#### DOI: 10.11991/yykj.201903012

第46卷第6期

2019年11月

网络出版地址:http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1191.U.20190926.0904.004.html

# 单通道干涉仪测向系统中的高精度数字移相技术研究

王灵威<sup>1,2</sup>,刘长军<sup>1,2</sup>

四川大学 电子信息学院,四川 成都 610064
 无线能量传输教育部重点实验室,四川 成都 610064

**摘 要:**为解决单通道干涉仪测向系统中传统数字移相器对参考天线输出信号移相时移相精度不高的问题,基于直接数字频率合成技术 (DDS) 和混频技术,提出了一种新的数字移相技术。该技术采用两级混频结构,分别进行下变频和上变频。 两级混频器的本振信号均由 DDS 信号发生器产生,通过调节本振信号的相位差,实现对一定频率范围内的输入信号进行 0°~360°相位偏移。采用 FPGA 评估板、DAC FMC 子卡、混频器、滤波器等模块制作了输入频率范围为 432~434 MHz 的 移相器样机,对该方法进行了验证,实现了输入信号的 0°~360°移相,移相步进小于 0.09°,实测误差的均方根(RMS)小 于 0.8°。

关键词:移相器; DDS; 混频; 干涉仪测向; 非同步; 数字移相; FPGA; 相位差 中图分类号: TN623 文献标志码: A 文章编号: 1009-671X(2019)06-0006-04

# A novel high-precision digital phase shifting technique in single-channel direction-finding interferometer

WANG Lingwei<sup>1,2</sup>, LIU Changjun<sup>1,2</sup>

School of Electronics and Information Engineering, Sichuan University, Chengdu 610064, China
 Key Laboratory of Wireless Power Transmission of Ministry of Education, Chengdu 610064, China

Abstract: Since traditional digital phase shifters are not accurate enough to phase the reference antenna's output signals in single-channel direction-finding interferometers, we propose a novel digital phase shifting technique based on direct digital frequency synthesis (DDS) technology and mixing technology. A two-stage mixing structure is employed for down-conversion and up-conversion respectively. The signals of the two-stage mixer's local oscillators are generated by DDS. By adjusting the phase difference of the local oscillators, the input signal can be shifted from 0 to 360 degree in a certain frequency range. The technique was validated by a prototype with the input frequency ranging from 432 MHz to 434 MHz, which was fabricated using the modules of FPGA evaluation board, DAC FMC sub-card, mixer and filter, etc. The prototype achieved a phase shifting range of  $0^{\circ} \sim 360^{\circ}$ , a step of less than 0.09°, and the root mean square (RMS) value of measured error was less than 0.8° in the actual test.

**Keywords:** phase shifter; DDS; mixing; direction-finding interferometer; asynchronous; digital phase shifting; field programmable gate array; phase difference

单通道干涉仪测向系统中,需要一个高精度的数字移相器对天线信号在 0°~360°(步进小于 1°)内进行多次移相<sup>[1]</sup>。系统中移相器的误差,会引起天线阵元间的相位差测量结果附加误差,进 而影响测向精度<sup>[2]</sup>,因此对移相器的研究有着重

收稿日期: 2019-03-17. 网络出版日期: 2019-09-26.
基金项目:教育部重点实验室项目;国家自然科学基金项目 (61271074).
作者简介: 王灵威, 男, 工程师; 刘长军, 男, 教授, 博士.
通信作者: 刘长军, E-mail: cjliu@scu.edu.cn.

要的意义。传统的移相器多采用单片数字移相器 芯片或模拟移相器芯片结合外围控制电路设计实现<sup>[3-5]</sup>。目前,数字移相器芯片的精度可以达到 6位,最小步进为 5.625°,但工作频段范围主要为 1 GHz 以上;而模拟移相器芯片的精度受控制电 压精度的影响,且移相相位与电压改变是非线性 关系,要实现 0°~360°的数字移相较困难<sup>[6]</sup>。本文 所研究的基于直接频率合成、混频技术的数字移 相器,可以实现单通道干涉仪测向系统对移相器 的要求。 第6期

1 移相器的工作原理

#### 1.1 DDS 信号发生器

直接数字频率合成<sup>[7]</sup>(DDS)信号发生器的 原理框图如图1所示。它由1个参考时钟源、 2个相位累加器、2个数字加法器、2个波形存 储器、2个数模转换器以及2个低通滤波器等组 成。2个波形存储器中存储的是同一余弦波的 归一化空间采样。2个相位累加器由同一个参 考时钟源驱动,且由同一个频率控制字控制。 2个数字加法器由2个不同的相位控制字控 制。根据DDS的原理,DDS信号发生器输出的 信号的频率和频率分辨率、相位分辨率可以表 示如下<sup>[8]</sup>:



图1 DDS 信号发生器原理框图

$$f_{out} = K \times f_c/2^N$$
$$\Delta f = f_c/2^N$$
$$\Delta \theta = 2\pi/2^N$$

式中: f<sub>out</sub>为输出信号频率; K 为频率控制字; N 为 相位累加器字长; Δf 为频率分辨率; f<sub>c</sub>为系统参考 时钟; Δθ为相位分辨率。

如图 1 所示,该 DDS 信号发生器的功能是通 过输入 1 个频率控制字和 2 个相位控制字,实现 输出 2 路同频信号。通过不同的相位控制字使数 字加法器的值不同,实现两路信号在同一时刻始 终出现固定的相位偏移。相位控制字的字长 *P* 小 于或等于相位累加器的字长 *N* 且与相位累加器输 出的高位对齐。DDS 信号发生器输出信号的最 小相位差Δ*θ* 可以表示为

$$2\pi/2^{P} \tag{1}$$

式中P为相位控制字字长。

#### 1.2 移相器

移相器的原理框图如图 2 所示。它主要由 2 个混频器、1 个带通滤波器、1 个高通滤波器、 1 个 DDS 信号发生器组成。DDS 信号发生器的 两路输出作为 2 个混频器的本振输入信号。2 个 混频器分别进行下混频和上混频<sup>[9]</sup>,带通滤波器 的中心频率为输入信号频率减去本振频率,带宽 约为本振信号频率的一半。由于下混频器的本振 信号和上混频器的本振信号同步,且频率相同, 相位有固定偏差,因此输出信号与输入信号频率 相同,且存在固定的相位差。通过控制两本振信 号的相位差,即可实现对输入射频信号移相。

 $\Delta \theta' =$ 



图2 移相器原理框图

根据图 2 的原理,在不考虑传输路径和器件本身延迟的条件下,包含有谐波分量的射频输入 信号 *s*<sub>i</sub>、下混频器本振信号 *S*<sub>Lo</sub>和上混频器本振信 号 *S*<sub>Lo</sub>可以表示为:

$$S_{i} = \alpha_{0} \cos(\omega t) + \alpha_{1} \cos(2\omega t) + \alpha_{2} \cos(3\omega t) + \cdots$$
$$S_{\text{Lo}_{1}} = \beta_{0} \cos(\omega_{0}t) + \beta_{1} \cos(2\omega_{0}t) + \beta_{2} \cos(3\omega_{0}t) + \cdots$$
$$S_{\text{Lo}_{2}} = \gamma_{0} \cos(\omega_{0}t + \theta_{0}) + \gamma_{1} \cos(2\omega_{0}t + \theta_{1}) + \gamma_{3} \cos(3\omega_{0}t + \theta_{2}) + \cdots$$

式中: t 为时间;  $\omega$ 为输入信号基波频率;  $\omega_0$ 为本振 信号基波频率;  $\alpha_0$ 、 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 为输入信号基波、一次谐 波、二次谐波的幅度系数;  $\beta_0$ 、 $\beta_1$ 、 $\beta_2$ 为下混频器本 振信号的基波、一次谐波、二次谐波的幅度系数;  $\gamma_0$ 、 $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$ 为上混频器本振信号的基波、一次谐波、 二次谐波的幅度系数<sup>[10-11]</sup>。

由于信号发生器的输出端有匹配的低通滤波器,因此本振信号的谐波幅度很小,可以忽略,即

(2)

式(2)中的 $\beta_1$ 、 $\beta_2$ 和 $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$ 等系数为0。

经过下混频之后,输出信号主要有输入信号 频率的基频分量,输入信号基频分量和输入信号 谐波分量与本振信号的和频、差频分量,可以表 示为

$$S_{\text{IF}_{1}} = \alpha_{0}a_{0}\cos[(\omega + \omega_{0})t + \phi_{a_{0}}] + \alpha_{0}b_{0}\cos[(\omega - \omega_{0})t + \phi_{b_{0}}] + \alpha_{0}c_{0}\cos(\omega t + \phi_{c_{0}}) + \alpha_{1}a_{1}\cos[(2\omega + \omega_{0})t + \phi_{a_{1}}] + \alpha_{1}b_{1}\cos[(2\omega - \omega_{0})t + \phi_{b_{1}}] + \alpha_{1}c_{1}\cos(2\omega t + \phi_{c_{1}}) + \alpha_{2}a_{2}\cos[(3\omega + \omega_{0})t + \phi_{a_{2}}] + \alpha_{2}b_{2}\cos[(3\omega - \omega_{0})t + \phi_{b_{2}}] + \alpha_{2}c_{2}\cos(3\omega t + \phi_{\infty}) + \cdots$$

式中: $S_{\text{IF}_1}$ 为下混频器输出的信号; $a_0$ 、 $b_0$ 、 $c_0$ 、 $a_1$ 、 $b_1$ 、  $c_1$ 、 $a_2$ 、 $b_2$ 、 $c_2$ 等为下混频器在相应频率成分上的幅 度衰减系数; $\phi_{a_0}$ 、 $\phi_{b_0}$ 、 $\phi_{c_0}$ 、 $\phi_{a_1}$ 、 $\phi_{b_1}$ 、 $\phi_{c_2}$ 、 $\phi_{b_2}$ 、 $\phi_{c_2}$ 等为 下混频器在相应频率上引入的相位差。

由于除了输入信号基频与下混频器本振信号 的差频信号以外的信号都位于带通滤波器的阻带 处,因此带通滤波器的输出信号S<sub>m</sub>可以表示为

 $S_{\text{IF}_{2}} = \alpha_{0}b_{0}G_{0}\cos[(\omega - \omega_{0})t + \phi_{b_{0}} + \phi_{G_{0}}]$ 式中: $G_{0}$ 为带通滤波器的带内衰减系数; $\phi_{G_{0}}$ 为带 通滤波器引入的相位差。

通过上混频器后的信号可表示为

 $S_{\rm IF_4} = \alpha_0 b_0 G_0 G_1 G_{m_0} \cos(\omega t + \theta_0 + \phi_{b_0} + \phi_{G_0} + \phi_{G_1} + \phi_{m_0}) +$ 

 $\alpha_0 b_0 G_0 G_1 G_{m_1} \cos[(\omega - 2\omega_0)t - \theta_0 + \phi_{b_0} + \phi_{G_0} + \phi_{G_1} + \phi_{m_1}] +$ 

 $\alpha_0 b_0 G_0 G_1 G_{m_2} \cos[(\omega - \omega_0)t + \phi_{b_0} + \phi_{G_0} + \phi_{G_1} + \phi_{m_2}]$ 

式中: $G_{m_0}$ 、 $G_{m_1}$ 、 $G_{m_2}$ 为混频器在相应频率成分上的 幅度衰减; $\phi_{m_0}$ 、 $\phi_{m_1}$ 、 $\phi_{m_2}$ 为混频器在相应频率上引入 的相位差。

通过高通滤波器后的信号可表示为

 $S_{\text{out}} = \alpha_0 b_0 G_0 G_1 G_{m_0} G_2 \cos(\omega t + \theta_0 +$ 

$$\phi_{b_0} + \phi_{G_0} + \phi_{G_1} + \phi_{m_0} + \phi_2)$$

式中: G<sub>m</sub>为上混频器的衰减系数; G<sub>2</sub>为高通滤波器的带内衰减系数;  $\phi_2$ 为高通滤波器引入的相位差;  $\phi_m$ 为上混频器引入的相位差。

当移相器的硬件确定后, 传输路径和器件本 身延迟导致的固有相位偏移为一固定值, 即 $\phi_{b_0}$ 、  $\phi_{G_0}$ 、 $\phi_{G_1}$ 、 $\phi_{m_0}$ 、 $\phi_2$ 均为确定值, 可以通过在 $\theta_0$  = 0的条 件下进行测量获得。各器件的增益和衰减也为确 定值, 即 G 为确定值, 假设 $\phi_{b_0} + \phi_{G_1} + \phi_{m_0} + \phi_2 = \theta$ ,  $b_0G_0G_1G_{m_0}G_2 = G$ , 则移相器的输出可以表示为

 $S'_{\text{out}} = \alpha_0 G \cos(\omega t + \theta_0 + \theta')$ (3)

由式(3)可知,输入输出信号的相位差只与两 本振信号相位差、移相器固有相位差有关,因此 可通过控制两本振信号的相位差,即通过控制 DDS 信号发生器的相位控制字,实现对输入信号 移相。移相器实际移相角度θ与两本振信号相位 差θ<sub>Lo</sub>的关系为

$$\theta = \Delta \theta_{\rm LO} + \theta$$

式中的为移相器的固有相位差。

2 移相器样机的设计与实现

根据上述工作原理,搭建了移相器的原理样机,如图3所示。移相器中DDS信号发生器的DDS部分用FPGA实现,硬件由Xilinx公司的SP605评估板和自研的D/AFMC子卡组成。



图3 移相器样机实物照片

DDS 信号发生器的参考时钟频率为 204.8 MHz, 相位累加器字长为 32 位,频率控制字为 6 位,相 位控制字为 12 位。根据奈奎斯特采样定理,理论 上, DDS 信号发生器可以输出频率不大于 102.4 MHz 的信号,但考虑到输出频率高时输出信号相位抖 动比较大,而 DDS 信号发生器的输出信号频率主 要影响移相器中的滤波器设计,与移相器的功能 和移相精度无关。考虑到移相器中滤波器的实 现难度<sup>[12]</sup>,输出频率固定设置为 10 MHz。由于相 位控制字为 12 位,由式(1)可知,移相步进小于 0.09°。

移相器样机的工作频率为432~434 MHz。两级混频电路的混频器和滤波器根据此频段进行选择,混频器的型号为 Mini-Circuits 公司的 ZX05-25MH-S+,带通滤波器的通带频率为421~425 MHz<sup>[13]</sup>,高通滤波器的截止频率为430 MHz,放大器的增益约为15 dB。

# 3 测量结果

采用 Agilent 公司的 E5071C 矢量网络分析仪 按照频率步进 0.1 MHz 和移相角度步进约 0.088° (对应 DDS 信号发生器的两路信号相位控制字相 差 1)对移相器进行了测试,并对移相器实测移相 角度与理论移相角度之差(误差)的 RMS 值进行 了统计。移相器在不同频率处的移相角度均方根 误差数据见图 4,移相器在不同移相角度处的移 相角度均方根误差数据见图 5。



图5 移相器在不同移相角度处的 RMS 误差

### 4 结论

实验结果表明:1)移相器样机实现了432~ 434 MHz频率范围内的非同步输入信号0°~360° 移相,且在频段内移相器的 RMS 误差小于0.65°; 2)移相器在0°~360°的各个移相角度上的 RMS 误差均小于0.8°;3)移相器的步进小于0.09°。

通过本文的分析可知,提高移相器中 DDS 信 号发生器的输出频率,并选择合适的中频滤波器,可以实现更大频率范围的输入信号移相;选 用不同的中频滤波器,可以实现对不同频源的输 出信号的功率有一定的要求,输入信号有能段的 信号移相,具备较大的灵活性。同时,本移相器 也存在一些缺点,电路相对复杂,对 DDS 信号量 损失、系统噪声会引起输入信号信噪比下降。

## 参考文献:

- [1] 李炳荣, 曲长文, 平殿发. 单信道相关干涉仪测向技术研究 [J]. 通信对抗, 2006(4): 21-23.
- [2] 王国武, 孙世杰. 多信道干涉仪与单信道伪干涉仪测向 性能比较 [J]. 中国无线电, 2005(8): 50-52.
- [3] 邱芳. 有源数控移相器的研究与设计 [D]. 西安: 西安电 子科技大学, 2017: 51-59.
- [4] 卓红艳,张家如,邓浩,等.多路全相位微波数控移相器 控制技术 [J]. 太赫兹科学与电子信息学报,2016,14(3):
   417-420.
- [5] 张博, 曹曼, 吴昊谦. 高性能 X 波段单片数控移相器 [J]. 电子设计工程, 2018, 26(21): 110-114.
- [6] 周英平, 刘祖望, 王荣博. 新型数字移相器的设计 [J]. 计 算机工程与设计, 2006, 27(11): 2083–2084.
- [7] TIERNEY J, RADER C, GOLD B. A digital frequency synthesizer[J]. IEEE transactions on audio and electroacoustics, 1971, 19(1): 48–57.
- [8] 金松, 安建平, 费元春. 基于 DDS 的高精度移相器的实现 [J]. 北京理工大学学报, 1998, 18(3): 355–358.
- [9] KIM D C, PARK S O. Digital beamforming technique with high resolution digital phase shifter and digital phase calibration using SDR[C]//Proceedings of 2017 International Symposium on Antennas and Propagation. Phuket, Thailand, 2017.
- [10] 刘伯文, 刘立浩. 一种双频段跟踪接收机下变频模块的 设计与实现 [J]. 无线电工程, 2019, 49(2): 155–158.
- [11] 胡舜峰. L 波段接收机射频前端硬件平台设计及实现 [D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2015: 4-5.
- [12] 宿玲玲, 赛景波. 基于 ADS 滤波器的设计 [J]. 电子器 件, 2013, 36(6): 814-819.
- [13] 李大炜. 一种 UHF 带通滤波器的设计 [J]. 现代电子技术, 2013, 36(12): 15-17.

#### 本文引用格式:

王灵威, 刘长军. 单通道干涉仪测向系统中的高精度数字移相技术研究 [J]. 应用科技, 2019, 46(6): 6–9. WANG Lingwei, LIU Changjun. A novel high-precision digital phase shifting technique in single-channel direction-finding interferometer[J]. Applied science and technology, 2019, 46(6): 6–9.