

5G 系统中随机接入基带信号生成算法的研究与 FPGA 实现

廖学富¹ 席兵¹ 邓炳光¹ 张治中²

¹(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

²(南京信息工程大学电子与信息工程学院 江苏 南京 210044)

摘要 针对 5G 随机接入基带信号生成算法计算量大且难以实现的问题,提出一种分组交织的随机接入基带信号生成算法。将基带信号生成过程中的大点数离散傅里叶逆变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)划分成多组小点数快速傅里叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)分别乘以对应的修正系数,对各小组数据进行 IFFT 运算和交织。仿真表明,该算法与直接使用 IDFT 生成的信号之间均方误差仅为 1.66×10^{-32} ,且相较于传统算法,算法复杂度更低。在 FPGA 平台上验证了该方案的可行性和有效性。

关键词 随机接入 基带信号生成 分组交织算法 IDFT/IFFT FPGA

中图分类号 TP3 TN929.5

文献标志码 A

DOI:10.3969/j.issn.1000-386x.2024.11.025

RESEARCH AND FPGA IMPLEMENTATION OF RANDOM ACCESS BASEBAND SIGNAL GENERATION ALGORITHM IN 5G SYSTEM

Liao Xuefu¹ Xi Bing¹ Deng Bingguang¹ Zhang Zhizhong²

¹(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

²(School of Electronics and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, Jiangsu, China)

Abstract Aimed at the problem that the 5G random access baseband signal generation algorithm is computationally intensive and difficult to implement, a packet-interleaved random access baseband signal generation algorithm is proposed. The large-point inverse discrete Fourier transform (IDFT) during baseband signal generation was divided into multiple sets of small point inverse fast Fourier transforms (IFFT) multiplied by the corresponding correction coefficients, and IFFT operation and interleaving were performed on each group data. Simulation results show that the mean square error between the proposed algorithm and the signal generated directly using IDFT is only 1.66×10^{-32} , and this method has lower complexity compared with traditional algorithms. The feasibility and effectiveness of the scheme is verified on the field programmable gate array (FPGA) platform.

Keywords Random access Baseband signal generation Packet interleaving algorithm IDFT/IFFT FPGA

0 引言

物理随机接入信道(Physical Random Access Channel, PRACH)设计的主要目的是使用户设备(User Equipment, UE)获取上行时间同步^[1-2]。正确且快速地完成随机接入过程,是 UE 与基站建立无线链路连接和进行通信的前提。5G 系统最明显的特征就是更

低的时延,而随机接入作为 5G 系统正常工作的第一步,其更低的接入时延和更快的基带信号生成将对整个 5G 系统的性能起到至关重要的作用。

5G 系统的随机接入基带信号生成过程中,运算复杂度主要源于 ZC(Zadoff-Chu)序列的素数点离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)运算和前导序列频域数据的大点数 IDFT 运算。针对以上问题,寻求一种低复杂度、硬件易实现的基带信号生成方案

成为提高随机接入性能的研究重点。文献[3]中提出 ZC 序列的 DFT 是 ZC 序列的时间标度共轭乘以常数因子,该性质避免了前导序列生成过程中的素数点 DFT;文献[4]给出任意长度的循环移位 ZC 序列的离散傅里叶变换(DFT)的闭式表达式,这些表达式仅基于基本(非循环移位)ZC 序列即可实现有效的 DFT 实现。以上的方法较好地解决了素数点 DFT 在硬件实现中复杂度大的问题。关于 PRACH 基带信号生成过程中大点数 IDFT 计算量大的问题,在长期演进系统(Long Term Evolution, LTE)中的方法主要有以下两种:一种是基于 Cooley-Turkey 算法^[5]的混合基 FFT(Fast Fourier Transformation, FFT)算法^[6],将非 2 的幂次方点数的 IDFT,分解为多种因子乘积的形式,在实际运用时,它能获得与直接进行 IDFT 相同的运算结果,但各级分解后,需要对数据进行频繁的交叉运算,不可避免地增加了算法复杂度^[7-8];另一种是通过时域过采样和滤波的方式,来降低实现的复杂度,但该方法将导致性能下降,且时域滤波将耗费额外的硬件资源^[9-10]。以上算法均未对 5G 系统的随机接入进行分析。因此,在保证随机接入基带信号正确生成的前提下,降低算法复杂度和硬件实现难度是当前研究 5G 系统随机接入的重点。

本文通过对 5G 协议的研究,并对其中随机接入信道的基带信号生成部分的式子进行详细分析,提出一种分组交织的方式将大点数 IDFT 分解成多组小点数 IFFT,降低算法实现的复杂度。

1 5G 系统 PRACH 基带信号生成过程

在 5G 系统中时域 PRACH 前导由 ZC 序列生成,其由循环前缀(Cyclic Prefix, CP)、1 个或多个前导序列(Preamble Sequence)和保护间隔(Guard Period, GP)三部分组成,如图 1 所示^[11]。

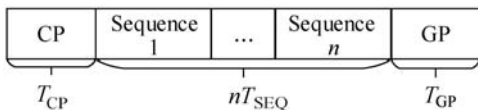


图 1 随机接入前导格式

不同的随机接入前导格式,其序列重复个数不同,重复次数多的前导意味着基站能够接收更多的能量,从而获得更好的解调性能。为广泛应用于不同场景,5G 系统支持长序列(长度为 839)和短序列(长度为 139)两种前导格式^[12]。以长前导码格式为例,分为格式 0~3,当射频端采样频率固定为 122.88 MHz 时,其对应的基带信号的长度如表 1 所示。

表 1 长序列 PRACH 前导格式

格式	L_{RA}	$\Delta f^{RA}/\text{kHz}$	N_u	N_{CP}^{RA}
0	839	1.25	98 304	12 672
1	839	1.25	$2 \times 98\ 304$	84 096
2	839	1.25	$4 \times 98\ 304$	18 752
3	839	5	$4 \times 98\ 304$	12 672

表 1 中: L_{RA} 是单个前导序列的长度; Δf^{RA} 是 PRACH 前导的子载波间隔; N_u 是随机接入前导的总长度; N_{CP}^{RA} 表示循环前缀的长度。由表 1 可知,随机接入前导格式 0 由一个 CP 和单个前导序列组成,而格式 1~3 则由一个 CP 和多个重复的前导序列组成,其主要是为了解决在不同场景下能量损耗的问题^[13-14]。

随机接入基带信号传统的处理流程如图 2 所示。每次随机接入过程,需从 ZC 序列生成的 64 组前导序列中随机选取一组进行 DFT 运算,将其转换为频域数据后映射到对应的物理资源块(Physical Resource Block, PRB)上,对映射后的信号进行 IFFT 运算,并针对不同的前导格式做相应次数的时域序列重复,最后分别插入 CP 和 GP^[15]。

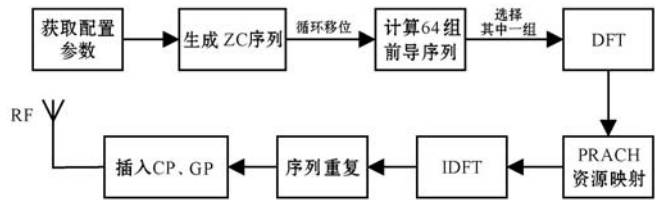


图 2 随机接入基带信号传统处理流程

当天线的端口号为 p ,正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)符号 l 的子载波间隔配置为 μ 时,时域连续基带信号的定义^[16-17]如下:

$$\begin{cases} s_l^{(p,\mu)}(t) = \beta_{\text{PRACH}} \cdot \sum_{k=0}^{L_{RA}-1} y_{u,v}(k) \cdot e^{j2\pi(k+Kk_1+\bar{k})\Delta f^{RA}(t-N_{CP}^{RA}T_c-t_{\text{start}}^{RA})} \\ y_{u,v}(k) = \sum_{m=0}^{L_{RA}-1} e^{-\frac{j\pi ml(l+1)}{L_{RA}}} \cdot e^{-\frac{j2\pi mn}{L_{RA}}} \quad 0 \leq k, l \leq L_{RA} - 1 \end{cases} \quad (1)$$

式中: $t_{\text{start}}^{RA} \leq t \leq t_{\text{start}}^{RA} + (N_u + N_{CP}^{RA})T_c$; T_c 为 5G 基本时间单元; β_{PRACH} 是功率控制缩放因子; $y_{u,v}(k)$ 是以根序列号为 u 、循环移位为 v 的前导序列的频域数据; $T_{cp} = N_{CP,l}^{RA}T_c$ 为循环前缀 CP 的持续时间; K 是上行链路子载波间隔与 PRACH 子载波间隔的比值; \bar{k} 为固定偏移值; t_{start}^{RA} 为随机接入前导在一个子帧中的起始点^[18]。

2 分组交织基带信号生成算法

2.1 算法原理

PRACH 基带信号添加 CP 的操作,可以通过将 IFFT

之后的时域数据的尾部,长度为 N_{CP}^{RA} 的数据搬到序列头部来实现。因此可令 $t' = t_{start}^{RA} + N_{CP,l}^{RA} T_c$ 为起点,在随机接入前导的持续时间 $T = 1/\Delta f^{RA}$ 内进行采样。令

$t' = \frac{m}{N} T, m = 0, 1, \dots, N$, 基带信号生成式重写为:

$$s_l^{(p,\mu)}(m) = \beta_{PRACH} \cdot \sum_{k=0}^{L_{RA}-1} y_{u,v}(k) \cdot e^{j2\pi(k+Kk_1+\bar{k})\frac{m}{N}} = \beta_{PRACH} \cdot \sum_{k=0}^{L_{RA}-1} (y_{u,v}(k) \cdot e^{\frac{j2\pi km}{N}}) \cdot e^{\frac{j2\pi(Kk_1+\bar{k})m}{N}} \quad (2)$$

分析式(2)易知,式(2)可以分解为对频域前导序列进行 N 点的 IFFT 后再乘以一个值为 $e^{\frac{j2\pi(Kk_1+\bar{k})m}{N}}$ 的频偏。而其中主要计算量的来源为式(2)中的第一部分 N 点 IFFT 计算。将该 IFFT 进行分组分解。设 $M_{group} = N/N_{group}^{num}$, 其中: N_{group}^{num} 为分解后的小点数 IFFT 的长度, M_{group} 为组数。将频域前导序列 $y_{u,v}(k)$ 放置在不同格式所对应的 PRB 上,再将其放置于 $N_{group}^{num} = 1\ 024$ 点零序列的正中间,即可完成不同格式下的 PRACH 资源映射。设资源映射后的频域前导序为 $x_{u,v}(k)$, 它的长度为 N_{group}^{num} , 中心为频域前导序列, 两端为零。进一步对序列 $x_{u,v}(k)$ 的两端进行补零,使其最终长度为采样点数 N , 并设补零后的序列为 $z_{u,v}(k)$, 则式(2)中的大点数 IFFT 运算部分被重写为:

$$\beta_l^{(p,\mu)}(m) = \sum_{k=0}^{N-1} z_{u,v}(k) \cdot e^{\frac{j2\pi km}{N}} \quad m = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

$$\text{令} \begin{cases} m_i = M_{group} \cdot m_b + i \\ m_b = 0, 1, 2, \dots, N_{group}^{num} - 1 \end{cases} \quad i = 0, 1, \dots, M_{group} - 1$$

其中 m_i 的含义为第 i 组序列的 N_{group}^{num} 点频域数据。将其代入式(3)则有:

$$\beta_l^{(p,\mu)}(m) = \beta_l^{(p,\mu)}(m_0) + \dots + \beta_l^{(p,\mu)}(m_{M_{group}-1}) = \sum_{k=0}^{N-1} z_{u,v}(k) \cdot e^{j2\pi k \frac{m_0}{N}} + \dots + \sum_{k=0}^{N-1} z_{u,v}(k) \cdot e^{j2\pi k \frac{M_{group}-1}{N}} = \sum_{k=0}^{N-1} z_{u,v}(k) \cdot e^{\frac{j2\pi k \cdot 0}{N}} \cdot e^{\frac{j2\pi k \cdot m_b}{N_{group}^{num}}} + \dots + \sum_{k=0}^{N-1} z_{u,v}(k) \cdot e^{\frac{j2\pi k \cdot M_{group}-1}{N}} \cdot e^{\frac{j2\pi k \cdot m_b}{N_{group}^{num}}} \quad (4)$$

在进行 IFFT 前还要将负频搬到正频部分,这将使得原先在频谱中心的序列 $x_{u,v}(k)$ 被拆分成长度为 $N_{group}^{num}/2$ 的序列 $x'_{u,v}(k)$ 和 $x''_{u,v}(k)$, 分布在 $z_{u,v}(k)$ 序列的两端,如图 3 所示。令搬移后的序列为 $\partial_{u,v}(k)$ 。相应地,变量 k 的取值范围也将变为 $[0, N_{group}^{num}/2 - 1] \cup [N - N_{group}^{num}/2, N - 1]$; 而 k 的其他范围所对应的序列均是零序列,可以不作考虑。

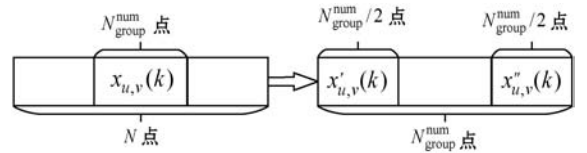


图 3 频谱搬移后 $\partial_{u,v}(k)$ 序列结构

进一步分析式(4),当 $k_1 \in [N - N_{group}^{num}/2, N - 1]$

时,结合其指数部分 $e^{\frac{j2\pi k \cdot m_b}{N_{group}^{num}}}$ 的周期性,则有:

$$e^{\frac{j2\pi k_1 \cdot m_b}{N_{group}^{num}}} = e^{\frac{j2\pi k_2 \cdot m_b}{N_{group}^{num}}} \quad k_2 \in [N_{group}^{num}/2, N_{group}^{num} - 1] \quad (5)$$

进而,当 $k_1 \in [0, N_{group}^{num}/2 - 1] \cup [N - N_{group}^{num}/2, N - 1]$ 时,则有:

$$e^{\frac{j2\pi k_1 \cdot m_b}{N_{group}^{num}}} = e^{\frac{j2\pi k_2 \cdot m_b}{N_{group}^{num}}} \quad k_2 \in [0, N_{group}^{num} - 1] \quad (6)$$

结合式(4)、式(5)、式(6)和以上分析,可以将式(4)改写为:

$$\beta_l^{(p,\mu)}(m) = \sum_{k_2=0}^{N_{group}^{num}-1} (\partial_{u,v}(k_1) \cdot e^{j\frac{2\pi k_1 \cdot 0}{N}}) \cdot e^{j\frac{2\pi k_2 \cdot m_b}{N_{group}^{num}}} + \dots + \sum_{k_2=0}^{N_{group}^{num}-1} (\partial_{u,v}(k_1) \cdot e^{j\frac{2\pi k_1 \cdot M_{group}}{N}}) \cdot e^{j\frac{2\pi k_2 \cdot m_b}{N_{group}^{num}}} \quad (7)$$

式中: $k_1 \in [0, N_{group}^{num}/2 - 1] \cup [N - N_{group}^{num}/2, N - 1]$ 。分析式(7)可知,对频域前导序列做 98 304 点 IFFT 被转换为对其做 96 组 1 024 点 IFFT,只需要在每次小点数 IFFT 之前乘以一个值为 $e^{j\frac{2\pi k_2 \cdot m_b \cdot i}{1\ 024}}$ (i 为组号)的修正因子即可。在求解出各组的 N_{group}^{num} 点 IFFT 之后,为了获得最终的 N 点 IFFT,还需要将各组重新进行交叉组合,该过程是上面分组过程的逆过程。具体交叉组合的方式为:将各小组求解得到的 N_{group}^{num} 点时域数据以 M_{group} 为间隔进行交错放置,组合成 N 点时域序列,如图 4 所示。

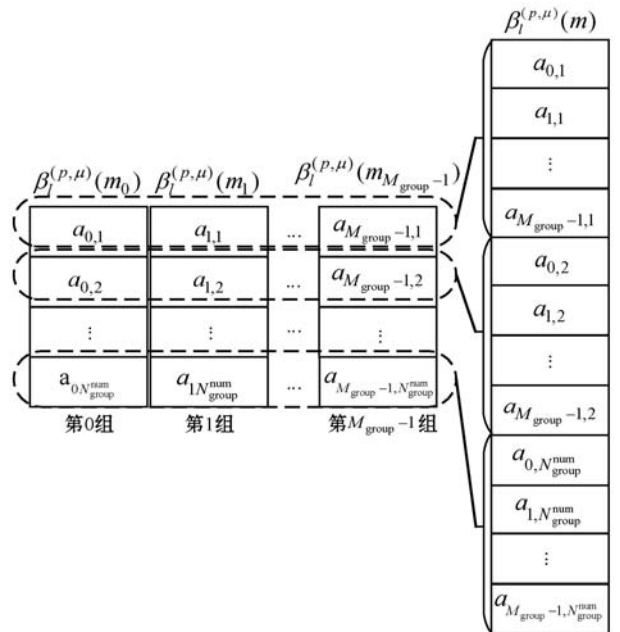


图 4 交织组合方式示意图

结合式(2)可知,为了进一步获取最终用于射频端发射的基带信号,还需要对当前的大点数时域序列进行值为 $e^{\frac{j2\pi(Kk_1 + \bar{k})m}{N}}$ 的频偏补偿并乘以功率缩放因子 β_{PRACH} ;添加 CP 则只需要将该序列尾部的 $N_{\text{CP}}^{\text{RA}}$ 点数据复制到序列首部即可。

2.2 算法流程

综上所述,本文提出的 5G 系统分组交织基带信号生成算法的整体流程如图 5 所示。

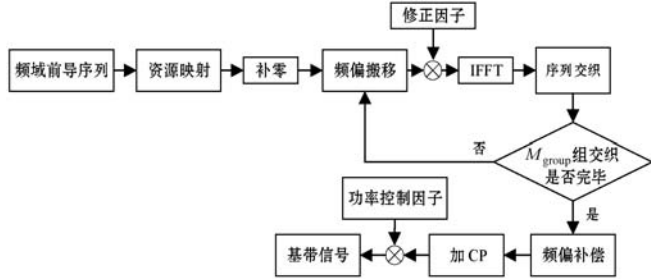


图 5 分组交织算法流程

以长度 $L_{\text{RA}} = 839$ 的长前导码格式 0 的基带信号生成为例,根据 $M_{\text{group}} = N/N_{\text{group}}^{\text{num}}$ 进行分组,将 98 304 点 IFFT 分解为 96 组 1 024 点 IFFT。算法的步骤说明如下:

步骤 1 将频域前导序列映射到 PRB 上:将长度为 839 频域前导放置到 864 个子载波上。

步骤 2 对资源映射之后的频域前导序列两端对称补零:对 864 个子载波的两端各补零 80 点,使其最终长度为 1 024 点。

步骤 3 对 $N_{\text{group}}^{\text{num}}$ 点频域数据进行频偏搬移:将步骤 2 的 1 024 点数据分成两个子序列并对称交换。

步骤 4 将步骤 3 获得的序列点乘修正因子(i 为对应组的组号)。

步骤 5 进行 $N_{\text{group}}^{\text{num}}$ 点 IFFT 运算。

步骤 6 将步骤 3 - 步骤 5 循环进行 96 次,将每组得到的 $N_{\text{group}}^{\text{num}}$ 点时域数据以 M_{group} 为间隔交错放置,最终组成 N 点时域数据。

步骤 7 将步骤 6 获得的时域数据进行值为 $e^{\frac{j2\pi(Kk_1 + \bar{k})m}{N}}$ 的频偏补偿。

步骤 8 将频偏补偿之后的序列点乘 β_{PRACH} 。

3 算法的硬件实现

算法的硬件逻辑采用 Verilog 硬件描述语言进行实现。如图 6 所示,该分组交织算法的总体硬件架构按功能划分可分为前导序列生成模块、基带信号生成

模块和频偏补偿模块。

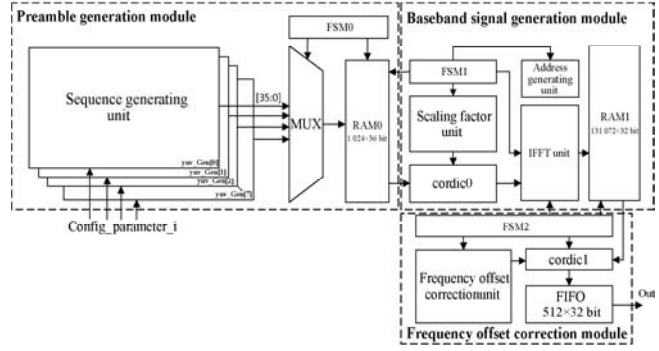


图 6 分组交织算法硬件架构

3.1 前导序列生成模块

前导序列生成模块主要由 8 个并行的序列生成单元和一个由 FSM0 状态机控制的 RAM0 组成。其中序列生成单元主要用于产生 839 点频域前导序列。由式(1)可知求解 839 点频域前导序列共需要进行 839×839 次循环。每次外层循环一次,内层进行 839 点运算并进行累加求和最终获得一点位宽为 36 bit 的频域数据,分为实部虚部进行输出并通过数据选择器存入 RAM0 的对应地址处。在此模块中对其进行 8 次例化,利用 8 个子单元进行并行生成,从而将其生成速度提升至以前的 8 倍。单个序列生成单元的硬件实现图如图 7 所示。

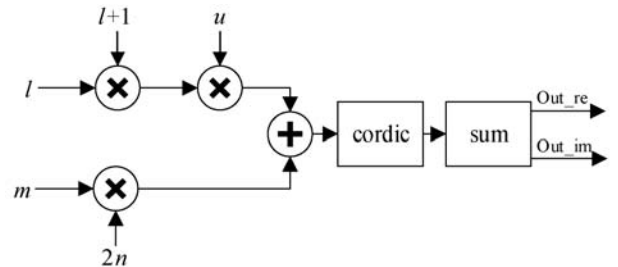


图 7 序列生成单元硬件实现

3.2 基带信号生成模块

基带信号生成模块的硬件实现如图 8 所示,主要由三路并行数据通路组成,第一路用于将前导序列生成模块中生成 839 点频域前导序列与当前模块中求解得到的缩放因子进行相乘;第二路用于组号的传递,由于数据通路 1 要为数据通路 2 提供用于计算缩放因子的组号索引 i ,而通路 1 在计算的过程中相比于通路 2 多消耗了 66 个周期,因此使用深度为 66 的移位寄存器来进行数据的同步。IFFT 模块输出有效信号 out_valid 来作为各组数据与对应组号的同步信号,控制 FIFO 对各组组号的输出。数据通路 3 主要用于和数据通路 2 的组号信号 i ,一起产生交织的地址信号,确定数据通路 1 的数据存储位置。

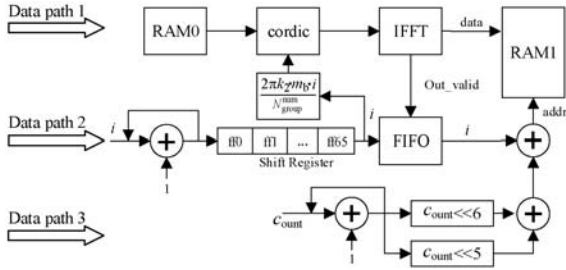


图 8 基带信号生成模块硬件实现

3.3 频偏补偿模块

频偏补偿模块从基带信号生成模块中的 RAM1 中读取基带信号,以数据流的形式返回至 cordic IP 核的输入;在 IP 核内完成对基带信号的频偏补偿。补偿后的时域基带信号继续以数据流的形式输入 FIFO 中,状态机 FSM2 根据 FIFO 的空满情况对 RAM1 的读取进行控制。其硬件实现如图 9 所示。

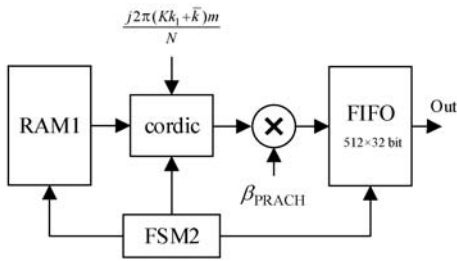


图 9 频偏补偿模块硬件实现

4 性能分析与仿真

根据 5G 协议,本文以直接进行大点数 IFFT 生成的基带信号作为理论值,重点对比分析本文算法与混合基算法、过采样滤波算法之间的运算复杂度。

4.1 算法性能分析

基于上述分析,为了评估本文所提出的 PRACH 基带信号生成算法的性能,在 MATLAB 平台上通过仿真对比直接生成大点数 IFFT 算法和基于分组交织大点数 IFFT 算法。为描述方便,将直接做 98 304 点 IFFT 的方法称为直接法,将 98 304 点 IFFT 分解为做 96 组 1 024 点 IFFT 的方法叫做分组法。仿真参数设置如表 2 所示。

表 2 仿真参数设定

类型	值
参数	L_{RA}
信道类型	AWGN 信道
前导格式	0
系统采样率/MHz	122.88
IFFT 点数	98 304

续表 2

类型	值
子载波间配置 μ	1
发送天线个数	1
根序列号 u	129
$\Delta f^{RA}/\text{kHz}$	1.25

图 10 展示了使用分组交织算法所生成的 98 304 点时域基带信号与理论值之间的误差。其中 $\delta(n)$ 表示采用分组法与直接法之间的相对误差。从图 10 可以看出,通过分组法产生出来的时域信号与理论上通过直接法产生的时域信号的相对误差最大值仅为 10^{-12} 量级,对二者进行均方误差统计,可以得到分组法所获得的基带信号的均方误差为 1.66×10^{-32} ,实现了高精度的拟合,从而验证了算法的可行性。因此,通过分组法所产生的时域基带信号是完全可以替代直接法所产生的基带信号,从而应用到实际的 5G 系统中去。

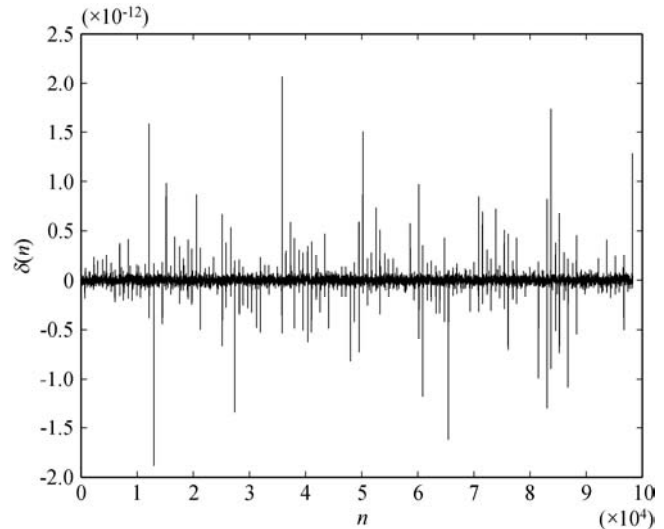


图 10 分组交织算法产生的时域信号误差

4.2 算法复杂度分析

由于 IDFT 操作是整个随机接入发送端计算最密集的地方,因此将算法运算过程中所需要进行的复数乘和复数加运算作为衡量各算法复杂度的依据。分别采用直接法、文献[7]中提出的混合基算法、文献[9]中提出的过采样滤波算法和分组交织算法四种算法对同一频域前导序列进行基带信号的生成。混合基算法采用基 2 与基 3 混合的形式,将格式 0-3 中的 98 304 点 IDFT 运算,拆解成一级基 3 运算和 12 级基 2 运算;过采样滤波算法中使用归一化截止频率为 0.083 9 的 136 阶海明窗滤波器对过采样信号进行滤波,过采样的倍数取决于序列的长度与 IFFT 单元的点数^[9]。

本文采用的分组交织算法将 N 点 IDFT 拆分成 $N/$

1 024 组, 每组所需复乘次数为 $\frac{N}{2} \log_2 N$, 复数加法次数为 $M \log_2 N$ 。各算法的具体运算量对比如图 11 所示, 经计算可知, 本文的分组交织算法在格式 0-3 时, 复乘的运算次数仅为混合基算法运算量的 47.61%, 过采样滤波算法运算量的 14.65%; 复加的运算次数仅为混合基算法运算量的 58.82%, 过采样滤波算法运算量的 29.43%; 在格式 4 时, 复乘的运算次数仅为混合基算法运算量的 31.25%, 过采样滤波算法运算量的 0.9%; 复加的运算次数仅为混合基算法运算量的 35.71%, 过采样滤波算法运算量的 1.84%。结果表明本文提出的分组交织算法能有效降低运算的复杂度, 缩短基带信号生成的时间, 更加快速地完成随机接入上行同步。

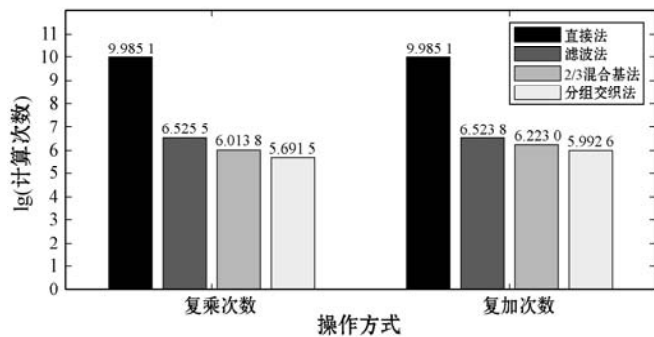
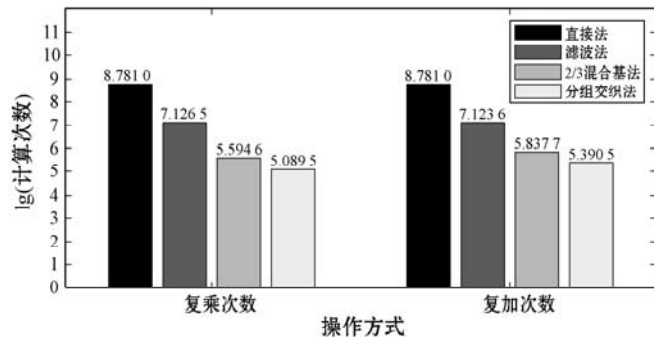
(a) 格式 0-3 ($N=98304$)(b) 格式 4 ($N=24576$)

图 11 不同前导格式下各算法运算量对比

4.3 算法硬件仿真

为了验证分组交织算法在实际应用中的正确性, 通过编写 testbench, 利用 VIVADO 调用 MODELSIM SE-10.6d 对设计的逻辑进行仿真。设计部分配置的前导格式为 0-3, 前导序列长度为 839, IFFT 单元的长度为 1 024 点。从图 12 可以看出, 最终生成的基带信号按照预期以 $M_{\text{group}}=96$ 为间隔将第 0 组 $N_{\text{group}}^{\text{num}}=1024$ 成功写入 RAM 中。如图 13 所示, 由于产生的前导序列需要放置在 3 个 RB(长度为 864)的中间, 所以写入的起始地址从 80 开始, 每次在 ram_wea 信号拉高的 8 个时钟周期内写入 8 点数据, 共写入 839 点频域前导序列。



图 12 第 0 组数据写入 ram 的波形时序图(局部)



图 13 839 点前导序列生成时序图

为进一步验证硬件生成的定点数据与算法浮点数据的一致性, 将 FPGA 生成的前导序列与最终的基带信号数据导入到 MATLAB 中, 并将其实部虚部分别除以 2^{15} 转换为浮点数据与 MATLAB 中算法生成的浮点结果进行绝对误差分析, 其比对结果如图 14 所示。由于硬件实现的定点化过程进行了数据的截位操作, 使得数据存在一部分的精度损失。最后, 将 FPGA 导出的定点结果与 MATLAB 中进行定点化的结果进行对比, 可以验证二者定点化运算结果完全一致, 从而验证了算法硬件实现的可行性。

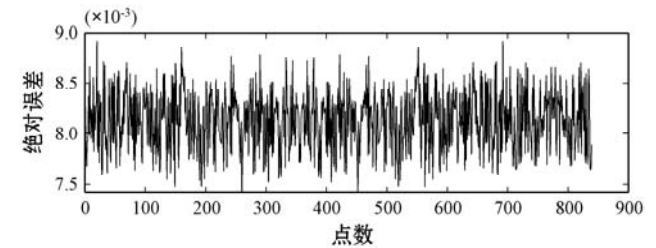
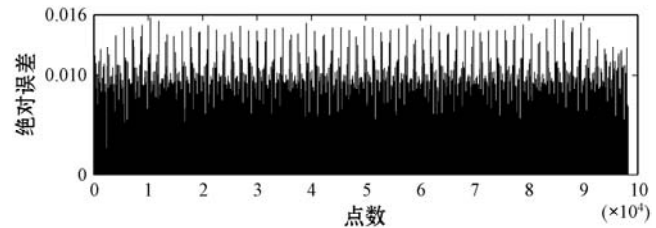
(a) 频域前导序列 ($N=839$)(b) 时域基带信号 ($N=98304$)

图 14 绝对误差对比

5 结 语

针对 5G 系统中基带信号生成过程复杂度高硬件实现困难的情况, 提出一种分组交织的基带信号生成算法, 从理论层面探讨对基带信号生成过程进行分组交织的可行性, 并通过 MATLAB 与 MODELSIM 两个仿真平台进行算法的可行性验证。

仿真结果表明, 在保证准确生成基带信号的前提下, 本文算法的复杂度较传统算法更低, 并且本文算法的分组方式灵活, 在硬件实现时, 能配置成合适的组数和点数, 以适应当前的 IFFT 运算单元的硬件资源。

参 考 文 献

[1] Jo G, Lee Y. Random access channel design for new radio

- [C]//2019 11th International Conference on Ubiquitous and Future Networks,2019:674-676.
- [2] Jo G D. Compact design of random access channel in 5G new radio[C]//2020 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), 2020:828-830.
- [3] Beyme S, Leung C. Efficient computation of DFT of Zadoff-Chu sequences[J]. Electronics Letters,2009,45(9):461-463.
- [4] Popovic B. Efficient DFT of Zadoff-Chu sequences[J]. Electronics Letters,2010,46(7):502-503.
- [5] Ralekar C, Shirbhate R, Panse T. Design of parallel FFT architecture using Cooley Tukey algorithm[C]//2015 International Conference on Communications and Signal Processing,2015:574-578.
- [6] 曲双双. 混合基 FFT 处理器的设计与 FPGA 实现[D]. 合肥:合肥工业大学,2019.
- [7] 胡华增,杜普选,邵小桃. 基于 MSC8156AMC 平台的 PRACH 基带信号生成[J]. 现代电子技术,2011,34(5):52-55.
- [8] Qu H, Zhang Y, Wang R, et al. A mixed-radix design of DFT/IDFT in the uplink LTE system[C]//2014 4th IEEE International Conference on Network Infrastructure and Digital Content,2014:247-251.
- [9] 李亮,陈伟,朱近康,等. 一种长期演进系统中随机接入前导复杂度生成方法:CN201010159319.0[P]. 2012-12-19.
- [10] 雷舒培,熊勇,杨秀梅. 长期演进系统中随机接入信号的产生方法[J]. 计算机工程,2011,37(13):89-91,94.
- [11] Pham T A, Le B T. A proposed preamble detection algorithm for 5G-PRACH[C]//2019 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), 2019:210-214.
- [12] Xiong Q, Yu B, Qian C, et al. Random access preamble generation and procedure design for 5G-NR system[C]//2018 IEEE Globecom Workshops,2018:1-5.
- [13] Chakrapani A. On the design details of SS/PBCH, signal generation and PRACH in 5G-NR[J]. IEEE Access,2020,8:136617-136637.
- [14] Zhang Y, Zhang Z, Hu X. An improved preamble detection method for LTE-A PRACH based on doppler frequency offset correction[C]//International Conference on Communications and Networking in China,2019:573-582.
- [15] 王丹,张怡凡,杜颜敏. 基于 5G 系统的随机接入前导检测算法[J]. 光通信研究,2020(1):47-51.
- [16] 3GPP. TS 38. 211, 5G New Radio-Physical Channels and Modulation[S/OL]. [2020-10-10]. https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.211.
- [17] 3GPP. TS 38. 331, 5G New Radio-Radio Resource Control (RRC) protocol specification[S/OL]. [2020-10-11]. https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.331.
- [18] 王映民,孙韶辉. 5G 移动通信系统设计与标准详解[M]. 北京:人民邮电出版社,2020.
- ~~~~~
- (上接第 159 页)**
- [9] Giatrakos N, Alevizos E, Artikis A, et al. Complex event recognition in the big data era: A survey[J]. The VLDB Journal,2019,29(1):313-352.
- [10] EsperTech. Esper[EB/OL]. (2021-01-27). <http://www.esper.tech.com/esper>.
- [11] Sindhi. Sindhi[EB/OL]. (2021-01-27). <https://siddhi.io/>,2021-1-27.
- [12] Apache. FlinkCEP[EB/OL]. (2021-01-27). <https://ci.apache.org/projects/flink/flinkdocs-stable/dev/libs/cep>.
- [13] 李琨. 国外 ADS-B 应用现状及趋势研究[J]. 飞航导弹,2018(12):60-66.
- [14] 中国民用航空局. 中华人民共和国飞行基本规则[EB/OL]. (2007-10-18). http://www.caac.gov.cn/XXGK/XXGK/FLFG/201510/t20151029_2786.html.
- [15] 中国民用航空局. 民用航空器事故征候[EB/OL]. (2018-12-14). http://www.caac.gov.cn/XXGK/XXGK/BZGF/HYBZ/201902/t20190218_194724.html.
- [16] 中国民用航空局. 中国民用航空气象工作规则[EB/OL]. (2016-03-28). http://www.caac.gov.cn/XXGK/XXGK/MHGZ/201605/t20160530_37631.html.
- [17] 王运锋,刘霞. ATC 系统中 STCA 性能评估指标研究[J]. 航空计算技术,2012,42(4):6-9.
- ~~~~~
- (上接第 173 页)**
- [14] 黄立波,王伟,徐彦军,等. 基于区块链的数字结业证书管理系统及其性能评估[J]. 华东师范大学学报(自然科学版),2020(6):72-81.
- [15] 丁勇,相恒奎,罗得寸,等. 一种结合 Fabric 技术的电子存证方案[J]. 西安电子科技大学学报,2020,47(5):113-121,158.
- [16] 刘东伟,张学旺,郭晓金. 基于区块链的学位证书存证系统设计与实现[J]. 计算机工程与设计,2020,41(2):567-573.
- [17] 邹秀清,罗得寸,林平,等. 基于区块链的河长制水质信息存证系统[J]. 应用科学学报,2020,38(1):65-80.
- [18] 王志铎,柳平增,宋成宝,等. 基于区块链的农产品柔性可信溯源系统研究[J]. 计算机工程,2020,46(12):313-320.
- [19] 禹忠,郭畅,谢永斌,等. 基于区块链的医药防伪溯源系统研究[J]. 计算机工程与应用,2020,56(3):35-41.
- [20] 张森,叶剑,李国刚. 面向冷链物流的区块链技术方研究方案研究[J]. 计算机工程与应用,2020,56(3):19-27.
- [21] Benet J. IPFS—Content addressed, versioned, P2P file system[EB]. arXiv:1407.3561,2014.