用于高频谱约束海量机器类通信的时频扭曲波形

Mostafa Ibrahim*，*IEEE* 学生会员，HuseyinArslan，*IEEE* 会士，Hakan Ali Cirpan，*IEEE* 会员，以及 Sabit Ekin，*IEEE* 高级会员

arXiv:2305.01113v1 [eess.SP] 1 May 2023

摘要—**本文针对短符号、海量机器类通信（mMTC）和物联网（IoT）应用，提出了一种新型时频扭曲波形。该波形由非对称升余弦（RC）脉冲组成，以提高信号在时域和频域中的频谱约束能力。该波形在时域中具有较低的功率尾部，因此在存在时延扩展和时间偏移时能够获得更好的性能。通过应用时间轴翘曲酉变换，可以控制波形在时频空间中的占用，并补偿在符号边缘使用高滚降因子脉冲所带来的影响。本文逐步分析了滚降因子轮廓和扭曲函数的确定方法。在仿真部分中，与传统的零尾离散傅里叶变换扩展正交频分复用（ZT-DFT-s-OFDM）方案和循环前缀（CP）DFT-s-OFDM 方案相比，所提方案均取得了增益。**

索引词—**第六代移动通信及未来、波形、时间-频率扭曲、海量机器类通信、海量机器类通信、物联网。**

一、引言

THE 未来十年，预计物联网（IoT）连接设备的数量将呈指数级增长，以满足各种需求差异极大的应用场景。机器类通信（MTC）凭借其海量、低时延且不受限的无线连接能力，是推动这一发展趋势的关键因素。为实现海量机器类通信（mMTC）的愿景，需要设计超低功耗接收机、高效睡眠模式以及超低成本的 MTC 设备。本文采用时间-频率扭曲的概念 [1] ，将其作为波形修饰方法，应用于对同步要求宽松、能效高且时延低的场景 [2]。

版权所有 (c) 2023 IEEE。允许个人使用本材料。但是，如需将本材料用于任何其他用途，必须向 IEEE 发送请求至 pubs-permissions@ieee.org 以获取许可。本文已被 IEEE JSAC 关于 3GPP 技术：第五代移动通信进阶及未来的特刊接收。版权可能在不另行通知的情况下转让，届时本版本可能无法继续访问。（*通讯作者：*Mostafa Ibrahim*。）

Mostafa Ibrahim 任职于俄克拉荷马州立大学电气与计算机工程学院，美国俄克拉荷马州（电子邮件：mostafa.ibrahim@okstate.edu）。

Huseyin Arslan 任职于土耳其伊斯坦布尔伊斯坦布尔梅迪波尔大学电气与电子工程系（电子邮件：husey-inarslan@medipol.edu.tr）。Hakan Ali Cirpan 任职于土耳其伊斯坦布尔伊斯坦布尔技术大学电子与通信工程系（电子邮件：hakan.cirpan@itu.edu.tr）。Sabit Ekin 任职于美国得克萨斯州德克萨斯农工大学工程技术系及电气与计算机工程系（电子邮件：sabitekin@tamu.edu）。

部分 mMTC 应用场景包括群集网络传输系统、未来工厂、智慧城市、零能耗物联网以及分布式账本的智能合约 [3]。在此类应用中，由于快速休眠操作下的接入具有突发性，同步性和正交性成为一项挑战 [4]。第六代无线通信（第六代移动通信）及未来海量机器与物联网波形的关键要求包括时间局域性、频谱约束、极短分组传输、低功耗以及宽松的同步要求 [5], [6]。我们提出了一种满足这些要求的波形，其性能优于传统候选波形。

本文扩展了 [1] 中提出的一种方法，该方法旨在构造一种在时域和频域均具有频谱约束且频谱效率高的符号。其思路是在符号边缘附近使用高滚降因子的升余弦（RC）成形脉冲，而在内部脉冲中使用低滚降因子。这是因为，在类似零尾 DFT-s-OFDM 的符号中，外部脉冲对时域零尾的贡献大于内部脉冲。较强的频谱约束能够提升系统在存在时间扩散或时间和频率偏移时的性能，因为边缘符号泄漏的功率在时域中会降至最低。随后，通过引入时间轴翘曲来控制脉冲在频域中的占用，使所有脉冲在频域中的频谱占用对齐。因此，时域和频域中的符号间干扰（ISI）均得以降低。

我们在 [1] 中的初步工作既未说明如何选择滚降因子轮廓，也未对扭曲函数确定提供任何指导。本研究尝试补充该研究中缺失的内容，但研究对象是基于单载波正交频分复用（SC-OFDM）的波形，而非基于正交频分复用（OFDM）的波形。我们提出了确定优化滚降因子 α轮廓的方法，随后确定与所选 α 轮廓相匹配的扭曲函数。本文还阐述了一些相关概念，介绍如何通过修改扭曲函数来构造频谱约束更强的波形。

时间-频率扭曲修饰因子应用于信号分析和小波理论领域。在 [7],Evangelista 将二进小波的定义扩展至包含频率翘曲小波。此外，还利用频率翘曲小波定义了时频平面的灵活正交与非正交铺砌。在 [8], 提出了设计可变翘曲滤波器的方法，以拟合信号的频率响应。此外，在心电图（ECG）模式识别方面，

多项研究利用扭曲时频空间分析心电图信号 [9], [10]。时间扭曲分析也成功应用于语音识别 [11], 、室内声学 [12], 和超声导波表征 [13]。

我们将采用的基本符号是零尾DFT扩频OFDM（ZT-DFT-s-OFDM） [14]; 它是（DFT-s-OFDM）调制的一种变体，旨在降低零尾功率。由于峰均功率比（PAPR）较低，DFT-s-OFDM 被用作长期演进（LTE）上行方案的调制方案，因此适用于低功耗系统。此外，它也非常适合所提出的时频扭曲方法，便于进行调制。DFT-s-OFDM 有多种变体 [15]; 唯一字OFDM（UW-OFDM）在时域中以唯一符号取代循环前缀（CP）。另一方面，ZT-DFT-s-OFDM 则以零符号取代 CP。

本文用于调制的脉冲可以是对称或非对称升余弦脉冲，并且两侧的滚降系数可以不同。下文将说明，非对称升余弦脉冲使低功耗尾部仅需出现在必要的位置（边缘处）。 [16], [17]中采用了非对称加窗和脉冲，以减少带外发射并提高频谱效率。

本研究的贡献和主要发现如下:

- 将时频扭曲概念拓展至SC-OFDM方案，以满足未来对频谱约束性强、能效高的波形的需求。本研究采用零尾DFT-s-OFDM作为基本波形形状，因为其sinc形脉冲被我们替换为具有不同滚降因子（α）的广义升余弦形脉冲。使用升余弦脉冲可确保具有不同滚降因子的脉冲之间保持正交性。
- 采用边际效用递减方法分析滚降因子轮廓，并探讨了不同的效用函数。分析旨在推导出优化的滚降因子轮廓。
- 本文阐述了有关扭曲脉冲时频占用的不同概念，以及其与扭曲函数之间的关系。我们表明，扭曲函数的一阶导数以及脉冲相对于扭曲函数的位置会影响脉冲的时频占用，进而影响整个符号。
- 为进一步实现频谱约束，我们提出一种非对称成形的时频扭曲升余弦脉冲。该脉冲两侧具有不同的滚降因子（α s）；符号边缘处采用较高的 α 值，而符号中心处采用较低的 α 值。
- 本文介绍了一种基于预先规划的滚降因子轮廓来确定扭曲函数的分析方法。该方法采用线性规划求解无法通过解析方法解决的多维问题。
- 本文提出了发射机和接收机方案，并给出降低计算复杂度的实现建议。文中还讨论了利用强化学习（RL）进行系统级优化以及参数趋势

引入。

本文其余部分安排如下：第二节讨论时频扭曲理论。第三节讨论滚降因子轮廓的确定，随后第四节介绍扭曲函数的相关概念与设计。第五节讨论所提波形的收发器、调制器和解调器方案设计。最后，第六节评估时频波形，并将其与传统的对应波形进行比较。

II. 扭曲波形公式

本节简要介绍坐标轴扭曲酉理论，并描述其应用于时间-频率平面时的效果。

A. 坐标轴扭曲理论

坐标轴扭曲变换是酉变换的一个子类。酉算子$\mathbf{U}$ 是一种在线性空间之间进行映射的变换（即$\mathbf{U} : \mathbf{L}^2(\mathbb{R}) \longmapsto \mathbf{L}^2(\mathbb{R})$）。酉变换具有以下特性：它们保持内积（即 $\langle \mathbf{U}s, \mathbf{U}h \rangle = \langle s, h \rangle$），并保持能量（即 $\|\mathbf{U}s\|^2 = \|s\|^2$）。坐标轴扭曲通过扭曲函数 w 实现，该函数将坐标轴x 映射到新的坐标轴 $w(x)$:

$$w : \mathbb{R} \mapsto \mathbb{R}, \quad x \mapsto w(x) \ , \tag{1}$$

其中， w 是一一对应的单调函数。扭曲正交坐标轴 $\tilde{x}$ 和 $\tilde{y}$ 与原始坐标轴 x 和 y 之间的关系为:

$$\tilde{x} = w(x), \quad \tilde{y} = y \ \dot{m}(w(x)) \ , \tag{2}$$

其中， $m = w^{-1}$ 是 w的反函数。波形 s的坐标轴扭曲表示如下 [18]:

$$[\mathbf{U}s](x) = |\dot{w}(x)|^{1/2} s[w(x)] \ , \tag{3}$$

其中， $\dot{w}$ 表示函数 w的一阶导数。扭曲变换支持非均匀坐标轴操控，并提供一种灵活的方法来控制时频占用。

在先前的研究 [1], 中，频率轴扭曲被用于扩展 OFDM 符号频带边缘处滚降因子较高的子载波，从而在不损失频谱效率的情况下减少带外发射（OOBE）。该方法旨在确保所有子载波具有相同的时域占用。本文研究的是时频平面中具有低峰均功率比和高频谱约束的海量 MTC 类通信。因此，我们提出将时间轴扭曲应用于基于 SC-OFDM 的波形。这里，我们使用轴扭曲来扩展符号边缘处的时域脉冲，以均衡符号边缘处滚降因子较高的脉冲所产生的影响。扭曲概念如图 1 所示，并与通用 x-y 平面中的滤波进行比较，其中 x 和 y 可以互换表示时间或频率。

在波形滤波的情况下，所有脉冲的形状都相似。脉冲之间的间隔在...上

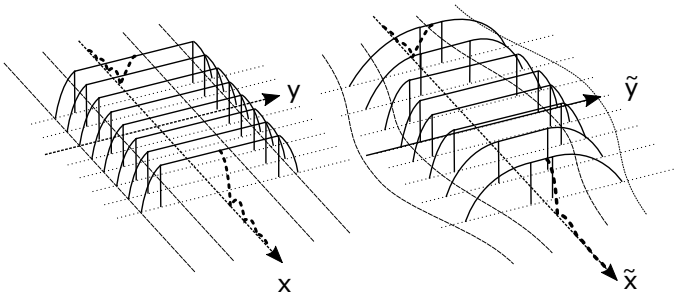


图1：逐渐改变滚降因子时的加窗与轴扭曲对比。

x 轴是均匀的，并且它们在频域中的占用情况相似。对于扭曲波形的情况，符号边缘处的脉冲形状具有较高的滚降因子，因此 x 轴上的尾部较低。滚降因子较高的脉冲在 y 轴上的占用更高。因此，通过在高 α 脉冲的位置扩展 x 维度，利用扭曲来缩小 x-y 平面的 y 维度。扭曲函数必须经过设计，以适应脉冲的滚降因子，并且应选择适当的滚降因子，以降低尾部功率，同时不损失频谱效率。

B. 频域变形

时域中的轴扭曲会在频域中产生形变 [19]。令 $H(f)$ 为所研究波形未扭曲版本的频域响应。频域扭曲形变由以下算子产生：

$$\mathbf{W_t} = \mathbf{FWF}^{\dagger}, \tag{4}$$

其中，$\mathbf{F}$和$\mathbf{F}^{\dagger}$ 分别表示傅里叶变换和逆傅里叶变换。$\mathbf{W}$ 是一个变形算子，使得； $[\mathbf{W}h](t) = \sqrt{\dot{w}(t)}h[w(t)]$。$\mathbf{W_t}$ 算子的第一部分是

$$\begin{aligned}\mathbf{WF}^{\dagger}(t,f) &= \int_{\mathbb{R}} \sqrt{\dot{w}(t)}\delta(w(t)-\tau)e^{j2\pi f\tau}d\tau \\ &= \sqrt{\dot{w}(t)}e^{j2\pi f w(t)}.\end{aligned} \tag{5}$$

然后，

$$\mathbf{FWF}^{\dagger}(f,\nu) = \int_{\mathbb{R}} \sqrt{\dot{w}(t)}e^{j2\pi\nu w(t)}e^{-j2\pi ft}dt. \tag{6}$$

因此， H 经过形变后的新形状由此得出。

$$[\mathbf{FWF}^{\dagger}H](f) = \int_{\mathbb{R}} H(\nu)\int_{\mathbb{R}} \sqrt{\dot{w}(t)}e^{-j2\pi(ft-\nu w(t))}dtd\nu. \tag{7}$$

对于翘曲 RC 脉冲或窗口 [20]，无法通过解析方法求得此操作的输出。因此，在接下来的章节中，将使用数值方法根据前述公式计算频域泄漏。

III. 滚降因子轮廓的确定

在本节中，我们基于升余弦脉冲展开分析。频带边缘处升余弦脉冲的旁瓣贡献了大部分带外功率，而随着我们远离频带边缘，这一贡献会逐渐减小。因此，在边缘附近采用具有较高 α 的脉冲是合理的，因为较高的滚降系数意味着旁瓣更低。另一方面，远离边缘的脉冲则不需要具有较高的 α 值。

当边缘处的第一个脉冲的滚降因子为 $\alpha_1 = 1$ 时，该脉冲的旁瓣抑制效果最佳。扭曲函数应将 x 轴延展 $(1+\alpha_1)$ 倍，以便在变换域 y 中占据相同的窗口。这种延展是抑制旁瓣所付出的代价。由于边缘附近的所有脉冲对带外功率（或零点时间间隔）的贡献权重不同，因此它们的旁瓣应分别采用不同的 α 值进行抑制。因此，每个脉冲都会产生延展成本。这些延展累积起来会导致频谱效率损失。因此，必须谨慎处理这种扩展，以尽可能少的翘曲展开实现最大的带外抑制。随着脉冲逐渐远离边缘，它们对带外功率的贡献会逐渐减小，因此为这些脉冲分配较高的 α 值并不高效。这正是边际效用递减 [21] 的情形。根据边际效用递减经济原理，随着我们付出更多成本——在此指脉冲的滚降因子——边际效用会降低。在本例中，降低的是每个脉冲对带外功率的贡献所能带来的削减量。滚降因子的选择将遵循边际效用均等法则。我们将效用定义为对第一个带外旁瓣的抑制，将成本定义为扭曲函数的扩展。为抑制第一个脉冲的第一个旁瓣所付出的扩展量，应与为抑制 n^{th} 个脉冲的第 n^{th} 个旁瓣所付出的扩展量相同。

$$\frac{u_1}{c_1} = \frac{u_2}{c_2} = ... = \frac{u_n}{c_n}. \tag{8}$$

可以使用不同的准则来表示 u_n 和 c_n。在本研究中，我们将提出并求解三种不同的准则。 u_n表示最后一个脉冲之后（符号边缘处）第一个瓣的功率抑制。第一个瓣的功率是旁瓣中最大的。最坏情况是脉冲的所有旁瓣都发生相长干涉。假设处于最坏情况，则第一个瓣P_T 下方的总功率表示为：

$$P_T(x) = (|L_1(x)| + |L_2(x)| + ... + |L_n(x)|)^2, \tag{9}$$

其中， $L_n(x)$ 表示n^{th} 脉冲在 x处的 n^{th} 瓣幅度值。那么，第一个瓣下方的总功率为：

$$P_T(x) = \int_{1^{st}lobe} (|L_1(x)| + |L_2(x)| + ... + |L_n(x)|)^2 dx. \tag{10}$$

通过对比整形前后边缘之后第一个波瓣持续时间内的旁瓣总功率，计算整形 n^{th} 旁瓣所导致的功率抑制量 n^{th} 。

$$\begin{aligned}u_n = \int_{1^{st}lobe} &(|L_1(x)| + |L_2(x)| + ... + |L_n(x)|)^2 - \\ &(|L_1(x)| + |L_2(x)| + ... + |L_{sn}(x)|)^2 dx.\end{aligned} \tag{11}$$

这可以简化为：

$$u_n = \int_{1^{st}lobe} (|L_n(x)|^2 - |L_{sn}(x)|^2) + 2(|L_n(x)| - |L_{sn}(x)|) \sum_{m \neq n} |L_m(x)| dx. \quad (12)$$

我们将考虑三种不同的假设来求解升余弦脉冲的式（8）和式（12）。

1) 情况 *1*： 代价表示为要应用的等效翘曲展开 $c_n = \frac{1}{1+\alpha_n}$。 u_n 取自公式 (12)。方程通过迭代求解，从 $\alpha_1 = 1$ 开始的滚降因子轮廓解如图 2 所示，分别对应 6 个和 12 个脉冲。

2) 情况 *2*： 这里我们定义一个更简单的效用函数，即通过在成形前后仅减去 n^{th} 脉冲旁瓣功率，来表示对 n^{th} 旁瓣进行成形所带来的抑制效果。

$$u_n = \int_{1^{st}lobe} (|L_n(x)|^2 - |L_{sn}(x)|^2 dx. \quad (13)$$

翘曲展开保持不变： $c_n = \frac{1}{1+\alpha_n}$，以及 $\alpha_1 = 1$。解法 2 的结果如图 2 所示，分别对应 6 个和 12 个脉冲。

3) 情况 *3*： 在这种情况下，假设将所有脉冲的贡献都视为类似于符号的 1^{st} 瓣功率。

$$\int_{1^{st}lobe} |L_1(x)|^2 dx = ... \int_{1^{st}lobe} |L_n(x)|^2 dx. \quad (14)$$

这将产生更陡峭的滚降因子轮廓，如图 2 所示。我们可以观察到，不同的 u_n 和 c_n 标准可能导致

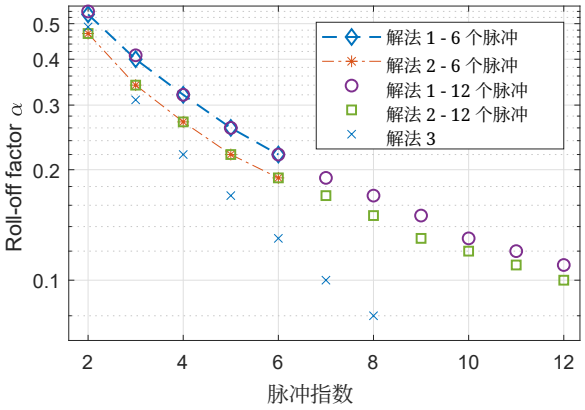


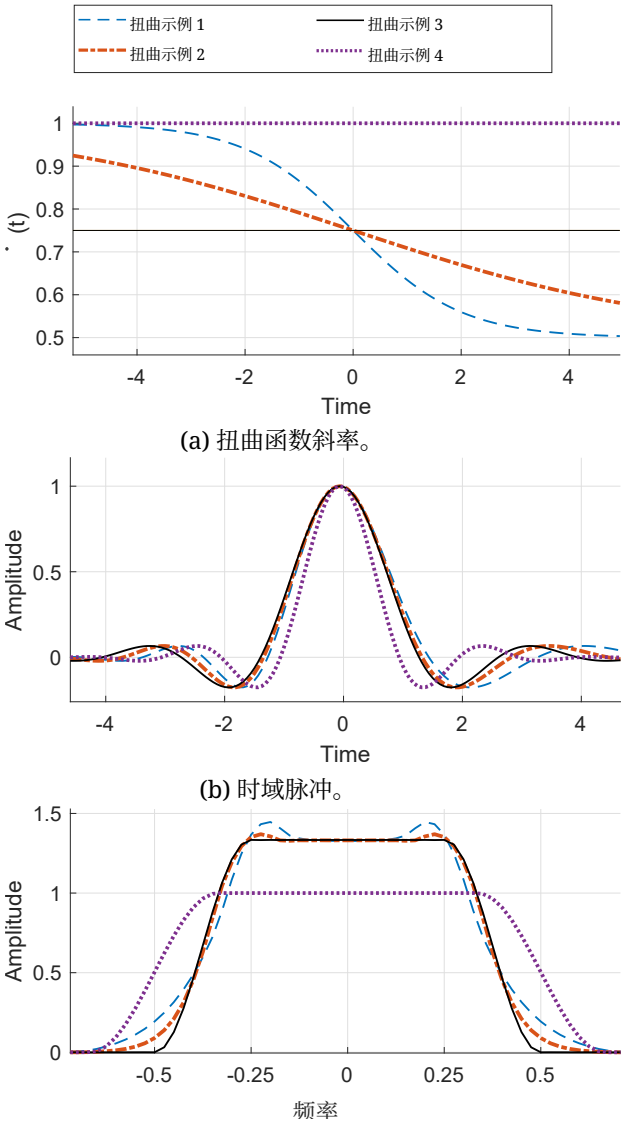
图 2：脉冲 1 的滚降因子轮廓具有 $\alpha = 1$。

α 轮廓呈现不同的趋势。每种趋势都会产生不同的零尾抑制效果和频谱效率，正如下一节将展示的那样。滚降因子轮廓的最优性取决于频谱约束与频谱效率之间的权衡。接下来，我们将讨论如何根据已知的滚降因子轮廓设计扭曲函数。

IV. 扭曲函数设计

本节讨论如何结合脉冲形状设计扭曲函数，以实现良好集中的波形。第一个概念是扭曲轮廓的斜率；第二个概念是脉冲位置相对于扭曲函数的关系。第三个概念是采用非对称脉冲的设想。

A. 基本概念



(a) 扭曲函数斜率。

(b) 时域脉冲。

(c) 频域窗。

图 3：翘曲概念 1：不同的翘曲斜率，相同的滚降系数 0.33。

1) 概念 *1*： 扭曲函数斜率轮廓的影响：扭曲函数在点 x 处的一阶导数与 x 轴方向扩展的倒数成正比。对于时域脉冲，扩展发生在时域中。图 3 展示了扭曲函数一阶导数的四个示例 $\dot{\omega}(t)$。该升余弦脉冲的滚降因子为 $\alpha = 0.33$。将 t 替换为 $\omega(t)$后，翘曲升余弦脉冲的时域表示为：

$$RC(t) = \begin{cases} \frac{\pi}{4}\,\mathrm{sinc}(\frac{1}{2\alpha}), & \omega(t) = \pm\frac{1}{2\alpha} \\ \mathrm{sinc}(\omega(t))\dfrac{\cos(\frac{1}{2\alpha})}{1-(2\alpha\omega(t))^2} & \text{otherwise,} \end{cases} \tag{15}$$

而根据公式 (7)，频域表示 $\mathbb{RC}(f)$ 可表示为：

$$\mathbb{RC}(f) = \int_{\mathbb{R}} R(\nu) \int_{\mathbb{R}} \sqrt{\dot{w}(t)}\; e^{-j2\pi(ft-\nu w(t))}\; dt\; d\nu\;, \tag{16}$$

其中

$$R(\nu) = \begin{cases} 1, & |\nu| \leqslant \frac{1-\alpha}{2} \\ \frac{1}{2}(1+\cos(\frac{\pi}{\alpha}[|\nu| - \frac{1-\alpha}{2}])), & \frac{1-\alpha}{2} < |\nu| \leqslant \frac{1+\alpha}{2} \\ 0 & \text{otherwise}\;. \end{cases} \tag{17}$$

对于常数 $\dot{\omega}(t)$ 值的情况，我们可以观察到频域中的升余弦窗，其占用带宽与该值成正比。当 $\dot{\omega}(t)$用 sigmoid 函数表示时，

$$\dot{w}(x) = \mathrm{sigmoid}(t/T), \tag{18}$$

其中，变量 T 控制二阶导数 $\ddot{w}(t)$，即扭曲函数斜率沿 t 轴的变化率。较低的 T 值可以实现扭曲函数斜率的急剧变化，反之亦然。我们可以看到，频域窗的频谱分量来自扭曲函数斜率较高和较低的区域。此外，扭曲函数的二阶导数也会影响最终窗形状。如果 $\ddot{\omega}$ 较高（ T较低），窗的占用带宽就较大。这是因为频域表示等效于未扭曲的频域窗与由 $\omega(t)$ 调制的啁啾函数之间的卷积，如式（16）所示。由于啁啾函数在频域中的占用带宽较大且存在泄漏，因此卷积结果在预期频谱之外的泄漏会较小。

2）概念 *2*：脉冲在扭曲时频空间中的位置所产生的影响：现在，考虑图 4 所示的具有 sigmoid 形状的同一扭曲函数。图中所示的脉冲具有相同的滚降因子 $\alpha = 0.33$，但位置不同。对于同一扭曲函数，左侧脉冲经扭曲后所处的位置具有比右侧脉冲更高的 $\dot{\omega}$ 值。因此，左侧脉冲的频域占用高于右侧脉冲。由此，即使相邻脉冲具有相同的滚降因子，所设计的扭曲函数对它们也会产生不同的影响。

3）概念 *3*：脉冲形状：我们提出一种基于零尾 DFT-s-OFDM [14], 的信号，但采用不同的脉冲成形。由于离散傅里叶变换操作带来的扩频，ZT-DFT-s-OFDM 使用 辛格函数形状的脉冲。在我们提出的脉冲中，我们旨在实现尾部功率（时频占用）可调的脉冲。升余弦脉冲是一个不错的选择，因为滚降因子可以控制脉冲形状。此外，具有不同滚降因子的升余弦脉冲可以正交共存。

在 [1], [22] 中，曾提出在符号边缘使用滚降因子较高（功率尾部较低）的脉冲

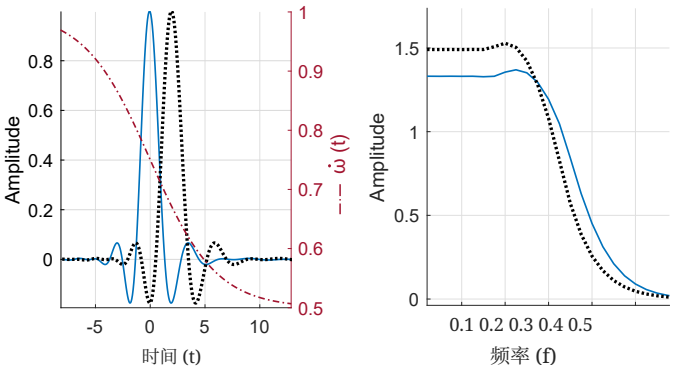


图 4：扭曲概念 2：一种翘曲轮廓，不同的脉冲中心。

并在符号内部使用滚降因子较低（功率尾部较高）的脉冲。在此，我们提出采用相同的概念，但使用不同的脉冲形状。

在本研究中，我们将传统的升余弦脉冲称为“对称”升余弦脉冲，因为后文将定义非对称升余弦脉冲。对称升余弦脉冲具有可调的过渡带滚降参数 α_n；与 $sinc$ 函数不同，它的旁瓣幅度可以调节，且过渡带的衰减速率可以控制。时域中的对称升余弦脉冲成形函数如式 (15) 所示。

接下来，我们定义并阐述非对称成形升余弦脉冲 P。扭曲修饰因子用于补偿应用滚降因子所造成的频谱扩展。因此，翘曲函数斜率会在多个脉冲范围内平滑变化；时域升余弦脉冲两侧的斜率将有所不同。因此，为脉冲两侧设置不同的滚降因子是合理的。较低的 α 分配给朝向波形内部的一侧（较高的 $\dot{w}(t)$），而较高的 α 则分配给波形边缘一侧（较低的 $\dot{w}(t)$）。这种脉冲形状可提高频域中的功率集中度。

一个长度为 L 个脉冲的符号 S，并按如下方式使用 N 个数据符号 $a[n]$ 进行调制：

$$S(x) = \sum_{n}^{N} a[n]\; P_n(\tilde{x} - z_h - n), \tag{19}$$

其中，n 是数据符号的数量，z_h 是零头符号的数量。零尾是其余未调制的符号（$z_t = L - N - z_h$）。扭曲变换是酉变换，因此会伴随一个幅度变化因子 $\sqrt{(w(t))}$，如式5所示。然而，如果将该因子纳入所提出的调制中，扭曲效应也会出现在已调制数据的星座图中。这会导致扭曲脉冲的幅度各不相同，从而产生不同的 I/Q星座图表示。为减轻这一影响，我们使所有扭曲脉冲保持相同的幅度；这通过改变脉冲的能量而不改变其正交性，违反了扭曲变换的一个酉性条件。

非对称升余弦脉冲 P_n 的公式如下：

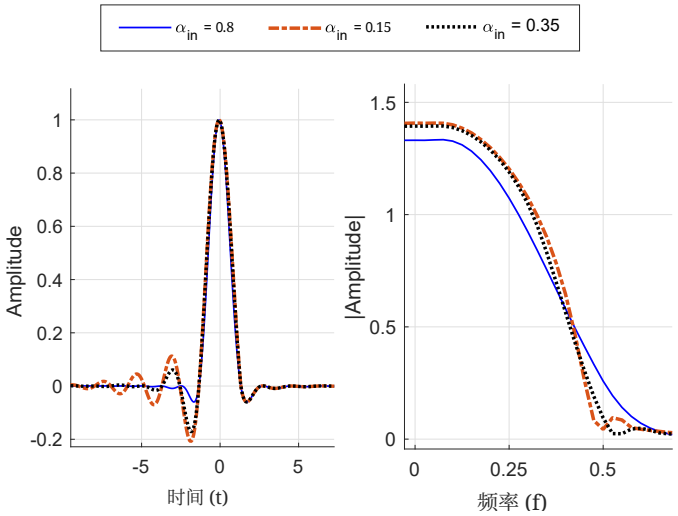


图 5：扭曲概念 3：对称与非对称脉冲形状。

$$P_n(x) = \begin{cases} \frac{\pi}{4}\,\mathrm{sinc}(\frac{1}{2\alpha_{1,n}}) & ; x = -\frac{1}{2\alpha_{1,n}} \\ \frac{\pi}{4}\,\mathrm{sinc}(\frac{1}{2\alpha_{2,n}}) & ; x = \frac{1}{2\alpha_{2,n}} \\ \mathrm{sinc}(x)\frac{cos(\pi x\alpha_{1,n})}{1-(2x\alpha_{1,n})^2} & ; x < 0 \\ \mathrm{sinc}(x)\frac{cos(\pi x\alpha_{2,n})}{1-(2x\alpha_{2,n})^2} & ; x \geqslant 0\ , \end{cases} \tag{20}$$

其中，$\alpha_{1,n}$ 表示 n脉冲左侧（负侧）的滚降因子，而$\alpha_{2,n}$ 表示 n脉冲右侧（正侧）的滚降因子。

图 5 展示了我们所用翘曲脉冲形状的示例。较高的 $\alpha = 0.8$和内 α 值为{0.8，0。35，0.15}。三个脉冲采用相同的翘曲轮廓，其左侧斜率较低。可以看出，两个非对称脉冲的频谱形状比传统对称脉冲的泄漏更低。

这类形状的泄漏值无法通过解析方法求解 [20]。因此，在以下分析中，我们通过数值计算展示不同内滚降因子如何产生不同的泄漏。三个脉冲采用相同的翘曲轮廓方程（18）。扭曲函数的左侧斜率较低 $(t < 0)$。频谱泄漏值无法通过解析方法求解；因此，接下来我们通过数值计算展示改变内滚降因子的影响。

4）概念 *4*：式（20）中定义了非对称升余弦脉冲，其中包含 $\alpha_1 = 1$。我们想要找出 α_2 对频谱泄漏的影响，适用于一种斜率从 α_1 区域的低值变化到 α_2 区域的高值的扭曲函数。

我们在不同的 T 值下遍历 α_2 的取值，并计算范围 $[-0.5,\ 0.5]$之外的泄漏比 $\mathbb{L}$。

$$\mathbb{L} = 1 - \frac{\int_{-0.5}^{0.5}\int_{-\infty}^{\infty} P_{\alpha_1,\alpha_2}(w(t))e^{-j2\pi ft}dtdf}{\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} P_{\alpha_1,\alpha_2}(w(t))e^{-j2\pi ft}\ dtdf}. \tag{21}$$

从图 6 的结果可以看出，最优 α_2 的值会随翘曲轮廓变化。然而，

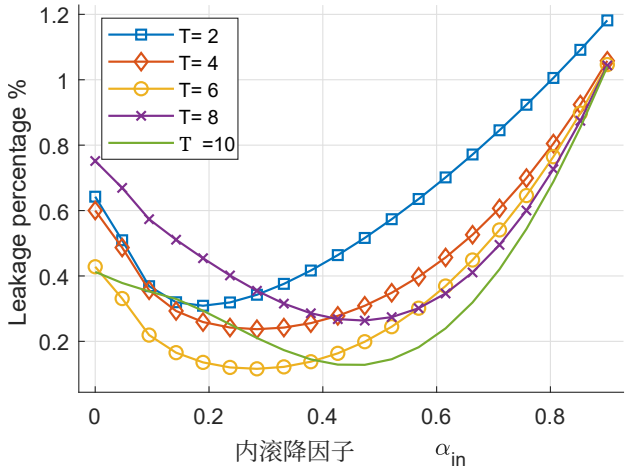


图 6：泄漏与内滚降因子的关系。

T中表示的内滚降因子、最小泄漏点与翘曲斜率之间没有明显的变化规律。原因在于，泄漏值由扭曲非对称脉冲的傅里叶变换决定，其中变换域尾部存在复杂的相长和相消谐波干涉。因此，难以用闭式表达式描述这种变化规律。对于不同的 T 值，需要通过优化算法确定不同内滚降因子下所能达到的最低泄漏值。

5）概念 *5*：采样系统中的扭曲脉冲和扭曲函数在时域中的特定时刻定义。扭曲函数将辛格函数或升余弦脉冲的峰值移至不同位置，从而使数据符号或信息符号在时间上移至新的位置。后续章节将说明，扭曲函数的设计应确保新位置与采样时刻精确对齐。因此，需要进行上采样以实现这一目标。The

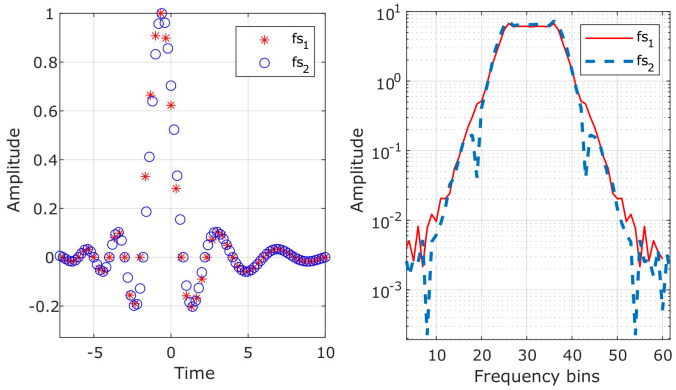


图 7：翘曲概念 5：过采样率的影响。

上采样率在实现扭曲脉冲的平滑过渡以及减少变换域中的旁瓣方面起着至关重要的作用。为说明这一概念，图 7

展示了两个位置和扭曲函数相同、但过采样率不同的扭曲脉冲。

上采样率对于实现扭曲脉冲的平滑过渡以及降低变换域中的旁瓣起着至关重要的作用。为说明这一概念，图 7 展示了两个位置和扭曲函数相同、但过采样率不同的扭曲脉冲。

采样率较高的脉冲 fs_2 在峰值前有六个样本，峰值后有七个样本；采样率较低的 fs_1则在峰值前后各有三个样本，而计入扭曲效应的第四个样本出现得更晚。这是针对 $RC(t/T)$函数的每个 1T 时长而言的。由于缺乏平滑过渡，频域中会产生不良副作用，导致较低采样率下的频率旁带泄漏更高。对于 fs_1 处泄漏较高的情况，另一种解决方案是使用斜率变化率较低的扭曲函数，使其更适合低采样率。下一节将介绍波形设计优化问题。

B. 翘曲函数确定

本节分析如何基于先前设计的滚降因子轮廓来设计扭曲函数。第 III 节中的滚降因子在波形边缘处较高，在内部区域较低。因此，高 α 值脉冲将在变换域（频域）中占据更大的空间。设计扭曲函数是为了补偿高滚降因子导致的扩展。因此，扭曲函数的一阶导数$\dot{w}(t)$ 应从边缘处的低值逐渐增大到中间处的较高值。

扭曲函数斜率从符号中间的高值平滑地过渡到边缘处的低值。为了实现这两个值之间的平滑过渡，本研究采用 S 形函数。不过，也可以使用其他函数，例如指数函数或高阶多项式，只要保持平滑过渡和单调性即可。我们的扭曲函数由两个 S 形函数相加得到：

$$\dot{w}(t) = \left(\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\,\mathrm{sigmoid}\left(\frac{t-t_1}{T}\right)\right)+\left(\frac{1}{2}-\frac{1}{2}\,\mathrm{sigmoid}\left(\frac{t-t_2}{T}\right)\right). \tag{22}$$

然后使用双曲正切函数作为 sigmoid 函数。

$$\dot{w}(t) = \left(-\tanh\left(\frac{t-t_1}{T}\right)+\tanh\left(\frac{t-t_2}{T}\right)\right)\frac{s_{in}-s_{out}}{2}+s_{out}. \tag{23}$$

决定扭曲函数形状的参数有：1) 边缘斜率 s_{out} 2) 内部斜率 s_{in} 3) S形函数中心 t_1, t_2 4) S形函数变化过程 T。频域中翘曲 RC 脉冲的形状如式 (16) 所示。我们将边界外的频谱泄漏功率比定义为 $[-f_m,\ f_m]$

$$\mathbb{L}_n = 1-\frac{\int_{-f_m}^{f_m}\int_{-\infty}^{\infty}\mathbb{RC}_{\alpha_n}(w(t))e^{-j2\pi ft}dtdf}{\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\mathbb{RC}_{\alpha_n}(w(t))e^{-j2\pi ft}dtdf}. \tag{24}$$

我们使用线性规划，在最小带外泄漏 [23]的情况下获得最大频谱效率。

线性规划是一种通过优化线性函数以获得最佳结果的技术。该线性函数或目标函数受线性等式和不等式约束。通过最小化或最大化目标函数，可获得最佳结果。我们使用传统的单纯形法 [24] 来求解线性规划优- 化问题：

$$\begin{aligned}\max_{s_{out},s_{in},t_1,t_2,T}\quad & \left(-\tanh\left(\frac{t-t_1}{T}\right)+\tanh\left(\frac{t-t_2}{T}\right)\right).\\ & \frac{s_{in}-s_{out}}{2}+s_{out}\\ \text{s.t.}\quad & \max_n L<\xi\ ,\qquad L=\{\mathbb{L}_n\}_{n=1}^{N},\end{aligned} \tag{25}$$

其中， ξ（每个脉冲的泄漏界限）的值趋近于零。因此，条件（$\max_n L < \xi$）确保频谱被限制在比率界限 ξ 内。

$\alpha_{1,out}$	$\alpha_{2,out}$	$\alpha_{3,out}$	$\alpha_{4,out}$	$\alpha_{5,out}$	$\alpha_{6,out}$
1	0.48	0.34	0.27	0.17	0.08

表 I：脉冲的滚降因子，从外到内排列。

	S_{in}	S_{out}	t_{edge}		T
对称 P	0.98	0.49	5.3	-5.3	1.8
非对称 P	0.98	0.49	5.7	-5.7	3
$\alpha_{1,in}$	$\alpha_{2,in}$	$\alpha_{3,in}$	$\alpha_{4,in}$	L	D
1	0.48	0.34	0.27	0.02%	14.06
0.3	0.1	0.08	0.08	0.02%	13

表 II：对称脉冲与非对称脉冲解法 1 L=0.3%。

对于非对称脉冲，优化问题中会增加额外参数。边缘脉冲的内侧 α 值具有最优值，这些值会随翘曲轮廓变化，从而改变优化边界并提升频谱效率。由公式（14）生成的滚降因子轮廓如表 I 所示，共包含六个脉冲。该轮廓经过镜像后用于接下来的六个脉冲。表 II 展示了一个包含 12 个脉冲的波形解，其中使用了升余弦脉冲和非对称升余弦脉冲。数值 D 表示从第一个脉冲到最后一个脉冲在时域内的翘曲展开：

$$D = w^{-1}(-5.5)-w^{-1}(5.5). \tag{26}$$

在没有任何翘曲的情况下，对于 12 个脉冲，该值为 $11T$。代入公式（22）后，我们绘制了两个解的翘曲轮廓斜率，如图 8 所示。

为实现无插值误差的扭曲，采样时长 T_s 应小于数据信号符号时长。时间采样点 mT_s 应映射到翘曲域中的整数 n ，其中 m 为整数， n为脉冲流中的脉冲序号。否则，将产生采样偏移，并造成符号间（脉冲间）干扰。我们提出将上述扭曲函数拟合为

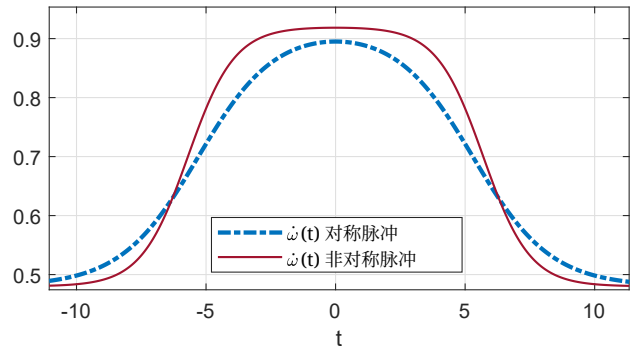


图 8：12脉冲问题中，针对对称和非对称脉冲形状的扭曲函数斜率。

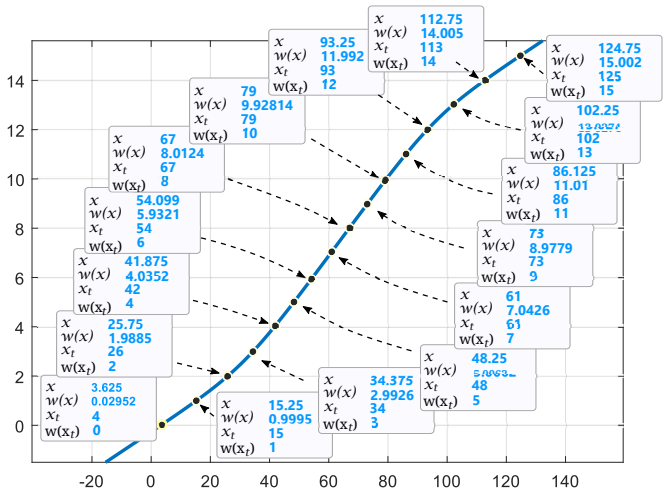


图 9：12 个脉冲的扭曲函数插值。

分段样条扭曲函数，以保持脉冲之间的正交性。

样条插值器使用分段多项式，在称为节点样本的特定值之间对插值函数的较小子集进行拟合。样条曲线段是低次多项式，因此比使用单个高次多项式拟合所有点更好。对于 n 个脉冲，我们需要 $n+1$ 个多项式段和 n 个节点。最简单的多项式是满足以下条件的三次样条：

$$\begin{aligned} q_i'(x_i) &= q_{i+1}'(x_i) \\ q_i''(x_i) &= q_{i+1}''(x_i), \end{aligned} \tag{27}$$

其中，q_i' 和 q_i'' 分别是节点 x_i处线段 q_i 的一阶导数和二阶导数。对于我们的情况，节点样本是过采样坐标轴上脉冲存在的位置。如图 9 所示，新的样条扭曲函数将离散时域样本 $x_t = w^{-1}(n)$映射到最近的整数值，并将扭曲值 $w(w^{-1}(n))$映射到最近的 n。在此示例中，拟用长度为 128 的样本表示扭曲符号，因此接收机需要使用长度为 128 的快速傅里叶逆变换（IFFT），下一节将对此进行讨论。

V. 收发器设计

本节为所提出的时频扭曲波形设计了一种收发器。我们展示该波形在收发器链路中的表示，以及实现调制和解调所需的收发器模块。采样时刻处的扭曲函数采样值 $(w(x_t)\,;\ \ x_t \in \mathbb{Z})$应在采样点 $w^{-1}(n)$处取整数值。否则，脉冲间干扰将会发生，因为脉冲的峰值和零点会落在采样点之间。因此，扭曲函数 $\dot{w}(x)$ 的一阶导数经过量化，以满足上述条件。由此，扭曲函数成为遵循 sigmoid 轮廓的分段函数。图 11 展示了收发器链路不同阶段的信号表示。

A. 发射机

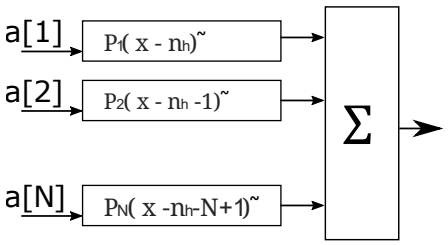


图 10：所提出的发射机框图 m.

如图 10 所示，发射机采用滤波器组方案实现，因为同一波形中包含多种脉冲形状。每个支路上的脉冲形状对复数数据符号$a[n]$ 进行调制，然后使用求和模块将结果相加，从而满足式 (19) 和式 (20) 中的调制要求。考虑零头和零尾之间的间隔，每个支路使用相应的脉冲 $P_n(\tilde{x}-n-z_h)$ 进行成形。滤波器的采样率高于数据符号速率，以满足扭曲函数的特性。如上所述，为了定义扭曲轴 $\tilde{x} = w(x_t)$，采用分段三次样条。

$$\tilde{x} = \begin{cases} a_0 x_t^3 + b_0 x_t^2 + c_0 x_t + d_0 & ;0 < w^{-1}(x_t) \leqslant 1 \\ a_1 x_t^3 + b_1 x_t^2 + c_1 x_t + d_1 & ;1 < w^{-1}(x_t) \leqslant 2 \\ \vdots & \\ a_n x_t^3 + b_n x_t^2 + c_n x_t + d_n & ;n < w^{-1}(x_t) \leqslant n+1 \\ \vdots & \end{cases}, \tag{28}$$

其中，分段区间位于样条结点之间，而参数 a_n, b_n, c_n, 和 d_n 满足式（27）中的条件，

我们可以在图 11a 中观察到各个波形脉冲的形状及其在过采样时域中的位置。T_N 表示奈奎斯特速率的持续时间。

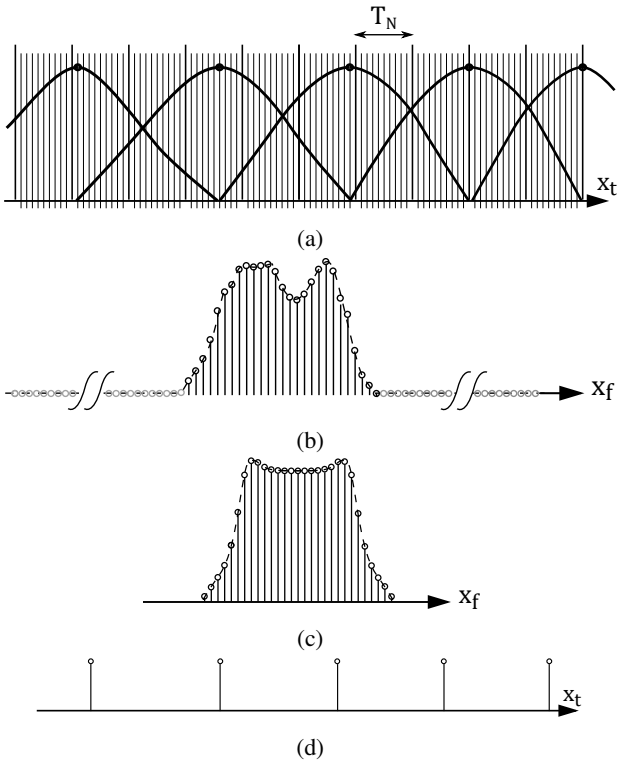


图 11：收发器链路中的波形阶段。

B. 接收机

我们工作中使用的接收机方案与 DFT-s-OFDM 接收机相同，但采用了更高的采样率，以适应符号之间的非均匀间隔。接收窗口为矩形，由快速傅里叶变换运算定义，这意味着接收滤波器与发射脉冲的升余弦滤波器不匹配。不过，接收符号不存在符号间干扰。这一无符号间干扰特性成立，是因为发射脉冲经过设计而彼此正交（无符号间干扰） [25], [26]。接收滤波器不匹配的原因是，发射符号具有多个滚降因子，因此难以与所有滚降因子都匹配。

如图12所示，经过串并转换后，信号通过快速傅里叶变换（FFT）模块转换到频域。随后，信号经频域均衡（FDE）模块进行均衡，再通过 IFFT 模块转换回时域。之后，使用与发射机完全相同的非均匀映射进行非均匀降采样，从而提取数据符号的估计值。

信号在空中传播时，多径信道会影响频域形状；此外，还会叠加噪声，如图 11b 所示。我们继续显示空置的边带，因为接收机以过采样方式采集信号 V。信号是在时域接收的，因此，图 11b 表示接收机快速傅里叶变换的输出。快速傅里叶变换模块执行的离散傅里叶变换操作产生了接收信号的频域表示

$$R(x_f) = \sum_{x_t=0}^{VN-1} r(x_t).e^{-j\frac{2\pi}{VN}x_f x_t}. \tag{29}$$

实际上，边带不会为零；但它们包含相邻传输的信号，因此会被滤除。因此，中心频带的FFT输出就是我们要保留的频率 bin，而其他侧边频率 bin 则会被丢弃。请注意，在图12中，FFT模块内嵌了一个“FFT移位”操作。FFT移位操作会重新排列频率 bin，使零频率箱位于输出数组的中间。对于IFFT模块的输入，也会执行相同的操作。对于式（29）中的 x_f range $[0,\ VN-1]$，我们保留频点$[0,\ N-1] \cup [VN-N,\ VN-1]$。

为降低接收机的复杂度，对未使用的频点采用 FFT 剪枝 [27]。FFT 剪枝是一种高效计算离散傅里叶变换（DFT）的技术，可针对部分输入点、部分输出点或二者的子集进行计算。更多详情见以下各节。

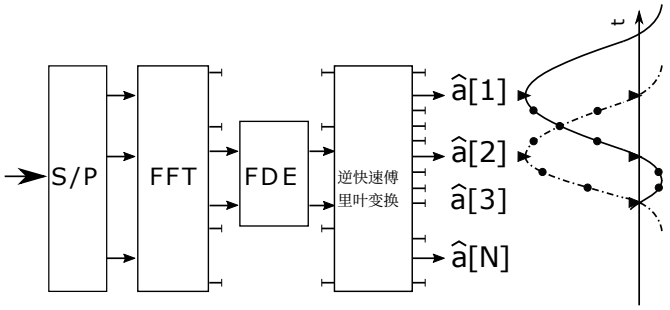


图12：所提出的接收机框图。 [1] FFT 和 IFFT 模块内嵌了“FFT 移位”操作。

频域均衡可采用最小均方误差（MMSE）或迫零均衡，但比较这两种均衡器不在本文讨论范围内。对于迫零均衡，所得向量为

$$R_e(x_f) = \frac{R(x_f)}{H(x_f)}\ s.t.\ x_f = [0, 2N-1]. \tag{30}$$

此外，选择时域均衡（TDE）还是频域均衡（FDE），取决于无线信道的具体特性和系统需求。尽管 DFT-s-OFDM 方案能够支持且兼容频域均衡，系统仍可采用时域均衡方案进行均衡。不过，扭曲符号的间隔不均匀，因此难以按照符号率对信道冲激响应抽头进行间隔设置。然而，由于过采样率对应的间隔均匀，因此可以按照过采样率对其进行间隔设置。这可能需要采用一种特性不同于我们所提出的扭曲波形的训练序列。

频率 bin 的结果值如图11c所示。该频谱包含我们希望恢复的时域非均匀采样信息。此任务可以使用非均匀快速傅里叶逆变换来完成 [28], [29]。然而，现有的非均匀快速傅里叶变换本质上是

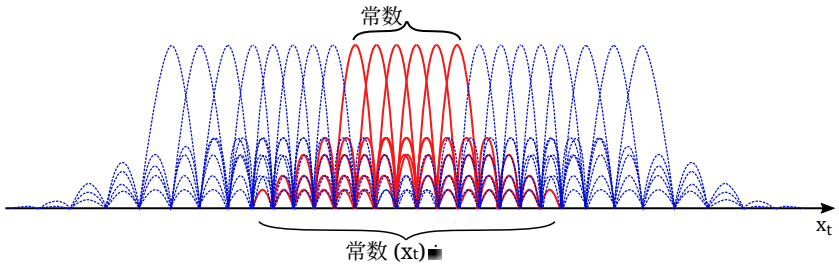


图13：划分调制区域以降低计算复杂度。

局部插值方案与标准快速傅里叶变换的组合，这会在结果向量中引入插值误差。

我们将不采用插值，而是通过剪枝[30]，利用高分辨率变换内容实现非均匀采样。这样便可提取由扭曲函数预先定义的脉冲位置处的样本。下一节将进一步介绍剪枝方法及其计算复杂度。IFFT模块中的逆离散傅里叶变换操作可在时域恢复均衡波形，

$$r_e(x_t) = \sum_{x_f \in baseband} R_e(x_f).e^{j\frac{2\pi}{VN}x_t x_f}, \qquad (31)$$

其中，频域均衡器模块的输出被分配到$baseband \in [0, N-1] \cup [VN-N, VN-1]$区间。我们关注 $x_t = w^{-1}(n)$ 处的输出样本。图12展示了这些接收符号$\hat{a}[n]$ 在IFFT模块输出的过采样扭曲脉冲上的对应位置。因此，IFFT模块可在其输入端和输出端进行剪枝以提升效率。下一小节将介绍剪枝所带来的计算复杂度降低。

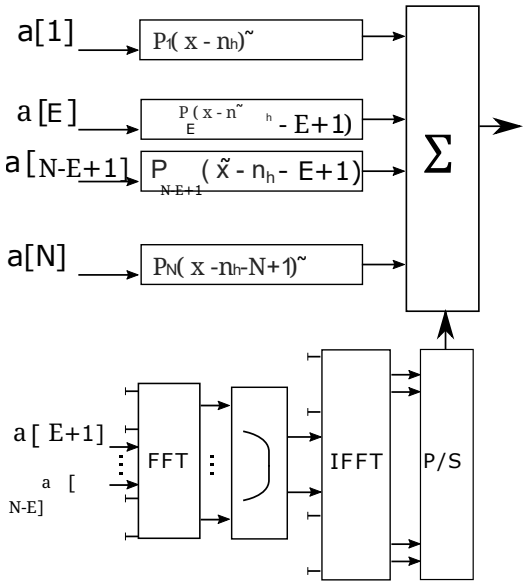


图 14：调制区域拆分发射机方案。

C. 计算高效的方法

本节提出了在发射机和接收机处降低计算复杂度的方法。首先，我们提出通过采用中间部分平坦的 $\dot{w}(x_t)$ 函数，降低发射端滤波器组复杂度的可行方案。随后，我们进一步介绍接收机处的剪枝快速傅里叶变换和快速傅里叶逆变换模块。

1) 发射机：对于脉冲数量相对较多的符号，中间一段脉冲的 α 值最低，且在这段脉冲范围内保持恒定。因此，考虑到这些脉冲在时间轴上的作用持续时间，可以采用在该区域斜率相同的扭曲函数。图13中，实线红色部分表示中间脉冲，蓝色虚线部分表示边缘脉冲。恒定的 $\dot{w}(x_t)$ 区域延伸至包含中间脉冲及其尾部。额外的持续时间取决于最小 α 值。中间脉冲不会被扭曲，因此可以通过离散傅里叶变换扩展正交频分复用调制器的并行结构进行调制，如图 14 所示。DFT-s-OFDM 部分具有较长的 IFFT 输出，以匹配负责处理扭曲脉冲的滤波器组部分的采样率。

滤波器组分支的数量即为边缘脉冲的数量 $2E$。求和模块将滤波器组结构和 DFT-s-OFDM 结构的两路信号流相加，并将对应于边缘脉冲的位置留空在 DFT-s-OFDM 结构中。FFT 和 IFFT 之间的模块负责使用中间α 值进行脉冲成形。模块的输入和输出尺寸如下：

- 快速傅里叶变换有 N 个输入和 $2N$ 个输出，以适应加窗空间。
- 加窗模块有 $2N$ 个输入和 $2N$ 个输出。
- 快速傅里叶逆变换模块有 $2N$ 个输入和 $V.N$ 个输出，其中V 为上采样率。

按照所提出的方法划分调制区域，可通过使用高效的快速傅里叶变换和快速傅里叶逆变换模块来降低计算复杂度。此外，若采用剪枝，从快速傅里叶逆变换蝶形结构中排除 $VN-2N$ 个输入，则可进一步提高快速傅里叶逆变换模块的效率。我们假设该模块采用带有 Skinner 剪枝 [31] 的基 2 按频率抽取快速傅里叶逆变换。对于 N 个输入和 L 个输出，快速傅里叶变换剪枝的计算复杂度为 $O(NlogL)$。所提出的双模式发射机的计算复杂度为 $O(VN\ log\ N + VNE)$，而全滤波器组方案的计算复杂度为 $O(VN^2)$。

图 15 绘制了不同 V 和 E 值下发射机复杂度随 N 变化的曲线。上方两条曲线显示功率呈二次增长，下方三条曲线对应所提出的调制拆分方法。该方法的降复杂度效果在 $N > 2E$ 区域内有效，并且看起来是从具有相同 V 值的较高

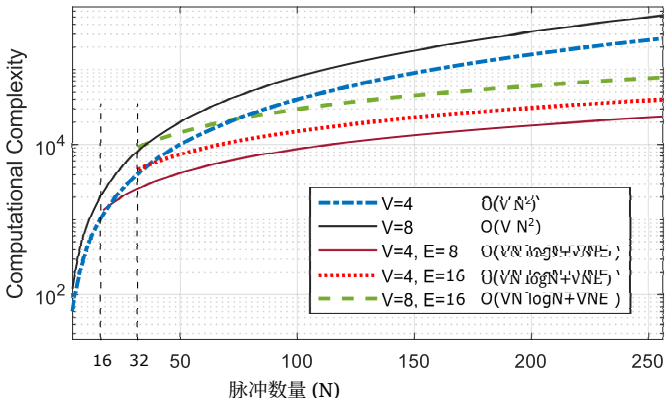


图 15：发射机计算复杂度。

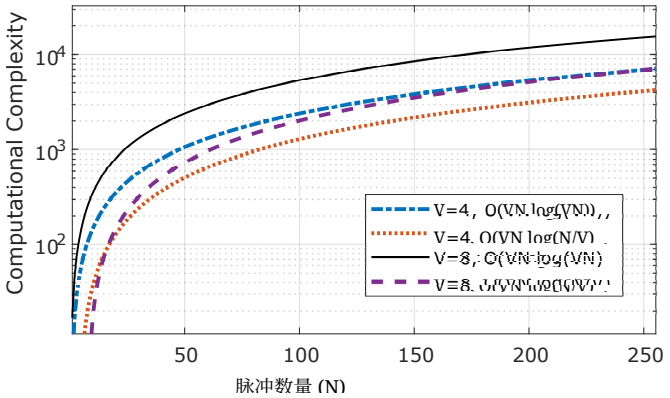


图 16：接收机计算复杂度。

复杂度曲线分支出来的。这表明，当 E 超过由翘曲轮廓决定的某一数值后，采用所提出的调制分割技术更有优势。

2) 接收机：图12中的接收机模块包含两个可从剪枝中受益的模块。模块输入和输出的大小如下：

- 大小为 VN 的快速傅里叶变换有 VN 个输入和 $2N$ 个输出，以适应加窗空间。• 频域均衡器模块有 $2N$ 个输入和 $2N$ 个输出。• 大小为 VN 的快速傅里叶逆变换有 $2N$ 个输入和 N 个输出，其中 V 为上采样率。

计算复杂度降至 $O(VNlogN/V)$，而非 $O(VNlogVN)$（参见 [30]，中的式（4），假设 $2log_2(2N) > log_2(VN)$）。剪枝快速傅里叶变换可以是按时间抽取或按频率抽取类型。我们为 FFT模块提出了一种在输出端采用 Skinner剪枝的基-2按频率抽取快速傅里叶变换。对于 IFFT模块，我们提出了一种在输入端采用 Markel剪枝 [32] 、在输出端采用 Skinner剪枝的基-2按时间抽取快速傅里叶逆变换。

对于接收机，图 16 展示了剪枝缩减效果。我们可以观察到，复杂度随 V 的增加而增加，但在较高的 V 下，剪枝变得更加有效。

D. 系统级优化（强化学习状态-动作空间）

所提出波形的设计空间、自由度和灵活性都很高。本节将讨论系统参数趋势。随后，我们将介绍一种强化学习优化方法，以便在发射机和接收机之间灵活设计所提出的波形。在发射机与接收机之间的任意链路上，都存在一组可优化的权衡关系，这些权衡取决于接收机和发射机的需求、能力以及通信场景的优先级。

功耗 Pw、频谱效率 Se、带外发射 E_f、时域零点抑制 E_z、误码率 BER以及对时间 τ_s 偏移的容忍度，都是通信链路上需要进行优化的参数。在上述参数取特定值时，用于表示链路需求的效用函数记为 $U(Pw,\ Se,\ E_f,\ E_z,\ BER,\ \tau_s)$，其梯度为 ∇U，对应于每项需求相对于其他需求的权重或重要性。

1) 参数趋势：这里讨论三个主要参数与系统其余变量之间的关系：过采样率、滚降因子轮廓和脉冲数量。

过采样使扭曲波形能够采用无插值接收机。过采样率越高，离散扭曲函数的状态转移就越不突兀，从而频域带外发射越低。此外，这还可以实现更陡峭的扭曲函数，从而得到更陡峭的滚降因子轮廓。而具有陡峭滚降因子轮廓的符号（式（25）中的低 T参数）可以通过较短的脉冲突发 N实现良好的约束，因此时延更低。鉴于脉冲可以承载更高的调制阶数，过采样的缺点是会增加发射机、接收机及相应的能耗的复杂度。

在扭曲函数对所有脉冲均符合相同频谱窗的情况下，滚降因子轮廓决定了频谱效率提升与频谱约束增强之间的权衡；时域零尾较短会带来更强的频谱约束。较短的时域零尾有利于应对时间偏移。不过，陡峭的 α 轮廓可能需要更高的 V。

如果不需要低时延和短突发，增加脉冲数量可以提高频谱效率。这是因为可以在频谱效率较低的边缘脉冲之间，填入更多频谱效率较高的内部脉冲，如V.C.1节所示。因此，整个符号的平均频谱效率会更高。此外，还可以采用较宽松的滚降因子轮廓和扭曲函数（即式（25）中的 T 参数较高）。因此，较低的 V 也可以接受。不过，增加 N 会增大接收机处快速傅里叶变换/快速傅里叶逆变换的规模，进而增加复杂度。这意味着，N 与 V之间会存在一个最佳平衡点，具体取决于链路需求。

更高的频谱约束和更短的零尾，可降低时域和频域中相邻符号之间的干扰水平。如仿真部分所示，这意味着在存在邻近干扰源时，误码率更低。吞吐量增益取决于工作信噪比、调制阶数和差错编码方案。因此，接下来我们提出一种基于强化学习的优化方法，根据链路需求定制波形参数。

2）基于强化学习的优化：本节在强化学习框架下，为上述优化问题提出一个状态-动作空间。强化学习是一种强大的工具，能够实现超越简单人类决策程序的策略和方法 [33], [34]。这一范式中的智能体使用全面的状态-动作奖励函数或表（Q表），将动作映射到预测奖励。智能体据此从潜在动作中选择一个。随后，它转移到一个具有不同奖励的新状态。智能体的最终目标是尽可能多地获得累积奖励。强化学习已用于解决通信系统中的各种优化问题 [35], [36], [37]。本节不提出具体的强化学习算法，这可以在未来的研究中探讨；我们仅对状态-动作空间的设计提出建议。强化学习问题可以用马尔可夫决策过程（MDP）很好地描述。MDP系统满足马尔可夫性质，即过程的状态转移仅取决于当前状态和动作，而与先前历史无关。MDP由元组 $< S$、A、R、T、$\gamma >$ 描述，其中元组的各个元素为：

- S 是所有有效状态的集合，这些状态可以是离散的，也可以是连续的。• A 是所有有效动作的集合。• R：$S \times A \times S \mapsto \mathbb{R}$ 是奖励函数，其中 $r_t = R(s_t,\ a_t,\ s_{t+1})$，且 t 是时间步长单位。• T：$S \times A \mapsto T(s')$ 是转移到状态s' 的转移概率，条件是在状态 s采取动作 a 。• $\gamma \in [0,\ 1]$ 是映射到未来奖励的折扣率。

动作价值函数：动作价值函数（Q-函数）表示状态-动作对$(s,\ a)$，在策略 π下的期望回报。动作从价值函数中提取，以便最大化期望回报。

$$Q^{\pi}(s,a) = E\Big[\sum_{t\geqslant 0} \gamma^t R(s_t,a_t,s_{t+1}) \mid a_t \sim \pi(\cdot|s_t),\ s_0 = s, a_0 = a\Big]. \tag{32}$$

上述方程意味着，期望回报由策略所决定的所有未来状态-动作路径，并通过折扣因子 γ进行折扣后确定。当从状态-动作 $(s,\ a)$ 转移到新状态 s'并获得奖励 r 时，Q函数会更新。

$$Q(s,a) \longleftarrow (1-\alpha)Q(s,a) + \alpha[r + \gamma \max_{a'} Q(s',a')], \tag{33}$$

其中，α 为学习率。下一个状态 s' 根据环境的转移规则 $s' \sim P{:=}\ s' \sim P(\cdot|s,\ a)$进行采样。下一个动作根据策略规则 $a' \sim \pi :{=}a' \sim \pi(\cdot|s')$进行采样。

在我们的学习系统中，奖励在接收机和发射机处计算，反映系统偏好。Q-
函数由奖励塑造，引导智能体获得最大奖励。

状态-动作空间：为了实现高效的学习过程，必须使用低状态-动作维度 [38]来表示抽象的学习问题。我们考虑图 17 中的扭曲和滚降曲线，并采用一种简化的表示方式，而非】【。

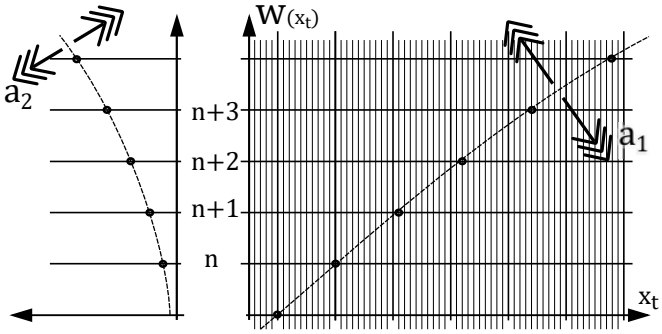


图 17：在扭曲和滚降曲线段上展示的学习动作。

而非上述公式、公式（8）和公式（25）中定义的曲线。系统设计者可以从多种选项中进行选择[39]‚[40]，，例如三次样条、B样条、贝塞尔曲线、NURBS曲线等。然后，选择该曲线所需的最少控制节点数量，同时保持单调性规则。

在图 17 中，我们假设采用具有三个节点的三次样条；中心节点的位置对应中心脉冲，边缘节点的位置对应边缘脉冲。曲线关于中心节点对称，我们将固定中心节点的扭曲函数值和滚降因子值。剩下需要控制的是边缘节点的位置和曲率大小。曲率对应于公式 (25) 中的 T 参数。图中展示了中心节点与其中一个边缘节点之间的样条曲线段。此外，如果固定样条曲率参数，那么边缘节点的位置将是唯一的强化学习状态 s_1，s_2，而增量则是动作 a_1，a_2。

过采样率也应是影响计算复杂度、功耗和带外发射的一个重要状态。因此，我们将其视为状态 s_3，并将与之相关的动作设为正向或负向递增 a_3。对于扭曲函数，RL 样条曲线仅用于提供引导，随后通过舍入操作确定公式 (28) 中的节点位置，位于 $w^{-1}(n)$。新的节点应位于最近的采样点网格上，如图 17 所示。最后，脉冲数量 N 可以作为一个参数，用于优化时延与计算复杂度之间的权衡。我们可以将所提出的状态和动作总结如下：

- 状态：s_1：$s_1 \in x_t$，s_2：$s_2 \in [0,\ 1]$，s_3：$s_3 = V$，s_4：$s_4 = N$。• 动作：$a_1 = \pm T_s$，$a_2 = \pm\delta\alpha$：$\delta\alpha \ll 1$，$a_3 = \pm 1$，$a_4 = \pm 1$。

VI. 仿真与结果

基于海量机器类通信的应用场景，我们希望在要求符号具有良好频谱限制的严苛情况下评估所提出的波形。我们比较了零尾 DFT-s-OFDM、循环前缀正交频分复用和循环前缀离散傅里叶变换扩频正交频分复用波形的不同变体。选择基于离散傅里叶变换扩频正交频分复用的方案进行比较，是因为它们在时频域占用方面与所提出的波形相似；它们的峰均功率比值也相当。选择零尾方案，是因为低

ZT-DFT-s-OFDM$_{z=2}$	128	16	[2,2]	-	32
ZT-DFT-s-OFDM$_{z=3}$	128	18	[3,3]	-	42
ZT-DFT-s-OFDM$_{z=4}$	128	20	[4,4]	-	51
循环前缀离散傅里叶变换扩频正交频分复用	104	12	-	24	24
循环前缀正交频分复用	104	-	-	24	24
扭曲对称	-	-	[1,1]	-	24
扭曲非对称	-	-	[1,1]	-	24

表 III：仿真波形参数。

尾部功率使其在存在时间偏移时带外辐射降低，相较于所提出的波形更适用于海量机器类通信应用。最后，我们将其与 CP-OFDM 进行比较，CP-OFDM 始终用作任何新波形的基准。仿真波形的参数列于表 III。

扭曲符号的滚降因子轮廓取自表 I，非对称脉冲的内部 α 值取自表 II。对称脉冲波形的扭曲参数取自表 II。在本次评估中，非对称脉冲波形的扭曲参数与对称脉冲所使用的参数相同。两种波形之间的差异将体现在非对称脉冲较低的带外辐射上。

本节首先评估频谱和时域形状。然后在第二小节中，评估误码率（BER）与信号干扰噪声比（SINR）之间的关系，其中干扰来自时域和频域中同类型相邻符号。最后，第三小节评估时域干扰信号在时间上发生偏移并与受干扰符号重叠时的 BER。

A. 波形时频约束

图 18 比较了符号的时域幅度轮廓，图 19 比较了频谱功率轮廓。可以观察到，图 18c 中的扭曲波形在时域上发生了扩展，因此 12 个脉冲占用的时域样本数多于其他波形，但与 ZT-DFT-s-OFDM 相比，其功率尾部更低。对于图 18a 和 18b 中的 ZT- DFT-s-OFDM，随着保护零数量的增加，最后一个零对应的尾部功率会降低，但仍未达到扭曲波形的水平。对称脉冲和非对称脉冲在时域中具有几乎相同的幅度密度。

循环前缀正交频分复用和循环前缀离散傅里叶变换- s-正交频分复用的频谱功率密度由于时域中的矩形窗形状而具有最高的带外辐射。基于零尾波形的带外辐射较低，其占用率会随着时域中间隔时长的增加而提高。这是因为增加相同符号持续时间下的零头和尾 z_h, z_t 会在时间上压缩更多脉冲。我们可以观察到，扭曲波形的功率衰减可以低于

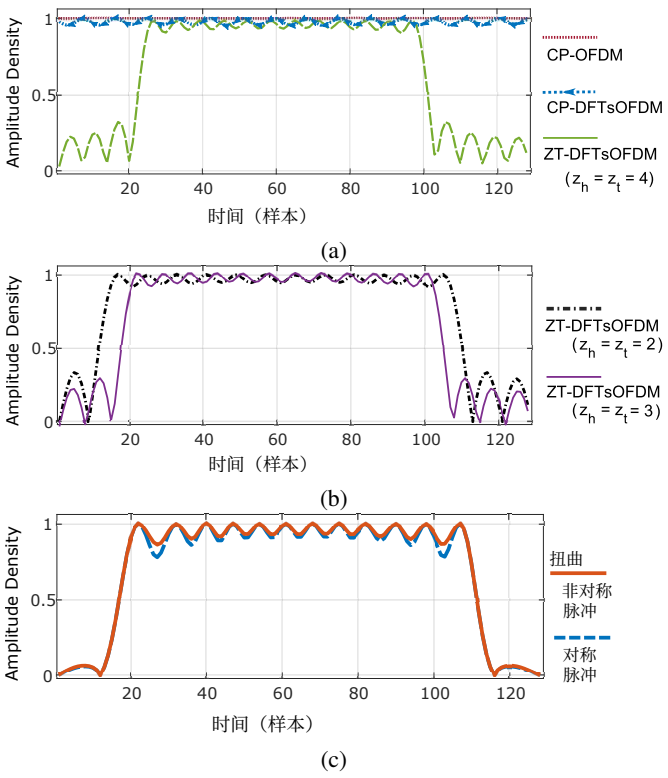


图 18：时域幅度密度。

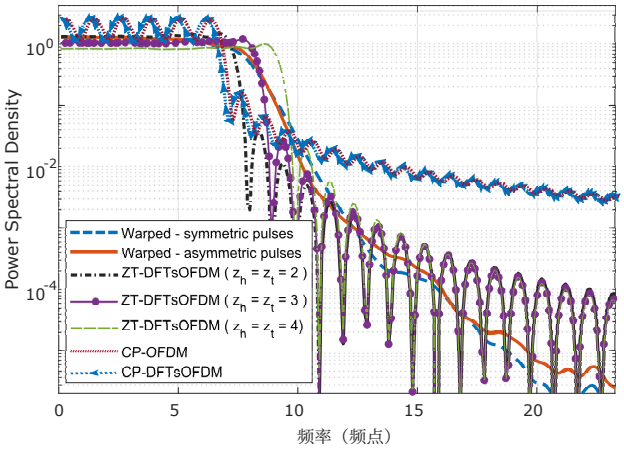


图 19：频域功率谱密度。

在优化参数 L 取值足够低时，传统的 ZT-DFT-s-OFDM。为进一步说明，我们在图20中展示了来自高功率符号、对受干扰符号造成的干扰的频谱形状。干扰符号共享相同的中心频率。可以观察到，即使在所示的3分贝功率不平衡下，扭曲波形的频域符号间干扰也最低。

B. 时延扩展对性能的影响

在本小节中，我们根据图21所示的时频资源栅格映射评估误码率性能。所评估的波形受到时间域和频域

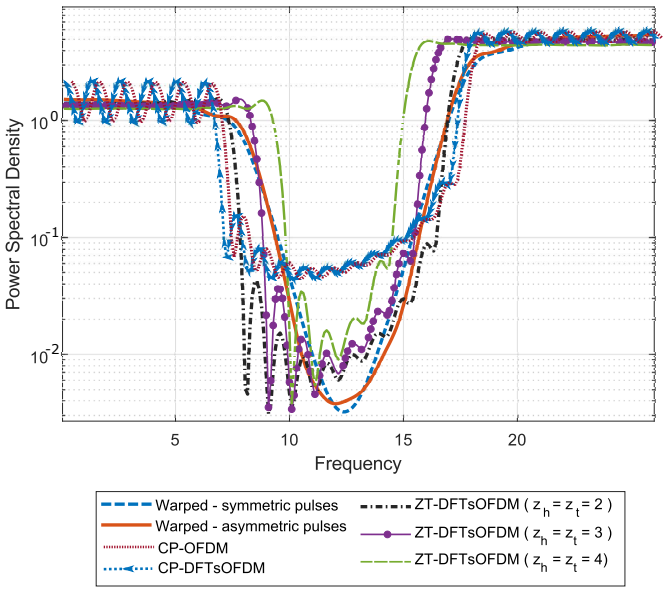


图20：存在干扰频带时的频域功率谱密度。

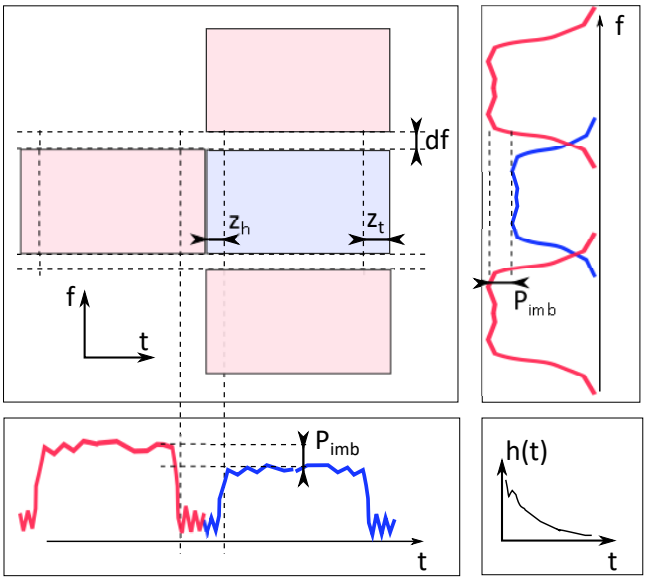


图21：仿真环境。

干扰源的影响。因此，性能结果受干扰限制，并会呈现噪声底；即使加性高斯白噪声（AWGN）几乎为零，该噪声底仍对应于干扰引起的误码率劣化。信道模型采用一种简单的小尺度衰落模型，其功率时延谱呈指数衰减，扩展量为 [41]。 τ_{rms} 为均方根（rms）延迟系数。本次仿真未考虑大尺度衰落。

两个 ZT-DFT-s-OFDM 符号紧接着发送时，它们之间会产生时域符号间干扰（ISI）。由于两个符号的串联，会出现符号间干扰。在时延扩展信道中，第一个符号的零尾会将功率泄漏到第二个符号中。因此，第二个符号的误码率（BER）

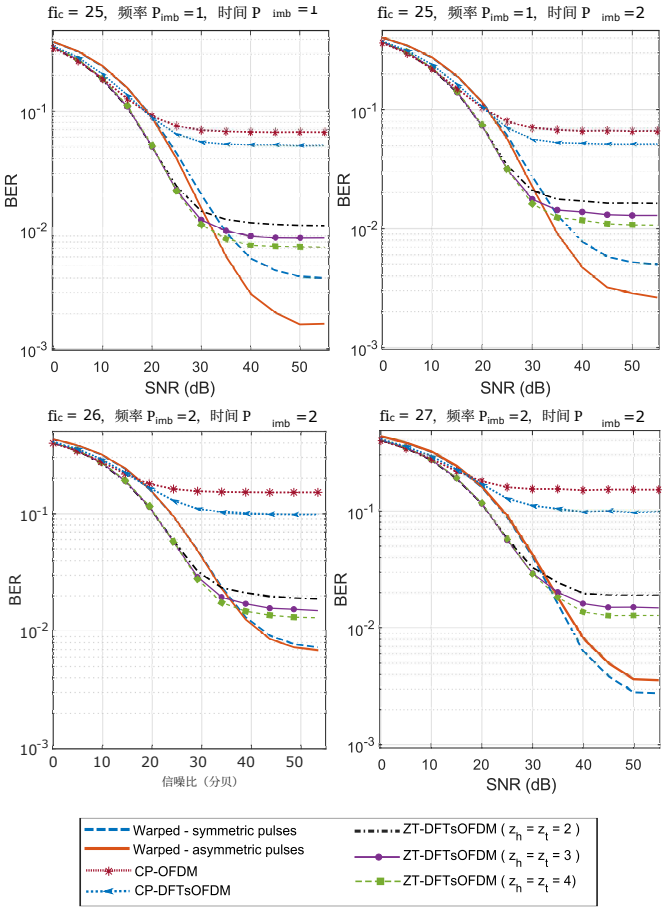


图22：不同功率不平衡和频率间隔值下，ZT-DFT-s-OFDM符号及等效扭曲符号的误码率与信噪比关系。

会随着延迟系数以及两个符号之间的功率不平衡P_{imb} 而降低。

频域中的干扰来自具有相似特征的符号；对于所有受评估的波形，这些符号的中心频率偏移量相同，从而用于评估其频谱占用。

在接下来的误码率与信噪比（SNR）仿真中，采用迫零频域均衡器。使用高阶正交幅度调制（512阶正交幅度调制），并假设均方根时延扩展为$4T_s$ 。此外，干扰信号与受评估符号之间的功率比取0分贝和3分贝两个值。结果总结于图22中。

下面展示的所有结果均针对所生成的12脉冲波形的扭曲函数，采用不同的扭曲函数或脉冲数量时，结果将有所不同。从图22中可以观察到三种不同的功率不平衡情况，以及干扰信号的中心频率为 fi_c的情况。结果如下所列：

- 对于频率 P_{imb} = 0 分贝、时间 P_{imb} = 0分贝和 fi_c= 25 个频点：扭曲非对称脉冲的误码率性能下限比零尾-离散傅里叶变换-s-正交频分复用低 5 分贝，zt=zh= 4。
- 对于频率 P_{imb} = 0 分贝、时间 P_{imb} = 3分贝和

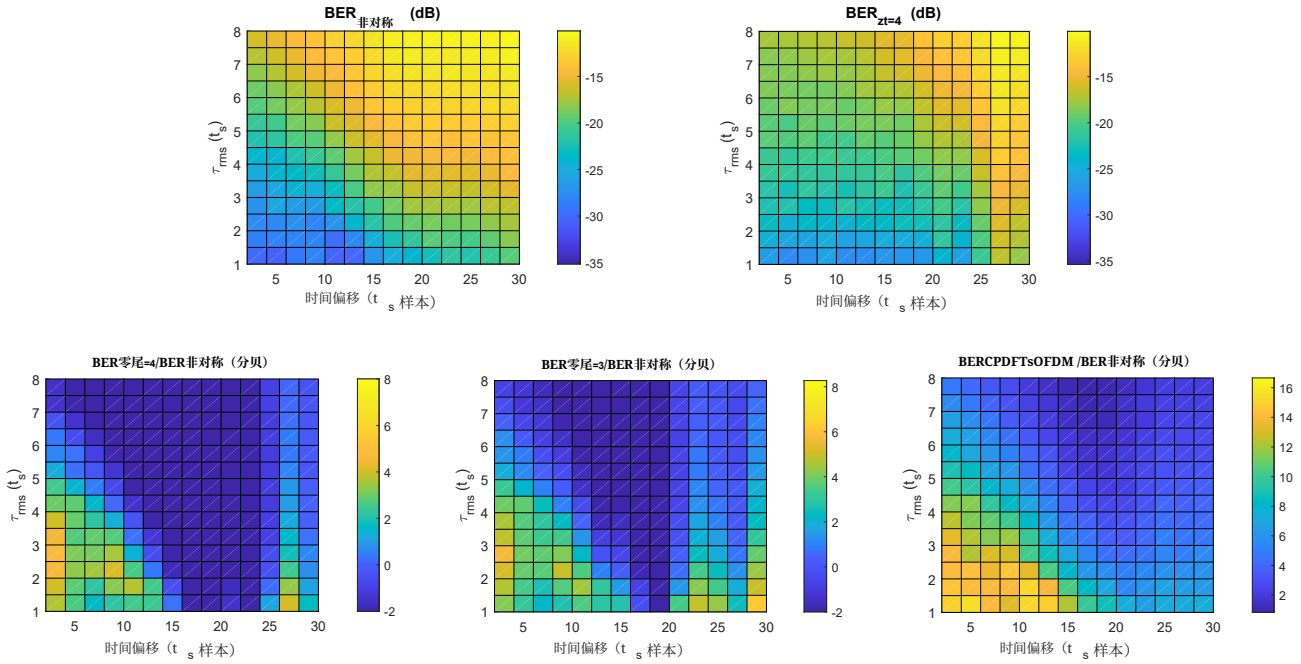


图23：松散同步网格中的误码率地板和性能增益。

fi_c=25 个频点：扭曲非对称脉冲的误码率性能下限比零尾-离散傅里叶变换-s-正交频分复用低 7 分贝，zt= zh = 4。• 对于频率 P_{imb} = 3分贝、时间 P_{imb} = 3 分贝和 fi_c= 26 个频点：扭曲非对称脉冲的误码率性能下限比零尾-离散傅里叶变换-s-正交频分复用低 3.5 分贝，zt= zh = 4。非对称扭曲脉冲的性能几乎相同。• 对于频率 P_{imb} = 3分贝、时间 P_{imb} = 3 分贝和fi_c= 27 个频点：变形对称脉冲的误码率性能下限比零尾-离散傅里叶变换-s-正交频分复用低 7 分贝，zt= zh= 4。

我们注意到，与非对称脉冲情况相比，对称扭曲脉冲具有更高的误码率地板，这是由于其带外辐射频谱更高。除了频率为 P_{imb}= 3 分贝且包含 fi_c= 26 个频点的情况外，频域下降形状使得对称脉冲在所生成的扭曲函数下具有更好的性能。此外，随着我们增加零尾离散傅里叶变换扩频正交频分复用符号的零间隔时长，尾部功率会降低，误码率也会得到改善。

C. 非完美同步对性能的影响

本节假设同步不完美，以展示所提方法对松散同步资源栅格的容忍度。针对 512-QAM 调制和 SNR= 50 dB，我们评估扭曲波形相较于 ZT-DFT-s-OFDM 和 CP-DFT-s-OFDM 在误码率方面的增益。假设主符号与干扰符号在时域和频域上的功率不平衡为 0 dB。本小节沿用此前使用的符号。干扰符号在时域发生偏移，并与被评估符号重叠，时间偏移为（t_s 样本）。换言之，干扰信号的零头与受干扰符号的零尾重叠。此外，信道存在时域色散，其均方根延迟系数为 τ_{rms}。

我们评估了扭曲非对称脉冲符号和零尾离散傅里叶变换扩频正交频分复用 $z_h = 4$在时间偏移和τ_{rms} 范围内的误码率地板，其结果显示在图23上方的两幅图中。随后，我们比较了扭曲非对称脉冲符号与零尾离散傅里叶变换扩频正交频分复用 $z_h = 4$，$z_h = 3$以及循环前缀离散傅里叶变换扩频正交频分复用的噪声底。下方三幅图展示了非对称脉冲扭曲波形中噪声底的降低情况。

在正时间偏移 $[0, 30]$ T_s 和均方根时延扩展 $[0, 4]$ T_s 的范围内对增益值进行了仿真。正时间偏移会导致符号间干扰，从而降低误码率性能。然而，与 ZT-DFT-s-OFDM $z_h = 4$ 相比，我们观察到增益最高可达 3 倍；与 ZT-DFT-s-OFDM $z_h = 3$ 相比，增益最高可达 5 倍；对于采用矩形窗成形的 CP-DFT-s-OFDM，增益则超过 20 倍。这些结果符合预期，因为时间偏移和时延扩展会增加尾部泄漏，从而降低误码率。但与传统波形相比，这对扭曲波形的影响较小，因为其具有良好的时域约束性。

D. 采用更高 *N* 的设计

本节将脉冲数量更多的扭曲波形与多种 ZT-DFT-s-OFDM 配置进行比较。为简化演示，我们仅根据所采用的设置选取性能最优的波形。我们将所提出的非对称脉冲扭曲波形与采用相同干扰设置的 ZT-DFT-s-OFDM 变体进行比较。我们提供了一个所提出的扭曲波形混合调制架构的数值示例，具体如 V.C.1节所述。所评估的波形由

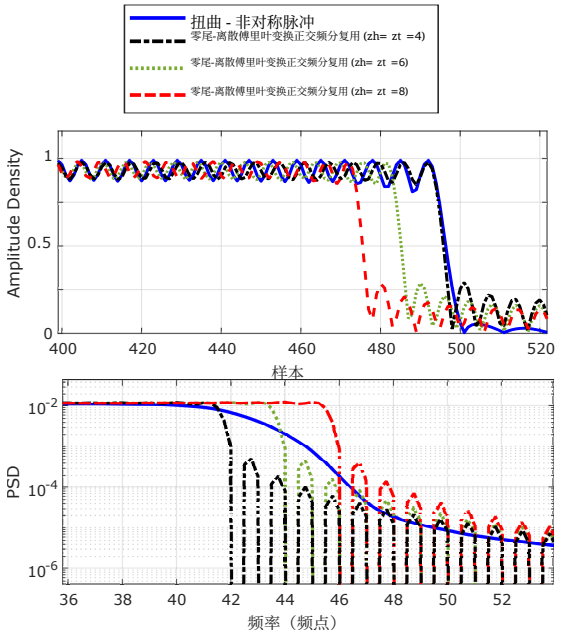


图24：N=76种波形的时域幅度密度和频域功率谱密度。

76 个数据符号及相应的脉冲组成。该波形的滚降因子如下：

α_{out} =[1 ， 0.48, 0.34, 0.27, 0.21, 0.17, 0.12, 0.09, 0.09, 0.09, ... ,0.09, 0.09, 0.09, 0.12, 0.17, 0.21,0.27, 0.34, 0.48,1],

α_{in}=[0.22, 0.15, 0.09, 0.09, 0.09, ... , 0.09, 0.09, 0.15,0.22]。扭曲函数是一个分段样条函数，其锚点如下：

$w^{-1}(n;\ n \in [1, 2, ..., 82]) = [1, 12, 23, 33, 41, 49, 56, 63, 69, 75, 81, 87, 93, 99, 105, 111, 117, 123, 129, 135, 141, 147, 153, 159, 165, 171, 177, 183, 189, 195, 201, 207, 213, 219, 225, 231, 237, 243, 249, 255, 261, 267, 273, 279, 285, 291, 297, 303, 309, 315, 321, 327, 333, 339, 345, 351, 357, 363, 369, 375, 381, 387, 393, 399, 405, 411, 417, 423, 429, 435, 441, 447, 453, 459, 465, 471, 478, 485, 492, 501, 511, 522].$

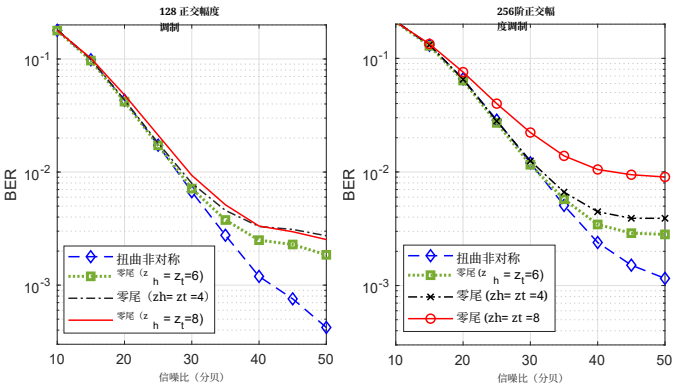
图示右侧表示分配给扭曲脉冲的样本位置。注意，第一个脉冲位于 $(n = 4,\ w(n) = 33)$，最后一个脉冲位于 $(n = 79,\ w(n) = 492)$。此处使用的扭曲函数使滤波器组方案中的 E=20 以及并行 DFT-s-OFDM 方案中的 V=6 成为可能。DFT-s-OFDM 方案的尺寸块为：

$$N_{DFT} = (N - 2(E - z_e)) = (76 - 2(20 - 14)) = 64$$
$$N_{window} = 2N_{DFT} = 128$$
$$N_{IFFT} = (N - 2(E - z_e)) \times V = 384,$$

其中，z_e 表示 DFT-s-OFDM 分支中的零输入用于计入两种方案之间的重叠，并为内部脉冲的尾部留出空间。通过复制扩展离散傅里叶变换的输出频谱，以适应加窗。或者，我们可以使用大小为 $2(N - 2(E - z_e))$ 的离散傅里叶变换，并在每个符号之间插入一个零作为输入。请注意，IFFT 向量的大小小于大小为 522 的滤波器组输出。IFFT 输出将进行零填充，并放置在边缘脉冲之间适合脉冲的位置。

扭曲波形的样本长度为 522。因此，我们将其与长度相同的 ZT-DFT-s-OFDM 波形进行比较。DFT 大小为 $(N + z_h + z_t)$，快速傅里叶逆变换大小为 522。

我们在图24中展示了仿真变化对应的零尾和带外频域占用情况。可以观察到，随着我们增加 ZT-DFT-s-OFDM 符号的零尾，其占用的带宽也会增加。这是因为在相同持续时间内封装更多脉冲，会导致时间占用率与频率占用率之间的折衷。



(a) (b)

图25：不同调制阶数下，(N=76) 扭曲非对称脉冲符号和 ZT-DFT-s-OFDM（ZT）的误码率与信噪比关系，以及不同零尾的影响。

在图25中，我们基于图21所示的时频资源栅格映射评估误码率性能，该映射与第六节B中的相同。我们采用 $\tau_{rms} = 6\ T_s$的时延扩展，时间和频率功率不平衡均为0分贝，并使用 fi_c =93 频点。我们将所提出的扭曲非对称脉冲与 ZT-DFT-s-OFDM 进行比较。我们观察到，所提出的波形具有更低的误码率地板，因为其受时间域和频率域中的旁侧干扰影响较小。对于分配给两种竞争波形的相同时频占用，这一结论同样成立。

七、结论

本文提出一种新颖的时频轴扭曲波形，适用于低功耗、频谱约束良好且同步要求宽松的海量机器类通信、物联网和传感器网络应用，其中符号以短突发形式传输，并采用高阶正交幅度调制。该波形基于单载波正交频分复用方案，因此峰均功率比较低；得益于所提出的脉冲形状和轴扭曲过程，它在时域和频域均具有良好的约束特性。我们采用非对称升余弦脉冲形状来提高

频谱约束性能：在频谱边缘使用低功率尾部（高 α），在频谱中部使用高功率尾部（低 α）。通过扭曲操作在时域扩展符号，使所有脉冲都能占据相同的频谱窗。

我们评估了所提出的波形，并在时延扩展符号间干扰场景和时间偏移符号间干扰场景中将其与零尾-离散傅里叶变换扩频正交频分复用进行比较。在这两种情况下，由于扭曲波形具有良好的频谱约束，我们观察到在不同功率不平衡、频域间隔和高阶正交幅度调制下均有性能增益。

最后需要指出的是，本文中的结果仅适用于为 12脉冲和 76 脉冲符号生成的扭曲函数和滚降因子轮廓。我们选择 12 脉冲符号，是因为就滚降和扭曲函数的长度而言，它在论文中更便于展示。随后，我们设计并评估了一种更长的扭曲波形，为低复杂度混合调制方案提供一个数值示例。

致谢

本材料部分基于美国能源部科学办公室高级科学计算研究办公室在项目编号 DE-SC0023023 下提供的支持。本工作还部分得到了美国国家科学基金会资助项目 1923295 的支持。

参考文献

[1] M. Ibrahim、A. F. Demir 和 H. Arslan，“时频扭曲波形”，*IEEE*通信快报，第23卷，39，2019 1，第36期，页码 – 。[2] P. Schulz、M. Matthe、H. Klessig、M. Simsek、G. Fettweis、J. Ansari、S. A. Ashraf、B. Almeroth、J. Voigt、I. Riedel等，“第五代移动通信中的时延关键型物联网应用：无线接口与网络架构设计展望”，*IEEE*通信杂志，第55卷，第2期，页码70–78，2017年。[3] N. H. Mahmood、S. Boecker、I. Moerman、O. A. Lopez、A. Munari、K. Mikhaylov、F. Clazzer、H. Bartz、O.-S. Park、E. Mercier等，“机器类型通信：迈向第六代移动通信时代的关键驱动力与赋能因素”，*EURASIP*无线通信与网络期刊，第2021年卷，第1期，页码1–25，2021年。[4] G. Wunder、P. Jung、M. Kasparick、T. Wild、F. Schaich、Y. Chen、S. T. Brink、I. Gaspar、N. Michailow、A. Festag、L. Mendes、N. Cassiau、D. Ktenas、M. Dryjanski、S. Pietrzyk、B. Eged、P. Vago 和 F. Wiedmann，“5GNOW：面向未来移动应用的非正交异步波形”，*IEEE*通信杂志，第52卷，第2期，页码97–105，2014年。[5] A. A. Zaidi、J. Luo、R. Gerzaguet、A. Wolfgang、R. J. Weiler、J. Vihriäla、T. Svensson、Y. Qi、H. Halbauer、Z. Zhao、P. Zetterberg 和 H. Miao，“关于6吉赫以上第五代移动无线通信候选波形的初步研究”，载于*2016*年*IEEE*第*83*届车辆技术会议（春季），2016年，页码1–6。[6] I. Parvez、A. Rahmati、I. Guvenc、A. I. Sarwat 和 H. Dai，“面向第五代移动通信的低时延综述：无线接入网、核心网与缓存解决方案”，*IEEE*通信调查与教程，第20卷，第4期，页码3098–3130，2018年。[7] G. Evangelista 和 S. Cavaliere，“离散频率扭曲小波：理论与应用”，*IEEE*信号处理汇刊，第46卷，第4期，页码874–885，1998年。[8] Y. Chen、T. Ma 和 Y. Wei，“基于频率响应掩蔽技术和频率扭曲的可变数字滤波器设计”，载于*2018*年*IEEE*第*23*届数字信号处理国际会议，2018年，页码1–5。[9] V. Tuzcu 和 S. Nas，“动态时间规整：心律失常中心电图变化模式识别的新工具”，载于*2005*年*IEEE*系统、人类与控制论国际会议，第1卷，2005年，页码182–186，第1卷。

[10] M. Schmidt、M. Baumert、A. Porta、H. Malberg 和 S. Zaunseder，《用于一维信号的二维扭曲——概念框架及其在心电图处理中的应用》，IEEE信号处理汇刊，第62卷，第21期，第5577–5588页，2014年。[11] P. Silsbee、S. Zahorian 和 Z. Nossair，《用于语音信号表示的扭曲时频展开》，载于 IEEE-SP 国际时间-频率与时间-尺度分析研讨会论文集，1994年，第636–639页。[12] H. W. Löllmann 和 P. Vary，《利用扭曲滤波器组估计频率相关的混响时间》，载于2011年 IEEE 国际声学、语音与信号处理会议（ICASSP），2011年，第309–312页。[13] L. De Marchi、S. Caporale、N. Speciale 和 A. Marzani，《利用扭曲频率变换表征超声导波》，载于2008年 IEEE 超声研讨会，2008年，第188–191页。[14] G. Berardinelli、F. M. L. Tavares、T. B. Sørensen、P. Mogensen 和 K. Pajukoski，《零尾部 DFT 扩展 OFDM 在第五代移动通信网络中的潜力》，载于2014年 IEEE 第80届车辆技术会议（VTC2014-Fall），2014年，第1–6页。[15] A. F. Demir、M. Elkourdi、M. Ibrahim 和 H. Arslan，《面向第五代移动通信及后续技术的波形设计》，arXiv 预印本 arXiv:1902.05999，2019年。[16] T. Taheri、R. Nilsson 和 J. van de Beek，《面向低时延和高鲁棒性正交频分复用的非对称发射加窗》，载于2016年 IEEE Globecom Workshops（GC Wkshps），2016年，第1–6页。[17] E. Güvenkaya、E. Bala、R. Yang 和 H. Arslan，《基于正交频分复用的波形中的时间非对称与子载波特定脉冲成形》，IEEE车辆技术汇刊，第64卷，5082，2015年11期，第5070页。[18] R. G. Baraniuk 和 D. L. Jones，《酉等价：信号处理的新视角》，IEEE信号处理汇刊，第43卷，第10期，第2269–2282页，1995年。[19] S. Caporale，《扭曲时频变换的设计与计算》，2009年。[20] C. Cook，《雷达信号：理论与应用导论》。Elsevier，2012年。[21] H. H. Gossen，《人际关系法则及由此推导出的人类行为准则》。MIT Press，1983年。[22] M. Ibrahim 和 H. Arslan，《零尾滤波器组扩展 OFDM》，载于 MILCOM 2016——2016年 IEEE 军事通信会议，2016年，第688–693页。[23] V. Chvatal、V. Chvatal 等，《线性规划》。Macmillan，1983年。[24] J. A. Nelder 和 R. Mead，《一种用于函数最小化的单纯形法》，《计算机期刊》，第7卷，第4期，第308–313页，1965年。[25] X.-g. Xia，《一类具有无符号间干扰匹配和非匹配滤波器特性的脉冲成形滤波器》，IEEE通信汇刊，第45卷，第10期，第1157–1158页，1997年。[26] T. Demeechai，《具有无符号间干扰匹配和非匹配滤波器特性的脉冲成形滤波器》，IEEE通信汇刊，第46卷，第8期，第992–页，1998年。[27] H. Sorensen 和 C. Burrus，《仅使用部分输入点或输出点高效计算离散傅里叶变换》，IEEE信号处理汇刊，第41卷，第3期，第1184–1200页，1993年。[28] A. Dutt 和 V. Rokhlin，《非等间距数据的快速傅里叶变换》，《SIAM科学计算杂志》，第14卷，第6期，第1368–1393页，1993年。[29] L. Greengard 和 J.-Y. Lee，《加速非均匀快速傅里叶变换》，《SIAM评论》，第46卷，第3期，第443–454页，2004年。[30] T. Sreenivas 和 P. Rao，《利用 FFT剪枝获得高分辨率窄带频谱》，IEEE声学、语音与信号处理汇刊，第28卷，第2期，第254–257页，1980年。[31] D. Skinner，《按时间抽取的 FFT 算法的剪枝》，IEEE声学、语音与信号处理汇刊，第24卷，第2期，第193–194页，1976年。[32] J. Markel，《FFT剪枝》，IEEE音频与电声汇刊，第19卷，第4期，第305–311页，1971年。[33] L. P. Kaelbling、M. L. Littman 和 A. W. Moore，《强化学习：综述》，《人工智能研究杂志》，第4卷，第237–285页，1996年。[34] D. Silver、J. Schrittwieser、K. Simonyan、I. Antonoglou、A. Huang、A. Guez、T. Hubert、L. Baker、M. Lai、A. Bolton 等，《无需人类知识掌握围棋》，《自然》，第550卷，第7676期，第354–359页，2017年。[35] T. T. Nguyen、N. D. Nguyen 和 S. Nahavandi，《多智能体系统的深度强化学习：挑战、解决方案与应用综述》，IEEE控制论汇刊，第1–14页，2020年。

[36] Z. Xiong、Y. Zhang、D. Niyato、R. Deng、P. Wang 和 L. Wang，《面向移动第五代移动通信及后续技术的深度强化学习：基础、应用与挑战》，*IEEE*车辆技术杂志，第14卷，第2期，第44–52页，2019年。[37] M. Ibrahim、U. S. Hashmi、M. Nabeel、A. Imran 和 S. Ekin，《拥抱复杂性：通过并发强化学习算法进行异构网络设计与优化的基于智能体建模》，*IEEE*网络与服务管理汇刊，第18卷，第4期，第4042–4062页，2021年。[38] L. Li、T. J. Walsh 和 M. L. Littman，《迈向马尔可夫决策过程状态抽象的统一理论》，载于*AI&M*，2006年。[39] R. H. Bartels、J. C. Beatty 和 B. A. Barsky，计算机图形学与几何建模中的样条导论。Morgan Kaufmann，1995年。[40] L. Piegl 和 W. Tiller，*NURBS* 手册。Springer Science & Business Media，1996年。[41] P. Bello，《随机时变线性信道的表征》，*IEEE*通信系统汇刊，第11卷，第4期，第360–393页，1963年。



Mostafa Ibrahim 于2010年获得埃及艾因夏姆斯大学电子与电气通信工程理学学士学位，并于2017年获得土耳其伊斯坦布尔梅迪波尔大学电气工程理学硕士学位。2018年至2020年，他负责主导蜂窝广播中心（CBC）的实施与开发（项目发起方：土耳其信息与通信技术管理局 BTK）。他参与了土耳其两家移动网络运营商的蜂窝广播服务部署。目前，他正在工作担任美国俄克拉荷马州立大学电气与计算机工程学院的研究生研究助理。他的研究兴趣包括无线通信系统中的分布式管理、面向超第五代移动通信的波形设计，以及空地信道建模与测量。



Hüseyin Arslan（IEEE会士、IEEE杰出演讲人、土耳其科学院院士）于1992年获得土耳其安卡拉中东技术大学（METU）学士学位；随后分别于1994年和1998年获得美国德克萨斯州达拉斯南卫理公会大学（SMU）的硕士和哲学博士学位。1998年1月至2002年8月，他在爱立信研究团队工作，之后任职于南佛罗里达大学并担任教授。自2013年以来，他一直担任工程学院院长，并伊斯坦布尔梅迪波尔大学自然科学专业。他曾担任多家企业和机构的兼职顾问，包括安立公司、Savronik公司和土耳其科学技术研究委员会。他还是ULAK通信公司的创始董事会主席，该公司是土耳其的电信设备供应商。Arslan博士的研究兴趣包括先进信号处理技术、无线个人局域网／局域网／城域网、固定无线接入、航空网络、体内网络和无线传感器网络。他目前的研究兴趣包括第五代移动通信及后续无线接入技术、物理层安全、干扰管理、认知无线电、小蜂窝和水下声通信。Arslan博士在多个领域作出了学术贡献，其研究成果包括55项已获授权专利和75项以上待批专利、51篇书籍章节、3部编著书籍和1本教科书、180余篇同行评审期刊论文（大多发表于IEEE期刊）以及260余篇同行评审IEEE会议论文。他指导毕业了26名博士生和24名硕士生。



Hakan Ali Cirpan（IEEE会员）于1989年获得土耳其布尔萨乌鲁达大学电气工程理学学士学位，1992年获得土耳其伊斯坦布尔伊斯坦布尔大学电气工程理学硕士学位，并于1997年获得美国新泽西州霍博肯史蒂文斯理工学院电气工程哲学博士学位。1995年至1997年，他在史蒂文斯理工学院担任研究助理，从事无线通信系统信号处理算法研究。1997年，他加入伊斯坦布尔大学电气与电子工程专业。2010年，他加入伊斯坦布尔技术大学电子与通信工程系。目前，他的研究兴趣包括机器学习、信号处理和通信概念，尤其关注未来无线系统的信道估计与均衡算法。



Sabit Ekin（SM'21）于2012年在美国德克萨斯州大学城的德克萨斯农工大学获得电气与计算机工程哲学博士学位。他曾在高通公司担任高级调制解调器系统工程师，拥有四年工业界经验，并因在蜂窝调制解调器接收机设计方面的成就与贡献而荣获多个Qualstar奖。他目前是德克萨斯农工大学工程技术系及电气与计算机工程系副教授。在此之前，他曾任俄克拉荷马州立大学电气与计算机工程系副教授。他的研究兴趣包括无线系统的设计与分析，涵盖从理论和实践角度研究毫米波与太赫兹通信、可见光感知、通信及其应用、非接触式健康监测，以及物联网应用。