

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2021.11.002

应用于有源巴伦的新型幅度相位间接纠正技术

李世元

(天津大学 天津市成像与感知微电子技术重点实验室, 天津 300072)

摘要:针对毫米波频段下有源巴伦输出端口间存在的幅度和相位失配问题,提出了一种新型幅度相位间接纠正技术。该技术利用共射-共基结构将输入的幅度与相位误差进行平均分配和重组,同时将输入信号间的未知变量误差转化为内部纠正电路中的固有误差,从而实现对原误差的限制和间接纠正,继而产生一对新的理想差分输出信号。构建数学模型进行分析与推导,证实了该技术在理想情况下的可行性,并通过电路仿真对理论进行验证。仿真结果表明,该纠正电路 3 dB 带宽为 96~113 GHz,峰值增益为 12.7 dB。在 105 GHz 频率下,对于幅度误差为 0~10 dB,相位误差在 10°~110°范围内变化的所有输入信号,输出信号间幅度误差均小于 0.3 dB,相位误差均小于 5.3°,电路总功耗为 54 mW。

关键词:毫米波;有源巴伦;幅度误差;相位误差;间接纠正

中图分类号:TN433

文献标志码:A

文章编号:1000-582X(2021)11-009-08

A novel magnitude and phase indirect correction technique for active baluns

LI Shiyuan

(Tianjin Key Laboratory of Imaging and Sensing Microelectronic Technology,
Tianjin University, Tianjin 300072, P. R. China)

Abstract: A novel magnitude and phase indirect correction technique for active baluns was proposed to solve the amplitude and phase mismatch between outputs at millimeter wave frequency. With this technique, the input gain and phase errors are equally distributed and recombined by common emitter-common base structure. In the process of distribution and combination, the unknown variable errors between the input signals were transformed into the inherent errors caused by the correction circuits so as to restrict and indirectly correct the input gain and phase errors, resulting in a new ideal differential output signal. The mathematical model and derived formulas confirmed the feasibility of the technique in ideal conditions and the simulation demonstrated the effectiveness of the circuit and validated the theoretical analysis. The simulation results show that the 3 dB bandwidth of the correction circuit was 96-113 GHz and the maximum power gain was 12.7 dB. The differential outputs had gain error less than 0.3 dB and phase error less than 5.3° when the inputs had gain error from 0 dB to 10 dB and phase error from 10° to 110° at 105 GHz. The dc power consumption was 54 mW.

Keywords: millimeter-wave (MMW); active balun; gain error; phase error; indirect correction

收稿日期:2020-09-04

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2016YFA0202200)。

Supported by National Key R&D Program of China(2016YFA0202200).

作者简介:李世元(1994—),男,硕士研究生,主要从事射频集成电路研究,(E-mail)15122882817@163.com。

在无线通信应用领域中,相较于单端系统,差分系统具有消除串扰、抑制噪声与偶次谐波失真的优点。其中,巴伦结构作为将单端信号转为差分信号的重要射频组件,应用极为广泛。

巴伦按组成可分为有源巴伦与无源巴伦。在射频集成电路中,与无源巴伦相比,有源巴伦面积较小,同时在信号转换过程中可以为电路提供增益,因此受到广泛关注^[1-3]。当频率较低时,寄生效应较弱,由共射-共基结构组成的传统有源巴伦能够将单端信号转为一对差分信号^[4-6]。然而,当工作频率接近毫米波时,寄生效应增强,传统巴伦结构的输出端存在较大的幅度与相位误差^[7-9],继而影响到后续电路的共模噪声、谐波抑制等性能,因此需要对输出端口间幅度与相位误差进行抑制。2010年,文献[10]提出相位纠正技术,该技术能够在毫米波频段下对有源巴伦输出端口间的相位误差进行纠正,但不能对幅度误差进行纠正^[10]。文献[11]在相位纠正技术的基础上采用正负反馈回路,提出可同时纠正幅度与相位误差的纠正技术。然而,当反馈回路的环路增益为1时,该纠正电路会面临自激振荡的风险^[11]。

为了解决上述问题,在毫米波频段下实现对幅度与相位误差的同时纠正,提出了一种应用于有源巴伦的新型幅度相位间接纠正技术。该技术将输入信号间的幅度与相位误差转换为内部固有误差,并通过减小内部误差实现间接纠正。

1 传统相位纠正技术基本原理

由于共源结构对信号反相放大而共栅结构对信号同相放大的工作特性,共源共栅结构可作为巴伦实现信号的单端转差分。图1为传统相位纠正技术原理图,包含了2个相同的共源共栅结构。为方便起见,将输入端口间相位误差表示为 $\Delta\theta_A$,幅度误差表示为 G_A 。由于寄生效应的影响,内部纠正电路中的共源共栅结构也会引入新的幅度与相位误差,因此将该部分相位误差表示为 $\Delta\theta_B$,幅度误差表示为 G_B 。

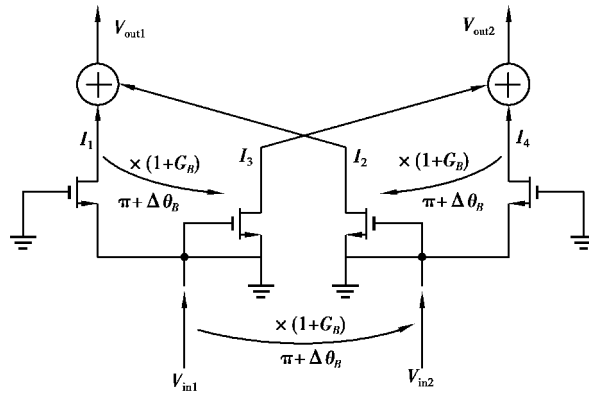


图1 传统相位纠正技术原理图

Fig. 1 Conventional phase-correction technique

纠正电路将输入信号分配成4条支路电流,各支路电流表示为

$$\begin{aligned} I_1 &= \sin\omega t, \\ I_2 &= (1 + G_A)(1 + G_B) \times \sin(\omega t + \Delta\theta_A + \Delta\theta_B), \\ I_3 &= -(1 + G_B) \times \sin(\omega t + \Delta\theta_B), \\ I_4 &= -(1 + G_A) \times \sin(\omega t + \Delta\theta_A). \end{aligned} \quad (1)$$

4条支路的电流信号在输出端重新组合,产生一对新的差分信号,表示为

$$\begin{aligned} V_{out1}: I_1 + I_2 &= \frac{(2 + G_A + G_B + G_A G_B)}{2} \cos\left(\frac{\Delta\theta_A + \Delta\theta_B}{2}\right) \times \\ &\sin\left(\omega t + \frac{\Delta\theta_A + \Delta\theta_B}{2}\right) + (G_A + G_B + G_A G_B) \times \\ &\sin\left(\frac{\Delta\theta_A + \Delta\theta_B}{2}\right) \cos\left(\omega t + \frac{\Delta\theta_A + \Delta\theta_B}{2}\right), \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned}
 V_{\text{out}2}: I_3 + I_4 = & \underline{(2 + G_A + G_B)} \cos\left(\frac{\Delta\theta_A - \Delta\theta_B}{2}\right) \times \\
 & \sin\left(\omega t + \frac{\Delta\theta_A + \Delta\theta_B}{2}\right) - (G_A - G_B) \times \\
 & \sin\left(\frac{\Delta\theta_A - \Delta\theta_B}{2}\right) \times \cos\left(\omega t + \frac{\Delta\theta_A + \Delta\theta_B}{2}\right). \quad (3)
 \end{aligned}$$

比较式(2)和式(3)中各项可知,输出信号间相位完全相同,而幅度存在一定差异,如式中下划线标注,该差异主要是由实数值 2、 G_A 与 G_B 组成的幅度项“ $2 + G_A + G_B + G_A G_B$ ”与“ $2 + G_A + G_B$ ”之间的差异引起的。当 G_A 、 G_B 与实数值 2 相比较小时, G_A 、 G_B 在幅度项中占比重较小,“ $2 + G_A + G_B + G_A G_B$ ”与“ $2 + G_A + G_B$ ”近似相等,因此输出信号的幅度误差较小, $V_{\text{out}1}$ 与 $V_{\text{out}2}$ 为一对差分信号。在这种情况下,传统相位纠正技术可以对相位误差进行有效抑制。

然而,当 G_A 、 G_B 与实数值 2 可比拟时,输出信号 $V_{\text{out}1}$ 与 $V_{\text{out}2}$ 之间存在不可忽略的幅度误差,这意味着传统相位纠正技术不能对较大的幅度误差进行限制和纠正。随着频率的提高,由于寄生效应的影响,纠正电路所引入的相位误差 $\Delta\theta_B$ 与幅度误差 G_B 随之变大,造成输出端口间的幅度误差进一步变大。因此,传统相位纠正技术不能够同时纠正幅度与相位误差,且随着工作频率提高,纠正能力有所下降。

2 新型幅度相位间接纠正技术

2.1 新型幅度相位间接纠正技术的工作原理

文章在传统相位纠正技术的基础上进行改进,提出了新型幅度相位间接纠正技术。该技术巧妙地改变了输入信号在纠正电路中的分配与重组路径,同时将原幅度相位误差转换为新的内部误差,并通过减小内部误差继而实现间接纠正。

新型幅度相位间接纠正技术原理如图 2 所示。与传统相位纠正技术不同,该间接纠正技术采取了不同的信号分配与重组路径,2 个共射-共基纠正电路中的共射支路合并为一组信号,将共基支路合并为另一组信号。同样,将输入端口间的相位误差表示为 $\Delta\theta_A$, 幅度误差表示为 G_A 。

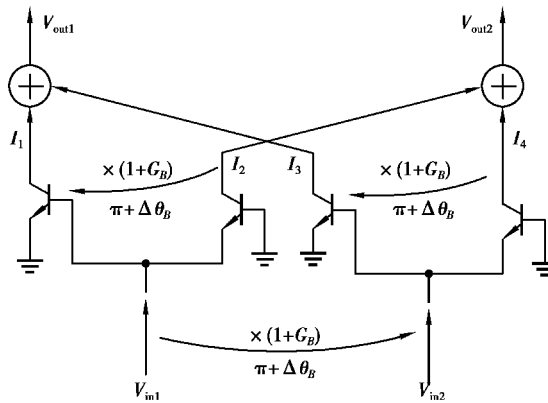


图 2 新型幅度相位间接纠正技术原理图

Fig. 2 Proposed magnitude and phase indirect regularization technique

需要特别注意, $\Delta\theta_A$ 仅表示输入信号间的相对相位误差,而不是绝对相位差。将输入信号间的绝对相位差表示为 θ_A , 那么对于差分系统来说, $\Delta\theta_A$ 与 θ_A 满足

$$\theta_A = \pi + \Delta\theta_A. \quad (4)$$

纠正电路将输入信号分为 4 条支路电流,各支路电流表示为

$$\begin{aligned}
 I_1 &= -(1 + G_B) \times \sin(\omega t + \Delta\theta_B), \\
 I_2 &= \sin\omega t, \\
 I_3 &= -(1 + G_A)(1 + G_B) \times \sin(\omega t + \theta_A + \Delta\theta_B), \\
 I_4 &= (1 + G_A) \times \sin(\omega t + \theta_A).
 \end{aligned} \tag{5}$$

4 条支路的电流信号在输出端重新组合,产生一对新的差分信号,表示为

$$\begin{aligned}
 V_{\text{out1}}: I_1 + I_3 &= -\underline{(2 + 2G_B)} \cos\left(\frac{\theta_A}{2}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\theta_A}{2} + \underline{\Delta\theta_B}\right) - \\
 &\quad G_A(1 + G_B) \sin(\omega t + \theta_A + \underline{\Delta\theta_B}),
 \end{aligned} \tag{6}$$

$$V_{\text{out2}}: I_2 + I_4 = 2\cos\left(\frac{\theta_A}{2}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\theta_A}{2}\right) + G_A \sin(\omega t + \theta_A). \tag{7}$$

通过对比式(6)和式(7)中各项的系数和初相位,可以观察到在新产生的输出信号,即 V_{out1} 与 V_{out2} 之间,存在 4 处不同,如式(6)中下划线所示。这意味着对于新型幅度相位间接纠正技术,其输出端口间仍存在幅度与相位误差。

然而,由于式(6)和式(7)中的差异项均来源于 G_B 和 $\Delta\theta_B$,输出端口间的误差仅取决于 G_B 和 $\Delta\theta_B$,仅由内部共射-共基纠正电路所引入的额外幅度与相位误差决定,与输入信号间的原幅度与相位误差 G_A 和 $\Delta\theta_A$ 无关。

由于不同的输入差分信号之间存在着不同的幅度与相位误差,可将输入误差 G_A 和 $\Delta\theta_A$ 视为未知的变量误差。在设计过程中,一旦内部纠正电路的结构与参数确定,其所引入的额外误差随之确定,可将内部误差视为已知的固有误差。由于该技术最终得到的输出误差仅取决于 G_B 和 $\Delta\theta_B$,与 G_A 和 $\Delta\theta_A$ 无关,因此,该技术可将输入信号间的未知变量误差转换为内部纠正电路中的已知固有误差。

2.2 内部纠正电路的设计与优化

通过以上分析可知,内部纠正电路所引入的额外误差越小,新型幅度相位间接纠正技术的纠正能力越强。为了减小输出端口间的幅度与相位失配,只需要减小固有误差 G_B 和 $\Delta\theta_B$ 。

在理想情况下,由共射-共基结构组成的内部纠正电路输出一对幅度相同、相位相差 180° 的差分信号。由于共射与共基结构中寄生参数的不同,输出端存在幅度与相位误差不平衡。当工作频率较低时,寄生效应的影响较弱,共射共基结构所产生的固有误差 G_B 和 $\Delta\theta_B$ 接近 0,该技术在低频下具有良好的纠正能力;当频率接近毫米波时,寄生效应的影响增强,内部纠正电路所引入的误差变大,纠正能力降低。

因此,针对内部纠正电路进行优化设计,提高该技术在高频下的纠正能力。

传统内部纠正电路与优化后的内部纠正电路结构如图 3 所示。

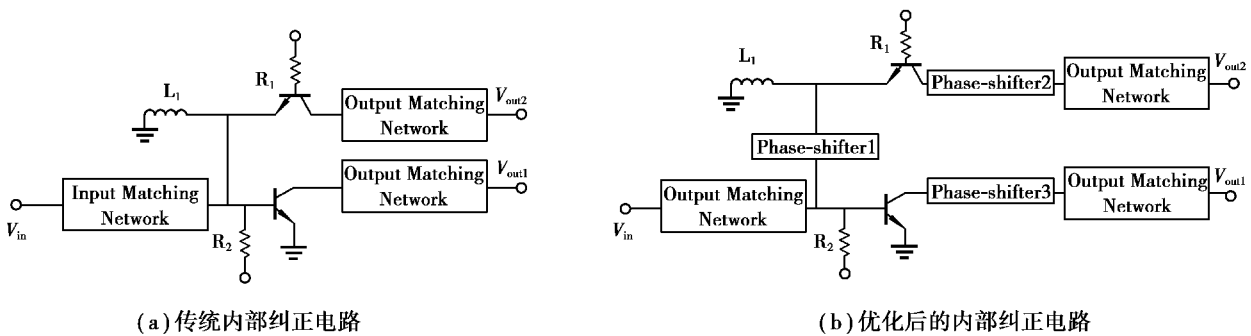


图 3 传统内部纠正电路与优化后结构对比

Fig. 3 Comparison of traditional internal correction circuit with the optimized structure

在传统内部纠正电路中,共射共基结构的不同路径上寄生参数不同。高频下的寄生效应导致输出端口间存在较大的幅度与相位误差,即内部纠正电路所引入的固有误差变大,继而降低了幅度与相位纠正电路性能。

为解决传统内部纠正电路所引入的固有误差较大的问题,对其进行优化设计。在传统内部纠正电路的

输入与输出端分别添加额外的移相网络,从而补偿共射共基结构的相位误差;通过适当调节共射管与共基管的参数大小,以减小传统内部纠正电路所引入的幅度误差。具体优化方案如图 4 所示。

整个内部纠正电路包含 3 部分,分别为输入匹配网络,输出匹配网络与移相网络。其中,输入匹配网络包括 MIM 电容 C_1 和 C_2 ,输出匹配网络包括传输线 L_5 与输出端节点电容。传输线 L_2 构成共基结构的直流回路,同时通过优化 L_2 来改善输入回波损耗。移相网络由 2 部分组成,分别为输入端移相网络 L_2 和输出端移相网络 L_3 、 L_4 。通过适当调整共射管 Q_1 与共基管 Q_2 的发射极长度和并联个数来减小纠正电路的幅度误差,并通过调节输入和输出移相网络 $L_2 \sim L_4$ 的长度,减小相位误差,继而在输出端得到一对幅度接近一致,相位相差 180° 的差分信号。因此,适当改变晶体管参数和添加无源移相网络,可以有效地减小内部纠正电路所引入的额外幅度和相位误差,提高该技术在高频下的纠正性能。

与传统相位纠正技术相比,该间接纠正技术能够同时将幅度误差与相位误差限制在一定阈值范围内,从而达到幅度与相位同时纠正的目的。由于该技术独立于输入信号,输入信号的不平衡程度越大,该技术的纠正能力越强。

3 利用电路仿真验证间接纠正理论

在 ADS 仿真平台中,基于 $0.13\mu\text{m}$ SiGe BiCMOS 工艺搭建新型幅度相位间接纠正电路,如图 5 所示。

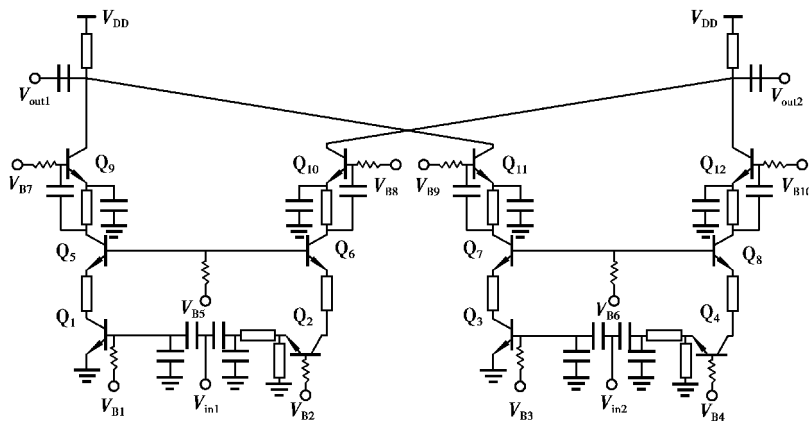


图 5 新型幅度相位间接纠正电路原理图

Fig. 5 Schematic of the magnitude and phase indirect correction circuit

整个电路采用堆叠的拓扑,其中,内部纠正结构包含了 2 对相同的共射-共基放大器($Q_1 \sim Q_4$),将输入信号分配到 4 条支路。晶体管 Q_9 与 Q_{11} 、 Q_{10} 与 Q_{12} 作为共射放大器,分别将 2 条共射支路与共基支路的电流信号进行合并,采用电路复用技术,在提高增益的同时降低了电路功耗。晶体管 $Q_5 \sim Q_8$ 叠加在纠正结构与合成结构之间,进一步提高增益。采用优化后的内部纠正电路来减小高频下共射-共基结构所引入的内部幅度与相位误差,从而保证新型幅度相位间接纠正技术在高频下的纠正能力。

纠正电路的增益性能如图 6 所示,在中心频率 105 GHz 下,最大增益为 12.7 dB ,电路的 3 dB 带宽为 $96 \sim 113\text{ GHz}$ 。

纠正电路输出端口间的幅度与相位误差随频率变化曲线如图 7 所示。在 $96 \sim 113\text{ GHz}$ 的带宽范围内,输出端口的最小幅度误差为 0.03 dB ,最大幅度误差为 0.124 dB ;最小相位误差为 2.88° ,最大相位误差为 4.772° 。在毫米波频段下,纠正电路的输出端口间误差较小,平衡性良好。

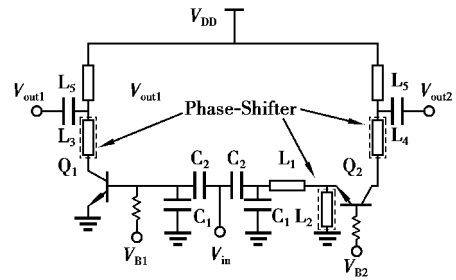


图 4 所提出的内部纠正电路原理图

Fig. 4 Proposed internal correction circuit

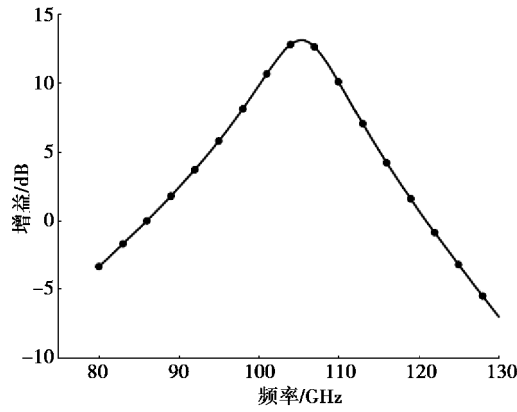


图 6 纠正电路的增益仿真结果

Fig. 6 The simulated gain of the correction circuit

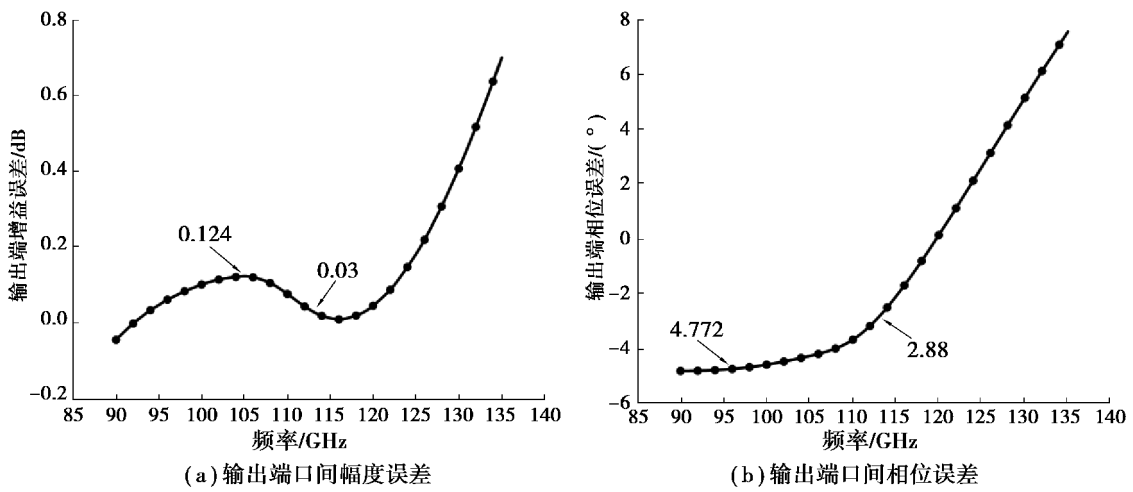


图 7 在不同频率下,输出端口间的幅度与相位误差

Fig. 7 Output phase-error and gain-error versus frequency

为了验证新型幅度相位间接纠正技术在不同输入误差下的适用性与鲁棒性,改变输入信号间的幅度与相位误差,重复进行仿真。假定输入信号间的幅度误差在 0~10 dB、相位误差在 10°~100°范围内取值,纠正后的输出端口间幅度与相位误差如图 8 所示。

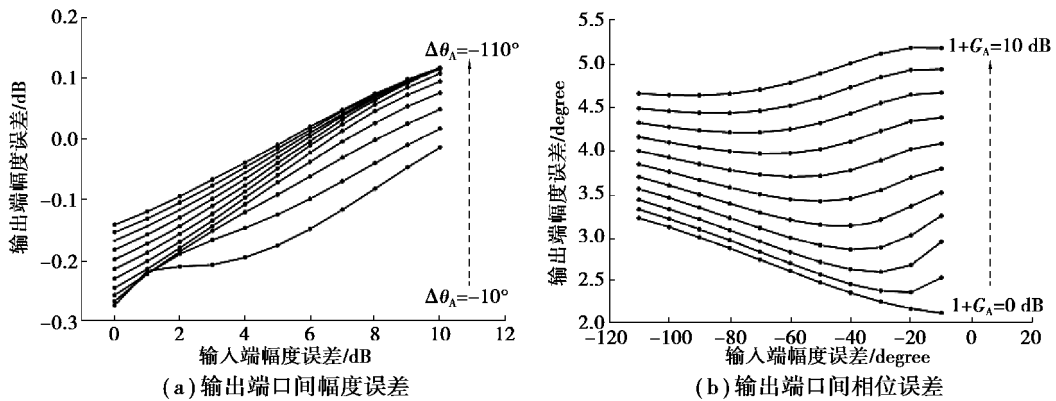


图 8 在不同输入误差下,输出端口间误差结果

Fig. 8 Output phase-error and gain-error versus input phase-error and gain-error

经电路仿真验证可得,当输入信号间幅度误差在 $0\sim 10$ dB、相位误差在 $10^\circ\sim 100^\circ$ 范围内任意取值时,输出端口间幅度与相位误差发生改变。当输入幅度误差为 5 dB,相位误差为 110° 时,输出端口间幅度误差取得最小值 0 dB,此时输出相位误差为 4° ;当输入幅度误差为 0 dB,相位误差为 10° 时,输出端口间相位误差取得最小值 2.1° ,此时输出幅度误差为 0.27 dB。在整个带宽范围内,输出端口的幅度误差均小于 0.3 dB,相位误差均小于 5.3° ,电路最大增益为 12.7 dB,功耗为 54 mW。

在毫米波频段下,对于不同的输入幅度与相位误差,新型幅度相位间接纠正技术均展现出良好的幅度相位纠正性能,具有较强的适用性与鲁棒性。

将文中算法应用于有源巴伦的纠正电路,其性能参数与其他文献进行比较,结果如表 1 所示。

表 1 文中电路与其他参考文献的参数对比

Table 1 Comparison of parameters in the reference and this work

算法	工艺	带宽/GHz	幅度误差/dB	相位误差/ $^\circ$	增益/dB	功耗/mW
文献[12]	90 nm CMOS	60.0~67.0	1.7	10.0	17.6	19.0
文献[13]	0.35 μm SiGe HBT	0.1~70.0	2.5	14.0	2.5	29.7
文献[14]	0.18 μm BiCMOS	22.0~32.5	1.8	12.0	18.6	16.2
文献[15]	0.13 μm BiCMOS	60.0~80.0	1.3	9.1	-3.2	108.0
文中算法	0.13 μm BiCMOS	96.0~113.0	0.3	5.3	12.7	54.0

4 结 论

文章针对毫米波频段下有源巴伦输出端口间存在的幅度与相位失配问题,提出了一种具有鲁棒性的新型幅度相位间接纠正技术。该技术利用共射-共基结构对输入信号进行重新分配与合成,同时将输入的原未知变量误差转换为新的固有误差,并通过减小固有误差从而实现间接纠正。理论分析与仿真结果证明,在毫米波频段下,新型幅度相位间接纠正技术具有良好的纠正性能,为解决有源巴伦的输出端口失配提供了新的方案。

参考文献:

- [1] Lee C J, Lee H J, Kang D M, et al. 120GHz low power, high gain, wideband active balun for chip-to-chip communication [C]// Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems. San Diego, CA, USA. IEEE, 2015: 18-20.
- [2] Pantoli L, Stornelli V, Leuzzi G, et al. An ultra-wideband monolithic active balun[C]// 2018 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC). July 5-6, 2018, Brive La Gaillarde, France. IEEE, 2018: 1-3.
- [3] Choi C, Son J H, Lee O, et al. A 12-dBm OIP₃60-GHz RF downconversion mixer with an output-matching, noise-and distortion-canceling active balun for 5G applications[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017, 27(3): 284-286.
- [4] Blaakmeer S C, Klumperink E A M, Leenaerts D M W, et al. Wideband balun-LNA with simultaneous output balancing, noise-canceling and distortion-canceling[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2008, 43(6): 1341-1350.
- [5] Viallon C, Venturin D, Graffeuil J, et al. Design of an original K-band active balun with improved broadband balanced behavior[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2005, 15(4): 280-282.
- [6] Rao P Z, Chang T Y, Liang C P, et al. An ultra-wideband high-linearity CMOS mixer with new wideband active baluns

- [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009, 57(9): 2184-2192.
- [7] Mastantuono D, Manstretta D. A low-noise active balun with IM2 cancellation for multiband portable DVB-H receivers[C] // 2009 IEEE International Solid-State Circuits Conference-Digest of Technical Papers. February 8-12, 2009, San Francisco, CA, USA. IEEE, 2009: 216-217.
- [8] Jung K, Eisenstadt W R, Fox R M, et al. Broadband active balun using combined cascode-cascade configuration[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, 56(8): 1790-1796.
- [9] Ferndahl M, Vickers H O. The matrix balun-A transistor-based module for broadband applications[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009, 57(1): 53-60.
- [10] Chiang H H, Huang F C, Wang C S, et al. A 63 GHz low-noise active balun with broadband phase-correction technique in 90 nm CMOS[C] // 2010 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference. November 8-10, 2010, Beijing, China. IEEE, 2010: 1-4.
- [11] Chou S C, Huang F C, Wang C K. A 60 GHz wideband active balun using magnitude and phase concurrent correction technique in 65nm CMOS[C] // 2012 IEEE Asian Solid State Circuits Conference (A-SSCC). November 12-14, 2012, Kobe, Japan. IEEE, 2012: 273-276.
- [12] Chiang H H, Huang F C, Wang C S, et al. A 90 nm CMOS V-band low-noise active balun with broadband phase-correction technique[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2011, 46(11): 2583-2591.
- [13] Gharib A, Weigel R, Kissinger D. A 70 GHz bandwidth low-power active balun employing common-collector resistive feedback in 0.35 μm bipolar SiGe technology [C] // 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014). June 1-6, 2014, Tampa, FL, USA. IEEE, 2014: 1-3.
- [14] Geha C D, Nguyen C, Silva-Martinez J. A wideband low-power-consumption 22-32.5-GHz 0.18- μm BiCMOS active balun-LNA with IM2 cancellation using a transformer-coupled cascode-cascade topology[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, 65(2): 536-547.
- [15] Kim S Y, Kang D W, Koh K J, et al. An improved wideband all-pass I/Q network for millimeter-wave phase shifters [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, 60(11): 3431-3439.

(编辑 詹燕平)