基于差动电路结构的多级串联式数控移相器实现研究

常 娟1,孔鑫宇2,许成福2,胡 飞2,杨晓阔1

(1. 空军工程大学基础部, 西安, 710051; 2. 空军工程大学航空工程学院, 西安, 710038)

摘要 移相器是无线通信系统和相控阵雷达接收机中的关键组件,用来实现信号相位的改变与均衡。提出 了一种基于差动电路结构和 RC 元件的数控移相单元,该移相单元通过扫描脉冲控制差分对管轮流导通获 取输出信号的相位差,改变 RC 元件参数可以调整移相数值。利用提出的数控移相单元构建了八级串联模 型,实现了一种 360°串联式数控移相器。Multisim 软件仿真验证了数控移相单元设计的有效性,硬件实现 测试结果表明:设计的多级串联式数控移相器工作良好,移相精度高,可达 1.4°,实现了全周期范围内的相 移控制。该数控移相器的实现为适时、灵活校准接收系统相位误差提供了重要的技术支撑。

关键词 差动电路; RC 元件; 多级串联式; 数控移相器

DOI 10. 3969/j. issn. 2097-1915. 2023. 03. 012

中图分类号 TN623 文献标志码 A 文章编号 2097-1915(2023)03-0088-07

Research on Realization of Multistage Series Numerical Control Phase Shifter Based on Differential Circuit Structure

CHANG Juan¹, KONG Xinyu², XU Chengfu², HU Fei², YANG Xiaokuo¹

(1. Fundamentals Department, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;

2. Aviation Engineering School, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract Phase shifter is a key component in wireless communication system and phased array radar receiver, which is used to regulate and equalize signal phase. In this paper, a numerical control phase shifting element based on differential circuit structure and RC element is proposed. The phase shifting element can gain the phase difference of output signal through a scanning pulse control of the differential tube in turn. The phase shifting value can be adjusted by changing the parameters of RC element. An eight-stage cascade model is constructed by using the proposed Numerical Control(NC) phase shifter element, and a 360° tandem NC phase shifter is realized. Simulation results obtained by Multisim software verify the effectiveness of the design of NC phase shifter, and the test results of hardware implementation show that the design of multistage tandem NC phase shifter works well with high precision of 1.4°, and realizes the phase shift control in the full cycle range. The realization of the NC phase shifter provides an important technical support for the timely and flexible calibration of the phase error of the receiving system. **Key words** differential circuit; RC components; multistage series type; NC phase shifter

收稿日期: 2022-11-17

基金项目: 陕西省自然科学基础研究计划(2021JM-221)

作者简介:常 娟(1980-),女,陕西西安人,副教授,研究方向为电子科学与技术。E-mail:34521193@qq.com

引用格式:常娟,孔鑫宇,许成福,等.基于差动电路结构的多级串联式数控移相器实现研究[J]. 空军工程大学学报, 2023, 24(3): 88-94. CHANG Juan, KONG Xinyu, XU Chengfu, et al. Research on Realization of Multistage Series Numerical Control Phase Shifter Based on Differential Circuit Structure[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2023, 24(3): 88-94.

随着信息技术的不断进步,无线通信、相控阵系 统等设备对信号处理提出了越来越高的要求^[1]。有 源移相器作为通信和雷达装备接收机中信号相位控 制最重要的模块之一,其精度、移相范围和响应时间 决定着整个系统的性能^[2]。同时,实际的接收机还 含有多级放大、选通滤波等电路,结构非常复杂,存 在电路间的调试误差、工作时的温漂和器件老化等 多种因素,也将带来各通道信号相位的延时偏移。 因此,高精度测量系统(如测角)中的移相器必须实 时地对各通道间的相位差进行补偿调整,使各通道 的相位特性始终保持一致。

移相器主要分为数字式、模拟式和数模混合式, 目前主流的移相器为数字式,通过开关的切换来实 现均匀步进的相位移动和均衡,其研究受到了学者 广泛的关注。文献[3]提出了一种 6~18 GHz 工作 频段的6位宽带高精度有源移相器,该移相器采用 55 nm CMOS 工艺实现,芯片尺寸为 1.29 mm× 0.9 mm,移相器核心尺寸为 1.02 mm×0.58 mm, 相位误差 RMS 值小于 0.75°,移相器的相对带宽为 100%,可覆盖 C,X 和 Ku 波段。文献[4]提出了一 种工作在高频段的6位数控移相器,该移相器的小 步进移相采用无源元件构成,大步进移相采用正交 信号产生电路加吉尔伯特单元实现,如45°移相,有 源和无源器件的组合使得总的移相误差为 3.76°。 2019年,周赡成基于 MMIC 研究了 Ku 波段数控移 相器和数控衰减器的设计,实现了一个6位移相 器^[5];2020年,文献「6]提出了一种紧凑的 Ka 波段 4位开关型移相器,采用 28 nm CMOS 技术,具有 低群延迟偏差,相位精度为1.2°。文献[7]设计了 一种紧凑型高精度毫米波宽带可变移相器,该移相 器由1个极短长度为0.9 mm的堆叠垫片和2个长 度为 0.5 mm 的波导法兰适配器共同实现,并将垫 片旋转 90°至垂直,实现整个 D 波段(110~170 GHz)的高精度移相,移相精度可达到 0.88°,但是 最大相移角度只有 30°。2021年,文献「8]通过周期 性排列铁氧体块和空气间隙,提出了一种基于铁氧 体的磁可调谐宽带超材料移相器。该移相器具有低 插入损耗和大相移值,为宽带可调谐移相器的设计 提供了一种方法。2022年,张镇等采用 0.18 µm GaAs 衬底增强/耗尽型高电子迁移率晶体管工艺 研制了一款 2~6.5 GHz 高精度 6 位数控移相 器^[9],移相精度为3°。文献[10]提出了一种基于自 旋轨道转矩(SOT)的边缘模式移相器,并基于该移 相器提出了一种宽带异或逻辑门。这种边缘模式移 相器是在钇铁石榴石(YIG)自旋波波导的一侧平行 放置一段短的钴(Co)磁性元件,以构建边缘模式的 自旋波移相器。常娟等人研究了高频数控移相器及 其检测系统实验设计方案,给出了系统架构^[11]。

总的来说,国内外关于数控移相器的研究集中 在不同器件技术实现4位或6位相移控制,但其精 度还不够高,仅到3°,同时采用的电路及其工艺仍 较复杂。精度不能提升的一个重要原因是无法获得 较小步进的相移。因此,高精度、通用性和小相移仍 然是数控移相器面临的重要课题。本文从差动电路 脉冲控制机制和无源 RC 电路组合角度出发,提出 了一种新颖的差动工作型数控移相单元,实现了最 小相移、通用性强的8位串联数控移相器。

1 移相单元电路的设计

本文设计的数控移相器主要技术指标如表1所示。要实现全周期360°的数控移相,需要设计高精度的数控移相单元。为了便于理解本文数控移相单元的设计思想,下面先对简单RC电路的频率响应进行阐述。

表 1 数控移相器主要技术指标

指标	数值
工作频率	55 ± 2.5 MHz
移相范围	$0^{\circ} \sim 360^{\circ}$
移相步进	1.4°
移相误差	1.4°
输入幅度	\leqslant 500 mVpp

1.1 基本 RC 电路的相移

RC电路是可以用于产生移相量的电路结构, 电路图如图1所示。当输入某一频率信号经过RC 电路后,输出信号波形在相位和幅值上均会产生 变化^[12]。



假设电路中电阻阻值为 R,电容量为 C,输入信 号为 v_i,对该电路进行频域分析,可得输出信号与 输入信号的关系为:

$$v_{o} = \frac{\omega RC}{1 + (\omega RC)^{2}} (\omega RC + j) v_{i}$$
(1)

输出信号相较输入信号的移相量为:

$$\theta = \arctan(\frac{1}{\omega RC}) \tag{2}$$

由于 $\omega RC > 0$,移相量 θ 的取值范围位于 $0^{\circ} \sim$ 90°之间。

1.2 差动移相单元的设计与分析

无源 RC 电路可以获得一定数值的相移量,差 分式放大电路的对管采用脉冲控制可以轮流导通工 作,将无源 RC 电路和差分对管进行结合,构建一种 新颖的差动工作型数控单元,其电路图如图 2 所示。 图中,对于输入信号 v_i 而言,电路可视为共射极组 态,三极管的参数相同。采用脉冲控制方式,使差分 放大电路不再工作在模拟放大状态,即:当控制基级 与射极间电压变化时,两个三极管可在导通、截止状 态间切换。若在 T_1 输出端口串联电容 C_{g} , T_2 输 出端口串联电阻 R_{g} ,当信号从集电极经 C_{g} 和 R_{g} 输出时,由于 C_{g} 、 R_{g} 电抗值差异,两种状态下输出 信号存在相位差,即所谓的移相量。



图 2 差动式移相单元设计电路

根据上文对 RC 电路的分析,这里电容参数值 C,和电阻参数值R,的选取很重要,它决定了相位 差,也就决定单元移相电路的相位精度。下面计算 当控制信号变化时,两种工作状态下移相单元通路 的移相量。





图 3 所示为 T_1 导通、 T_2 截止时移相单元电路 的小信号通路,当控制信号 $V_K = +1$ V 时, T_1 导通 T_2 截止。信号在经过集电极前的电路由纯电阻构 成,记为 I 区;经过集电极后的电路记为 II 区。显然 I 区由纯电阻构成,信号相位不受影响,因此计算移 相量时 I 区不作考虑; II 区含 RC 电路,可形成移相 量,是需要重点分析的区域。在 II 区中, R_L 与 C_{ϕ} 、 R_{ϕ} 并联,形成复阻抗为:

$$Z_{L} = \frac{R_{L}(R_{C2} + \frac{1}{j\omega C_{\phi}})}{R_{L} + R_{C2} + \frac{1}{j\omega C_{\phi}}}$$
(3)

令
$$s = j\omega = j2\pi f$$
,则式(3)可简化为:
 $Z_L = \frac{R_L (sC_{\phi}R_{C2} + 1)}{sC_{\phi}(R_L + R_{C2}) + 1}$
(4)

 R_{ϕ} 与 Z_{L} 串联,作为 Z_{L} 上的分压,则输出电阻 v_{0} 为:

$$v_{\circ} = \frac{Z_{L}}{Z_{L} + R_{\phi}} v_{i}^{\prime}$$

$$\tag{5}$$

将(4)式代入,可得:

$$v_{o} = \frac{R_{L}(sR_{C2}C_{\phi}+1)}{sC_{\phi}(R_{\phi}R_{L}+R_{L}R_{C2}+R_{\phi}R_{C2})+(R_{L}+R_{\phi})}v_{i}^{'}$$
(6)

其中 v'_i 相位同 v_i 。该移相通路对输入信号移相量为:

$$\Delta \theta_{1} = \arctan(R_{C2}\omega C_{\phi})$$

$$-\arctan\left[\frac{\omega C_{\phi}(R_{\phi}R_{L} + R_{L}R_{C2} + R_{\phi}R_{C2})}{R_{L} + R_{\phi}}\right]$$
(7)

当控制信号 $V_{\kappa} = -1 V$ 时, T_1 截止 T_2 导通, 小信号模型如图 4 所示。



图 4 T₂ 导通 T₁ 截止时小信号通路

同理,将电路划分为 $I \subseteq I \subseteq J$ 区。对 $I \subseteq U$ 区进行分析,由 $R_{C1} \subseteq R_{L}$ 与 R_{s} 并联可得:

$$R_{L}^{*} = \frac{R_{L}(R_{\phi} + R_{C1})}{R_{L} + R_{\phi} + R_{C1}}$$
(8)

 C_{ϕ} 与 R_{L}^{*} 串联,作为 R_{L}^{*} 上的分压,输出电阻 v_{o} 为:

$$v_{o} = \frac{sC_{\phi}R_{L}}{sC_{\phi}R_{L}+1}v_{i}^{'}$$

$$\tag{9}$$

将(8)式代入,可得移相量为:

$$\Delta\theta_2 = \arctan\left[\frac{R_L + R_{\phi} + R_{C1}}{\omega C_{\phi} R_L (R_{\phi} + R_{C1})}\right] \qquad (10)$$

对于差动电路,输出信号的总移相量取决于两 支路移相量之差:

$$\Delta \theta = \Delta \theta_1 - \Delta \theta_2 \tag{11}$$

Δθ 即为差动式移相单元移相量。

事实上,根据(2)式可以发现:RC电路只能完成 90°以内的相移。当相移量达到 90°时,考虑到 LC 电 路对移相量有更大的调节范围,将电阻 R_{*}置换为电 感 L_{*},把 RC 电路转化为 LC 电路即可,参数推导过 程同 RC 电路,不再赘述。当移相量达到 180°时,将 两个 90°移相单元电路串联实现半波移相。

2 多级串联数控的移相器设计

2.1 多级串联原理图

本文设计的数控移相器是基于上面提出的数控 移相单元电路,组成多级串联的数控移相器,实现全 周期 360°相位控制。由数字电路控制的八级串联 式数控移相器原理图如图 5 所示。移相单元移相量 从左往右依次以二倍步进量增大,最小移相量可达 1.4°,最大移相量为180°。输出级由限幅电路组成, 用来调节受到元件影响而改变的幅值。数字控制电 路通过八路开关脉冲信号控制各级移相单元的通路 状态,是实现自动化调节移相量的硬件基础。当高 频信号由输入端进入移相器时,经过开启状态的移 相单元时产生移相量。当移相单元关闭时,则相当 于经过导线,不发生移相。



图 5 多级串联式数控移相器原理

2.2 电路图实现

根据原理图构建的数控移相器如图 6 所示,见 本文后。电路共有两部分组成:数字控制电路与串 联式移相单元电路。数字控制电路由发光二极管、 三极管(S9018 高频管)和通路开关组成。当开关未 打开时,发光二极管受 Vcc 作用发出中等光亮;当 开关打开,三极管基极接入正向高频脉冲信号,发光 二极管两端压降升高,发出强光。下方差分电路的 控制信号端接入经三极管传导而来的高频脉冲信 号,移相单元电路导通。

串联式移相单元电路由八级移相单元和限幅输 出器组成。移相单元主体是差分放大电路,输出端 由电阻和电容构成的 RC 电路组成(90°移相单元接 LC 电路),180°移相单元由两个 90°移相单元串联构 成。上级移相单元输出端接下级移相单元输入端, 级间接理想电容,防止直流信号影响电路工作。图 6(见后文)中从左往右移相量依次为 90°、45°、 22.5°、11.3°、5.6°、2.8°、1.4°、180°。为简便表示,详 细显示了 45°、90°、180°三级移相电路,其余 0°~45° 移相单元由于电路构造与 45°移相单元相同,故只 列出相应参数,省略具体电路图。为了防止输出信 号幅值过小,用单个放大三极管和一个差分放大电 路级联组成限幅输出放大器,提高信号能量输出。

3 软件仿真与实验测试

3.1 Multisim 仿真

利用 Multisim 软件进行电路仿真,由于该软件

的元件库中不含 S9018 高频管,考虑到 2N2222 三 极管与 S9018 具有相似的高频特性,仿真中运用 2N2222 型器件进行了代替。45°移相单元电路如图 7 所示,开关电路 S1 调节控制电压输入,交替接高 电平、接地模拟脉冲输入,实现移相通路的切换;移 相电路由 RC 电路(R13、C5)或 LC 电路(L1、C5)组 成,实现不同移相量要求下的移相输出;电阻 R1~ R11 在各通路中承担分压作用,R12 为输出电阻,电 容 C1~C4 是理想电容,C6 用于级间隔直通交,屏 蔽干扰信号。





在差动电路中 Q1 基极接脉冲控制信号,Q2 基 极接地。当脉冲信号使 Q1 处于导通或截止状态 时,Q2 与之相反。输入信号轮流经过两个三极管 及其移相通路,交错产生两种移相量,从差动电路输 出的信号移相量即为此两种移相量之差。



图 8 45°高、低电平下仿真结果

图 8 是移相量 45°在高、低电平下的仿真结果。 其中蓝色曲线为基准信号,红色曲线为移相输出信 号。测量相邻两波峰的时间差 Δt_1 、 Δt_2 ,根据(11) 式,移相量的测量即转化为对时间差的测量。以移 相量 90°为例,已知信号周期为 20 ns(50 MHz),时 间差 Δt_1 、 Δt_2 分别等于一4.590 ns、一9.590 ns(示 波器光标测量),可得高低电平下 | Δt_1 、 Δt_2 | 是周 期的四分之一(5 ns),可知移相量为 90°。45°及其 他移相量的精度测量可通过同种方法验证。

3.2 硬件实现测试

根据提出的数控移相器理论原理图和电路图, 设计的数控移相器硬件实现如图 9 所示。图中,上 方是移相单元电路,下方是数字控制电路,移相单元 所用三极管均为 S9018 型高频管。移相单元电路左 右为输入输出端。数字控制电路有手动移相控制开 关,分别对应 8 个移相单元和 LED 发光管。自动控 制端是用于自动调整相位的开关,自动控制端左侧 开关用于控制自动移相功能的启动,右侧两开关用 于调整移相速率。移相开关是电路总开关。电路还 配置有蜂鸣器,可以将电信号变化转变为声信号变 化,易于感受相位移动。



图 9 数控移相器实物图

实验中的移相参数测试采用示波法,即利用示 波器显示移相器的输出波形在移相控制前后的波形 变化,读取各项参数,测试系统连接如图 10 所示。



图 10 测试系统连接图

参数读取原理为:当控制某级移相器工作,产生 一个 $\Delta \varphi$ 移相时,波形会向前移,获取初始信号 A 的 相移信号 B 的时间差,即 Δt ,可得实际移相量 $\Delta \varphi$ 。 每单独拨动一位码开关,可通过 B 通道波形变化读 取各单级移相器的 $\Delta \varphi$;依次组合拨动各位码,可检 验对应移相量及总的移相范围。

实物测试仪器及连接方式如图 11 所示。使用 RIGOL生产的 DG4102 数字信号发生器产生 50 MHz 频率的信号, MSO5072 示波器显示输出信号 并测量移相量。此处仅展示部分代表性移相结果, 如图 12 所示。当移相量为 0°时, 此时输出信号落后 基准信号 650 ps, 产生绝对误差。因此当移相量不 为 0°时, 测得时间差需要校准, 所得校准值即为真 实移相量。

总的来说,从图 12 中可以看到大于 1.4°的移相 量实验误差接近于 0°,最小移相量 1.4°,实验测试 结果和理论仿真吻合较好,表明该集成硬件电路达 到了预期效果,工作性能良好。需要指出的是,由于 受仪器精度限制,信号移相量仍然存在一定误差,但 均能确保误差在 0.5°以内。



图 11 实物测试仪器及连接方式



4 结语

本文研究了基于差动脉冲控制的 RC 电路移相 特性,提出了一类新颖的数控移相单元,设计并实现 了一种新型八位串联式数控移相器,采用 Multisim 软件验证了移相精度的准确性。集成硬件测试结果 表明,实现的数控移相器性能良好,且最大移相量误 差在 0.5°以内,在移相精度上实现了重大突破。该 移相器的实现采用了 RC 元件和差分放大电路,体 现出了无源与有源结合思想的优越性。该型移相器 可广泛应用于无线通信系统以及不同装备中的适时 相位误差校准与跟踪,为自动化数控移相电路的发 展提供重要的理论和技术支撑。

参考文献

- [1] 赵涤燹,陈智慧,尤肖虎. CMOS 毫米波芯片与 4096
 发射/4096 接收超大规模集成相控阵设计实现[J].
 中国科学 F 辑, 2021, 51(3):505-519.
- [2] 南亚琪, 雷鑫, 范超, 等. 一种 6~18 GHz 宽带高精 度有源移相器[J]. 微电子学, 2022, 52(4):651-655.
- [3] 陈宁,梁煜,张为.一种高精度紧凑型 X 波段 6 位数 控移相器[J].西安电子科技大学学报,2022,49(3): 222-229.
- [4] QUAN X, YI X, BOON C C, et al. A 52-57 GHz 6-Bit Phase Shifter with Hybrid of Passive and Active Structures[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2018, 28(3):236-238.
- [5] 周赡成. Ku 波段 MMIC 数控移相器和数控衰减器的 研究与设计[D]. 杭州:浙江工业大学, 2019.
- [6] JUNG M, MIN B W. A Compact Ka-band 4-bit Phase Shifter with Low Group Delay Deviation[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2020, 30 (4): 414-416.
- [7] HE Z S, AN S, LIU J, et al. Variable High Precision Wide D-band Phase Shifter[J]. IEEE Access, 2020, 8: 140438-140444.
- [8] YAO H, WANG S, LEI M, et al. Magnetically Tunable Wideband Ferrite-Based Metamaterial Phase Shifter[J]. Engineered Science, 2021,16:301-307.
- [9] 张镇,李光超,蒋乐,等. 一种高精度 6 位数控移相 器研制[J]. 电子设计工程, 2022, 30(4):120-124.
- [10] ZHENG L, ZHANG D, JIN L, et al. Phase Shifter and Broadband XOR Logic Gate Based on Edge-Mode-Type Spin Wave in the Waveguide[J]. Europhysics Letters, 2021, 134(3):037003.
- [11] 常娟,王立志,陈长兴,等. 高频数控移相器及其检测系统实验设计[J].现代电子技术,2019,42(16): 42-246.
- [12] FRANCISCO G A J, JUAN R G, MANUEL G C, et al. Fractional RC and LC Electrical Circuits [J]. Ingeniería, Investigacióny Tecnología, 2014, 15(2): 311-319.

(编辑:刘勇)



图 6 八位数控移相器电路原理图