光电技术及应用

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2022121201

基于DSP的微波光子信号监测系统的设计

董　玮*，周　昱，王　迪，杨张义

（吉林大学 电子科学与工程学院 集成光电子学国家重点实验室，长春 130012）

摘　要： 射频信号的监测具有广泛的应用前景，文章提出了一种基于DSP的微波光子射频信号监测系统。该系统由前端微波光子信号接收部分和后端信号处理部分组成，射频信号经光学下变频处理得到中频信号，经过ADC模数转换后在DSP上应用快速傅里叶变换（FFT）算法完成对接收信号的频谱分析。实验测试结果表明，该系统可以完成对射频信号的监测，频率测量误差小于0.25 MHz，动态范围为55 dB，灵敏度为－30 dBm。此外，为了进一步验证，应用天线进行手机信号的接收实现了对手机信号通信频段的实时监测。

关键词： DSP；微波光子；FFT；射频信号监测

中图分类号： TN958　**文章编号：** 1001－5868(2023)02－0251－06

Design of Microwave Photon Signal Monitoring System Based on DSP

DONG Wei, ZHOU Yu, WANG Di, YANG Zhangyi

(State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, College of Electronic Science & Engineering, Jilin University, Changchun 130012, CHN)

Abstract: The monitoring of radio frequency signals has broad application prospects. A microwave photon Radio Frequency (RF) signal monitoring system based on DSP is proposed. The system consisted of the front-end microwave photonic signal receiving part and the back-end signal processing part. The RF signal was processed by optical down-conversion to get the Intermediate Frequency (IF) signal. After the Analog-to-Digital conversion, the FFT algorithm was applied on DSP to complete the spectrum analysis of the received signal. The experimental results show that the system can complete the RF signal monitoring. The frequency measurement error is less than 0.25 MHz, the dynamic range is 55 dB, and the sensitivity is －30 dBm. In addition, for further verification, the antenna was used to receive the mobile phone signal to realize the real-time monitoring of the mobile phone signal communication frequency band.

Key words: DSP; microwave photon; FFT; radio frequency signal monitoring

0　引言

随着信息化时代的发展，射频信号监测技术在各个领域有着举足轻重的地位，在军事上，其主要作用于军事信息的截获与处理、雷达干扰和反干扰等方面；在民用上，射频信号监测系统可用于医学电子和通信系统中的频谱管理。在传统的电子设计中，电子信号处理系统存在非常严重的瓶颈，难以实现大带宽的频率测量，即使实现，也面临着高速电子器件高昂的成本，严重影响其在实际中的应用[1]。基于微波光子技术的射频信号处理和监测相对于传统电学系统具有测量带宽更大、损耗更低、体积更小、

收稿日期：2022－12－12.

基金项目：吉林省高等教育教学改革研究课题“新工科背景下项目驱动式数字电子技术课程建设与改革”项目(JLJY202183220356).

* **通信作者：**董　玮　**E-mail：**dongw@jlu.edu.cn

重量更轻、功耗更低的特点[2-3]。但是现有的微波光子射频监测系统大多利用频谱仪或示波器进行观测，使得系统不仅结构笨重而且成本高昂，难以做出产品化的微波光子射频信号接收机[4]。然而随着数字信号处理(DSP)的发展，其对于大批量数据处理具有良好的适用性，在实现高速、实时数字信号处理算法等方面比单片机更有优势。

本文提出了一种基于 DSP 的微波光子信号监测与处理方案，该方案利用 DSP 的硬件乘法器及高精度运算能力，可以高效运行快速傅里叶变换(FFT)算法完成对射频信号的分析，其具有体积小、易集成、低成本的优点和高速处理的能力，并且测量误差小于 0.25 MHz，动态范围为 55 dB，灵敏度为 −30 dBm，同时完成了在实际环境下对手机信号的接收测试。

1 硬件设计

1.1 系统的整体结构

系统结构如图 1 所示，由前端的微波光子接收部分和后端的数字信号处理部分组成。微波光子接收部分由激光源(LD)、偏振控制器(PC)、双驱动马赫-曾德尔调制器(DDMZM)、光带通滤波器(OBPF)、单模光纤(SMF)、掺铒光纤放大器(EDFA)、光电探测器(PD)组成。数字信号处理部分包括信号采集模块、运行算法的 DSP 芯片、显示模块以及调试和开发所需的上位机。LD 输出光载波进入 DDMZM 调制器中，之后天线接收的待测信号与本振信号输入到 DDMZM 进行调制，调制后的信号经过 OBPF 滤波以及 SMF 传输，由 EDFA 放大后通过 PD 拍频将光信号转换成电信号。通过采集模块采集经通用异步串口(UART)传输到 DSP 芯片中，由 FFT 信号处理算法实时分析其频谱成分并由 LCD1602 显示待测信号的频率值。

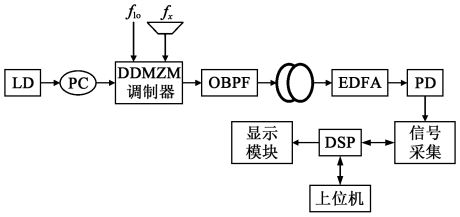


图 1 系统总体框图

1.2 微波光子接收部分

如图 1 所示，具体过程如下：首先 LD 发出频率为 f_c 的光波经过偏振控制器进入 DDMZM 作为光载波，频谱如图 2(a)所示；然后任意波形发生器(AWG)输出频率为 f_x 的信号进入 DDMZM 的一个射频端口，因本设计添加了本振信号 f_{lo} 与射频信号 f_x 进行下变频，使射频信号下变频到中频带以减轻后续 ADC 的采样压力，故微波信号发生器(MSG)发出频率为 f_{lo} 的射频信号作为本振信号进入 DDMZM 的另一射频端口；再通过调节偏振控制器的偏振方向以及 DDMZM 的偏置电压使输入的两个信号实现抑制载波的双边带调制，频谱如图 2(b)所示，调制后的信号经过 OBPF 进行滤波，滤除调制信号的下边带，频谱如图 2(c)所示，然后经过单模光纤传输，可以使接收到的信号传输到远端进行数据处理；之后在 PD 中进行光电转换，得到下变频后的中频信号，频谱如图 2(d)所示，最后在数据信号处理部分进行频谱分析与恢复。

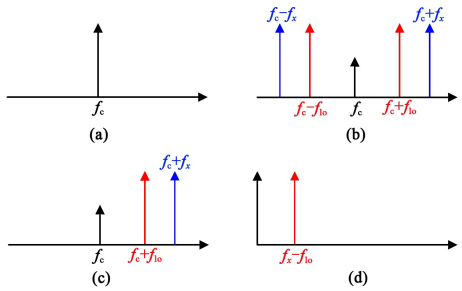


图 2 频谱图

1.3 数字信号处理部分

这部分将对 PD 拍频后的电信号进行采集处理。经过 PD 拍频的中频信号大多处在几十到几百兆赫兹的范围之内，另外，在实际使用场景中未知射频信号常以微弱信号的形式出现，还伴随有跳频的变化，结合具体的需要，经过对比，最终选定 TMS320F28335 芯片作为核心处理器。该芯片最为突出的特点在于数字信号处理能力强，其 32 位的高性能 CPU 结构拥有 150 MHz 的时钟频率，配合 256Kx16 bit 的闪存和 512Kx16 bit 的 SARAM 使用，对于大批量数据处理具有良好的适用性[5-7]，DSP28335 电路板如图 3 所示。

PD 拍频后的中频信号首先通过示波器 DS1102E 采集完成 AD 转换，DSP28335 通过 UART 发送控制指令给 DS1102E 示波器，配置采集通道、数据格式，读取 DS1102E 的采样值并通过 UART 串口传回 DSP28335。DSP28335 有三组 UART，串口资源丰富，通过控制 R/TxSHF 移位寄存器和 R/TxBUF 缓冲寄存器构成的双缓冲，保证

接收的数据和发送的指令的完整性，同时使用 16 级 FIFO 缓冲，减小 CPU 开销。DSP28335 程序实现包含三个中断：串口中断 RxFiFoISR(UART)、取数据指令定时器 Timer0、显示模块 Timer1(LCD1602)。通过串口中断取回的数据存储在 SARAM 中，在将其移动到移位缓冲寄存器中后，DSP28335 将通过 FFT 算法处理这一组数据，进而计算出幅值最大值与该点处的频率值。显示模块 Timer1 控制图中所示 LCD1602 的刷新，LCD1602 是一种点阵型液晶模块，基于液晶在电场作用下呈现出不同的光特性，使液晶像素点由内部薄膜晶体管进行驱动，通过 RS 端配置 LCD1602，并通过 Data/IO 0～7 传输数据即可显示字符信息。LCD1602 能够显示 2 行、每行 16 个字符，具有显示亮度高、响应速度快等优点[8]。

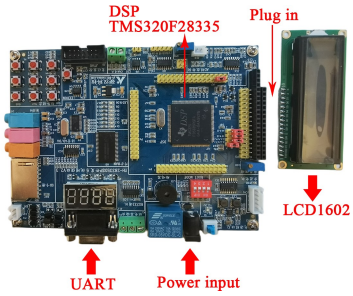


图 3　DSP 电路板

1.4　FFT 算法

FFT 算法是通过旋转因子高效进行 DFT 的算法，DFT 的定义如下：

$$X(k)=\sum_{n=0}^{N-1}x(n)W_N^{nk},k=0,1,\cdots,N-1 \quad (1)$$

式中，N 是采样点数，$W_N^{nk}=e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$ 是旋转因子。FFT 将 DFT 的运算复杂度从 $O(N^2)$ 降低到 $O(N\log N)$，经典 Cooler-Turkey 算法如下[9]：

$$X(k)=\sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1}x(2r)W_N^{2rk}+W_N^k\sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1}x(2r+1)W_N^{2rk} \quad (2)$$

式(2)对长度为 N 的输入序列按照对时间偶奇分、对频率前后分的规则重新排列，根据旋转因子的周期性和对称性简化运算。假设 $N=r^L$，r 为基，L 为分解层数，当 $r=2$ 时，点基 2-FFT 如图 4 所示，算法按照“层、段、蝶形运算”3 重嵌套进行运算[10]，将输入序列 $x(n)$ 分解为 2 个规模为 $N/2$ 的子序列 DFT 作蝶形运算，迭代 L 次后得到 $L=\log_2 N$ 层的蝶形运算，一层中划分不同段，依据合并同一层中不同段中相同的蝶形运算，便可简化计算量，计算出信号的频谱信息[11-13]。

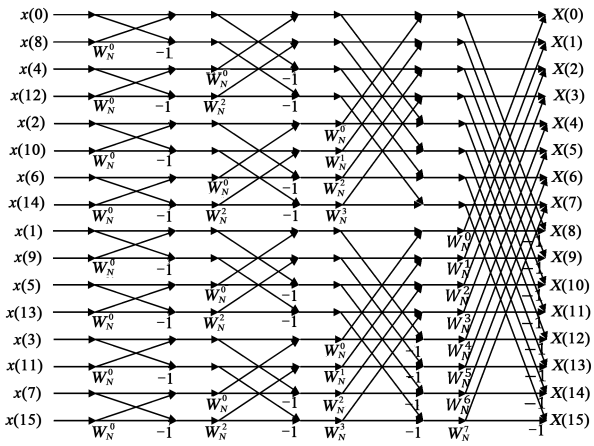


图 4　16 点基 2-FFT 蝶形运算

2　软件部分

实现数据传输、FFT 算法分析和显示的程序循环逻辑如图 5 所示。

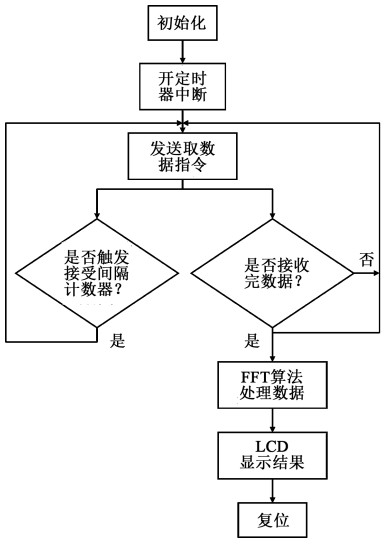


图 5　DSP 程序流程图

先对系统控制寄存器以及中断向量表初始化，再初始化 UART，LCD1602d 的外设接口，并且使能外设时钟、启动定时器，指定采集数据的片上存储单元地址，进入主函数。首先，指令收发部分通过 UART 串口从 DSP28335 发送获取数据指令到 DS1102E，接收到指令后，DS1102E 将一组数据通过 UART 返回，并存储到预编译时在 cmd 文件中开辟的固定存储区内。接收一组数据后触发标志位 rec_new_data，进入算法处理模块后，第一步对输入数组进行重新排序，以便在运算过程中通过合并相

同的旋转因子简化计算，然后依照“层、段、蝶形运算”的三重嵌套，将输入的时域数据信息处理成频域信息，并提取出频谱中幅度最大值处的信号频率，由显示部分的 LCD1602 显示处理结果。随后进入下一个发送获取数据指令的周期，不断循环和刷新分析结果。

2.1 数据传输部分设计

信号经采集后，由 UART 通道传递至 DSP，其中传输协议采用了 NRZ 数据格式，并且包括 1 个起始位、8 个数据位、无奇偶校验位、一个停止位，波特率设为 38 400。与此同时，因为本系统不需要在多个处理器之间通信，故处理器的工作模式设置为空闲线方式即可。DSP28335 的通用串口可以设置为中断和查询两种方式，在本系统中，通过触发定时器进入中断函数读取 UART 接收到的数据。当引脚检测到 DS1102E 发来的数据的起始位后，数据从 RXSHF 寄存器移位到接收缓冲寄存器 RXBUF，产生一个中断申请，标志位 RXRDY 被置 1，表示收到一组新数据。程序将 RXBUF 的数据存入预编译开辟的存储区域待算法运算，并且自动将标志位 RXRDY 清 0，待 FFT 处理完一组数据并且刷新 LCD 显示之后，将再次发送取回一组数据的指令。这时，将指令通过发送缓冲寄存器 TXBUF 发送给发送移位寄存器 TXSHF，再从 TXSHF 沿 TXD 引脚发送给 DS1102E，取回一组新的数据并产生下一个中断申请。如果发送完取数据指令后，接收下一组数据发生超时，则触发接收间隔计数器重新发送一条指令。

2.2 信号处理算法

FFT 算法的代码实现取 $r=2$，将分两步由两个函数完成：第一步依照“码位倒置”的原则，即最高位与最低位、次高位与次低位依次互换，得到换序之后的新序列，如一个 8 位的二进制数 01001110 变为 01110010，实现数学原理上的时基-2FFT 抽选的分解。第二步由三层 for 循环完成 FFT 的蝶形计算：假设有 N 个采样点，便有 $L=\log_2 N$ 层蝶形运算，第一层 for 循环控制 1～L 的第 m 层蝶形运算。由于第 m 层有 $2^{(m-1)}$ 种旋转因子 W_N^{nk}，第二层 for 循环控制在第 m 层蝶形运算中的 1～$2^{(m-1)}$ 种旋转因子的某一种。又由于第 m 层共有 $N/2^m$ 段且每个段中旋转因子的组合相同，这意味着一个旋转因子参与 $N/2^m$ 次运算，所以第三层循环控制某一个旋转因子从 1～$N/2^m$ 依次进行运算。至此，完成了三次 for 循环运算。基-rFFT 算法流程如表 1 所示。

表 1 FFT 算法流程表

Input：x，N
Output：$X=FFT(x)$
Initial：$j=N/r$，$k=1$
1：for $P=0$ to $(N-1)$ do
2：for $Q=0$ to $L/2$ do
3： inverted the order of array
4： end for
5： end for
6： for $stage=1$ to $\log_r N$ do
7： for $section=0$ to j do
8： for $butterfly=0$ to k do
9： calculate a butterfly kernel of size r
10： end for
11： end for
12： $j/=r$
13： $k*=r$
14： end for

2.3 LCD 显示部分

本系统的信号处理结果通过复用 GPIO 引脚输出到 LCD1602 的数据端口 D0～7，存储在 DDRAM 之中，由显示屏读取缓存值，并刷新显示中频信号频谱中最大幅值所在点的频值和信号强度，从而不再需要通过上位机监测信号频率。

3 系统测试以及结果

根据图 1 搭建系统进行测试。LD（Santec TSL-510）向 DDMZM（Photline MXIQ-LN-40）发射波长为 1 550 nm、功率为 15 mW 的连续光，DDMZM 的偏置电压设为 1 V。MSG（Keysight E8257D）产生 1.5 GHz，1 V 的信号作为本振信号，AWG（Keysight M8195A）产生 1.54 GHz，20 dBm 的信号作为待测信号，两信号经过 DDMZM 的调制后通过 OBPF（BVF-300CL）滤波，之后经过 14 km 的单模光纤传输和 EDFA（ILA-17-B）放大。本振信号与待测信号的频差为40.00 MHz，DDMZM输出

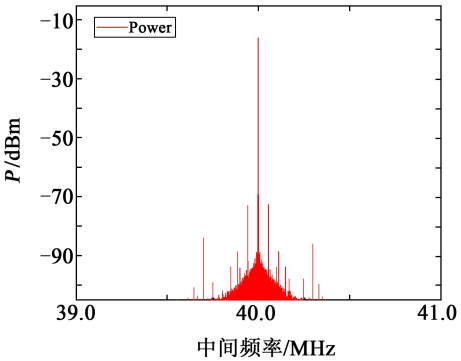


图 6 f_x 下变频后的频谱图



图 7　f_x 下变频后的实测图

的信号放大后通过 PD(KG-BPR-20G-A-FC)下变频，得到的信号使用 250 MSa/s 的采样率采集，通信波特率设为 38 400，FFT 采样点数设为 512 点，理论值与实际的采样结果如图 6 和图 7 所示，验证了系统的可行性。

本振信号频率固定为 1.5 GHz，待测信号频率在 1.5～1.625 GHz 之间以 10 MHz 为步长进行调谐，即下变频之后的中频信号在 1～125 MHz 之间进行调谐，对该方案的测量带宽和误差进行测试。结果如表 2 所示，该方案的实测频率与理论频率基本吻合，由于实测值会受到多种因素的限制，如 ADC 采样位数、DSP 计算精度以及采样时间序列的长度等，实测值与理论值之间存在小于 0.25 MHz 的误差。

表 2　测量误差

下变频后理论频率/MHz	下变频后测量频率/MHz	测量误差/MHz
10	9.76	0.24
20	20.01	−0.01
30	29.78	0.22
40	40.03	−0.03
50	49.8	0.2
60	60.05	−0.05
70	69.82	0.18
80	80.07	−0.07
90	89.84	0.16
100	100.09	−0.09
110	109.86	0.14
120	120.11	−0.11
121	121.09	−0.09
122	122.07	−0.07
123	123.04	−0.04
124	124.02	−0.02
124.5	124.51	−0.01

通过改变待测信号的输出功率对系统的动态范围进行测试，将本振信号频率设为 1.5 GHz，将待测信号频率设为 1.55 GHz，因此下变频后的信号定频在 50 MHz 处，从 25 dBm 以步进 5 dBm 递减输入待测信号的功率，系统最小可监测到−30 dBm 的信号，即系统的灵敏度为 −30 dBm，动态范围为 55 dB，测量结果如图 8 所示。

将上述系统用于实际环境进行信号监测，以联通的 1 800 MHz 频段的下行信号作为测试信号，测试时保持手机处于联网状态。通过天线接收后手机信号调制到光载波上，MSG 输出 1.8 GHz 的本振信号，由 DSP 分析下变频信号的频率成分，测量结果如图 9 与 10 所示。实测经过下变频的手机信号为 46.490 MHz，DSP 测量值为 46.38 MHz，误差在 0.11 MHz，下变频后频率为 46.38 MHz 的信号对应的原信号为 1 846.38 MHz，正是运营商的下行带宽之一，验证了该系统的可行性。误差出现的原因是手机信号跳频变动较强，从而难以确定其峰值。但是这个问题可以通过应用算法对其不断训练，提取峰值平均值来进行改进。

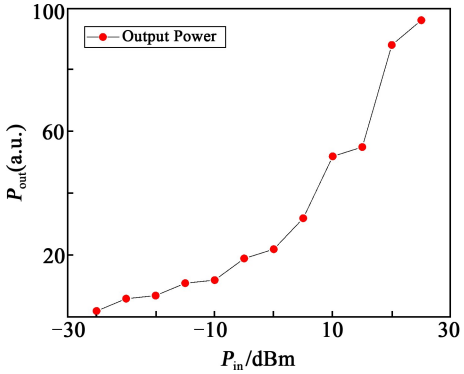


图 8　系统的动态范围和灵敏度

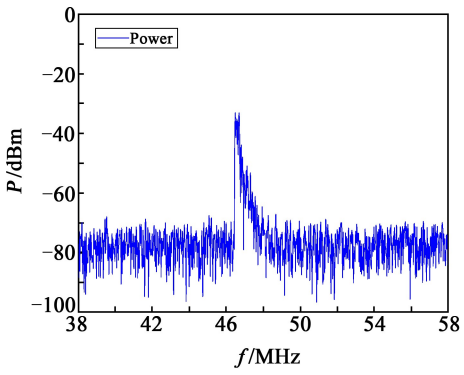


图 9　信号频谱监测值



图 10　信号实测值

4　总结

射频信号的频率中包含着大量信号的状态和特征信息，因此对信号频率进行监测与分析至关重要。本文基于微波光子学和 DSP 设计并实现了一种微波光子信号监测系统，完成了前端的硬件电路设计和后端的软件程序设计。该系统使用 DDMZM 和 PD 将射频信号下变频为中频信号，由 DSP 对信号采集数据进行 FFT 算法处理，完成对射频信号的实时监

测和频谱分析。实验结果表明,在 1.5～1.625 GHz 的测量范围内,测量误差小于 0.25 MHz,动态范围为 55 dB,灵敏度为－30 dBm。该系统可以实现实时测量,并且具有高稳定性、准确性、体积小、成本低等优势,有利于实现微波光子整体系统的产品化。

参考文献:

[1] 王大鹏. 微波光子技术辅助的瞬时频率测量研究[D]. 北京:北京邮电大学, 2012.
Wang Dapeng. Instantaneous microwave frequency measurement assisted by microwave photonic technology[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2012.

[2] Zou X H, Lu B, Pan W, et al. Photonics for microwave measurements[J]. Laser Photonics Rev., 2016, 10: 711-734.

[3] Capmany J, Mora J, Gasulla I, et al. Microwave photonic signal processing[J]. J. Lightwave Technol., 2013, 31: 571-586.

[4] Liu J, Shi T, Chen Y. High-accuracy multiple microwave frequency measurement with two-step accuracy improvement based on stimulated Brillouin scattering and frequency-to-time mapping[J]. J. Lightwave Technol., 2020, 39: 2023-2032.

[5] 兰淑静, 张华杰, 吴天安, 等. 基于 DSP 的振动信号采集系统研究[J]. 电子设计工程, 2020, 28(14): 16-20.
Lan Shujing, Zhang Huajie, Wu Tianan, et al. Research of the vibration signal acquisition system based on DSP[J]. Electronic Design Engineering, 2020, 28(14): 16-20.

[6] 梁 悦, 陈 力, 连玉杰, 等. 基于 DSP 及 FPGA 的水下信息融合系统的设计[J]. 舰船科学技术, 2022, 44(7): 142-145.
Liang Yue, Chen Li, Lian Yujie, et al. Design of underwater information fusion system based on DSP and FPGA[J]. Ship Science and Technol., 2022, 44(7): 142-145.

[7] 李 俊, 王文娟. 基于 DSP 的光通信系统设计与实现[J]. 激光杂志, 2020, 41(9): 92-96.
Li Jun, Wang Wenjuan. Design and implementation of optical communication system based on DSP[J]. Laser J., 2020, 41(9): 92-96.

[8] 陈 晨, 马三江, 刘鑫明, 等. DSP 和 ARM 在舰船综合电力系统电能质量监测装置的应用[J]. 舰船科学技术, 2022, 44(8): 108-111.
Chen Chen, Ma Sanjiang, Liu Xinming, et al. Application of DSP and ARM in power quality monitoring device of ship integrated power system[J]. Ship Science and Technol., 2022, 44(8): 108-111.

[9] 罗 东, 钱 玲, 闫守洪, 等. 一种对 FFT 结果再处理以提高测频精度的方法[J]. 电子信息对抗技术, 2021, 36(6): 76-78, 88.
Luo Dong, Qian Ling, Yan Shouhong, et al. A method to improve the accuracy of frequency measurement by reprocessing FFT results[J]. Electronic Information Warfare Technol., 2021, 36(6): 76-78, 88.

[10] Spanias A, Atti V, Papandreou-Suppappola A, et al. On-line signal processing using J-DSP[J]. IEEE Signal Processing Lett., 2004, 11(10): 821-82.

[11] 李凤娇, 顾乃杰, 齐东升, 等. 基于 ARM SVE 的 FFT 算法向量化研究[J]. 小型微型计算机系统, 2022, 43(10): 2017-2021.
Li Fengjiao, Gu Naijie, Qi Dongsheng, et al. Vectorization study for FFT algorithm based on ARM SVE[J]. J. of Chinese Computer Systems, 2022, 43(10): 2017-2021.

[12] 王 静, 王目光, 郭玉箫, 等. 基于 FFT 和迭代插值的改进型超分辨算法[J]. 雷达科学与技术, 2022, 20(2): 157-164.
Wang Jing, Wang Muguang, Guo Yuxiao, et al. An improved super-resolution algorithm based on FFT and iterative interpolation[J]. Radar Science and Technol., 2022, 20(2): 157-164.

[13] 王春辉, 程 虎, 朱鸿泰, 等. TMS320C6678 的超长点 FFT 并行计算方法[J]. 单片机与嵌入式系统应用, 2022, 22(1): 51-54, 59.
Wang Chunhui, Cheng Hu, Zhu Hongtai, et al. Parallel calculation method of ultra-long points FFT based on TMS320C6678[J]. Microcontrollers & Embedded Systems, 2022, 22(1): 51-54, 59.

作者简介:

董 玮(1973－),女,黑龙江省富锦市人,博士,教授,博士生导师,主要研究方向为微波光子学和分布式光纤传感;

周 昱(1995－),男,海南省海口市人,硕士研究生,主要研究方向为射频信号监测。