(n-l_{CP}^{(u)})}, \quad (3)$$

$$n = 0, 1, \dots, LN^{(u)} - 1$$

其中, s 为符号数; $X_u^s(k)$ 为第 s 个 OFDM 符号在第 k 个子载波上承载的数据, 具有零均值和单位功率; $l_{CP}^{(u)}$ 为对应的 CP 采样点长度; Δk_u 表示第 u 个子信号所占用的子带相对于第 1 个子信号占用子带的频率偏移。

令矩阵 $\mathbf{D}_u$ 表示 $LN^{(u)}$ 点 IFFT 矩阵的前 $N^{(u)}$ 列, $\mathbf{P}_u$ 为添加 CP 的矩阵, 则式 (3) 可用矩阵形式表示为:

$$\mathbf{x}_u^s = \mathbf{P}_u \mathbf{D}_u \mathbf{X}_u^s \quad (4)$$

其中, $\mathbf{P}_u$ 和 $\mathbf{X}_u^s$ 分别表示为:

$$\mathbf{P}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{l_{CP}^{(u)} \times (LN^{(u)} - l_{CP}^{(u)})} & \mathbf{I}_{l_{CP}^{(u)}} \\ \mathbf{I}_{LN^{(u)}} & \end{bmatrix}_{l_{sys}^{(u)} \times LN^{(u)}} \quad (5)$$

$$\mathbf{X}_u^s = \begin{bmatrix} X_u^s(0) \\ \vdots \\ X_u^s(N^{(u)} - 1) \end{bmatrix}_{N^{(u)} \times 1} \quad (6)$$

其中, $l_{sys}^{(u)} = LN^{(u)} + l_{CP}^{(u)}$ 为增加 CP 后的单位符号长度。

混合参数集系统中子信号的频域展示如图 2 所示。不同参数集的子信号使用不同的子载波间隔, 使得各子信号间的正交性被破坏。因此, 各子信号会受到相邻子信号的带外干扰。为避免相邻子信号之间产生干扰, 在第 u 个子信号与第 $u-1$ 个子信号之间设计保护带宽 g_u ^[22]。于是系统带宽可表示为:

$$B_{sys} = N^{(1)} \Delta f_1 + \sum_{u=2}^U (N^{(u)} \Delta f_u + g_u) \quad (7)$$

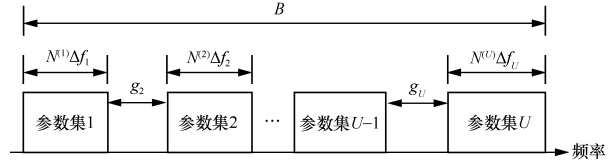


图 2 混合参数集系统中子信号的频域展示

为了简化系统实现, 通常假设混合参数集系统中各子信号的起始时刻相同^[16]。此外, 采用最小子载波间隔的子信号达到的符号持续时间为其余子信号符号持续时间的最小公倍数^[23-24]。令第 u 个子信号增加 CP 前后的符号持续时间分别为 $T^{(u)} = 1/\Delta f_u$ 和 $T_{sys}^{(u)} = T^{(u)} + T_{CP}^{(u)}$, 则由式 (2) 中的各参数集间关系可得:

$$\frac{T_{sys}^{(1)}}{T_{sys}^{(u)}} = \frac{\Delta f_u}{\Delta f_1} = \frac{T^{(1)}}{T^{(u)}} = \frac{T_{CP}^{(1)}}{T_{CP}^{(u)}} = 2^{m_u}, u > 1 \quad (8)$$

由式 (8) 可知, 该最小公倍数为 $T_{sys}^{(1)} = T^{(1)} + T_{CP}^{(1)}$ 。因此, $T_{sys}^{(1)}$ 可以作为混合参数集系统的符号持续时间, 混合信号结构如图 3 所示。定义混合信号为一个符号持续时间内所有子信号的叠加, 则每个 $T_{sys}^{(1)}$ 时间内的子信号构成完全一致, 一个混合信号的采样点数为 $l_{sys}^{(1)} = LN^{(1)} + l_{CP}^{(1)}$ 。

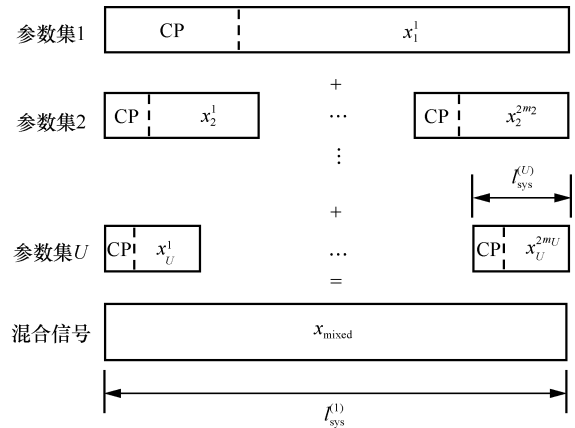


图 3 混合信号结构

本文令参数集间的比例因子满足 $m_{u+1} > m_u$, 并将子信号表示为 $\mathbf{x}_u = [x_u^1; \dots; x_u^{2^{m_u}}]_{2^{m_u} l_{sys}^{(u)} \times 1}$ 。如图 3 所示, 在一个混合信号的持续时间内, 混合信号 $\mathbf{x}_{mixed}$ 可表示为:

$$x_{\text{mixed}}(n) = \sum_{u=1}^U x_u(n) = \begin{cases} x_1^1(n) + x_2^1(n) + \cdots + x_U^1(n), 0 \leq n \leq l_{\text{sys}}^{(U)} - 1 \\ x_1^1(n) + x_2^1(n) + \cdots + x_U^2(n - l_{\text{sys}}^{(U)}), l_{\text{sys}}^{(U)} \leq n \leq 2l_{\text{sys}}^{(U)} - 1 \\ \vdots \\ x_1^1(n) + x_2^{2^{m_2}}(n - (2^{m_2} - 1)l_{\text{sys}}^{(2)}) + \cdots + x_U^{2^{m_U}}(n - (2^{m_U} - 1)l_{\text{sys}}^{(U)}), (2^{m_U} - 1)l_{\text{sys}}^{(U)} \leq n \leq l_{\text{sys}}^{(1)} - 1 \end{cases} \quad (9)$$

其中, n 为采样时刻。

PAPR 定义为信号峰值功率与平均功率之比。相应地, 可以将混合信号 PAPR 表示为^[16]:

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq n < LN^{(1)} + l_{\text{CP}}^{(1)}} |x_{\text{mixed}}(n)|^2}{\frac{1}{LN^{(1)} + l_{\text{CP}}^{(1)}} \sum_{n=0}^{LN^{(1)} + l_{\text{CP}}^{(1)} - 1} |x_{\text{mixed}}(n)|^2} = \frac{\|x_{\text{mixed}}\|_{\infty}^2}{\frac{1}{LN^{(1)} + l_{\text{CP}}^{(1)}} \|x_{\text{mixed}}\|_2^2} \quad (10)$$

其中, $\|\cdot\|_{\infty}$ 为无穷范数, $\|\cdot\|_2$ 为二范数。

1.2 基于预留子载波技术的峰均比抑制

TR 技术预留了一些不参与数据符号传输的子载波, 使其起到调整信号峰值即削峰的作用。由于子载波间的正交性, 这些预留子载波不会影响数据的传输。混合参数集系统在第 u 个子信号的 $N^{(u)}$ 个子载波中预留出 $N_r^{(u)}$ 个子载波用于传输削峰信号, 剩余的 $N^{(u)} - N_r^{(u)}$ 个子载波传输有效数据。考虑在抑制峰值后, 混合信号中的削峰信号

本质上是由各削峰信号以对应子信号的方式叠加得到的, 因此各削峰信号与其对应子信号的生成方式一致, 即:

$$c_u^s = P_u D_u C_u^s \quad (11)$$

其中, s 为符号数, C_u^s 表示为:

$$C_u^s = \begin{bmatrix} C_u^s(0) \\ \vdots \\ C_u^s(N^{(u)} - 1) \end{bmatrix}_{N^{(u)} \times 1} \quad (12)$$

令第 u 个子信号 X_u^s 的有效数据子载波集合为 $\mathfrak{R}_u$, 预留子载波集合为其补集 $\mathfrak{R}_u^c$, 则削峰后该子信号的频域和时域表示分别为:

$$\hat{X}_u^s = X_u^s(k) + C_u^s(k) = \begin{cases} X_u^s(k), k \in \mathfrak{R}_u \\ C_u^s(k), k \in \mathfrak{R}_u^c \end{cases} \quad (13)$$

$$\hat{x}_u^s = \text{IDFT}(\hat{X}_u^s) = x_u^s + c_u^s = P_u D_u (X_u^s + C_u^s) \quad (14)$$

令 $c_u = [c_u^1, \dots, c_u^{2^{m_u}}]_{2^{m_u} l_{\text{sys}}^{(u)} \times 1}$, 则一个混合信号周

期内, 削峰信号 c_{mixed} 为:

$$c_{\text{mixed}}(n) = \sum_{u=1}^U c_u(n) = \begin{cases} c_1^1(n) + c_2^1(n) + \cdots + c_U^1(n), 0 \leq n \leq l_{\text{sys}}^{(U)} - 1 \\ c_1^1(n) + c_2^1(n) + \cdots + c_U^2(n - l_{\text{sys}}^{(U)}), l_{\text{sys}}^{(U)} \leq n \leq 2l_{\text{sys}}^{(U)} - 1 \\ \vdots \\ c_1^1(n) + c_2^{2^{m_2}}(n - (2^{m_2} - 1)l_{\text{sys}}^{(2)}) + \cdots + c_U^{2^{m_U}}(n - (2^{m_U} - 1)l_{\text{sys}}^{(U)}), (2^{m_U} - 1)l_{\text{sys}}^{(U)} \leq n \leq l_{\text{sys}}^{(1)} - 1 \end{cases} \quad (15)$$

削峰后的混合信号 $\hat{x}_{\text{mixed}}$ 为:

$$\hat{x}_{\text{mixed}} = x_{\text{mixed}} + c_{\text{mixed}} \quad (16)$$

此时, $\hat{x}_{\text{mixed}}$ 的 PAPR 可以表示为:

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq n < LN^{(1)} + l_{\text{CP}}^{(1)}} |\hat{x}_{\text{mixed}}(n)|^2}{\frac{1}{LN^{(1)} + l_{\text{CP}}^{(1)}} \sum_{n=0}^{LN^{(1)} + l_{\text{CP}}^{(1)} - 1} |x_{\text{mixed}}(n)|^2} = \frac{\|x_{\text{mixed}} + c_{\text{mixed}}\|_{\infty}^2}{\frac{1}{LN^{(1)} + l_{\text{CP}}^{(1)}} \|x_{\text{mixed}}\|_2^2} \quad (17)$$

由式 (17) 可知, PAPR 抑制效果仅与 $\|x_{\text{mixed}} + c_{\text{mixed}}\|_{\infty}^2$ 相关, 要使 PAPR 最小化, 等价于求解一个 $c_{\text{mixed}}^{\text{opt}}$, 使得:

$$c_{\text{mixed}}^{\text{opt}} = \arg \min \|x_{\text{mixed}} + c_{\text{mixed}}\|_{\infty}^2 \quad (18)$$

可以看出, 式 (18) 是一个 QCQP 问题, 可以转化为如下形式^[14]:

$$\begin{aligned} \min_t & \\ \text{s.t.} & \|x_{\text{mixed}} + c_{\text{mixed}}\|_{\infty}^2 \leq t \end{aligned} \quad (19)$$



其中, t 是优化因子。假设第 u 个子信号 $\mathbf{X}_u^s$ 的预留子载波位置为 $\mathbf{v}_u = [\mathbf{v}_u(1), \mathbf{v}_u(2), \dots, \mathbf{v}_u(N_r^{(u)})]$, 由于其削峰信号 $\mathbf{C}_u^s$ 只在 $\mathbf{v}_u$ 处赋值, 因此可取 $\mathbf{D}_u$ 的 $\mathbf{v}_u$ 列组成子矩阵 $(\mathbf{D}_u^*)_{LN^{(u)} \times N_r^{(u)}}$, 则 $\mathbf{c}_{\text{mixed}}$ 以矩阵形式可表示为:

$$\mathbf{c}_{\text{mixed}} = \sum_{u=1}^U \mathbf{F}_u \mathbf{C}_u = \sum_{u=1}^U \mathbf{P}_u' \mathbf{D}_u' \mathbf{C}_u \quad (20)$$

其中,

$$\mathbf{C}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_u^{1*} \\ \vdots \\ \mathbf{C}_u^{2^{m_u}*} \end{bmatrix}_{2^{m_u} N_r^{(u)} \times 1}, \quad \mathbf{C}_u^{s*} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_u^s[\mathbf{v}_u(1)] \\ \vdots \\ \mathbf{C}_u^s[\mathbf{v}_u(N_r^{(u)})] \end{bmatrix}_{N_r^{(u)} \times 1} \quad (21)$$

$$\mathbf{F}_u = \mathbf{P}_u' \mathbf{D}_u' \quad (22)$$

$$\mathbf{P}_u' = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_u & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{P}_u & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{P}_u \end{bmatrix}_{L_{\text{sys}} \times 2^{m_u} LN^{(u)}}, \quad (23)$$

$$\mathbf{D}_u' = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_u^* & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{D}_u^* & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{D}_u^* \end{bmatrix}_{2^{m_u} LN^{(u)} \times 2^{m_u} N_r^{(u)}}$$

根据文献[14]中的理论推导, 式(19)可改写为:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{C}'} t \\ \text{s.t. } \|\mathbf{x}_{\text{mixed}} + \mathbf{F}' \mathbf{C}'\|_{\infty}^2 \leq t \end{aligned} \quad (24)$$

其中, $\mathbf{F}' = [\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_U]_{L_{\text{sys}} \times \sum_{u=1}^U 2^{m_u} N_r^{(u)}}$, $\mathbf{C}' = [\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_U]_{\sum_{u=1}^U 2^{m_u} N_r^{(u)} \times 1}$ 。在传统 OFDM 系统中, 基于

TR 技术的 PAPR 最小化问题仍然是一个 QCQP 问题, 其复杂度为 $O(N_r LN^2)$ 。混合参数集系统中随着参数集数量的增加, 算法复杂度将进一步增大。

在后文中, 为了简化模型, 考虑 2 个参数集的情况。令式(2)中比例因子 $m_2 = 1$, 则 2 个参数集之间的关系为 $\Delta f_2 = 2\Delta f_1$ 、 $T_{\text{CP}}^{(2)} = \frac{1}{2}T_{\text{CP}}^{(1)}$ 。

2 基于预留子载波的混合时域核脉冲算法

2.1 混合时域核脉冲设计

由于混合信号峰值位置与子信号峰值位置可能不同, 单独降低子信号的 PAPR 难以取得预期的 PAPR 抑制效果。混合信号与子信号峰值位置的关系如图 4 所示, 图中纵坐标表示信号幅值的模。可以看出, 混合信号峰值位置与子信号峰值位置存在不一致的情况。这主要是因为: 一方面, 混合信号的部分峰值由子信号的较低幅值叠加产生; 另一方面, 单个子信号的部分峰值可能与其他子信号的幅值相互抵消。因此, 若直接对文献[14]中提出的时域核脉冲进行应用, 只能对各时域核脉冲对应子信号的峰值进行抑制, 在叠加生成混合信号时仍会出现峰值再生的情况。因此, 需要利用 MTK 直接对混合信号的峰值进行抑制。

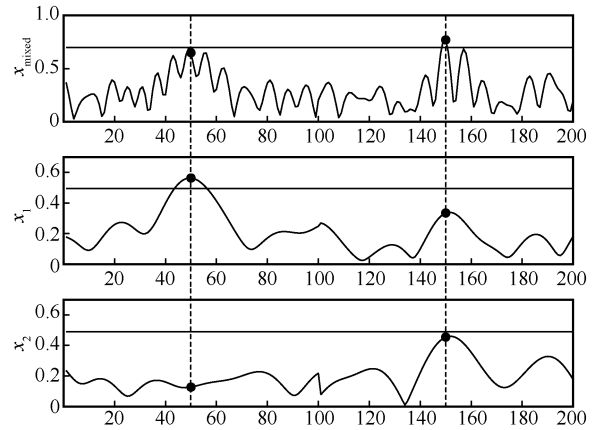


图 4 混合信号与子信号峰值位置的关系

将第 u 个参数集的预留子载波位置赋值为 1, 其余子载波位置赋值为 0, 即:

$$P_k^{(u)} = \begin{cases} 1, & k \in \mathfrak{R}_u^c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (25)$$

利用式(25)得到 $\mathbf{P}^{(u)} = [P_1^{(u)}, P_2^{(u)}, \dots, P_{N^{(u)}}^{(u)}]^T$, 对 $\mathbf{P}^{(u)}$ 做 $LN^{(u)}$ 点 IFFT 得到对应的时域核脉冲 $\mathbf{p}^{(u)}$, 即 $\mathbf{p}^{(u)} = \mathbf{D}_u \mathbf{P}^{(u)}$ 。由于后续操作中需要对各时域核脉冲进行混合, 它们的峰值也将随之叠加。为简

化操作, 先对 $p^{(u)}$ 的幅值进行预处理:

$$p_{\text{origin}}^{(u)} = \frac{1}{U} \cdot \frac{p^{(u)}}{\max\{|p^{(u)}|\}} \quad (26)$$

由式 (4) 可知, 混合信号中各子信号符号长度为 $l_{\text{sys}}^{(u)}$, 而式 (26) 生成的时域核脉冲长度为 $LN^{(u)}$ 。因此, 需要对 $p_{\text{origin}}^{(u)}$ 进行重构以匹配对应的子信号长度。若直接对 $p_{\text{origin}}^{(u)}$ 补零或添加 CP, 将在抑制峰值的循环移位过程中产生频谱泄露并引入失真。同时, 在接收端去除 CP 后, 为避免引入子载波间干扰, 必须保证信号中时域核脉冲的完整性。混合信号的峰值位置划分如图 5 所示, 阴影部分为各子信号去除 CP 后的部分。根据各子信号 CP 的位置, 图 5 用虚线将混合信号划分为 5 段, 分别对应混合信号的 5 种峰值区间。

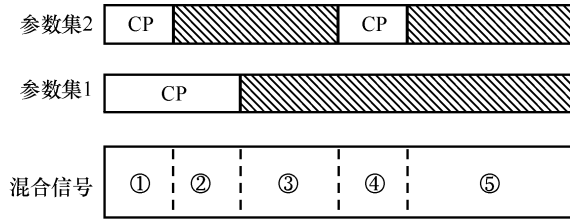


图 5 混合信号的峰值位置划分

基于上述原则, MTK 算法根据混合信号需抑制的目标峰值区间对时域核脉冲进行重构。根据目标峰值区间, 首先将 $p_{\text{origin}}^{(u)}$ 进行循环移位, 然后

对循环移位后的 $p_{\text{origin}}^{(u)}$ 长度进行补充。峰值位于不同区间时的时域核脉冲重构方式如图 6 所示, 以 $p_{\text{origin}}^{(1)}$ 为例给出了混合信号峰值位于区间①/②和区间③/④/⑤时, 时域核脉冲的两种重构方式。其中, $p_{\text{shift}}^{(u)}$ 为循环移位后的 $p_{\text{origin}}^{(u)}$, $p_{\text{shift}}^{(u)*}$ 为仅包含时域核脉冲峰值位置的 $p_{\text{shift}}^{(u)}$ 片段。

不妨假设目标峰值位置为 b , $p_{\text{shift}}^{(u)}$ 由 $p_{\text{origin}}^{(u)}$ 循环移位 ε_u 个单位得到, 则 ε_u 满足:

$$\varepsilon_1 = \begin{cases} b, 0 \leq b \leq l_{\text{CP}}^{(1)} - 1 \\ b - l_{\text{CP}}^{(1)}, l_{\text{CP}}^{(1)} \leq b \leq l_{\text{sys}}^{(1)} - 1 \end{cases}$$

$$\varepsilon_2 = \begin{cases} b, 0 \leq b \leq l_{\text{CP}}^{(2)} - 1 \\ b - l_{\text{CP}}^{(2)}, l_{\text{CP}}^{(2)} \leq b \leq l_{\text{sys}}^{(2)} - 1 \\ b - l_{\text{sys}}^{(2)}, l_{\text{sys}}^{(2)} \leq b \leq l_{\text{sys}}^{(2)} + l_{\text{CP}}^{(2)} - 1 \\ b - l_{\text{sys}}^{(2)} - l_{\text{CP}}^{(2)}, l_{\text{sys}}^{(2)} + l_{\text{CP}}^{(2)} \leq b \leq l_{\text{sys}}^{(1)} - 1 \end{cases} \quad (27)$$

于是可以得到混合信号 5 种峰值位置对应的混合时域核脉冲为:

$$p_{\text{mixed}} = \begin{cases} p_{\text{mix}1}, 0 \leq b \leq l_{\text{CP}}^{(2)} - 1 \\ p_{\text{mix}2}, l_{\text{CP}}^{(2)} \leq b \leq l_{\text{CP}}^{(1)} - 1 \\ p_{\text{mix}3}, l_{\text{CP}}^{(1)} \leq b \leq l_{\text{sys}}^{(2)} - 1 \\ p_{\text{mix}4}, l_{\text{sys}}^{(2)} \leq b \leq l_{\text{sys}}^{(2)} + l_{\text{CP}}^{(2)} - 1 \\ p_{\text{mix}5}, l_{\text{sys}}^{(2)} + l_{\text{CP}}^{(2)} \leq b \leq l_{\text{sys}}^{(1)} - 1 \end{cases} \quad (28)$$

根据式 (28), 图 5 中不同峰值区间内的各混合时域核脉冲可表示为:

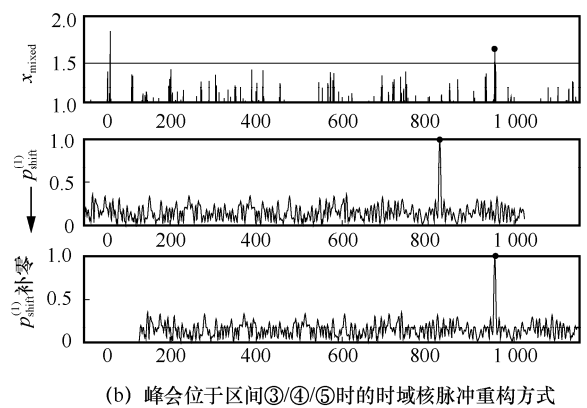
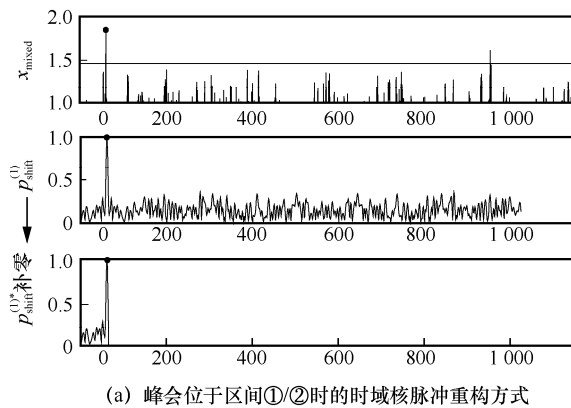


图 6 峰值位于不同区间时的时域核脉冲重构方式



$$p_{\text{mix1}}(n) = \begin{cases} p_{\text{shift}}^{(1)}(n) + p_{\text{shift}}^{(2)*}(n), 0 \leq n \leq l_{\text{CP}}^{(2)} - 1 \\ 0, l_{\text{CP}}^{(2)} \leq n \leq l_{\text{sys}}^{(1)} - 1 \end{cases} \quad (29)$$

$$p_{\text{mix2}}(n) = \begin{cases} p_{\text{shift}}^{(1)*}(n), 0 \leq n \leq l_{\text{CP}}^{(2)} - 1 \\ p_{\text{shift}}^{(1)*}(n) + p_{\text{shift}}^{(2)}(n), l_{\text{CP}}^{(2)} \leq n \leq l_{\text{CP}}^{(1)} - 1 \\ p_{\text{shift}}^{(2)}(n), l_{\text{CP}}^{(1)} \leq n \leq l_{\text{sys}}^{(2)} - 1 \\ 0, l_{\text{sys}}^{(2)} \leq n \leq l_{\text{sys}}^{(1)} - 1 \end{cases} \quad (30)$$

$$p_{\text{mix3}}(n) = \begin{cases} 0, 0 \leq n \leq l_{\text{CP}}^{(2)} - 1 \\ p_{\text{shift}}^{(2)}(n), l_{\text{CP}}^{(2)} \leq n \leq l_{\text{CP}}^{(1)} - 1 \\ p_{\text{shift}}^{(1)}(n) + p_{\text{shift}}^{(2)}(n), l_{\text{CP}}^{(1)} \leq n \leq l_{\text{sys}}^{(2)} - 1 \\ p_{\text{shift}}^{(1)}(n), l_{\text{sys}}^{(2)} \leq n \leq l_{\text{sys}}^{(1)} - 1 \end{cases} \quad (31)$$

$$p_{\text{mix4}}(n) = \begin{cases} 0, 0 \leq n \leq l_{\text{CP}}^{(1)} - 1 \\ p_{\text{shift}}^{(1)}(n) + p_{\text{shift}}^{(2)*}(n), l_{\text{sys}}^{(2)} \leq n \leq l_{\text{sys}}^{(2)} + l_{\text{CP}}^{(2)} - 1 \\ p_{\text{shift}}^{(1)}(n), \text{其他} \end{cases} \quad (32)$$

$$p_{\text{mix5}}(n) = \begin{cases} 0, 0 \leq n \leq l_{\text{CP}}^{(1)} - 1 \\ p_{\text{shift}}^{(1)}(n), l_{\text{CP}}^{(1)} \leq n \leq l_{\text{sys}}^{(2)} + l_{\text{CP}}^{(2)} - 1 \\ p_{\text{shift}}^{(1)}(n) + p_{\text{shift}}^{(2)}(n), l_{\text{sys}}^{(2)} + l_{\text{CP}}^{(2)} \leq n \leq l_{\text{sys}}^{(1)} - 1 \end{cases} \quad (33)$$

所提算法通过时域核脉冲的循环移位生成多个副本用于峰值抑制，并在时域进行混合。因此，这一过程无须多次 IFFT/FFT 操作，算法的复杂度较低。此外，根据混合信号的多个峰值位置，可以同时使用多个混合时域核脉冲进行峰值抑制，提高 PAPR 抑制的效率。值得注意的是，虽然上述混合时域核脉冲的生成以 2 个参数集的系统为例，但该算法可以方便地扩展至包含任意数量参数集的混合参数集系统中。

2.2 算法流程

首先，由所需 PAPR 门限 R_{dB} 确定削峰阈值 $A = \sqrt{10^{\frac{R_{\text{dB}}}{10}} E\{|x_{\text{mixed}}|^2\}}$ ，然后根据阈值 A 对混合信号 x_{mixed}^i 进行限幅，其中， i 为迭代次数。限幅后的信号为：

$$\hat{x}_{\text{mixed}}^i = \begin{cases} x_{\text{mixed}}^i(n), |x_{\text{mixed}}^i(n)| < A \\ A \frac{x_{\text{mixed}}^i(n)}{|x_{\text{mixed}}^i(n)|}, |x_{\text{mixed}}^i(n)| \geq A \end{cases} \quad (34)$$

故限幅噪声信号 f^i 为限幅前后混合信号之差。

$$f^i = x_{\text{mixed}}^i - \hat{x}_{\text{mixed}}^i = \begin{cases} 0, |x_{\text{mixed}}^i(n)| < A \\ x_{\text{mixed}}^i(n) \left(1 - \frac{A}{|x_{\text{mixed}}^i(n)|}\right), |x_{\text{mixed}}^i(n)| \geq A \end{cases} \quad (35)$$

假设 $f^i = [f_0^i, f_1^i, \dots, f_{l_{\text{sys}}^{(1)}-1}^i]^T$ ，其中 f_n^i 为第 n 个采样点的幅值。由式 (34) 可知， $\hat{x}_{\text{mixed}}^i$ 中小于阈值的点幅值与 x_{mixed}^i 对应位置幅值相同。因此， f^i 中对对应位置幅值为 0，即混合信号中的目标峰值位置等价于 f^i 中的非零点位置。为便于后续算法描述，设 f^i 中共有 M^i 个非零点，其位置集合为 $B^i = \{n | f_n^i \neq 0\} = \{b_0^i, b_1^i, \dots, b_{M^i-1}^i\}$ 。值得注意的是，此处 M^i 仅用于表示非零点数量，具体数值由混合信号实际情况决定。根据 f^i 中的非零点位置，按照式 (27) ~ 式 (28) 对 $p_{\text{origin}}^{(u)}$ 进行循环移位并对混合时域核脉冲 p_{mixed} 进行选择，再利用式 (29) ~ 式 (33) 进行时域核脉冲的生成和混合。此时可以得到 M^i 个混合时域核脉冲，分别对应集合 B^i 中的 M^i 个峰值位置。由这些混合时域核脉冲构成的时域核矩阵可以表示为：

$$W_{\text{mixed}}^i = [p_{\text{mixed}, b_0^i}, p_{\text{mixed}, b_1^i}, \dots, p_{\text{mixed}, b_{M^i-1}^i}] \quad (36)$$

其中， p_{mixed, b_n^i} 表示用于抑制 b_n^i 位置峰值的混合时域核脉冲。假设系数向量 $S^i = [\lambda_0^i, \lambda_1^i, \dots, \lambda_{M^i-1}^i]^T$ ，其中 λ_n^i 为对应 p_{mixed, b_n^i} 的缩放系数。则此优化问题可以写为：

$$\min \|W_{\text{mixed}}^i S^i - f^i\|_2^2 \quad (37)$$

式 (37) 中，目标函数为：

$$\begin{aligned} g(S^i) &= \|W_{\text{mixed}}^i S^i - f^i\|_2^2 = \\ &= (W_{\text{mixed}}^i S^i - f^i)^H (W_{\text{mixed}}^i S^i - f^i) = \\ &= S^i W_{\text{mixed}}^{iH} W_{\text{mixed}}^i S^i - S^i W_{\text{mixed}}^{iH} f^i - \\ &= f^i W_{\text{mixed}}^i S^i + f^{iH} f^i - \\ &= S^i W_{\text{mixed}}^{iH} W_{\text{mixed}}^i S^i - 2 S^i W_{\text{mixed}}^{iH} f^i + f^{iH} f^i \end{aligned} \quad (38)$$

利用最小二乘法, 令 $\partial g(\mathbf{S}^i)/\partial \mathbf{S}^i = 0$, 即:

$$2\mathbf{S}^i \mathbf{W}_{\text{mixed}}^i \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{mixed}}^i - 2\mathbf{W}_{\text{mixed}}^i \mathbf{H} \mathbf{f}^i = 0 \quad (39)$$

于是可以得到系数向量 $\mathbf{S}^i$ 的最优解为:

$$\mathbf{S}_{\text{opt}}^i = (\mathbf{W}_{\text{mixed}}^i \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{mixed}}^i)^{-1} \mathbf{W}_{\text{mixed}}^i \mathbf{H} \mathbf{f}^i \quad (40)$$

其中, $(\cdot)^{-1}$ 表示逆矩阵。式 (40) 涉及逆矩阵的求解, 计算复杂度较高。为降低复杂度, 此处令 $\mathbf{p}_{\text{mixed}, b_n^i}$ 的缩放系数为限幅噪声信号 $\mathbf{f}^i$ 中对应非零点的幅值, 即 $\lambda_n^i = f_{b_n^i}^i, n=0, 1, \dots, M^i-1$, 可以得到削峰信号为:

$$\mathbf{c}_{\text{mixed}}^i = \mathbf{W}_{\text{mixed}}^i \mathbf{S}^i \quad (41)$$

于是削峰后的混合信号为:

$$\mathbf{x}_{\text{mixed}}^{i+1} = \mathbf{x}_{\text{mixed}}^i - \mathbf{c}_{\text{mixed}}^i = \mathbf{x}_{\text{mixed}}^i - \mathbf{W}_{\text{mixed}}^i \mathbf{S}^i \quad (42)$$

MTK 算法原理如图 7 所示。MTK 算法首先根据设置的 PAPR 门限 R_{dB} 对混合信号进行峰值检测, 然后根据混合信号的峰值位置对各参数集生成的时域核脉冲 $\mathbf{p}_{\text{origin}}^{(u)}$ 进行循环移位和补零, 并叠加生成混合时域核脉冲 $\mathbf{p}_{\text{mixed}, b_n^i}$ 。同时, 由各峰值对应的 $\mathbf{p}_{\text{mixed}, b_n^i}$ 生成时域核矩阵 $\mathbf{W}_{\text{mixed}}^i$, 并根据混合信号峰值点幅值得到缩放系数向量 $\mathbf{S}^i$ 。最后, 根据峰值位置和缩放系数产生的多个混合时域核脉冲产生削峰信号 $\mathbf{c}_{\text{mixed}}^i$ 。

MTK 算法流程的伪代码如下。

算法 1 MTK 算法

初始化

设置预留子载波位置 $\mathfrak{R}_u^c$ 、削峰系数 R_{dB} 以及

最大迭代次数 d , 令初始迭代次数 $i=1$ 。

输入混合信号 $\mathbf{x}_{\text{mixed}}$, 计算阈值 $A =$

$$\sqrt{10^{\frac{R_{\text{dB}}}{10}} E\{|\mathbf{x}_{\text{mixed}}|^2\}}。$$

由式 (25) 和式 (26) 初始化各参数集时域核脉冲 $\mathbf{p}_{\text{origin}}^{(u)}$ 。

运行:

步骤 1 若 $\|\mathbf{x}_{\text{mixed}}^i\|_{\infty} \leq A$, 结束迭代, 输出 $\mathbf{x}_{\text{mixed}}^i$; 否则, 执行步骤 2。

步骤 2 由式 (34) 和式 (35) 计算限幅后信号 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{mixed}}^i$ 以及限幅噪声信号 $\mathbf{f}^i$ 。

步骤 3 根据 $\mathbf{f}^i$ 中的非零点得到削峰位置集合 B^i 并根据式 (27) 对 $\mathbf{p}_{\text{origin}}^{(u)}$ 进行循环移位。

步骤 4 根据式 (28) ~ 式 (33) 得到抑制相应位置峰值的混合时域核脉冲, 并根据式 (36) 生成时域核矩阵 $\mathbf{W}_{\text{mixed}}^i$ 。

步骤 5 由 $\mathbf{f}^i$ 中的非零点幅值得到系数向量 $\mathbf{S}^i = [S_0^i, S_1^i, \dots, S_{M^i-1}^i]^T$ 。

步骤 6 由式 (41) 和式 (42) 计算削峰信号 $\mathbf{c}_{\text{mixed}}^i$ 以及削峰后信号 $\mathbf{x}_{\text{mixed}}^{i+1}$ 。

步骤 7 若迭代次数 $i \geq d$, 结束迭代, 输出 $\mathbf{x}_{\text{mixed}}^{i+1}$; 否则, 令 $i = i+1$, 跳转到步骤 1。

2.3 复杂度分析

本文提出的 MTK 算法在初始化阶段的计算复杂度主要由生成各参数集对应的时域核脉冲产生, 其中各参数集均涉及一次 IFFT 操作。由于 N 点 IFFT 复杂度为 $O(N \log N)$ [6], 生成时域核脉冲的

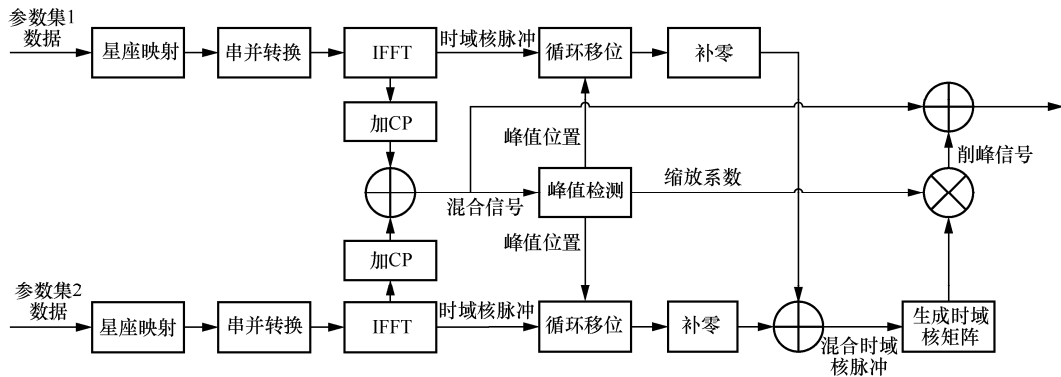


图 7 MTK 算法原理



计算复杂度为 $O(LN^{(1)}\text{lb}(LN^{(1)}) + LN^{(2)}\text{lb}(LN^{(2)}))$ 。接下来, 由式 (34) 和式 (35) 计算限幅后的混合信号以及限幅噪声信号, 包括 M^i 个峰值点的复数乘法, 其中 i 为当前迭代次数。在根据式 (41) 计算削峰信号 c_{mixed}^i 时, 涉及 $I_{\text{sys}}^{(1)} \times M^i$ 点矩阵与 $M^i \times 1$ 点向量的乘法。由于时域核脉冲可以预先离线产生, 仅需考虑循环移位和峰值抵消中的计算复杂度。因此, MTK 算法迭代一次的计算复杂度约为 $O(I_{\text{sys}}^{(1)} M^i)$ 。相比之下, 文献[16]中的噪声成形 ICF (noise shaped ICF, NS-ICF) 算法的计算复杂度达到了 $O(LN^{(1)}\text{lb}(LN^{(1)}) + 2LN^{(2)}\text{lb}(LN^{(2)}))$ 。此外, 作为一个 QCQP 问题, 传统 OFDM 系统中基于 TR 技术的 PAPR 最小化问题复杂度为 $O(N_r LN^2)$ 。随着混合参数集系统中参数集数量的增加, 该优化问题的计算复杂度还将进一步提高。综合以上分析, 可以看出 MTK 算法由于避免了迭代过程中的 IFFT/FFT 操作, 计算复杂度较低。

3 仿真结果与分析

针对混合参数集系统, 通过仿真分析验证了 MTK 算法在 PAPR、误码率 (bit error rate, BER) 和带外泄露等方面的性能, 并与文献[16]中提出的算法和对子信号分别进行 PAPR 抑制的算法进行了综合比较。对子信号分别进行 PAPR 抑制的方法中采用了传统 TR 算法[8]。主要仿真参数设置见表 1。

3.1 峰均比抑制性能分析

通常使用 PAPR 的互补累积分布函数 (complementary cumulative distribution function, CCDF) 指标来评估算法的 PAPR 抑制效果, CCDF 表示 PAPR 大于预设 PAPR 值 z 的概率。

$$\text{CCDF}(z) = P\{\text{PAPR} > z\} \quad (43)$$

其中, $P\{\}$ 为概率函数。

不同 PAPR 抑制算法迭代 1 次时的 PAPR 抑制效果对比如图 8 所示, 并将原始混合信号的 CCDF 作为 PAPR 抑制算法的性能基准。其中, PAPR 抑制算法的门限值设为 6 dB, MTK 算法和 NS-ICF 算法均只执行一次。从图 8 可以看出, 与原信号相比, MTK 算法经过 1 次迭代后在 $\text{CCDF}=10^{-3}$ 时 PAPR 降低约 3.3 dB, NS-ICF 算法在相同 CCDF 下 PAPR 降低约 3 dB。另外, 对子信号分别进行 PAPR 抑制的算法在各子信号 PAPR 均降至目标水平的情况下, 混合信号的 PAPR 仅降低约 2.5 dB。这说明了混合信号与子信号的峰值位置相关性较低, 进行 PAPR 抑制后的各子信号在叠加时出现了峰值再生的情况。

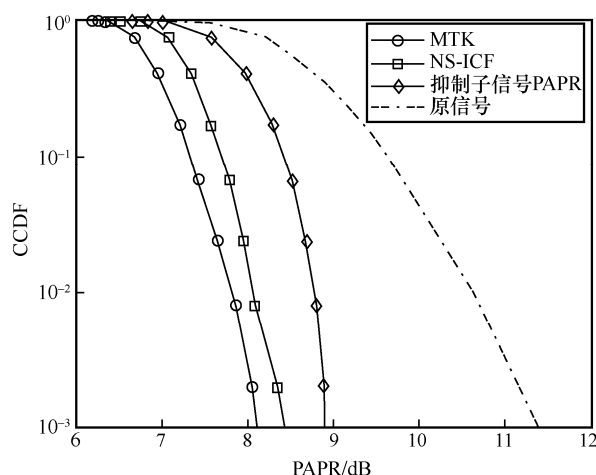


图 8 不同抑制算法迭代 1 次时的 PAPR 抑制效果对比

MTK 算法与文献[16]中提出的优化 ADMM (optimization ADMM, O-ADMM) 算法及约束更新 ADMM (constraint updated ADMM, CU-ADMM) 算法的 PAPR 抑制效果对比如图 9 所示。其中, MTK 算法的门限值设为 6 dB, 迭代

表 1 主要仿真参数设置

参数集	信号带宽	FFT 点数	预留子载波数	符号数	调制方式	CP 长度比例
参数集 1	10 MHz	256	32	1 000	16-QAM	0.125
参数集 2	10 MHz	128	16	2 000	16-QAM	0.125

次数为 6 次。从图 9 可以看出, MTK 算法和 CU-ADMM 算法的 PAPR 抑制效果相近, CCDF=10⁻³ 时 PAPR 均降低约 5.4 dB。在 CCDF 大于 10⁻² 时, MTK 算法的 PAPR 性能略优于 CU-ADMM 算法。O-ADMM 算法的 PAPR 抑制效果稍逊于 MTK 算法和 CU-ADMM 算法, 与原信号相比在 CCDF=10⁻³ 时 O-ADMM 算法的 PAPR 降低约 5 dB。

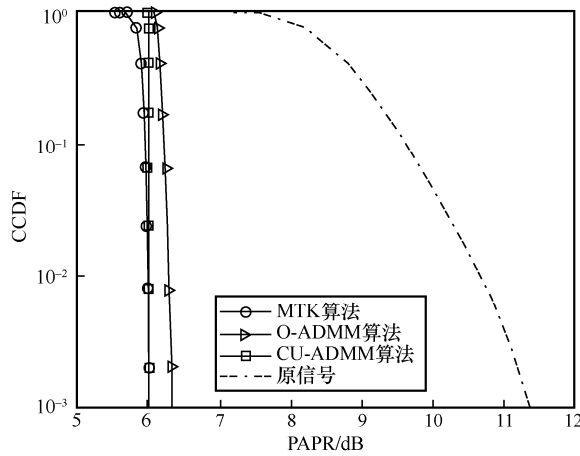


图 9 MTK 算法、O-ADMM 算法及 CU-ADMM 算法的 PAPR 抑制效果对比

为进一步评估 MTK 算法的 PAPR 抑制效果, 还对比了对优化模型 (式 (24)) 使用 CVX 工具箱求最优解的仿真结果, MTK 算法及优化模型最优解的 PAPR 抑制效果对比如图 10 所示。其中, PAPR 抑制算法的门限值均设为 5.5 dB, 迭代次数设为 7 次, 其余参数设置同表 1。从图 10 可以看出, 对优化模型 (式 (24)) 的直接求解取得了最佳的 PAPR 抑制效果, PAPR 降低到设置的目标 PAPR 处。MTK 算法执行 7 次后在 CCDF=10⁻³ 时的 PAPR 相较于原信号降低了约 5.7 dB, 接近最优解。

然而, 对优化问题 (式 (24)) 直接求解的计算复杂度较高。表 2 比较了在 MATLAB 中运行 MTK 算法、NS-ICF 算法以及利用 CVX 工具箱计算最优解所需的运行时间。表 2 显示 MTK 算法和 NS-ICF 算法迭代 7 次所需时间分别为 10 ms 和 11 ms, 远远低于对优化问题直接求解所需的时

间。综合以上分析可以得到, MTK 算法在接近最优性能的同时, 有着更低的计算复杂度。

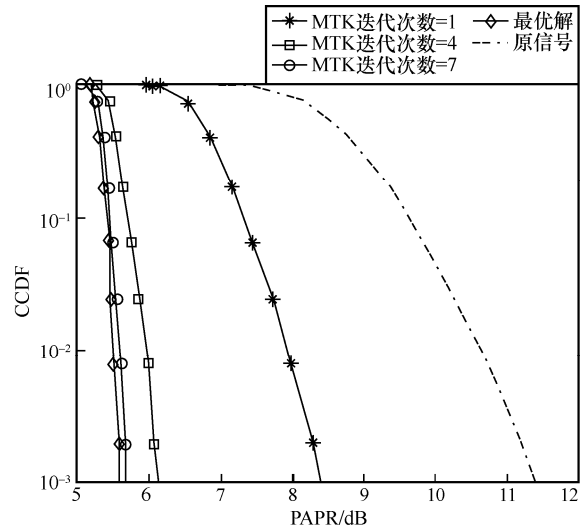


图 10 MTK 算法及优化模型最优解的 PAPR 抑制效果对比

表 2 单个符号下 MTK 算法、NS-ICF 算法
与求最优解的运行时间对比

算法	MTK	NS-ICF	求最优解
平均运行时间/ms	10	11	1 560

3.2 误码率性能分析

为了进一步考虑数据传输过程中 PAPR 对系统性能的影响, 仿真中考虑将混合信号通过固态功率放大器 (solid state power amplifier, SSPA) 后进行传输。SSPA 输入输出模型为^[6]:

$$G[x] = \frac{g_0 x}{\left(1 + \left(\frac{|x|}{x_{\text{sat}}}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} \quad (44)$$

其中, x_{sat} 为功放饱和点电压, g_0 为放大增益, p 为平滑因子。IBO = 10 lg(| x_{sat} |²/E{| x |²}) 表示输入功率回退, 定义为饱和点功率与输入信号功率之比。本节采用 IBO=3 dB、 $p=5$ 、 $g_0=1$ 。PAPR 抑制算法的门限值均为 6 dB, 迭代次数为 5 次。

不同信噪比 (signal-noise ratio, SNR) 下不同 PAPR 抑制算法的 BER 性能对比如图 11 所示, 图中“原信号”曲线为未通过 SSPA 时原始信号



的误码率。可以看到, 由于抑制后的信号 PAPR 仍高于 SSPA 的 IBO 水平, 各算法与原信号相比仍有不同程度的 BER 性能损失。相比另外两种 PAPR 抑制算法, 在通过 SSPA 后, MTK 算法在 BER 性能上具有显著优势。当 SNR 为 14 dB 左右时, MTK 算法的 BER 已降至 10^{-4} 级别, 相比 NS-ICF 算法和抑制子信号 PAPR 的算法更接近理想情况。不同 PAPR 抑制算法下各子信号的 EVM 性能见表 3。从表 3 可以看到, MTK 算法的 EVM 达到了 -11.08 dB, 相较于对信号产生失真的 NS-ICF 算法和基于 TR 技术的抑制子信号的算法, 有着更好的 EVM 性能。

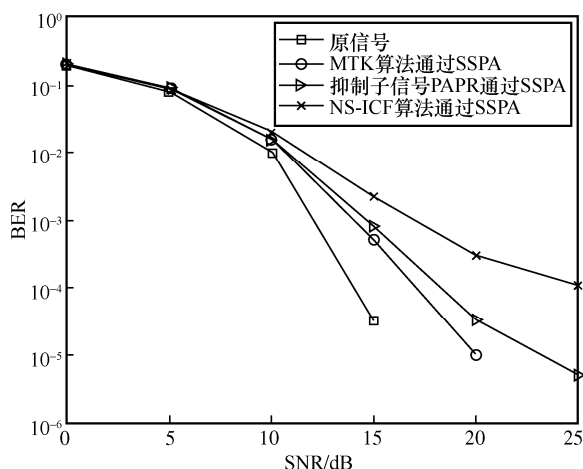


图 11 不同信噪比下不同 PAPR 抑制算法的 BER 性能对比

表 3 不同 PAPR 抑制算法的各子信号的 EVM 性能

算法	子信号 1	子信号 2
MTK 算法	-11.08 dB	-11.06 dB
抑制子信号 PAPR	-10.57 dB	-10.33 dB
NS-ICF 算法	-9.46 dB	-9.45 dB

结合以上仿真结果可以看出, MTK 算法有效抑制了混合信号的 PAPR, 避免了混合信号在通过 SSPA 时产生非线性失真。NS-ICF 算法基于裁剪滤波方法进行设计, 不可避免地引入了额外的信号失真。与此同时, 抑制子信号 PAPR 这一方法由于 PAPR 抑制效果较差, 在通过 SSPA 后 BER 性能提升有限。

3.3 带外泄露性能

利用 PAPR 抑制技术可以避免功率放大器工作非线性区域, 实现较低的带外泄露水平, 从而减小各子信号之间的干扰。为了说明不同 PAPR 抑制方法对带外泄露的影响, 用周期图法展示混合信号的功率谱密度 (power spectrum density, PSD) 特性, 不同 PAPR 抑制方法通过 SSPA 后的 PSD 如图 12 所示, 图中“原信号”曲线为未通过 SSPA 时原始信号的 PSD 特性。其中, SSPA 模型设置 IBO=5 dB、平滑因子 $p=5$ 。PAPR 抑制算法采用的门限值均为 6 dB, 迭代次数为 5 次。从图 12 可以看到, 通过 SSPA 后, MTK 算法的带外泄露水平最低。相比通过 SSPA 的原信号, MTK 算法的带外泄露水平下降约 1.8 dB。而抑制子信号 PAPR 的方法在通过 SSPA 后, 仅略优于原信号通过 SSPA 后的带外泄露水平。

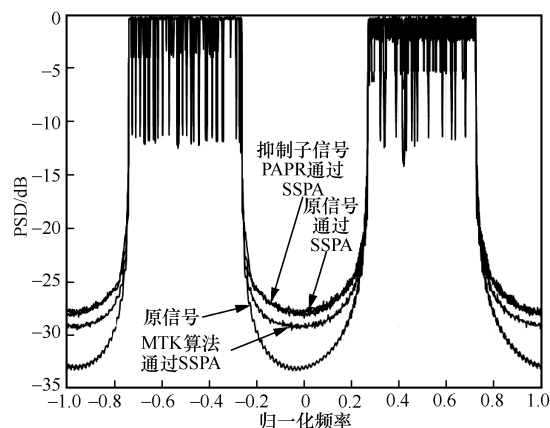


图 12 不同 PAPR 抑制方法通过 SSPA 后的 PSD

4 结束语

本文研究了混合参数集系统中的 PAPR 抑制方法, 建立了采用 TR 技术的混合参数集系统 PAPR 最小化问题的优化模型。针对混合信号的产生流程, 设计了一种基于混合时域核脉冲的 PAPR 抑制算法。该算法将不同参数集产生的时域核脉冲进行循环移位, 以生成多个峰值抑制信号副本, 并将混合后的时域核脉冲叠加于混合信号以抑制

PAPR。理论分析与仿真结果均表明, MTK 算法可以有效抑制混合信号的 PAPR, 并且拥有较低的计算复杂度。此外, 经过 PAPR 抑制的混合信号通过 SSFA 后具有良好的误码率性能和较低的带外泄露水平。目前本文所提方法处于仿真实验阶段, 下一步将会使用 LabVIEW (laboratory virtual instrument engineering workbench) 在通用软件无线电外设 (universal software radio peripheral, USRP) 上进行验证, 进一步检验本文所提算法的有效性。

参考文献:

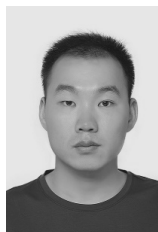
- [1] 华为. 5G 时代十大应用场景白皮书[EB]. 2017.
HUAWEI. 5G unlocks a world of opportunities: top ten 5G use cases[EB]. 2017.
- [2] 3GPP. New radio (NR): base station transmission and reception (Release 15) [R]. 2017.
- [3] LIU X R, ZHANG L, XIONG J, et al. Peak-to-average power ratio analysis for OFDM-based mixed-numerology transmissions[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(2): 1802-1812.
- [4] 李波, 郑晨, 王彦本. 一种 OFDM 联合峰均比抑制算法[J]. 西安邮电大学学报, 2018, 23(2): 78-84.
LI B, ZHENG C, WANG Y B. A joint peak-to-average power ratio reduction algorithm in OFDM system[J]. Journal of Xi'an University of Posts and Telecommunications, 2018, 23(2): 78-84.
- [5] 李博, 胡玲娜, 宋涛, 等. OFDM 系统中的预留子载波比例优化[J]. 计算机仿真, 2019, 36(2): 125-131.
LI B, HU L N, SONG T, et al. Tone reservation ratio optimization for OFDM systems[J]. Computer Simulation, 2019, 36(2): 125-131.
- [6] RAHMATALLAH Y, MOHAN S. Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems: a survey and taxonomy[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2013, 15(4): 1567-1592.
- [7] TELLADO J. Peak to average power reduction for multicarrier modulation[D]. Stanford: Stanford University, 2000.
- [8] YU P Y, JIN S B. A low complexity tone reservation scheme based on time-domain kernel matrix for PAPR reduction in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2015, 61(4): 710-716.
- [9] HASSAN M E, CRUSSIÈRE M, HÉLARD J F, et al. EVM closed-form expression for OFDM signals with tone reservation-based PAPR reduction[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(4): 2352-2366.
- [10] LIU Z X, LIU W, HU L N, et al. A low complexity improved tone reservation method based on ADMM for OFDM systems' PAPR reduction[C]//Proceedings of 2021 13th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-5.
- [11] GATHERER A, POLLEY M. Controlling clipping probability in DMT transmission[C]//Proceedings of Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (Cat. No.97CB36136). Piscataway: IEEE Press, 2002: 578-584.
- [12] LI H B, JIANG T, ZHOU Y. An improved tone reservation scheme with fast convergence for PAPR reduction in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2011, 57(4): 902-906.
- [13] 刘兴辉. 多载波系统的峰均比抑制技术研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2020.
LIU X H. Research on peak-to-average power ratio reduction in multi-carrier systems[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2020.
- [14] TELLADO J, ALVAREZ J. Multicarrier modulation with low PAR: applications to DSL and wireless[M]. New York: Kluwer Academic, 2000.
- [15] WANG B W, SI Q, JIN M L. A novel tone reservation scheme based on deep learning for PAPR reduction in OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(6): 1271-1274.
- [16] LIU X R, ZHANG X Y, ZHANG L, et al. PAPR reduction using iterative clipping/filtering and ADMM approaches for OFDM-based mixed-numerology systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(4): 2586-2600.
- [17] GÖKCELI S, LEVANEN T, YLI-KAAKINEN J, et al. PAPR reduction with mixed-numerology OFDM[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(1): 21-25.
- [18] MEMISOGLU E, DURANAY A E, ARSLAN H. Numerology scheduling for PAPR reduction in mixed numerologies[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(6): 1197-1201.
- [19] ZAIDI A, BALDEMAIR R, TULLBERG H, et al. Waveform and numerology to support 5G services and requirements[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(11): 90-98.
- [20] GUAN P, WU D, TIAN T J, et al. 5G field trials: OFDM-based waveforms and mixed numerologies[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(6): 1234-1243.
- [21] 3GPP. Technical specification group radio access network; NR; physical layer; general description (Release 15): TS 38.201[S]. 2017.
- [22] 刘潇然. 混合参数集 OFDM 波形设计和智能适变关键技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2020.
LIU X R. Research of OFDM waveform design and intelligent adaptation in mixed-numerology systems[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2020.
- [23] ZHANG L, IJAZ A, XIAO P, et al. Multi-service system: an



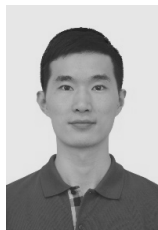
enabler of flexible 5G air interface[J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(10): 152-159.

- [24] ZHANG L, IJAZ A, XIAO P, et al. Subband filtered multi-carrier systems for multi-service wireless communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(3): 1893-1907.

[作者简介]



石楠(1995-), 男, 国防科技大学电子科学学院硕士生, 主要研究方向为无线通信理论、智能无线通信与网络。



刘潇然(1992-), 男, 博士, 国防科技大学电子科学学院讲师, 主要研究方向为无线通信信号处理、多载波波形设计和智能通信技术。



熊俊(1987-), 男, 博士, 国防科技大学电子科学学院副研究员、硕士生导师, 主要研究方向为协同通信、物理层安全和网络资源分配等。



张晓瀛(1980-), 女, 博士, 国防科技大学电子科学学院副教授, 主要研究方向为无线信道建模、宽带无线通信。



魏急波(1967-), 男, 博士, 国防科技大学电子科学学院教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信网络协议、通信信号处理、协同通信、认知无线网络等。