

动态可重构的宽带数字信道化射频存储技术

李志鹏¹, 廖新鼎², 舒汀¹, 郁文贤¹

(1. 上海交通大学 上海市智能探测与识别重点实验室, 上海 200240)

(2. 中国电子信息产业集团 桂林长海发展有限责任公司, 广西 桂林 541001)

摘要:在当前的宽带雷达电子战和雷达射频半实物仿真系统应用中,有源干扰信号和雷达目标回波信号的模拟主要通过宽带数字射频存储器(DRFM)实现。随着雷达瞬时工作带宽和捷变频范围越来越大,由此带来的DRFM实时处理和数据传输能力一定程度上也遇到了瓶颈。文中提出一种新型宽带DRFM系统的设计方法和架构。该方法采用实时动态复系数滤波技术,实现了在现有硬件技术水平上,对超宽带雷达信号的实时动态存储;同时,结合启发式蚁群算法,利用动态可重构架构,实现了对超宽带雷达信号的高精度复现,并通过仿真和实验验证了文中方法的有效性。

关键词:超宽带雷达信号;实时动态配置;高保真信号重构;改进蚁群算法

中图分类号: TN955⁺.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1004-7859(2020)09-0042-07

引用格式: 李志鹏, 廖新鼎, 舒汀, 等. 动态可重构的宽带数字信道化射频存储技术研究[J]. 现代雷达, 2020, 42(9): 42-48.

LI Zhipeng, LIAO Xinding, SHU Ting, et al. A study on dynamic reconfigurable broadband digital channelized RF storage technology[J]. Modern Radar, 2020, 42(9): 42-48.

A Study on Dynamic Reconfigurable Broadband Digital Channelized RF Storage Technology

LI Zhipeng¹, LIAO Xinding², SHU Ting¹, YU Wenxian¹

(1. Shanghai Key Laboratory of the Intelligent Sensing and Recognition, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

(2. Guilin Changhai Development of a Limited Liability Company, China Electronics Coporation, Guilin 541001, China)

Abstract: In the current application of wideband radar electronic warfare and radar RF hardware-in-the-loop simulation systems, the simulation of active jamming signals and radar target echo signals is mainly realized by wideband digital radio frequency storage technology (DRFM). As the radar's instantaneous operating bandwidth and agile frequency range become larger, the resulting real-time processing and data transmission capabilities of DRFM have also encountered a bottleneck to a certain extent. To this end, this paper proposes a design method and architecture of a new broadband DRFM system. This method uses real-time dynamic complex coefficient filtering technology to achieve real-time dynamic storage of ultra-wideband radar signals based on existing limited hardware platforms. At the same time, combined with a heuristic ant colony algorithm, using a dynamic reconfigurable architecture, High-precision reproduction of UWB radar signals. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified by simulations and experiments.

Key words: ultra-wideband radar signal; real-time dynamic configuration; high-fidelity signal reconstruction; improved ant colony algorithm

0 引言

随着雷达技术的不断快速发展,宽带化和多功能成为未来雷达探测和电子战的主要特征。在宽带化方面,随着现代雷达系统逐步向超宽带^[1]和高分辨方向的发展,研究并设计瞬时带宽可与现代雷达系统相匹

配的雷达射频半实物仿真,成为射频仿真系统研究中需要解决的关键性问题。另一方面,多功能雷达要求更加灵活多样的探测波形,这对雷达射频半实物仿真系统^[2-3]的动态适应性提出了更高的要求。针对上述背景,本文开展了新型数字射频存储器(DRFM)的研究工作。

针对超宽带雷达信号,DRFM需要更高采样率和更宽处理带宽,受到核心器件性能的制约,传统的宽带数字射频存储方式并不能很好地适应超宽带雷达信号的存储与处理。针对此种情况,本文提出了一种新的

基金项目: 装备预研基金项目(61404130271)
通信作者: 舒汀 Email: tingshu@sjtu.edu.cn
收稿日期: 2020-05-16 修订日期: 2020-07-15

宽带 DRFM 设计方法,该方法采用数字信道化接收^[2]思想,实现了对超宽带雷达信号的实时动态存储和快速处理。同时,针对宽带 DRFM 的幅相失真现象,结合动态重构的思想,引入启发式蚁群算法的幅相补偿技术,实现了对超宽带雷达目标回波信号的高保真复现。

本文在阐述数字信道化射频存储技术相关原理的基础上,对提出的新型宽带 DRFM 设计方法展开描述,分别论述实时动态可重构数字信道化射频存储技术的实现,以及如何通过基于启发式蚁群算法实现宽带信号的高保真复现。最后通过实验分析,进一步证明本文方法的有效性。

1 数字信道化射频存储技术相关原理

传统的 DRFM 技术实现如图 1 所示。天线接收到的射频信号经本振下变频处理变为中频信号;然后实现对信号的采集,将信号进行相应的处理之后经数模转换,将数字信号转换为模拟信号;最后将模拟信号经过变频处理转换为射频信号通过天线发射出去。

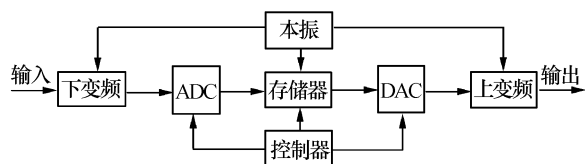


图 1 射频存储技术原理

2 实时动态可重构的数字信道化射频存储技术实现

2.1 实时信号动态存储的技术实现

针对当前新体制雷达的高分辨率要求,雷达工作带宽和信号瞬时带宽已经由传统的窄带模式发展到超宽带模式。然而伴随着雷达信号带宽的增大,相应的雷达信号存储数据量和处理难度也是成倍的增加。尤其是存储数据量方面,如何将超宽带雷达信号在现有硬件平台和技术基础上实现高效的存储和处理,是实际工程应用中的一个关键问题。本文提出了一种新的 DRFM 设计方法,其组成框图如图 2 所示。

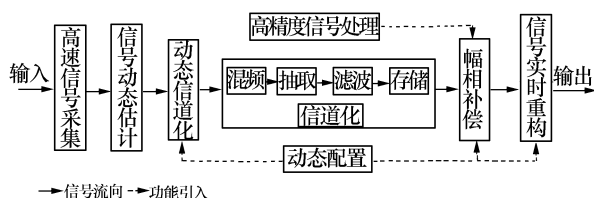


图 2 本文提出的新的设计方法

实现的步骤如下:首先将模拟信号输入到高速 ADC 功能模块,对超宽带雷达射频信号完成采集;然后使用传统的坐标旋转数字计算(CORDIC)算法和幅

度检测功能,实现对信号的脉冲描述字(PDW)的动态估计,进而通过信号的相关特性实现对信号的动态配置;再针对超宽带雷达信号处理引入信道化处理^[4-5],基于动态配置的思想可以实现对信号子信道的动态配置。根据信号带宽的不同动态的配置信道数目,在不同的子信道中进行相应的信号处理;由于信号动态估计功能模块的引入实现了对子信道数目的动态配置,无需全信道处理,实现硬件资源的动态利用;同时,由于硬件的固有特性会导致一定程度的幅相失真,在本系统中引入幅相补偿功能实现,由于子信道数目以及信道内信号处理的动态配置,进一步动态地实现对不同信道的幅相补偿,幅相补偿的同时实现对硬件资源的节省利用;同时,引入信号的精确测频功能模块,通过相应的算法实现对信号带宽的更高精度的测量,以期实现对信号的高质量复现;最后,经过动态配置和幅相补偿处理之后的高质量信号,可以根据实际需要实现对信号的高逼真复现,将接收到的信号变频到不同的频率段以满足不同应用场景的需求。

2.1.1 信号动态估计

在新的 DRFM 设计中,信号动态估计功能的实现是整个设计的关键所在。信号动态估计的结果影响着信道的动态配置和子信道中信号的动态处理。因此,信号动态估计功能模块须实现对信号 PDW 描述字的较高精度的粗略估计。

本设计中信号动态估计功能实现主要是实现对信号的带宽、脉宽和重周等基本特性的动态估计。该功能的实现依赖于两个功能模块,分别为脉宽重周估计模块和信号粗测频模块。下面分别对这两功能模块展开介绍。

1) 信号脉宽重周估计

针对线性调频信号,对信号脉宽重周的检测,一般采用脉冲计数法,即对待测信号的高电平或低电平采用高频时钟脉冲进行计数,再根据脉冲的个数计算待测信号脉宽。本文中脉宽重周检测是在判定相位的基础上实现脉冲计数。首先通过设置一定的能量门限值,将输入信号中夹杂着的噪声信号进行过滤。然后,将接收到的 I、Q 两路正交信号对其相位值进行测量,如果 I、Q 两路同时为 0 则判定为无信号,否则判定为有信号。原理图如图 3 所示。

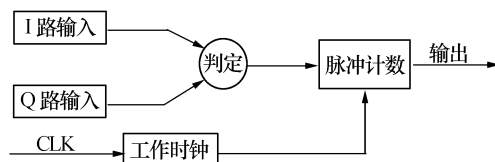


图 3 基于相位判决法的脉宽重周估计原理

通过对符合相位判定规则的输入信号进行脉冲计

数,如图 4 所示,对输入的信号序列,对其脉冲边沿进行检测并计数,进而实现对输入信号的脉宽重周估计。

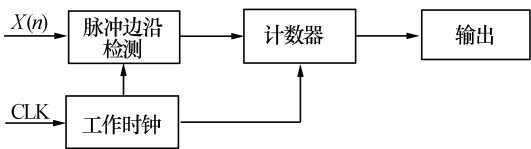


图 4 脉冲计数法原理

基于脉冲计数法的脉宽重周检测,虽然也会带来一定的测量误差,但是由于脉冲计数法与系统工作时钟有关,而系统工作时钟一般较高,所以脉冲计数法误差非常低。

2) 信号粗测频功能实现

由于信号动态估计中,对信号带宽较高精度的测量是实现动态配置的基础,信号粗测频功能模块须实现对信号带宽的较高精度的测量。由公式 $B=k \cdot T$ 可知,对信号的带宽进行测量时,脉宽 T 已经由信号脉宽重周检测模块实现,只需对信号的调频斜率进行相关测量。而调频斜率测量可以通过测量单位时间内信号的频率变化量实现。本文采取基于 CORDIC 算法^[6]实现信号粗测频。CORDIC 算法是一个非常适合硬件实现的算法。它可以将复杂的三角函数、指数和对数等运算转化为只需通过移位运算和加法运算的迭代操作。该算法实现了复杂三角函数在硬件平台的实现,同时,也极大地提高了硬件的实现水平。

2.1.2 实时动态信道划分

本文所述的雷达信号带宽达到 4 GHz~6 GHz。因此,为保证信号的全概率截获,实时地对信道进行划分:根据信号带宽,在 DRFM 信号处理中划分为 64~128 个信道。实时动态的信道划分具体流程如下:DRFM 单元接收到雷达信号后,经过下变频处理后,根据信号动态估计结果,将信号动态的划分为若干子信道,并同时搬移到零中频,每个信道的信号经过下变频抽取后,通过数字信道化均匀划分为若干个低数据率的子信道信号,然后对需要处理的若干个子信道进行相应的信道化处理和快速傅里叶变换(FFT)谱分析。

2.1.3 实时数字信道化处理实现

根据信号动态估计结果,将信号均匀的划分到不同的子信道中,而在子信道中完成混频、抽取、滤波和存储处理,实现对信号的实时数字信道化处理。如图 5 所示。

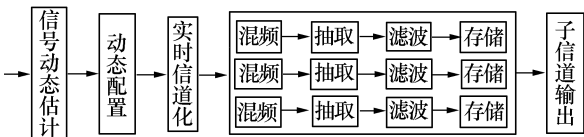


图 5 实时数字信道化处理

2.2 实时高精度信号测频

高精度的雷达目标模拟依赖于对信号的精确复制,因此对信号的带宽实现精确测量是实现精确复制的重要前提。为满足超宽带雷达信号的高采样率和实时性特点,理论上相位推算法^[7]是一个性能优秀的算法,此方法通过将信号的幅值转换为相位,然后通过相位信息计算频率值。然而,相位推算法对信号的信噪比要求很高,不能很好地适应在工程应用中。因此,在算法上基于信道化判决的思想,本文采用了一种基于 FFT 的信道化瞬时精测频方法,即 FFT-相位推算法。如图 6 所示,该方法先对每个信道的信号进行全相位处理,然后利用 FFT 实现频谱检测,准确测量出各个信道内的信号,能够利用较少的信道划分,得到较高的测频精度;进一步,通过对信号相位的精确计算,最终实现对信号的实时高精度测频。

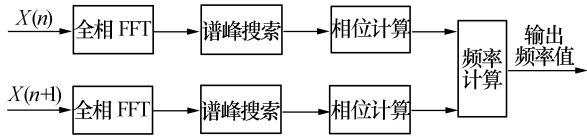


图 6 基于 FFT-相位推算法原理

具体的实现步骤如下。

(1) 全相 FFT

利用全相 FFT 算法可以实现良好的抗噪性能,而且可以避免频谱泄露。同时,全相 FFT 算法还具有“初相不变性”的良好特性,通过该特性可以实现对信号相位的精确测量,进而实现对信号频率的精确测量。

全相 FFT 处理包括全相预处理和 FFT 转换。全相预处理首先利用矩形窗构建 $2N-1$ 个点的卷积窗;然后依次首尾相加得到经过全相预处理的 N 点序列;最后,对经过全相预处理的信号进行 FFT 处理。FFT 处理采用分段卷积的实现方式。

以 4 GHz 的信号带宽为例,根据采样率为 10 Gs/s,若要达到 100 kHz 的精测频,则采样点数为 1 000 000,数据再经过可编程门阵列(FPGA)缓存后,以 200 MHz 参与运算,数据时长则为 5 ms。

如果直接使用 1 000 000 点 FFT IP Core 进行 FFT 运算,则卷积的运算延迟较大(FFT+IFFT(逆快速傅里叶变换)的运算延迟大于 5 ms),无法满足系统要求,所以需要采用分段卷积的方法。分段卷积的原理如图 7 所示。

图 7 中,将参与卷积的两列数据分为等长的段。第一列数据中的每一段与第二列数据中的全段进行卷积。若第一列数据分为 M 段,第二列数据分为 N 段,则总共需要作 $M \times N$ 个卷积。每段卷积的数据按正确

的时间关系进行叠加,即得到完整的卷积结果。其原理如下:设参与卷积的两列数据为 $s(t)$ 和 $h(t)$,分段后 $s(t) = \sum s_i(t), h(t) = \sum h_j(t)$,卷积可表示为

$$y(t) = s(t) * h(t) = \sum \sum_j s_i(t) * h_j(t) \quad (1)$$

式(1)利用了卷积的分配特性,分段后每一列数据的每一段和另一列数据的每一段分别卷积再叠加,即得到完整的卷积结果。卷积运算的时序图如图 8 所示。

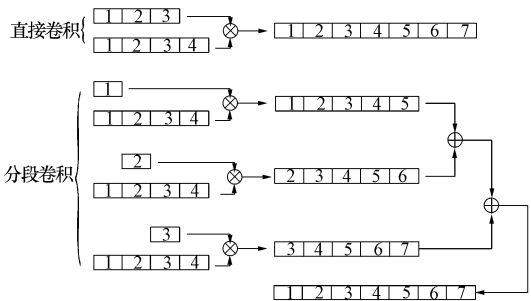


图 7 分段卷积原理图

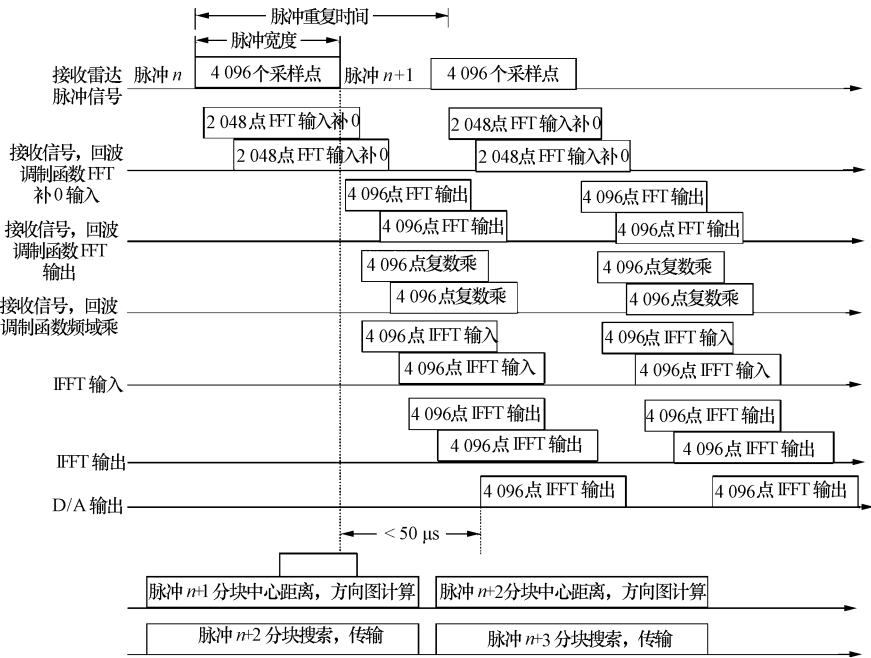


图 8 分段卷积时序图

(2) 谱峰搜索

信号经过全相 FFT 处理,保证了信号准确的相位信息,对不同的输入序列进行 FFT 后可以对频谱进行谱峰搜索。谱峰搜索通过设定相应的噪声门限值,以提高谱峰搜索的高效性。针对线性调频信号,采取 N 点滑动窗口实现 FFT 能量检测,通过对序列的滑动 FFT 窗口实现对雷达脉冲到达前后的能量积累,进而得到频谱图的起始点和终止点复数信息。

(3) 实时高精度信号测频

通过谱峰搜索可以提取出峰值点的复数信息,包括实部和虚部。为了提高高精度信号测频的实时性,利用信号瞬时测频算法实现对信号的实时相位测量。由于连续两次的 FFT 的时间差为已知量,所以通过瞬时信号测频算法求得连续两次谱峰搜索后的相位信息,进而实时地实现信号的高精度测频。

3 基于启发式蚁群算法的高保真复现

3.1 改进蚁群算法的 FIR 滤波器系数优化实现

3.1.1 超宽带雷达信号预失真滤波器设计

在宽带 LFM 信号处理中,受制于当前硬件的工艺

水平,会导致高频段的时域波形的幅度包络受到硬件幅度滚降,而造成失真影响。本文针对该实际问题,对基本的蚁群算法进行改进,提出了改进蚁群算法^[8]实现对有限冲击响应(FIR)滤波器系数的优化,实现了对超宽带雷达信号的幅相补偿。经验证,该方法对超宽带雷达信号的幅相特性补偿达到了良好的效果。

为实现超宽带雷达信号的预失真补偿,可以在对信号处理之前通过引入预失真滤波器实现信号预失真处理。然而理想的滤波器由于是非因果滤波器,在实际工程中无法实现,所以在实际预失真补偿时,设计因果滤波器,即 FIR 滤波器。需要设计的滤波器频域响应为

$$H_{df}(e^{j\Omega}) = \sum_{n=0}^M h_{df}(n) e^{-j\Omega n} \quad (2)$$

式中: M 为预失真滤波器阶数; $h_{df}(n)$ 为滤波器系数序列; Ω 为接收信号带宽内需要优化的频率点。

传统的滤波器设计通常通过窗函数实现,比如汉宁窗。而针对超宽带雷达信号的预失真滤波器阶数一般较高,采用传统的滤波器设计方式,将会导致设计难

度的增加;同时由于信号带宽的增大,同样的滤波器阶数将会带来系数失真,不能实现良好的幅相补偿。

针对超宽带雷达信号的预失真处理,为避免使用外部仪器测量引入的测量误差,解决现有系统幅相特性估计精度不高的问题,通过设计独立的闭环失真信号,可以得到预失真网络的频谱特性函数,根据幅频特性函数就可以进行预失真滤波器的设计。通过对幅频特性函数进行等间隔采样后得到 N 个采样值,再对采样值进行 IFFT 可以得到滤波器的系数。

3.1.2 改进蚁群算法的 FIR 滤波器系数优化

将需要设计的滤波器频域响应 H_{df} 通过向量的表示方式可以表示为

$$\mathbf{H}_{df} = \mathbf{V} \mathbf{h}_{df} \quad (3)$$

其中

$$\mathbf{H}_{df} = (H_{df}(e^{j\Omega_0}), H_{df}(e^{j\Omega_1}), \dots, H_{df}(e^{j\Omega_{N-1}}))^T \quad (4)$$

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\Omega_0} & \dots & e^{-jM\Omega_0} \\ 1 & e^{-j\Omega_1} & \dots & e^{-jM\Omega_1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & e^{-j\Omega_{N-1}} & \dots & e^{-jM\Omega_{N-1}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $\Omega_i (0 \leq i \leq N-1)$ 为接收信号带宽内需要优化的不同频率点; N 为需要优化的总点数。而 $\mathbf{h}_{df}(n)$ 为如下方程的解

$$\mathbf{V} \mathbf{h}_{df} - \mathbf{R} = \mathbf{H}_f \quad (6)$$

式中: \mathbf{H}_f 为理想滤波器。

$$\mathbf{R} = (R(\Omega_0), R(\Omega_1), \dots, R(\Omega_{N-1}))^T \quad (7)$$

$$\mathbf{H}_f = (H_f(e^{j\Omega_0}), H_f(e^{j\Omega_1}), \dots, H_f(e^{j\Omega_{N-1}}))^T \quad (8)$$

$$R(\Omega) = H_{df}(e^{j\Omega}) - H_f(e^{j\Omega})$$

式中: $R(\Omega)$ 为设计的滤波器与需要设计滤波器频域响应的残差向量。所以,滤波器设计可以等效为对滤波器系数进行优化,最大残差值越小,滤波器系数的优化效果越好,即求 $\min \max(|R(\Omega)|)$ 。所以针对超宽带雷达信号预失真 FIR 滤波器系数优化设计等效为对残差值的优化。

3.2 蚁群算法在超宽带信号高保真复现中的实现

蚁群算法^[9-10]在超宽带信号高保真复现中的实现流程图如图 9 所示。

具体的实现方式为有以下三个步骤:

(1) 参数获取:通过嵌入式程序,记录得到当前输入信号的闭环失真信号,并实时的将失真信号数据存储到嵌入式系统中相应的寄存器中。

(2) 参数初始化:复 FIR 滤波器系数计算模块会从相应的寄存器中读取当前失真信号数据,计算得出

当前的滤波器系数。

(3) 开始优化:复 FIR 滤波器采用在传统低通滤波器的基础上,结合改进蚁群算法与传统方法,解决复系数 FIR 滤波器最优系数选择问题,此方法实时性高,可以快速对失真信号进校正。具体实现如下:蚂蚁每次的移动距离为 d , d 会在移动的过程中逐渐减小。每次移动之后计算当前残差值 e ,并与最优残差值 E 进行比较。若 e 小于 E ,则仍然向原来的方向移动,并更新滤波器系数,最优残差值和剩余移动次数,若 e 大于 E ,则按原来的反方向进行移动;并且在每次优化过程中对剩余的优化次数进行判决,若剩余优化次数不等于零则继续优化,若剩余优化次数等于零,退出优化,输出优化后的滤波器系数。

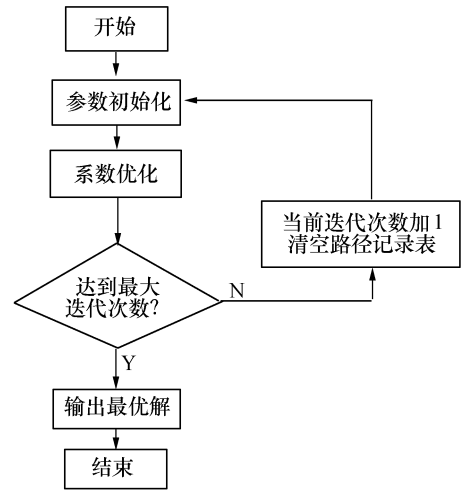


图 9 改进蚁群算法实现流程

结合本文采取的动态信道化配置,将经过优化设计的滤波器系数,根据不同子信道划分为不同的连续滤波器系数点。最后,不同的子信道预失真处理等效为设计成不同子信道的预失真滤波器,进而实现不同子信道内信号的幅相补偿。

子信道内的信号经过幅相补偿处理,实现了良好的幅相一致性。之后,对不同信道的信号进行内插处理,并且可以根据不同的实际场景需求,将信号变频到相应的频率区间,实现对信号的高保真复现。

针对超宽带雷达信号的处理,由于结合了数字信道化思想,所以,改进蚁群算法的 FIR 滤波器优化设计方式在对子信道进行幅相补偿时,不必直接对全频带信号进行幅相补偿,而是采取对子信道内的幅相补偿方式,由此可以有效的降低滤波器阶数;同时,由于是针对子信道进行幅相补偿,也有效地提高了对信号幅相补偿的准确性和精度。

综上所述,由 2、3 两节描述可知,在本文提出的新的 DRFM 设计方法的基础上,对未知信号的动态估计利用串并转换功能模块后的相邻两路信号,通过

CORDIC 算法经 13 次迭代实现对信号的动态估计,进而实现信号的动态检测。通过对信号的动态估计,可以实现对信号信道数目的合理配置,再在子信道中对信号实现相应的处理,并且结合高精度信号测频和启发式蚁群算法幅相补偿功能模块,实现信号的高精度处理,经精确处理后的信号,可以实现对信号的高逼真复现^[11]。同时,因为结合信道化思想,对信号高精度处理。

4 结果分析与验证

通过本文提出的新 DRFM 设计方法和相应算法,实现了超宽带雷达信号的幅相补偿。本小节将通过实验进行相应的分析和验证。下面以 X 波段 8 GHz~12 GHz 的 4 GHz 带宽信号为例进行分析和验证。

以 X 波段的 8 GHz~12 GHz 的 4 GHz 带宽信号为例,如图 10 所示是信号未进行幅相补偿时的频谱图。

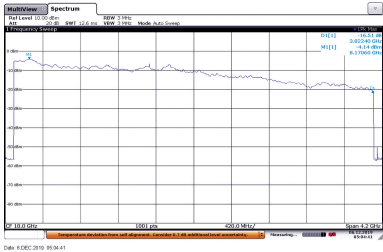


图 10 X 波段信号未进行幅相补偿时的幅频响应

由图 10 可以看出,当未对信号进行相应的幅相补偿时,由于硬件的非理想特性,信号的幅相失真非常明显。同时,信号的平坦度非常差,而且频带内相邻频率点间的幅度起伏明显,最大差值达到了 16.51 dB。

接下来,首先对信号进行传统方式的幅相补偿,即直接对信号进行全频带补偿,且未对滤波器进行优化。但是由于滤波器的阶数不可以无限大,该补偿方式只能通过增大频点间隔实现对信号的全频带补偿,实验结果如图 11 所示。

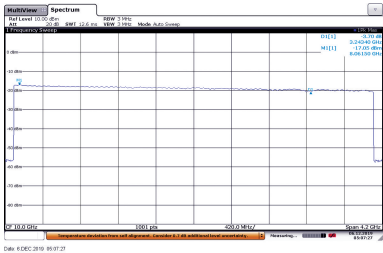


图 11 X 波段信号直接全频带幅相补偿幅频响应

由图 11 可知,经幅相补偿后的信号的幅频响应明显改善,信号在全频带内较为平坦,频带内最大幅度差值降低到 3.70 dB。可以发现,虽然信号的幅频响应实现了一定程度的改善,但是信号相邻频率间仍然有一定的起伏,

而且在高频处,信号的幅相补偿效果变差。

采用本文方法对信号进行相应的幅相补偿后,实验结果如图 12 所示。

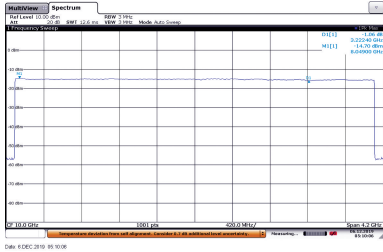


图 12 本文提出的基于动态可重构的数字信道化幅相补偿方式效果图

由图 12 可知,信号在 8 GHz~12 GHz 频带内实现了良好的幅相补偿效果。由于采取基于改进蚁群算法的 FIR 滤波器优化设计,并且针对子信道进行实际补偿,可以适当提高滤波器阶数,实现对信号良好的幅相补偿效果,与图 11 相比,相邻频率点的起伏变小,频带的最大幅度差值降低到 1.06 dB。

与此同时,通过本文的新的 DRFM 设计方法,实现了对硬件资源的一定程度的节省,如图 13 所示。

Flow Summary	
Flow Status	Successful - Fri Dec 06 15:52:34 2019
Quartus II 64-bit Version	15.0.1 Build 150 06/03/2015 S3 Full Version
Revision Name	FPGA_AD
Top-level Entity Name	fpga_ad_top
Family	Stratix V
Device	5SGSDH6K3F453
Timing Models	Final
Logic utilization (in ALMs)	80,516 / 220,000 (37 %)
Total registers	53863
Total pins	509 / 1,064 (48 %)
Total virtual pins	0
Total block memory bits	25,574,948 / 47,513,600 (54 %)
Total DSP Blocks	125 / 1,775 (7 %)
Total HSSI STD RX PCSs	48 / 48 (100 %)
Total HSSI 10G RX PCSs	0 / 48 (0 %)
Total HSSI GEN3 RX PCSs	0 / 48 (0 %)
Total HSSI STD TX PCSs	48 / 48 (100 %)
Total HSSI 10G TX PCSs	0 / 48 (0 %)
Total HSSI GEN3 TX PCSs	0 / 48 (0 %)
Total HSSI PMA RX Deserializers	48 / 48 (100 %)
Total HSSI PMA TX Serializers	48 / 48 (100 %)
Total HSSI PIPE GEN1_2s	0 / 48 (0 %)
Total HSSI GEN3s	0 / 48 (0 %)
Total PLLs	63 / 92 (68 %)
Total DLLs	1 / 4 (25 %)

a) 未采用本文 DRFM 设计方法

Flow Summary	
Flow Status	In progress - Fri Dec 06 15:56:48 2019
Quartus II 64-bit Version	15.0.0 Build 145 04/22/2015 S3 Full Version
Revision Name	FPGA_AD
Top-level Entity Name	fpga_ad_top
Family	Stratix V
Device	5SGSDH6K3F453
Timing Models	Final
Logic utilization (in ALMs)	17,967 / 220,000 (8 %)
Total registers	39788
Total pins	509 / 1,064 (48 %)
Total virtual pins	0
Total block memory bits	25,298,368 / 47,513,600 (53 %)
Total DSP Blocks	120 / 1,775 (7 %)
Total HSSI STD RX PCSs	48 / 48 (100 %)
Total HSSI 10G RX PCSs	0 / 48 (0 %)
Total HSSI GEN3 RX PCSs	0 / 48 (0 %)
Total HSSI PMA RX Deserializers	48 / 48 (100 %)
Total HSSI STD TX PCSs	48 / 48 (100 %)
Total HSSI 10G TX PCSs	0 / 48 (0 %)
Total HSSI GEN3 TX PCSs	0 / 48 (0 %)
Total HSSI PMA TX Serializers	48 / 48 (100 %)
Total HSSI PIPE GEN1_2s	0 / 48 (0 %)
Total HSSI GEN3s	0 / 48 (0 %)
Total PLLs	63 / 92 (68 %)
Total DLLs	1 / 4 (25 %)

b) 采用本文 DRFM 设计方法

图 13 采用本文新的 DRFM 设计方法前后资源对比

通过图 a)、图 b) 对比可知,在 DSP 消耗方面,采用动态可重构的宽带数字信道化 DRFM 设计方法比未采用本文设计方法少使用 5 个 DSP Blocks;在逻辑资源消耗方面,采用本文的设计方法比未采用降低了 29%。所以,通过本文的新的设计方法方式,实现了利

用更少的硬件资源达到更好的实际补偿效果目的。除此之外,通过矢量网络分析仪对基于动态可重构的宽带数字信道化幅相补偿系统进行分析,如图 14 所示。

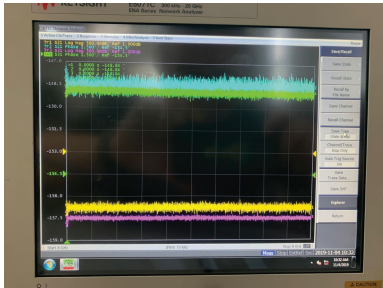


图 14 信号接入测试系统前后分析

图 14 中,Tr1 和 Tr2 是信号 1 的幅度和相位,Tr3 和 Tr4 是信号 2 的幅度和相位。信号 1 是将通过信号源产生的信号直接连接到矢量网络分析仪的测试结果;信号 2 是将信号输入到幅相补偿系统,经过矢量分析仪的测试结果。可以发现,经过幅相补偿后,在 8 GHz 附近信号的幅度差值仅有 0.5 dB,而信号的相位差值仅有 0.5°。

综上所述,针对 X 波段 4 GHz 带宽的信号,通过是否采用基于动态可重构数字信道化 DRFM 设计方法的对比发现,采用本文提出的 DRFM 设计方法,以及通过改进蚁群算法的 FIR 滤波器优化方式,实现了对信号的实时动态的处理和频带内各频率点的精细化补偿,达到了对超宽带雷达信号的良好幅相补偿效果,与此同时,还实现了更少的资源消耗。

5 结束语

针对超宽带雷达信号处理,本文提出了一种新的 DRFM 设计方法,并针对新的设计方法完成了各个功能模块的设计和仿真验证。新的设计方法可以实现动态的信道配置和动态的精测频,同时,结合本文提出的基于改进蚁群算法的 FIR 滤波器优化设计,实现了对超宽带雷达信号的幅相补偿,最终实现信号的高精度复现。通过试验证明该方法的理论正确性和工程可行性。

参考文献

[1] 石 荣,刘 江. 外军典型射频雷达模拟器应用现状与发展分析[J]. 现代雷达,2020,42(3) : 78-85.
SHI Rong,LIU Jiang. Application situation and development analysis of typical radio radar simulators of foreign armies [J]. Modern Radar,2020,42(3) : 78-85.

[2] ADAMY D L. 应对新一代威胁的电子战[M]. 朱 松,王 燕,译. 北京:电子工业出版社,2017: 190-195.
ADAMY D L. Electronic warfare against a new generation of

threats[M]. ZHU Song, WANG Yan, trans. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2017: 190-195.

[3] TANIZA R,JADIA K,RAJU G S N,et al. High density FPGA based waveform generation for radars[C]// Proceedings of IEEE Radar Conference. Washington,DC: IEEE Press, 2010: 310-314.

[4] ADAMY D L. 通信电子战[M]. 楼才义,译. 北京:电子工业出版社,2017: 64-70.
ADAMY D L. Tactical battlefield communications electronic warfare[M]. LOU Caiyi, trans. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2017: 64-70.

[5] TSUI J B Y. Digital channelized IFM receiver[P]. US5499391. USA, 1996.

[6] TSUI J B Y, STEPHENS J P. Digital microwave receiver technology[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(3) : 699-705.

[7] HUANG Xiaohong, WANG Zhaohua, HOU Guoqiang. New method of estimation of phase, amplitude, and frequency based on all phase FFT spectrum analysis[C]// Proceedings of International Symposium Intelligent Signal Processing and Communication Systems. Xiamen: IEEE Press, 2007: 284-287.

[8] DORIGO M. GAMBARDLLA L M. Ant colony system: a cooperative learning approach to the traveling salesman problem[J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computing,1997, 1, (1) : 53-56.

[9] MANIEZZO V, COLORNI A. The ant system applied to the quadratic assignment problem[J]. IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering, 1999, 11(5) : 167-176.

[10] TAN X, LUO X Y, CHENW N, et al. Ant colony system for optimizing vehicle routing problem with time windows [C]// Proceedings of International Conference on Computational Intelligence for Modelling, Control and International Conference on Automation and Intelligent Agents, Web Technologies and Internet Commerce. Vienna, Austria: IEEE Press, 2005, 2: 209-214.

[11] BALES M R, SUTPHIN S C. FPGA architecture for real-time wideband waveform synthesis[C]// Proceedings of IEEE Radar Conference. Arlington: IEEE Press,2015: 605-610.

作者简介:

李志鹏 男,1995 年生,硕士研究生,研究方向为雷达与电子战模拟仿真、新体制雷达与电子战技术、实时宽带信号处理;

廖新鼎 男,1981 年生,硕士,研究方向为雷达电子战系统研制、雷达干扰技术等;

舒 汀 男,1981 年生,博士,硕士生导师,研究方向为雷达与电子战射频仿真技术,实时信号处理系统设计与开发,相控阵雷达数字波束形成技术等;

郁文贤 男,1964 年生,博士,博士生导师,研究方向为雷达信号处理与目标识别技术,高分辨率 SAR 图像解译技术等。