

文章编号: 2095-4980(2022)09-0953-06

## 面向多功能综合射频系统的多通道全数字发信机

周 强, 朱 蕾

(国防科技大学 第六十三研究所, 江苏 南京 210007)

**摘 要:** 多功能综合射频系统(MIRFS)是解决舰载、机载、星载等空间受限平台雷达、无线通信、电子战、导航定位等多种射频功能综合集成的重要途径,其核心是孔径综合、射频综合和软件综合。针对射频综合对MIRFS射频信道的多任务共用需求,提出一种多通道全数字发信机架构。该架构具有多个参数独立配置的数据通道,每个通道首先将输入基带I/Q数据数字正交上变频到一个合适的中频;然后利用2对带通增量求和调制器(BPDSM)分别对中频I/Q数据进行脉冲编码,产生2对反相数字脉冲序列。对所有通道产生的BPDSM脉冲序列进行内插,最后通过数据交织合并为1路数字脉冲序列,从而实现对多路射频调制信号的数字综合。仿真表明,通过对多个通道参数的独立配置,该架构可提高MIRFS的灵活性和适应性。

**关键词:** 多功能综合射频系统; 射频数字综合; 全数字发信机; 多通道

中图分类号: TN832<sup>+</sup>.4; TN97

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2019513

## Multichannel All-Digital Transmitter for Multifunction Integrated RF System

ZHOU Qiang, ZHU Lei

(The 63rd Research Institute, National University of Defense Technology, Nanjing Jiangsu 210007, China)

**Abstract:** Multifunctional Integrated RF System(MIRFS) is an important way to integrate various RF functions of shipborne, airborne, spaceborne and other space-limited platforms, such as radar, wireless communication, electronic warfare, navigation and positioning, and its core is aperture integration, RF integration and software integration. Aiming at the multi-task sharing requirement of RF integration for MIRFS, a multichannel all-digital transmitter architecture is proposed. This architecture has the data channels with independent parameters configuration, each channel starts by digitally orthogonal up-conversion of the input baseband I/Q data to an appropriate Intermediate Frequency(IF). Then, two pairs of inverting digital pulse sequences are generated by pulse coding of IF I/Q data with two pairs of Band-Pass Delta Sigma Modulator(BPDSM). The BPDSM pulse sequences generated by all channels are interpolated, and the data are finally integrated into 1-way digital pulse sequences through data interweaving, so as to realize the digital synthesis of multi-channel RF modulation signals. Simulation shows that the architecture can improve the flexibility and adaptability of MIRFS by independently configuring multiple channel parameters.

**Keywords:** Multifunctional Integrated RF System; RF digital integration; all-digital transmitter; multichannel

随着电磁环境日渐复杂以及应用需求多样化,舰载、机载、星载等空间受限平台需配备越来越多基于射频信道的电子信息设备,如:雷达、无线通信、电子战和导航定位等,这些设备的重要性日益突出。由于相关设备各自独立,自成系统,多种电子信息设备的简单叠加使平台载荷及体积质量大幅增加,功耗急剧上升,削弱了平台机动能力,其可靠性、可维护性以及电磁兼容性问题突出,难以实现多种射频功能的有机结合,降低了复杂电磁环境中相关设备的抗干扰能力,严重制约了平台综合效能的提升。

随着软件无线电技术和微电子技术的快速发展,针对上述空间受限平台的电子信息系统一体化综合,即综合电子信息系统呈现迅猛发展趋势,具有减少设备数量、提高系统性能以及操作维护简便的优势<sup>[1]</sup>。电子信息系

收稿日期: 2019-12-24; 修回日期: 2020-04-02

基金项目: 国家自然科学基金重点资助项目(61631021)

统的一体化综合包括天线孔径一体化综合、射频一体化综合、信号一体化综合和数据处理一体化综合等。相对而言,越到后端的一体化综合越容易实现。随着数字信号处理技术的发展,国内外已基本可实现对信号和数据处理的一体化综合,但这种综合方式不能满足多任务系统同时工作这一目标。作为未来综合电子信息系统发展的必然趋势,以孔径和射频一体化综合为核心的多功能综合射频系统(MIRFS)受到了世界各国的广泛重视<sup>[2-3]</sup>,有望解决上述问题。

MIRFS采用共用设计,其核心思想是用宽带多功能射频孔径代替平台上数量众多、各种功能的天线孔径,采用综合的、通用的、开放式的射频、信号处理、软件体系架构,进行灵活的资源调度和管理,实现雷达、通信、电子战和导航定位等多种射频功能以及多源信息融合,即基于一个共用硬件平台,通过加载不同软件实现所有的电子信息功能<sup>[4]</sup>。近年来,随着数字射频技术的发展,基于通用化的硬件平台,已可通过软件重构实现多种射频功能的切换<sup>[5]</sup>。但仅是重构(切换)还不能满足MIRFS对射频通道的多任务共用需求。利用单一硬件平台实现多射频任务共用,宽带化和线性化是基本要求,不仅需要提高射频通道的瞬时带宽和线性度,同时还将给MIRFS的低功耗和小型化带来很大挑战。为此,本文拟对宽带数字发信机进行研究,旨在利用单一硬件平台同时实现多种射频功能,从而为实现MIRFS要求的射频信道多任务共用提供方案和手段支撑。

## 1 多任务共用的宽带发信机架构

宽带发信机,类似于移动通信系统中的频谱聚合技术<sup>[6]</sup>,为实现单一射频通道的多任务共用(类似于多路独立射频载波信号的并行传输),主要有以下两种不同宽带发信机实现架构:

1) 基于宽带功放的多载波信号综合。该架构的核心是先合成再放大,即将多路射频载波聚合为1个宽带信号,再经宽带功放实现功率放大,如图1(a)所示。

2) 基于窄带功放的多载波功率聚合。该架构的核心是先放大再合成,即先由多个窄带功放对每路射频载波信号进行功率放大,再通过功率合成实现多载波功率聚合,如图1(b)所示。

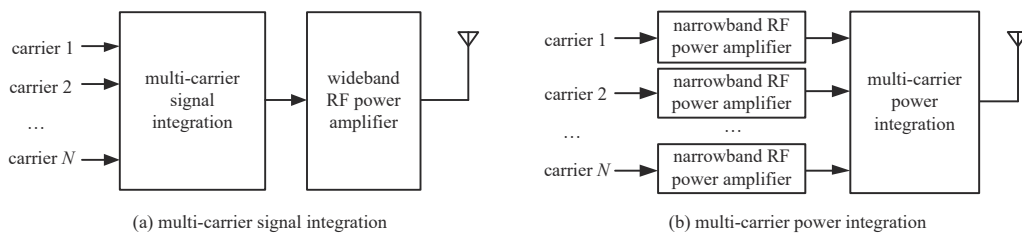


Fig.1 Schematic diagram of broadband transmitter architecture

图1 宽带发信机架构示意图

对于常规以模拟射频功放为核心的模拟射频体制发信机,上述两种架构都存在难以克服的瓶颈问题:对于前者,模拟射频功放通过宽带阻抗匹配实现带宽拓展,不仅带来较大的匹配损耗,且随着带宽及信号峰均比的增加,发信机性能随之下降;对于后者,虽然可以避免宽带功放带来的性能下降问题,但功率合成仍将带来一定损耗,且多个窄带功放并行的结构还将带来成本、体积、质量等问题。同时,模拟射频功放的参数相对固定,难以实现射频重构。因此,MIRFS所需的宽带发信机面临一个核心技术挑战:基于单一射频通道,如何实现高度灵活的射频架构以及多路不同数据速率、调制方式、载波频率射频载波信号的数据综合与高效传输。传统的模拟射频体制发信机难以应对上述挑战。

近年来,结合数字射频技术、高效功放技术和高性能半导体器件技术的全数字发信机(All-Digital Transmitters, ADTx)发展迅速<sup>[5]</sup>,其上变频和功率放大等主要功能都在数字域实现,在实现可重构射频使数字化进一步接近天线的同时,还能大幅降低发信机损耗,显著提高发信机综合性能,有望满足射频一体化数字综合的重大现实需求。

针对MIRFS发信机面临的上述挑战,基于现有ADTx架构<sup>[7-8]</sup>,本文提出了一种可配置的多通道ADTx架构,基于单个可编程逻辑器件(Field Programmable Gate Array, FPGA),可实现对多路独立射频载波信号的数字综合,不仅有望实现基于单一射频通道的多任务共用,还可利用理论效率可达100%的开关模式功放(Switched Mode Power Amplifier, SMPA)<sup>[9]</sup>,实现高效功率放大。该架构可对每路载波信号射频参数进行快速配置,从而提高发信机的灵活性和适应性。

## 2 可配置多通道全数字发信机

如图 2 所示，本文提出的多通道 ADTx 架构具有多个结构相同且可独立配置的数据通道，以对应 MIRFS 所需的多种射频功能。根据  $k$  种 ( $k$  为大于 1 的正整数) 射频功能对应输入的  $k$  路数据流 ( $S_1, S_2, \dots, S_k$ ) 及数据速率、调制方式和载波频率等信息，基带处理器产生  $k$  对正交基带信号 ( $b_{i1}/b_{q1}, b_{i2}/b_{q2}, \dots, b_{ik}/b_{qk}$ )。为实现对每个通道射频参数的快速配置，该架构采用 2 级数字正交上变频。

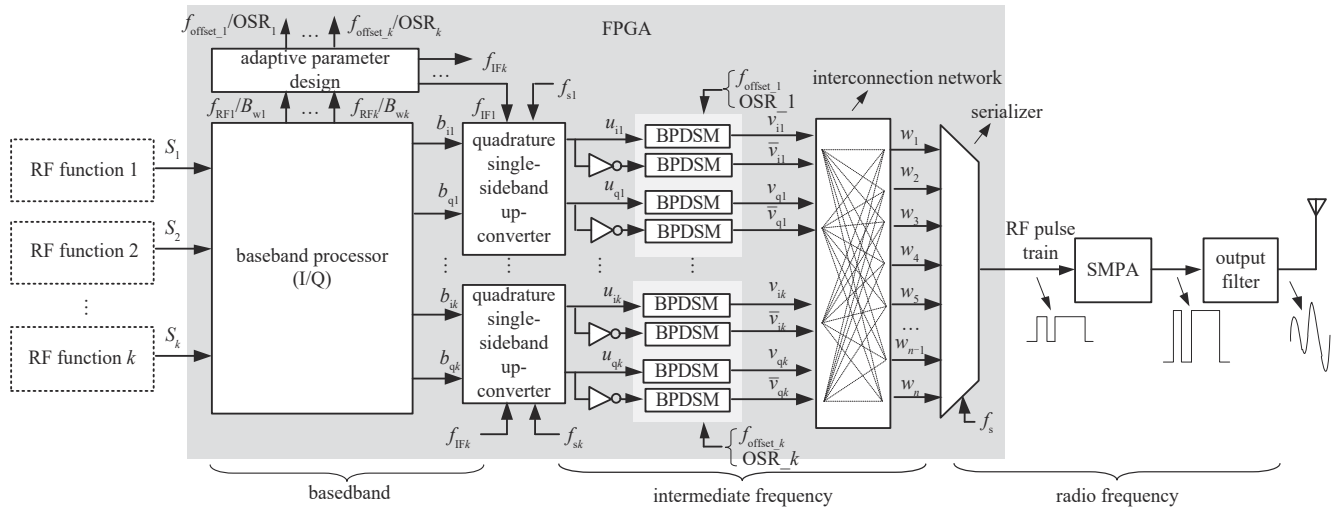


Fig.2 Block diagram of reconfigurable multichannel ADTx architecture  
图 2 可配置多通道 ADTx 原理框图

为抑制中频镜像，第 1 级数字正交上变频采用正交单边带上变频<sup>[10]</sup>， $k$  个中频 ( $f_{IF1}, f_{IF2}, \dots, f_{IFk}$ ) 由自适应参数设计模块根据  $k$  个射频载波频率 ( $f_{RF1}, f_{RF2}, \dots, f_{RFk}$ ) 产生。其中，对于第  $m$  个 ( $1 \leq m \leq k$ ) 通道：基带信号  $b_{im}/b_{qm}$  被转换为数字中频信号  $u_{im}/u_{qm}$ ，则由正交单边带上变频，可得  $u_{im}/u_{qm}$  的表达式为：

$$\begin{cases} \text{下边带:} \begin{cases} u_{im} = b_{im} \cos(2\pi f_{IFm}) + b_{qm} \sin(2\pi f_{IFm}) \\ u_{qm} = -b_{qm} \cos(2\pi f_{IFm}) + b_{im} \sin(2\pi f_{IFm}) \end{cases} \\ \text{上边带:} \begin{cases} u_{im} = -b_{im} \cos(2\pi f_{IFm}) + b_{qm} \sin(2\pi f_{IFm}) \\ u_{qm} = b_{qm} \cos(2\pi f_{IFm}) + b_{im} \sin(2\pi f_{IFm}) \end{cases} \end{cases} \quad (1)$$

变换到数字中频  $f_{IFm}$  后 (采样速率  $f_{sm}$ )，采用 2 对 (共 4 个) 具有相同参数的带通增量求和调制器 (BPDSM)<sup>[11]</sup>，分别对数字中频信号  $u_{im}/u_{qm}$  及其反相信号进行噪声整形和脉冲编码，输出 2 对 (4 路) 高速脉冲序列  $v_{im}/\bar{v}_{im}$ 、 $v_{qm}/\bar{v}_{qm}$ 。图 3 为 BPDSM 的原理框图，其中  $f_{sm}$  为第  $m$  通道的采样频率， $OSR_m$  为过采样率，调制器带宽  $B_{Mm} = f_{sm}/(2OSR_m)$ 。经过带通环路滤波和幅度量化，输入的中频 I/Q 数据被编码为 2 个或有限电平的数字脉冲序列。其中带通环路滤波器的传递函数  $H(z)$  在信号带内具有高增益，在带外具有低增益，可将带内量化噪声移至带外 (噪声整形)。BPDSM 调制器输出  $V(z) = U(z)H_u(z) + E(z)H_e(z)$ ，其中  $U(z)$  为输入信号， $E(z)$  为量化噪声， $H_u(z) = H(z)/(1+H(z))$  为信号传递函数， $H_e(z) = 1/(1+H(z))$  为噪声传递函数。图 4 为 BPDSM 的输出频谱示意图， $B_{wm}$  为信号带宽且  $B_{wm} < B_{Mm}$ 。在  $f_{sm}$  一定时，为进一步减小带内量化噪声，可采用多电平量化器来提高 BPDSM 的稳定性和信噪比。

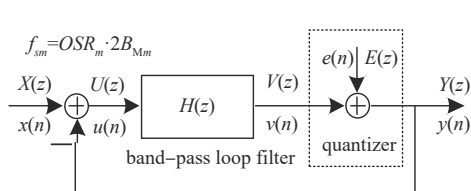


Fig.3 Block diagram of the BPDSM  
图 3 BPDSM 原理框图

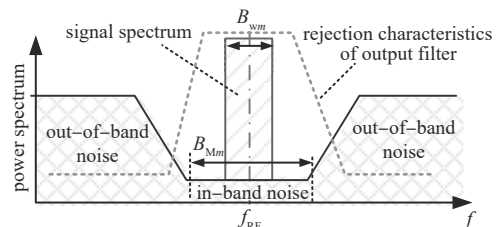


Fig.4 Output spectrum diagram of the BPDSM  
图 4 BPDSM 输出频谱示意图



通过内插和数据交织,所有 BPDSM 的输出信号及其反相信号被映射为一个并行数据  $W$ 。对该数据进行并串转换,最终产生 1 路包含所有射频载波信息的高速脉冲序列,即实现第 2 级数字上变频和射频综合。同样以第  $m$  个通道为例,说明第 2 级数字上变频的实现过程,则该通道对应的数字射频信号  $RF_m$  为:

$$RF_m = \begin{cases} v_{im} \cos[2\pi(f_{RFm} + f_{IFm})] - v_{qm} \sin[2\pi(f_{RFm} + f_{IFm})], & \text{下边带} \\ v_{im} \cos[2\pi(f_{RFm} - f_{IFm})] + v_{qm} \sin[2\pi(f_{RFm} - f_{IFm})], & \text{上边带} \end{cases} \quad (2)$$

如射频载波在下边带,令  $f_{sm} = 4(f_{RFm} + f_{IFm})$ ,对应余弦和正弦值为  $(1,0,-1,0)$  和  $(0,1,0,-1)$ ,分别与  $v_{im}$  和  $v_{qm}$  相乘再相减,即可实现  $f_{IFm}$  至  $f_{RFm}$  的上变频,其 1 个射频信号周期内的采样数据可并串转换为  $v_{im}v_{qm}\bar{v}_{im}\bar{v}_{qm}$ ;如射频载波在上边带,令  $f_{sm} = 4(f_{RFm} - f_{IFm})$ ,对应余弦和正弦值为  $(1,0,-1,0)$  和  $(0,-1,0,1)$ ,对应并串转换数据为  $v_{im}\bar{v}_{qm}\bar{v}_{im}v_{qm}$ 。可见,第 2 级数字上变频可通过对 4 路 BPDSM 输出数据的排序来实现。

最后通过数据内插和交织实现多个通道的射频综合。其中,利用数据内插可整数倍降低  $f_{sm}$ 。为避免非零数据重合,令  $f_{sm} = (f_{RFm} \pm f_{IFm})/N_m$  ( $N_m$  为正整数),由于  $f_{sm} = 2OSR_m \times B_{Mm}$ ,为保证一定信噪比和调制器带宽,  $f_{sm}$  不能太小,则  $N_m$  的取值不应太大。内插时,将每通道 4 路 BPDSM 输出数据重复  $N$  次,  $N$  为  $(N_1, N_2, \dots, N_k)$  的最小公倍数,  $W$  则需要  $4 \times N \times k$  个并行数据位,同时并串转换器的采样率  $f_s$  应为  $4(f_{RF1} \pm f_{IF1}), 4(f_{RF2} \pm f_{IF2}), \dots, 4(f_{RFk} \pm f_{IFk})$  的最小公倍数。为降低工程实现难度,可通过优化  $f_{IFm}$  取值,使  $(f_{RFm} \pm f_{IFm})$  为整数倍,从而降低  $f_s$ 。由于并串转换器同时工作在时钟的上升和下降沿,其时钟频率  $f_0$  应为其所需采样率  $f_s$  的一半。

如图 2 所示,并串转换器输出的高速脉冲序列直接驱动 SMPA。随着 GaN HMET 等器件性能的提升,现有 SMPA 已可实现几个 Gbps 速率高速脉冲序列的高效放大<sup>[12]</sup>。SMPA 之后的输出滤波器具有两个作用:一是滤除带外噪声、谐波和杂散等无用发射;二是完成数模转换,适应天线发射的需要。如图 4 所示,输出滤波器的带外抑制特性应与 BPDSM 的噪声整形特性相适应。

### 3 仿真实验

本文提出的多通道 ADTx 架构,其数字信号处理部分可采用 FPGA 实现,是实现多功能数字射频综合共用的核心部分。因此,本文主要采用 Matlab 软件对 SMPA 之前的数字信号处理部分进行仿真验证。为便于说明,本文以 2 个通道为例,对 2 个独立射频载波进行数字综合。假设 2 个射频载波的中心频率、数据速率和调制方式分别为 163 MHz, 200 kbps, QPSK(射频载波 1)和 298.5 MHz, 800 kbps, 16QAM(射频载波 2)。所有的 BPDSM 被设置为相同的采样速率,即  $f_{s1} = f_{s2} = 75$  MHz,取  $f_{IF1} = 13$  MHz,  $f_{IF2} = 1.5$  MHz,则  $N_1 = 2, N_2 = 4, N = 4$ 。取  $OSR_1 = OSR_2 = 12.5$ ,则  $B_{M1} = B_{M2} = 3$  MHz。对 8 路 BPDSM 输出数据进行内插和交织,需 32 位并串转换输出,即  $W$  为:

$$W = [v_{i1} v_{i2} v_{i1} v_{q2} v_{q1} \bar{v}_{i2} v_{q1} \bar{v}_{q2} \bar{v}_{i1} v_{i2} \bar{v}_{i1} v_{q2} \bar{v}_{q1} \bar{v}_{i2} \bar{v}_{q1} \bar{v}_{q2} v_{i1} v_{i2} v_{i1} v_{q2} v_{q1} \bar{v}_{i2} v_{q1} \bar{v}_{q2} \bar{v}_{i1} v_{i2} \bar{v}_{i1} v_{q2} \bar{v}_{q1} \bar{v}_{i2} \bar{v}_{q1} \bar{v}_{q2}] \quad (3)$$

即并串转换器所需时钟频率为 1.2 GHz,输出脉冲序列的速率为 2.4 Gbps。

图 5 为 2 通道 ADTx 并串转换器输出脉冲序列的频域仿真波形,可以看出,上变频和数据交织时将产生镜像和互调等无用分量,由于采用了数字单边带上变频,其镜像抑制可达 50 dBc 以上,带外无用分量可由输出滤波器滤除。

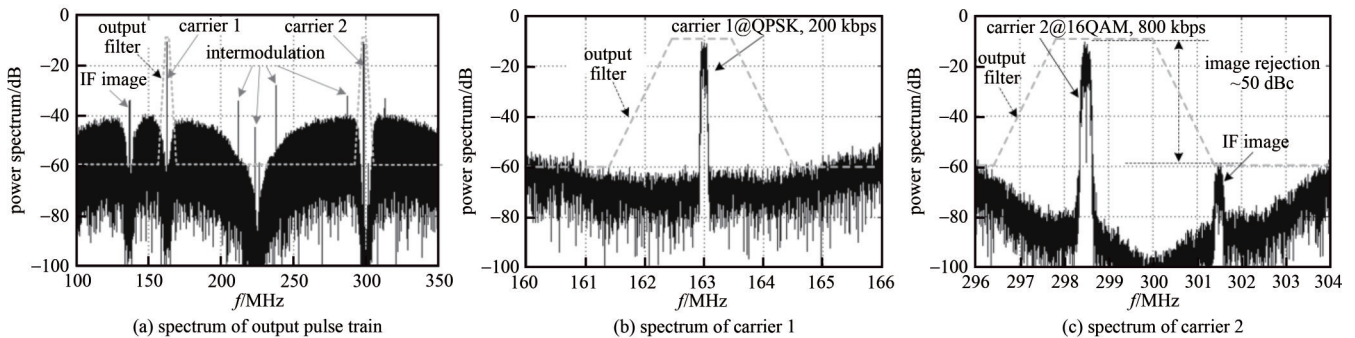


Fig.5 Simulation spectrum of output pulse train for the two-channel ADTx

图 5 2 通道 ADTx 输出射频脉冲序列的频谱仿真波形

滤除带外无用发射后,图 6 给出了对应 2 路射频载波信号对应的星座图,其误差矢量幅度(Error Vector Magnitude, EVM)均在 3% 以下。由于该 ADTx 架构具有很好的可配置(可编程)性能,可灵活满足不同任务对射频载波的调谐要求。当射频载波频率变化不大时,通过调整  $f_{IFm}$  和重新配置 BPDSM 参数,在不改变数据交织的映

射关系条件下，可实现所需调谐功能；而当射频载波频率变化较大时，在配置 BPDSM 参数基础上，通过改变各 DSM 输出数据内插和交织的映射关系，可实现对各通道射频载波频率的大范围调谐。对此，给出了仿真示例：a) 若载波 1 的中心频率由 163 MHz 变为 155 MHz，而载波 2 及各通道的数据速率和调制方式不变，则仅需调整  $f_{IF1}$  为 5 MHz；b) 若载波 1 的中心频率由 163 MHz 变为 211 MHz，而射频载波 2 及各通道的数据速率和调制方式不变，则需调整  $f_{s1}=f_{s2}=100$  MHz,  $f_{IF1}=11$  MHz,  $f_{IF2}=1.5$  MHz, 此时  $N_1=2, N_2=3, N=6$ , 同时改变数据交织的映射关系，最终需 48 位并串转换后输出，即  $W'$  为：

$$W' = [v_{i1} \ v_{i2} \ v_{i1} \ v_{i2} \ v_{i1} \ v_{q2} \ v_{q1} \ v_{q2} \ v_{q1} \ \bar{v}_{i2} \ v_{q1} \ \bar{v}_{i2} \ \bar{v}_{i1} \ \bar{v}_{q2} \ \bar{v}_{i1} \ \bar{v}_{q2} \ \bar{v}_{i1} \ v_{i2} \ \bar{v}_{q1} \ v_{i2} \ \bar{v}_{q1} \ v_{q2} \ \bar{v}_{q1} \ v_{q2} \ v_{i1} \ \bar{v}_{i2} \ v_{i1} \ \bar{v}_{i2} \ v_{i1} \ \bar{v}_{q2} \ v_{q1} \ \bar{v}_{q2} \ v_{q1} \ \bar{v}_{q2} \ v_{q1} \ v_{i2} \ v_{q1} \ v_{i2} \ \bar{v}_{i1} \ v_{q2} \ \bar{v}_{i1} \ v_{q2} \ \bar{v}_{i1} \ \bar{v}_{i2} \ \bar{v}_{q1} \ \bar{v}_{i2} \ \bar{v}_{q1} \ \bar{v}_{i2} \ \bar{v}_{q1} \ \bar{v}_{q2} \ \bar{v}_{q1} \ \bar{v}_{q2}] \quad (4)$$

此时并串转换器所需的时钟频率为 2.4 GHz，输出脉冲序列的速率为 4.8 Gbps。图 7(a)~(b) 分别给出了射频载波 1 不同调谐要求时对应的输出频谱仿真波形，验证了上述频率调谐方法的可行性和有效性。

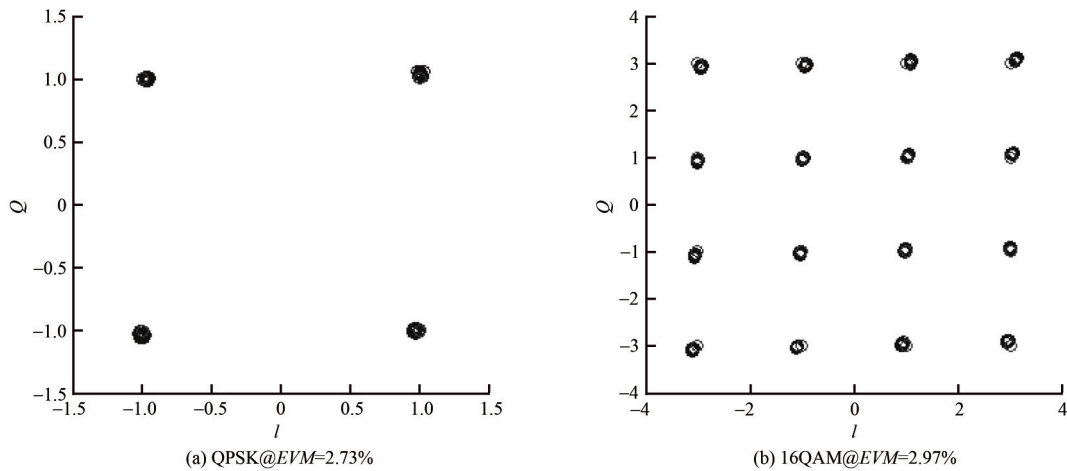


Fig.6 Constellation diagram of output pulse train for the two-channel ADTx

图 6 2 通道 ADTx 输出射频脉冲序列的星座图

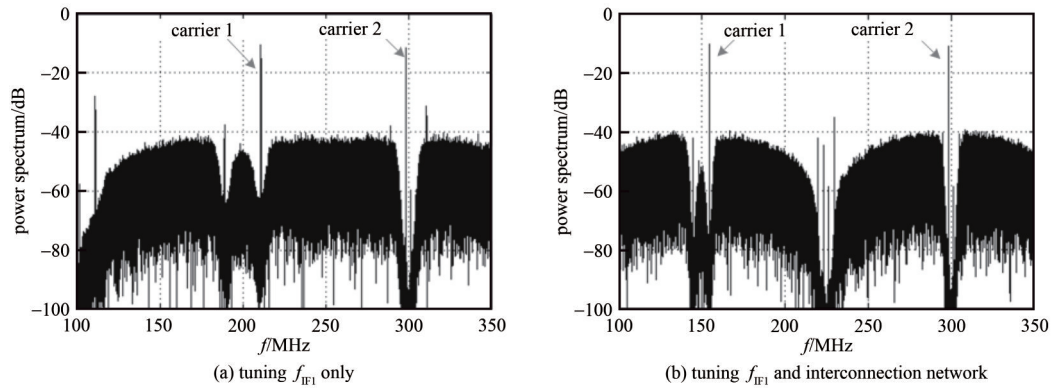


Fig.7 Simulation spectrum of output pulse train of the two-channel ADTx when tuning  $f_{IF1}$  and interconnection network

图 7 改变  $f_{IF1}$  和互连网络后的 2 通道 ADTx 输出频谱

### 4 结论

针对 MIRFS 的多任务射频共用需求，本文提出一种可重构多通道 ADTx 架构。该架构的多个数据通道可进行独立配置，多个射频载波信号被分别进行脉冲编码和数字上变频，并通过数字内插和交织，最终实现数字射频综合，因此可用于各平台(如机载、舰载、车载等)MIRFS 的射频综合集成，并可基于高效 SMPA 提高多载波信号的传输效率。同时，基于多个通道射频参数的快速配置和重构内插和交织的映射关系，可实现多个射频载波信号的灵活调谐，有利于提高 MIRFS 的灵活性和适应性。

但该 ADTx 架构对并串转换器的采样速率要求较高，且随着通道数的增加，其实现难度将相应增大，同时在数据交织过程中也将引入中频镜像和互调等无用发射分量。因此，还需进一步优化该 ADTx 架构的实现方案，研究相应的非线性失真的抑制和补偿方法，以提高其综合性能，降低实现难度。

## 参考文献:

- [1] 李军. 综合电子战系统发展趋势及其对策[J]. 雷达与对抗, 2001,21(4):11-14,67. (LI Jun. Development trend and counterplot on integrated EW system[J]. Radar & ECM, 2001,21(4):11-14,67.)
- [2] TAVIK G C, HILTERBRICK C L, EVINS J B, et al. The advanced multifunction RF concept[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2005,53(3):1009-1020.
- [3] 赵佩红. 多功能综合射频系统技术综述[J]. 雷达与对抗, 2011,31(3):9-13. (ZHAO Peihong. The technologies of multifunction integrated RF system[J]. Radar & ECM, 2011,31(3):9-13.)
- [4] 胡元奎, 靳学明, 范忠亮. 多功能综合射频系统技术研究[J]. 雷达科学与技术, 2015(3):233-239. (HU Yuankui, JIN Xueming, FAN Zhongliang. Research on multi-function integrated RF system technology[J]. Radar Science and Technology, 2015(3):233-239.)
- [5] 姚富强. 新一代无线电平台数字射频核心技术与工程实践[J]. 中国科学:信息科学, 2014,44(8):965-979. (YAO Fuqiang. Core technologies of digital radio frequency for advanced radio platform and their engineering practice[J]. Science in China(Information Sciences), 2014,44(8):965-979.)
- [6] 刁心玺, 许玲, 马志锋. LTE 后续演进中基于频谱聚合的协同通信[J]. 中兴通讯技术, 2010,16(1):44-49. (DIAO Xinxi, XU Ling, MA Zhifeng. Spectrum aggregation based cooperative communications in the LTE further evolution[J]. ZTE Technology Journal, 2010,16(1):44-49.)
- [7] SILVA N V, OLIVEIRA A S R, GUSTAVSSON U, et al. A novel all-digital multichannel multimode RF transmitter using delta-sigma modulation[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2013,22(3):156-158.
- [8] SILVA N V, OLIVEIRA A S R, CARVALHO N B. Novel fine tunable multichannel all-digital transmitter[C]// 2013 IEEE MTT-S International Symposium. Seattle, WA, USA:IEEE, 2013:1-3.
- [9] GREBENNIKOV A, SOKAL N O, FRANCO M. Switchmode RF power amplifiers[M]. Burlington:Elsevier, 2007.
- [10] DONALD J, WEAVER K. A third method of generation and detection of single-sideband signals[J]. Proceedings of the IRE, 1956,44(12):1703-1705.
- [11] 周强, 朱蕾, 陈江. S类功放的频率可调带通 $\Delta\Sigma$ 调制器研究与实现[J]. 电子技术应用, 2014,40(6):103-105. (ZHOU Qiang, ZHU Lei, CHEN Jiang. Research and implementation of tunable band-pass delta-sigma modulator for Class-S RF power amplifier[J]. Application of Electronic Technique, 2014,40(6):103-105.)
- [12] MAROLDT S, QUAY R, HAUPT C, et al. Broadband GaN-based switch-mode core MMICs with 20 W output power operating at UHF[C]// 2011 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium. Waikoloa, HI, USA:IEEE, 2011.

## 作者简介:

周 强(1980-), 男, 博士, 副研究员, 主要研究方向为射频数字功放、全数字发信机以及机械式低频电磁发信技术. email:zhouqiang63@nudt.edu.cn.

朱 蕾(1983-), 女, 硕士, 工程师, 主要研究方向为数字信号处理及射频调制、微波电路及控制.