

# 一种 5~20 GHz 超宽带移相器

罗山焱, 罗 丹, 金 雷, 莫彦祯

(中国电科芯片技术研究院, 重庆 401332)

**摘 要:** 基于 SMIC 40 nm CMOS 工艺设计了一款工作频率覆盖 5~20 GHz 的超宽带 6 位移相器。该移相器采用矢量合成结构, 核心电路包括输入巴伦、正交信号发生器、矢量合成器和数模转换电路。正交信号发生器采用三级多相滤波结构, 拓展了带宽。采用低误差和电流阵列控制结构的矢量合成器, 实现了高的移相精度。后仿真结果表明, 该移相器输入和输出回波损耗分别小于 8.85 dB 和 10.12 dB, RMS 相位误差小于  $1.52^\circ$ , RMS 增益误差小于 0.17 dB。在 2.5 V 电源电压下功耗为 43.50 mW。芯片面积为  $1.06\text{ mm} \times 0.80\text{ mm}$ 。

**关键词:** 超宽带; 高精度; 巴伦; 正交信号发生器; 矢量合成器

中图分类号: TN432

文献标志码: A

文章编号: 1004-3365(2024)01-0079-06

DOI: 10.13911/j.cnki.1004-3365.230285

## A 5-20 GHz Ultra-Wideband Phase Shifter

LUO Shanyan, LUO Dan, JIN Lei, MO Yanyi

(CETC Academy of Chips Technology, Chongqing 401332, P. R. China)

**Abstract:** An ultra-wideband and high precision 6-bit phase shifter operating at 5-20 GHz was designed in SMIC 40 nm CMOS technology. The phase shifter was implemented through vector modulation and mainly consisted of input baluns, orthogonal signal generators, vector modulators, and digital to analog conversion circuits. For orthogonal signal generator, a three-stage poly-phase filter structure was designed to improve the bandwidth. A low error structure and current array control scheme were designed to reduce the phase error of the vector modulator. The post simulation results show that the input and output return loss are less than 8.85 dB and 10.12 dB respectively, the RMS phase error is less than  $1.52^\circ$ , and the RMS gain error is less than 0.17 dB. Under 2.5 V supply voltage, the power consumption is 43.50 mW. The chip size is  $1.06\text{ mm} \times 0.80\text{ mm}$ .

**Key words:** ultra-wideband; high precision; balun; orthogonal signal generator; vector modulator

## 0 引 言

相控阵系统通过移相器对单波束信号的相位进行控制, 从而实现波束的合成和扫描, 移相器是相控阵系统的核心单元<sup>[1]</sup>。移相器分为有源和无源两种类型, 随着相控阵天线向宽带和多波束方向发展, 具有宽带、高精度特点的有源移相结构受到广泛关注。

宽带移相器通常采用砷化镓(GaAs)等 III-V 族

化合物工艺制作, 这类器件具有噪声低、输出功率高等特点, 但集成度低, 成本昂贵并且功耗较高<sup>[2-4]</sup>。基于硅基 CMOS 工艺的移相器具有成本低和集成度高的特点, 但受限于硅基工艺低的衬底电阻率和硅基器件明显的寄生效应, 在高频和宽频带下很难实现高移相精度和低幅度误差<sup>[5-8]</sup>。

本文基于 SMIC 40 nm CMOS 工艺, 设计了一款超宽带高精度有源移相器, 通过采用三级多相滤波结构, 实现了 5~20 GHz 超宽带移相。通过采用

收稿日期: 2023-07-22; 定稿日期: 2023-09-28

基金项目: 重庆市技术创新与应用发展专项项目(CSTC2021 JSCX-GKSB0092)

作者简介: 罗山焱(1981—), 男(汉族), 四川宜宾人, 高级工程师, 从事射频及微电子相关应用技术研究。

低误差和电流阵列控制结构的矢量合成结构,在高频率和宽频带下实现了高精度幅相控制,RMS 相位误差小于  $1.52^\circ$ ,RMS 增益误差小于 0.17 dB。

## 1 整体架构设计

移相器结构可分为反射式、高低通式、开关式和矢量合成式等,前三种为无源移相结构,功耗低、线性度高,但带宽窄、插入损耗较高且芯片面积较大。矢量合成型有源移相器具有小尺寸、高精度和宽带宽等特点,更能满足先进大型阵列系统对移相器小尺寸和高精度的需求。

本文设计的移相器采用有源矢量合成型移相结构,电路结构如图 1 所示,其工作原理为,输入射频信号由输入巴伦转化为差分信号,正交信号发生器将差分信号转化为四路正交信号,经过矢量合成器合成并实现移相。矢量合成器中的两个可变增益放大器(Variable Gain Amplifier, VGA)独立控制正交信号的增益,从而控制输出信号的相位和增益。通过多位数、高精度的数模转换电路控制矢量合成器中 VGA 的增益,实现对合成信号相位的精确控制。最后,差分信号由输出巴伦转换为单端输出。

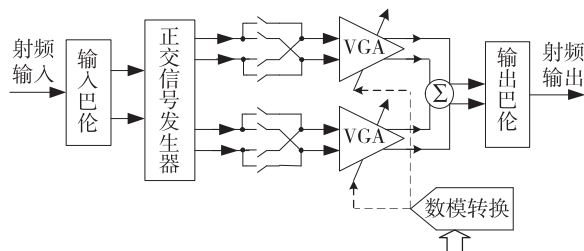


图 1 有源移相器电路结构图

## 2 电路设计

### 2.1 输入巴伦

输入巴伦实现单端信号向差分转换的功能,按结构也可分为有源和无源两种类型。为了降低移相器功耗,避免线性度受输入巴伦的制约,输入巴伦采用无源结构。在巴伦设计过程中需要考虑工作带宽、插入损耗以及幅度和相位平衡度这几项指标。

考虑到该移相器需满足超宽带和高精度的要求,输入巴伦采用变压器结构,通过平面螺旋变压器实现。该巴伦等效示意图如图 2 所示,由初级和次级线圈耦合实现信号传输。射频信号经初级线圈的

端口 1 输入,初级线圈的另一端口接地,由次级线圈的端口 2 和端口 3 输出差分信号,次级线圈的中心抽头接地。

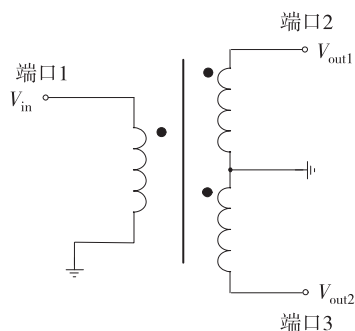


图 2 输入巴伦等效电路图

通过电磁仿真软件对该巴伦进行建模和仿真,仿真过程中充分考虑各种损耗机制、耦合强度、器件结构等对带宽、插入损耗和幅相平衡性的影响。经仿真优化后构建的变压器型巴伦 3D 模型如图 3 所示,采用八边形平面堆叠结构,通过相邻顶层金属耦合实现信号传输,初级和次级线圈匝数都为 2 圈,外径为  $86\ \mu\text{m}$ ,金属线宽为  $4\ \mu\text{m}$ ,线间距为  $4\ \mu\text{m}$ 。

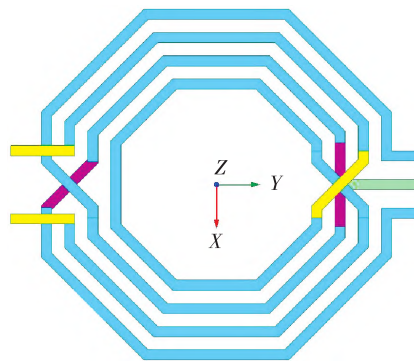


图 3 输入巴伦 3D 模型图

该巴伦经匹配后,输入端口的 S 参数仿真曲线如图 4 所示,两个差分输出端口的相位及差分相位误差仿真曲线如图 5 所示。

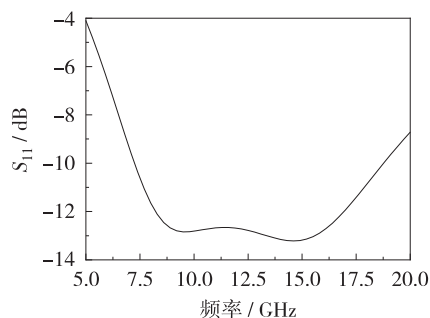


图 4 巴伦 S 参数仿真曲线

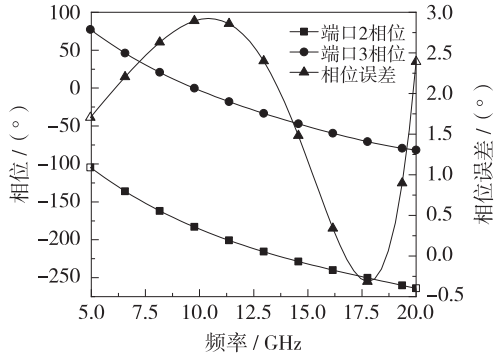


图 5 巴伦输出端相位仿真曲线

## 2.2 正交信号发生器

正交信号发生器的作用是将差分输入信号转换成四路正交信号, 正交信号的幅度和相位精度将直接影响整个移相器的幅相精度。正交信号发生器通常为无源结构, 包括多相滤波器 (PPF)、全通滤波网络 (QAF) 和正交耦合器等结构, QAF 结构和正交耦合器结构具有较小的插入损耗, 但工作带宽有限且占用面积较大。全通滤波网络结构具有全频带范围内幅度相等、正交频点处相位正交的特点, 因此本文采用 PPF 结构的正交信号发生器<sup>[9]</sup>。

图 6 所示为本文设计的正交信号发生器结构图, 采用三级多相滤波结构, 电路具有良好的对称性, 性能基本不受负载效应影响。同时该结构还可以通过增加级数来拓展带宽, 以增加一定的插入损耗为代价充分满足 5~20 GHz 的带宽需求。

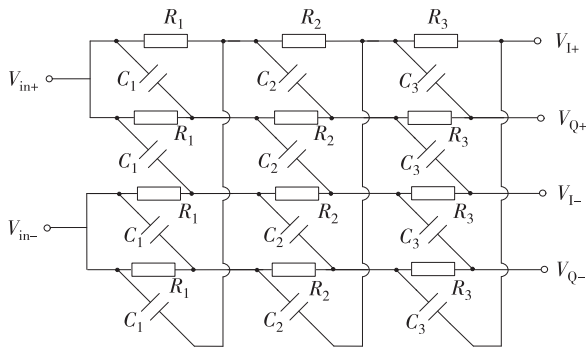


图 6 正交信号发生器结构图

三级多相 PPF 结构的传输函数为:

$$\frac{V_{1,Q}}{V_{in}}(s) = \frac{(1 \pm sR_1C_1) \pm (1 \mp sR_1C_1)sR_2C_2 \pm \frac{(1 \mp sR_1C_1)sR_3C_3}{\alpha\beta R_1R_2(1+sR_3C_3)} \mp \frac{(1 \pm sR_1C_1)(sR_2C_2)(sR_3C_3)}{\alpha\beta R_1R_2(1+sR_3C_3)}}{\alpha\beta R_1R_2(1+sR_3C_3)} \quad (1)$$

其中:

$$\alpha = \frac{1}{R_1}(1+sR_1C_1) + \frac{1}{R_2}(1+sR_2C_2) \quad (2)$$

$$\beta = \gamma - \frac{1}{\alpha R_2^2} [1 + (sR_2C_2)^2] - \frac{1}{R_3} \left[ \frac{1 + (sR_3C_3)^2}{1 + sR_3C_3} \right] \quad (3)$$

$$\gamma = \frac{1}{R_2}(1+sR_2C_2) + \frac{1}{R_3}(1+sR_3C_3) \quad (4)$$

PPF 结构的级数对应正交频点的个数, 根据理论计算及仿真优化, 将三个正交频点分别设置为 8.5 GHz、12.5 GHz 和 16.5 GHz, 最终得到  $R_1 = 94.7 \Omega$ 、 $C_1 = 98.1 \text{ fF}$ 、 $R_2 = 94.7 \Omega$ 、 $C_2 = 156.3 \text{ fF}$ 、 $R_3 = 102.4 \text{ fF}$ 、 $C_3 = 237.4 \text{ fF}$ 。

## 2.3 矢量合成器

矢量合成器是有源移相器的核心模块, 它主要由两个 VGA 构成, 矢量合成原理如图 7 所示。正交信号通过矢量合成器进行矢量叠加, 两路 VGA 对四路正交信号进行幅度控制, 经矢量合成后实现对相位的控制, 合成信号的幅度同样由两路 VGA 的增益决定。

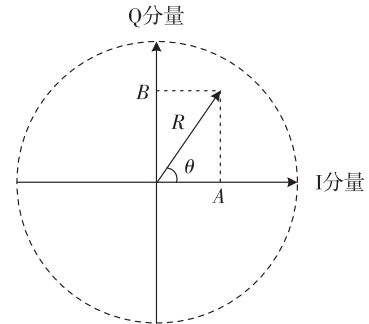


图 7 矢量合成原理示意图

可变增益放大器的增益可表示为:

$$A_v = G_m (R_L // R_{out}) \quad (5)$$

式中,  $G_m$  为可变增益放大器的等效跨导,  $R_L$  和  $R_{out}$  分别表示 VGA 的负载阻抗和输出阻抗。

由式(5)可知, 通过改变 VGA 的等效跨导, 可改变其增益。对于 VGA, 可以通过改变其工作电流的方式来改变其等效跨导。在本设计中, 通过多位、高精度的数模转换电路来控制 VGA 的电流, 从而控制 VGA 的增益, 进而精确控制信号的相位。

在改变跨导的过程中输出阻抗也会发生变化。为了减小相位误差, 输出阻抗  $R_{out}$  需要足够大以减小其变化对 VGA 增益的影响。本文采用吉尔伯特结构的可变增益放大器, 通过多级晶体管串联, 实现

高输出阻抗,从而有效提高输出精度。

图 8 所示为本文设计的矢量合成器的结构图,四路正交信号输入两个吉尔伯特单元,通过控制尾电流调控其增益。两路吉尔伯特单元共用负载,实现矢量合成。输出信号的象限由控制电压  $V_{\text{con}1}$  和  $V_{\text{con}Q}$  的状态控制,从而实现  $360^\circ$  范围的移相功能。忽略输出阻抗变化和寄生的影响,该矢量合成器输出信号的增益和相位可表示为:

$$A_v = \sqrt{g_{m1}^2 + g_{mQ}^2} R_L = \sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} R_L} \sqrt{I_1 + I_Q} \quad (6)$$

$$\tan \theta = \frac{A_{vQ}}{A_{v1}} = \frac{g_{mQ}}{g_{m1}} = \frac{\sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_Q}}{\sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_1}} = \frac{\sqrt{I_Q}}{\sqrt{I_1}} \quad (7)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\sqrt{I_Q}}{\sqrt{I_1}} \quad (8)$$

式(6)表明,要保证各移相状态的增益不变,需使两路 VGA 的尾电流之和为常数。受寄生效应和晶体管工作状态等因素的影响,即使满足上述条件,各状态的增益也并不会完全一致,将产生增益误差。式(8)表明,可以通过控制两路电流的比值进行移相,同时通过切换工作象限,就可以得到  $360^\circ$  范围内的任意相位的输出信号。

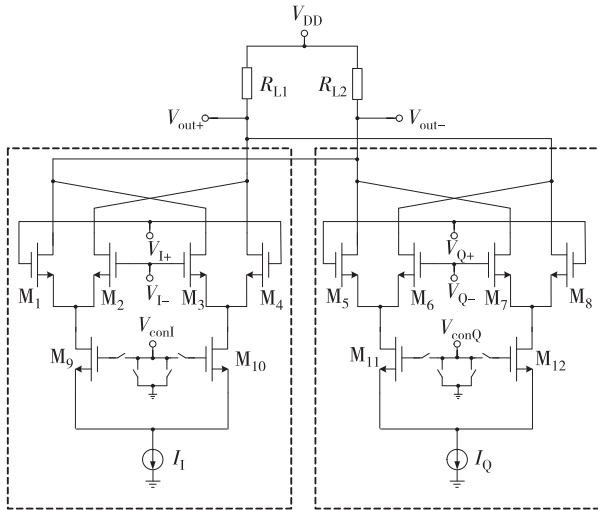


图 8 矢量合成器结构图

## 2.4 隔离缓冲器

由式(6)可知,矢量合成器输出端口的输出阻抗会影响移相精度。一般情况下,输出巴伦的两个输入端口阻抗并不相同,与矢量合成器直接相连会增

大相位和增益误差。本设计在矢量合成器和输出巴伦之间插入一级平衡缓冲器,以减小负载效应对移相精度的影响。如图 9 所示,该隔离缓冲器采用差分电流复用结构,具有高增益和低功耗的特点。

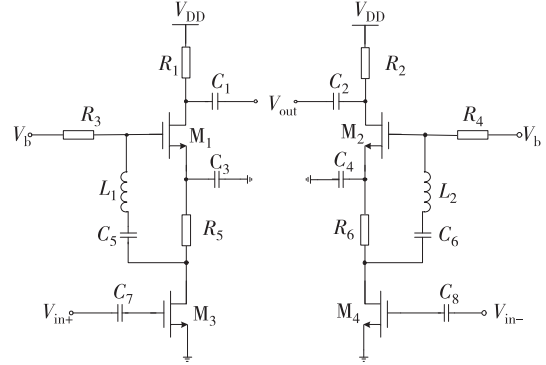


图 9 隔离缓冲器结构图

## 3 仿真结果分析

基于 SMIC 40 nm CMOS 工艺,本文所设计的超宽带高精度移相器的整体版图如图 10 所示,尺寸为  $1.06 \text{ mm} \times 0.80 \text{ mm}$ ,核心区域尺寸为  $0.91 \text{ mm} \times 0.65 \text{ mm}$ ,2.5 V 电源电压下直流功耗为 43.50 mW。

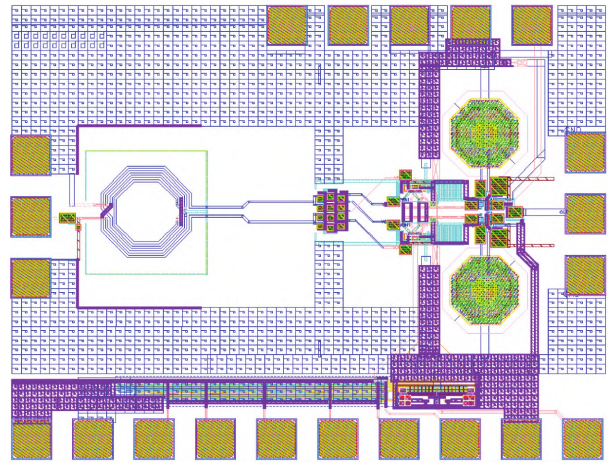


图 10 移相器整体版图

该移相器相对相移仿真曲线如图 11 所示,6 位移相对应 64 条相移曲线。仿真结果显示,相对相移曲线单调递增,移相步进为  $5.625^\circ$ ,移相范围覆盖了  $360^\circ$ 。图 12 所示为该移相器的 RMS 相位误差曲线,在 5~20 GHz 范围内,RMS 相位误差小于  $1.52^\circ$ ,电路具有较高的移相精度。



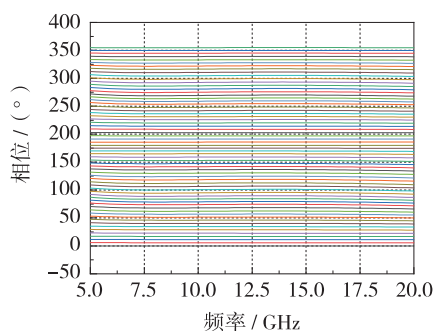


图 11 各移相状态相对移相仿真曲线

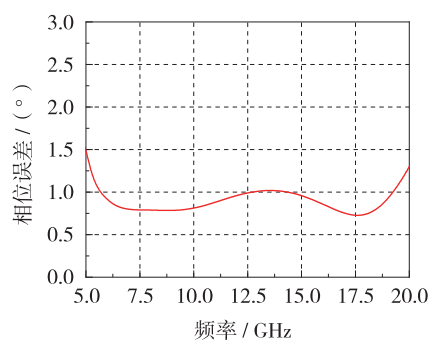


图 12 RMS 相位误差仿真曲线

该移相器在 64 个状态下的增益仿真曲线如图 13 所示,在工作频带范围内,增益大于  $-18.21$  dB, 64 个状态的增益曲线基本重合,最大增益误差不超过  $0.38$  dB。图 14 所示为移相器增益误差曲线,工作频带范围内,RMS 增益误差小于  $0.17$  dB。

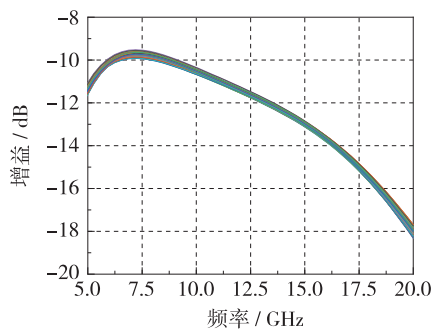


图 13 增益仿真曲线

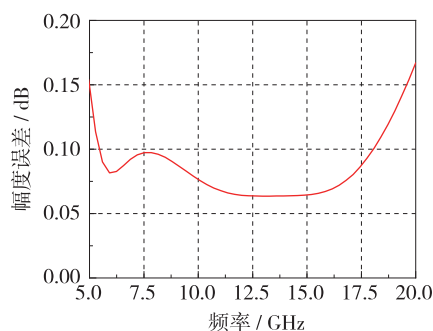


图 14 增益误差曲线

图 15 所示为 64 个状态下的输入/输出回波损耗( $S_{11}/S_{22}$ )仿真曲线,由于电路具有良好的隔离度,状态切换时并不会改变输入和输出阻抗,所以 64 条曲线基本重合,在  $5\sim 20$  GHz 范围内, $S_{11}$  小于  $-8.85$  dB, $S_{22}$  小于  $-10.12$  dB。

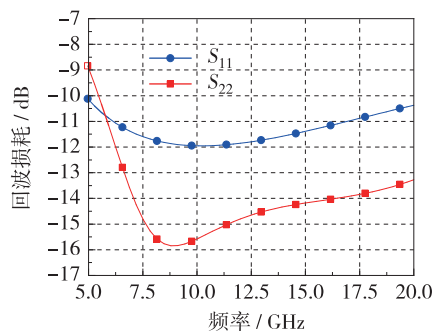


图 15 输入/输出回波损耗曲线

本文移相器与其他文献的性能对比结果如表 1 所示。与采用其他工艺的移相器对比,CMOS 移相器在静态功耗方面具有优势。相同工艺下,本文设计的移相器具有更宽的工作频带和更低的相位和增益误差。

表 1 本文与其他文献中有源移相器的性能对比

参数	文献[2]	文献[4]	文献[8]	本文
工艺节点/nm	250, BiCMOS	130, BiCMOS	40 CMOS	40, CMOS
工作频率/GHz	8~12	6~18	3~7	5~20
移相位数/bit	7	6	8+2	6
增益/dB	$>-8.6$	$>0.12$	$>-2.6$	$>-18.21$
RMS 相位误差/(°)	$<2$	$<5.6$	$<1.67$	$<1.52$
RMS 增益误差/dB	$<1.6$	$<1.05$	$<0.89$	$<0.17$
功耗/mW	223	93.06	16.2	43.5

## 4 结 论

本文基于 40 nm CMOS 工艺,设计了一种超宽带 6 位有源移相器,采用矢量合成的方式实现移相功能,利用三级多相滤波结构的正交信号发生器减小相位误差并扩展了带宽,通过高精度的矢量合成提高了移相精度。仿真结果表明,在 5~20 GHz 频带范围内,以  $5.625^\circ$  为移相步进,达到了  $360^\circ$  的移相范围,输入/输出回波损耗性能良好,RMS 相位误差小于  $1.52^\circ$ ,增益大于  $-18.21$  dB,RMS 增益误差小于 0.17 dB。

### 参 考 文 献:

- [1] QIAN H J, ZHOU J, YANG B, et al. A 4-element digital modulated polar phased-array transmitter with phase modulation phase-shifting [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2021, 56(11): 3331-3347.
- [2] KALYONCU I, OZEREN E, BURAK A, et al. A phase-calibration method for vector-sum phase shifters using a self-generated LUT [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2019, 66(4): 1632-1642.
- [3] KIBAROGLU K, OZEREN E, KALYONCU I. An X-band 6-bit active phase shifter [C] // IEEE Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, Newport Beach, CA, USA. 2014: 62-64.
- [4] YAO Y, LI Z, CHENG G, et al. A 6-bit active phase shifter for X- and Ku-band phased arrays [C] // 2018 IEEE International Conference on Integrated Circuits, Technologies and Applications. Beijing, China. 2018: 124-125.
- [5] LI Z, QIAO J, ZHUANG Y. An X-band 5-bit active phase shifter based on a novel vector-sum technique in  $0.18\ \mu\text{m}$  SiGe BiCMOS [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2021, 68(6): 1763-1767.
- [6] ZHOU J, QIAN H J, LUO X. High-resolution wideband vector-sum digital phase shifter with on-chip phase linearity enhancement technology [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2021, 68(6): 2457-2469.
- [7] HU J T, LI W, HE L, et al. A 65 nm CMOS 6-18 GHz full  $360^\circ$  6-bit phase shifter [C] // 2018 IEEE 18th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems. Anaheim, CA, USA. 2018: 51-53.
- [8] QIAN H J, ZHANG B, LUO X. High-resolution wideband phase shifter with current limited vector-sum [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2019, 66(2): 820-833.
- [9] 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.