

引用格式:张杰,吴蓉,徐进,等.采用 CMOS 工艺的 C 波段 5 bit 数字移相器设计[J].微电子学与计算机,2019,36(11):55-59.
[ZHANG J, WU R, XU J, et al. Design of C-band 5 bit digital phase shifter based on CMOS Technology [J]. Microelectronics & Computer, 2019, 36(11): 55-59]

采用 CMOS 工艺的 C 波段 5 bit 数字移相器设计

张 杰^{1,2}, 吴 蓉¹, 徐 进², 梁竞贤², 来龙坤^{2,3}, 罗卫军^{2,3}

(1 兰州交通大学 电子与信息工程学院, 甘肃 兰州 730070;

2 中国科学院 微电子研究所, 北京 100029; 3 中国科学院大学, 北京 100049)

摘 要: 基于 SMIC 0.13 μm CMOS 工艺, 采用片上巴伦、正交全通滤波器和吉尔伯特单元的设计方案, 设计了一款 C 波段 5 bit 数字移相器。巴伦将单端输入信号分成两路反相的差分信号, 并通过吉尔伯特单元将正交全通滤波器产生的正交信号进行矢量运算。在满足移相精度 11.25° 的条件下, 实现 4.5~7.5 GHz 的工作带宽。电磁场仿真结果显示: 在 4.5~7.5 GHz 频段, 数字移相器插入损耗的典型值是一 10 dB; 输入回波损耗和输出回波损耗分别优于一 10.6 dB 和一 9.9 dB; RMS 移相精度小于 3.5°; 芯片面积 1.66 mm $\times$ 0.74 mm; 该 5 bit MMIC 数字移相器相对带宽为 50%, 适用于 5G 低频段的通信系统中。

关键词: 相控阵; 数字移相器; 片上巴伦; 正交全通滤波器; 吉尔伯特单元; 矢量合成

中图分类号: TN623; TN454

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2019)11-0055-05

Design of C-band 5 bit digital phase shifter based on CMOS technology

ZHANG Jie^{1,2}, WU Rong¹, XU Jin², LIANG Jing-xian²,
LAI Long-kun^{2,3}, LUO Wei-jun^{2,3}

(1 School of Electronic and Information Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;

2 Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China;

3 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Based on SMIC 0.13 μm CMOS technology, a C-band 5 bit digital phase shifter was designed by using on-chip Barron, orthogonal all-pass filter and Gilbert cell. The balun divided the input signal at one end into two inverse differential signals, and then carried out vector operation on the quadrature signals generated by the quadrature all-pass filter through Gilbert cell. The bandwidth of 4.5~7.5 GHz was achieved when the phase-shifting accuracy was 11.25 degrees. The simulation results of electromagnetic field showed that the typical insertion loss of digital phase shifter was -10 dB at 4.5-7.5 GHz; the input and output return losses were better than 10.6 dB and -9.9 dB, respectively; the phase shifting accuracy of RMS was less than 3.5 degrees, the size of the layout was 1.66 mm x 0.74 mm; and the relative bandwidth of the 5 bit MMIC digital phase shifter was 50%, which was suitable for 5G low frequency communication system.

Key words: phased array; digital phase shifter; on-chip balun; quadrature all-pass filter; Gilbert cell; vector sum

1 引言

移相器是电子束转向系统中最基本的元件,主要功能是控制和改变电磁波相位.通过控制移相器的偏置条件,改变电路的工作状态,使电路的输出信号的相位相对于输入信号的相位发生改变,以实现改变电磁波相位的目的^[1].鉴于移相器能够对信号相位进行控制和调整,其广泛应用于卫星通信、微波通信、相控阵雷达和测量等系统中.

有源相控阵雷达是数字移相器最为重要的应用领域.接收/发射组件作为相控阵雷达的关键部件,其设计成败依赖于其中的数字移相器的性能指标.因此,移相器的性能、质量、成本、可靠性等直接影响着相控阵雷达系统的相应指标^[1].数字移相器按结构大体分为无源结构和有源结构.无源结构移相器常见有反射负载型、开关滤波型和高低通滤波型等由无源元件实现^[1-3].无源结构移相器优点是线性度高,移相精度高,功耗低,缺点是带宽窄,片上制作高Q值无源器件难度高,低频电路芯片面积大,因而限制了无源移相器的集成度和成本^[4].

有源移相器是目前移相器设计重要发展方向之一.其基本原理是通过添加 I/Q 输入来合成所需相位,控制 I⁻ 和 Q⁻ 输入之间的不同振幅权重从而合成不同的相位.与无源移相器相比,有源移相器移可以提供 360 度的全相移范围,芯片面积小,易于集成从而降低成本.但电路构架较为复杂,如何降低线性度波动,扩展工作带宽,提高系统增益是有源结构移相器设计的难点^[4].

本文采用 SMIC 0.13 μm CMOS 工艺,设计了一款基于正交全通滤波器和吉尔伯特单元的有源移相器电路,步进值为 11.25°.通过 Cadence 及 ADS2011 仿真调试,完成了 C 波段 5 bit 数字移相器的设计.电磁场仿真结果显示:在 4.5~7.5 GHz 频段,RMS 移相精度小于 3.5°,相对带宽为 50%.

2 系统架构

差分结构的数字移相器结构如图 1 所示.单端的输入信号通过片上巴伦(Balun)获得一组振幅相等,相位相差 180°的差分信号;通过正交全通滤波器(QAF)将前级的差分信号分离成两组正交的差分信号 I 信号和 Q 信号;而后通过矢量合成电路(VCA)将两组正交的差分信号进行矢量合成,并经由输出 Balun 将合成后的差分信号转换为单端的射频信号,从而获得目标相位的输出信号.

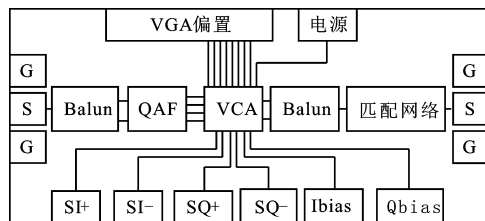


图1 数字移相器系统结构示意图

3 电路设计

3.1 片上巴伦

巴伦位于整个电路的第一级与最后一级,完成信号的单端-差分的转换.若采用传输线结构的巴伦,由于该移相器电路应用于C波段,电长度较大,这将造成传输线十分冗长,难以在片上实现^[5].巴伦的原理图如图2所示.

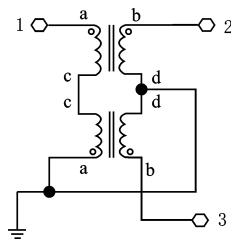
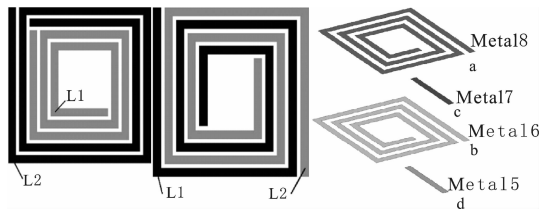


图2 巴伦原理图

常用的变压器结构的巴伦有中心抽头型,交错互绕型和多层互叠型,相应的结构如图3所示.



(a)中心抽头结构 (b)交错互绕结构 (c)多层堆叠结构

图3 三种结构的巴伦

这3种结构的巴伦,其原理图相同,区别在于物理版图,不同类型巴伦的特点如表1所示.耦合系数反映了变压器线圈与线圈之间互耦的能力,耦合系数越大,互耦能力越强,即一个线圈中磁场通过另一个线圈时,损失地越少;自谐振频率反映了变压器适用频率,一旦达到谐振频率点,随着频率增加,变压器的传输损耗会急剧增大,因此应根据使用的频率范围选择合适的结构.

SMIC 0.13 μm 1P8M 的工艺库,具有多层金属,因此,可以采用多层堆叠结构的巴伦,同时兼顾高耦合系数,具有较小面积的优势.通过仿真验证得

表 1 不同类型巴伦的特点

	中心轴头	交错互绕	多层堆叠
耦合系数 K	低(0.3~0.5)	中(0.7~0.8)	高(0.9)
自谐振频率	高	高	低
面积	大	大	小
其他优点	寄生电容小,可用于需扩展带宽的场合	抽头可设计在两侧,方便级联	抽头可设计在两侧,方便级联
其他缺点	耦合系数低,插入损耗较大	紧密耦合与串联电阻电容需折中	寄生电容较大,需使用多层金属

知,虽然多层堆叠结构自谐振频率较低,但高于目标频段,因此该结构适用于此电路中。

该巴伦结构中各器件参数为:主线圈与副线圈均为 3 匝,内径 60 μm,线宽 8 μm,线间距 1.5 μm,使用顶层的 4 层金属。

3.2 正交全通滤波器

正交信号产生电路是有源移相器核心电路之一,其 IQ 正交度和带宽直接影响着移相器的性能。正交信号的产生可以通过多相滤波器、LC 谐振网络、正交全通滤波器等方法实现。为达到较大带宽,多相滤波器需采用多级结构,将造成额外的插入损耗;LC 谐振网络需进行额外的频带拓宽设计,电路设计复杂^[4-6]。为实现覆盖频带宽,正交精度高,插入损耗小的正交化功能,本文采用正交全通滤波器电路来进行输入信号正交化^[7-8]。正交全通滤波器的电路原理图如图 4 所示。该全通滤波结构的传输函数为:

$$\begin{bmatrix} V_{O\pm} \\ V_{OQ\pm} \end{bmatrix} = V_{in} \times \begin{bmatrix} \pm \frac{s^2 + \frac{2\omega_0}{Q}s - \omega_0^2}{s^2 + \frac{2\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \\ \mp \frac{s^2 - \frac{2\omega_0}{Q}s - \omega_0^2}{s^2 + \frac{2\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式(1)中 $V_{in} = V_{in+} = -V_{in-}$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, $Q = \sqrt{LC}/R$ 。由传输函数可以看出,当 Q 取 1 时,该网络有双极点,此时 $V_{O\pm} = -1 - j$, $V_{OQ} = 1 - j$,所以 $V_{O\pm}$ 与 V_{OQ} 振幅相等,相位相差 90°。

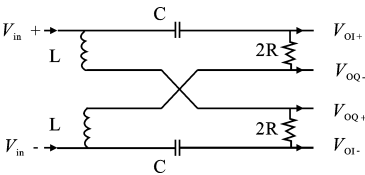


图 4 正交全通滤波器原理图

经仿真与调试,该结构中电感取值 1.32 nH,电容取值 500 fF,电阻取值 100 Ω。

3.3 吉尔伯特单元

矢量合成电路是有源移相器的核心部分之一,本文设计中采用了基于吉尔伯特单元的可变增益放大器作为矢量合成电路,如图 5 所示。

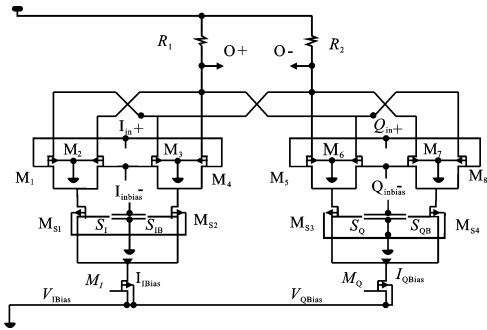


图 5 矢量合成电路原理图

矢量合成电路主要由增益控制、极性选择和矢量相加三个模块组成。增益控制模块由 M_1 与 M_Q 实现,通过对控制电压 V_{IBias} 和 V_{QBias} 的调节,使它们的漏极电流之和为 I_A 。极性选择模块主要由开关管 M_{S1} 、 M_{S2} 、 M_{S3} 、 M_{S4} 组成,通过 S_1 、 S_{IB} 、 S_Q 、 S_{QB} 四个开关分别控制 M_{S1} 、 M_{S2} 、 M_{S3} 、 M_{S4} 的栅极电压状态选择相应极性的支路导通。矢量相加模块主要由 I 支路与 Q 支路两路吉尔伯特单元组成,分别由 $M_1 \sim M_4$ 、 $M_5 \sim M_8$ 构成,他们分别将 I 信号与 Q 信号进行放大,矢量合成后得到目标相位的输出信号^[9-10]。通过极性选择模块与矢量相加模块的协同工作,可合成相位在 360°范围内变化的输出信号。

假设 I_{in+} 和 Q_{in+} 可以表示为 $\sin(\theta)$ 与 $\cos(\theta)$,通过控制 V_{IBias} 与 V_{QBias} 改变支路增益,使 I 信号与 Q 信号分别乘以相应的系数 A 与 B ,并且相加,可以得到输出信号 y 为:

$$\begin{aligned} y &= A\sin\theta + B\cos\theta \\ &= (A^2 + B^2)^{1/2} \sin[\theta + \tan^{-1}(B/A)] \end{aligned} \quad (2)$$

在满足 $A^2 + B^2$ 为常数的条件下,改变 A 、 B 值的大小,可以保持输出信号的幅值不变,而输出信号的相位随 B/A 的比值而改变。而其他象限内的信号可通过改变正交信号 I_{in+} 和 Q_{in+} 的极性为 I_{in-} 或

Q_{in} 即可.

4 版图设计及电磁场仿真结果

4.1 版图设计

本文设计的有源移相器采用 $0.13\ \mu\text{m}$ CMOS 工艺实现,包含片上巴伦、正交全通滤波器、矢量合成电路等单元. 芯片版图在 Cadence 平台上完成,完成设计规则检查、一致性检查等设计流程后,使用 ADS 软件对整体电路进行了电磁场仿真. 经仿真与调试,最终确定电路版图如图 6 所示,包含 PAD 的版图面积为 $1.66\ \text{mm} \times 0.74\ \text{mm}$.

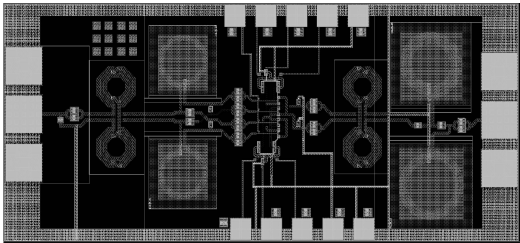


图 6 整体电路版图

4.2 电磁场仿真结果

完成电路原理图设计与版图设计后,使用 ADS 对电路版图进行电磁场仿真,最终获得了移相器在工作频带内的 32 个状态的仿真结果,5 位数字移相器电路的相位、插入损耗和回波损耗性能如图 7~11 所示.

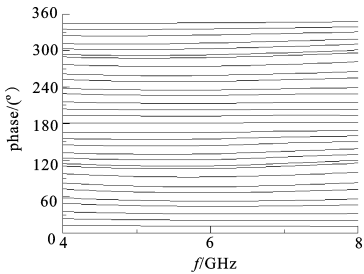


图 7 32 种移相态仿真结果

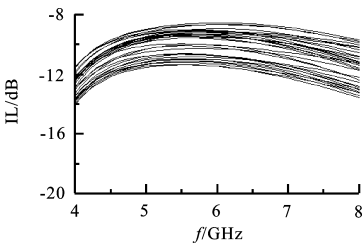


图 8 插入损耗(IL)仿真结果

在 $4.5\sim7.5\ \text{GHz}$ 频带范围内,数字移相器所有 32 种状态相移量仿真结果如图 7 所示;所有状态

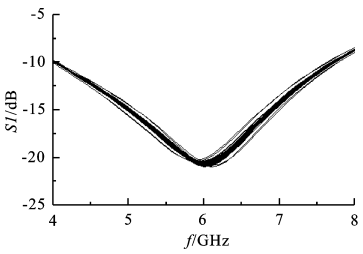


图 9 输入回波损耗仿真结果

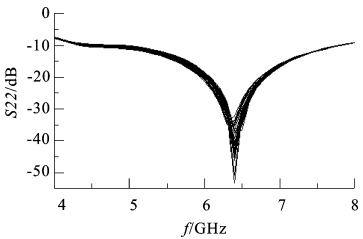


图 10 输出回波损耗仿真结果

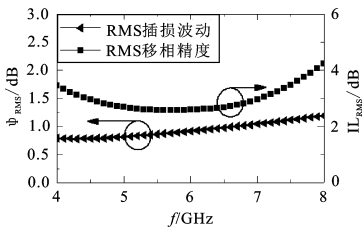


图 11 移相器的 RMS 相位精度和 RMS 插损波动

插入损耗(IL) 典型值为 $-10\ \text{dB}$,如图 8 所示;输入回波损耗 S_{11} 与输出回波损耗 S_{22} 如图 9 和图 10 所示,分别为 $-10.6\ \text{dB}$ 和 $-9.9\ \text{dB}$;32 个状态的相移精度及插入损耗波动如图 11 所示,RMS 相位精度误差低于 3.5° ;RMS 插入损耗波动优于 $1.52\ \text{dB}$.

电磁场仿真结果表明,移相器整体插入损耗较大,主要由片上巴伦的损耗造成. 巴伦的使用是为了便于后续测试工作,因此,除去巴伦的损耗,电路核心结构的插入损耗在 $6\sim7\ \text{dB}$. 后续可通过对矢量合成电路的优化,使核心电路具备一定的放大能力.

5 结束语

本文采用 SMIC $0.13\ \mu\text{m}$ 工艺,设计了一款 C 波段 5 bit MMIC 数字移相器电路,电磁场仿真结果显示,在目标频段 $4.5\sim7.5\ \text{GHz}$ 范围内,RMS 相位误差小于 3.5° ,插入损耗典型值 $-10\ \text{dB}$,输入回波损耗优于 $-10.6\ \text{dB}$,输出回波损耗 $-9.9\ \text{dB}$. 本文设计的移相器电路在 $4.5\sim7.5\ \text{GHz}$ 频带范围内工作频带较宽(50%相对带宽),带宽内较高的相

位精度等性能,适用于 5G 低频段的通信系统中。目前该数字移相器未能表现出增益,后续可通过对巴伦电路和矢量合成电路的进一步优化,改善增益问题。

参考文献:

- [1] 孙朋朋,刘辉,耿苗,等. X 波段 4bit MMIC 数字移相器的设计与实现[J]. 半导体技术, 2017, 42(6): 431-435.
- [2] CHEN LIANG, CHEN XINYU, ZHANG YOUTAO. A high linearity X-band SOI CMOS digitally-controlled phase shifter[J]. Journal of Semiconductors, 2015, 36(6): 115-122.
- [3] LUO WEIJUN, LIU HUI, ZHANG ZONGJING, et al. High-Power X-Band 5-b GaN phase shifter with monolithic integrated E/D HEMTs control logic[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2017(99): 1-7.
- [4] 段宗明,马强,王晓东,等. 200-800MHz 6-Bit CMOS 有源移相器设计[J]. 中国集成电路, 2015, 24(10): 37-42.
- [5] 陈阳. 硅基 CMOS 毫米波开关混频器的研究与设计[D]. 成都:电子科技大学, 2015.
- [6] YAN T C, LIN W Z, KUO C N. A 3.5 GHz phase shifter of high input power range with digitally controlled VGA[C]// 2011 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology. Beijing, China, 2011.
- [7] BORIS M, NATHALIE D, ERIC K, et, al. A 60 GHz reconfigurable active phase shifter based on a vector-modulator in 65nm CMOS technology[J]. International Journal of Microwave & Wireless Technologies,

2016, 8(3): 399-404.

- [8] WOORIM S, REBEIZ G M. 60 GHz active phase shifter using an optimized quadrature all-pass network in 45nm CMOS[C] // IEEE MTT-S International Microwave Symposium digest, IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Montreal, Quebec, 2012.
- [9] DIPANKAR M, PALASH R, DEBASIS D. A variable high gain and high dynamic range CMOS phase shifter for phased array beamforming applications [C]// 2016 IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT). Grand Forks, ND, USA, 2016.
- [10] CHEN YANG. A wideband photonic microwave phase shifter with 360-degree phase tunable range based on a DP-QPSK modulator [J]. Optics Communications, 2018(410): 787-792.

作者简介:

张 杰 男,(1993-),硕士研究生.研究方向为射频电路及集成电路技术.

吴 蓉 女,(1968-),硕士生导师,教授.研究方向为电路与系统和微电子技术.

徐 进 男,(1993-),硕士研究生.研究方向为微波集成电路的设计.

梁贤贤 男,(1994-),硕士研究生.研究方向为微波开关电路和器件.

来龙坤 男,(1995-),硕士研究生.研究方向微波集成电路和氮化镓电平控制电路.

罗卫军(通讯作者) 男(1981-),博士,副研究员.研究方向为 GaN 微波器件与集成电路.

E-mail:luoweijun@ime.ac.cn.

(上接第 54 页)

- [11] ITU-R S. 672-4. Satellite antenna radiation pattern for use as a design objective in the fixed-satellite service employing geostationary satellites[S]. Geneva: International Telecommunication Union, 1997.
- [12] 汪春霆,张俊祥,潘申富,等. 卫星通信系统[M]. 北京:国防工业出版社, 2012.
- [13] LOO C, BUTTERWORTH J S. Land mobile satellite channel measurements and modeling[J]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86(7):1442-1463.

作者简介:

熊 菊 女,(1991-),硕士研究生.研究方向为卫星干扰信道建模. E-mail:1179979329@qq.com

苏泳涛 男,(1976-),博士,副研究员.研究方向为通信信号处理、专用 DSP 架构和指令集设计、异构多核处理器实时任务调度.

吉 凯 男,(1994-),硕士研究生.研究方向为卫星系统建模与功控算法设计.