

文章编号: 2095-4980(2018)05-0829-06

推-推振荡器共用谐振器分析与低相位噪声设计

李智鹏¹, 凌 源¹, 钟 伟¹, 鲍景富²

(1.中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621999; 2.电子科技大学 电子工程学院, 四川 成都 611731)

摘 要: 为实现低相位噪声平面振荡器, 对推-推振荡器的共用谐振器与相位噪声优化方法进行了研究。提出一种基于多环式开口谐振环的差分传输线, 通过加载一对耦合谐振环的方式实现 2 个单元振荡器之间的弱耦合, 提高了共用谐振器的频率选择特性。基于该结构设计并实现了一种 X 波段推-推振荡器, 在设计中采用一种基于振荡器有源品质因子的相位噪声优化方法。测试结果表明: 该振荡器在输出二次谐波 9.52 GHz 处的相位噪声为 -115.48 dBc/Hz@100 kHz, 基波抑制制度达到 -54.55 dBc。

关键词: 推-推振荡器; 差分传输线; 共用谐振器; 有源品质因子; 相位噪声

中图分类号: TN752.5

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201805.0829

Common resonator analysis and low phase-noise design in push-push oscillator

LI Zhipeng¹, LING Yuan¹, ZHONG Wei¹, BAO Jingfu²

(1.Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China;

2.School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu Sichuan 611731, China)

Abstract: In order to obtain low phase noise planar oscillator, the common resonator and phase noise optimization method in push-push oscillators are studied in this paper. Firstly, a differential transmission line loaded by a coupled-pair of multiple split ring resonators is proposed to achieve weak coupling between two sub-oscillators, and the frequency selectivity of common resonator is improved. Then an X-band push-push oscillator utilizing this structure is designed and realized, and a phase noise optimization method based on active quality factor of oscillator is adopted in the design. The measured phase noise is -115.48 dBc/Hz@100 kHz offset at the second harmonic frequency of 9.52 GHz, and the suppression of fundamental frequency component achieves -54.55 dBc.

Keywords: push-push oscillator; differential transmission line; common resonator; active quality factor; phase noise

随着电子通信技术的快速发展, 对振荡器相位噪声的要求也越来越高。传统介质与金属腔体振荡器已不能满足现代电子系统集成化、低成本的要求, 因此平面结构振荡器的应用日益增多, 但是其相位噪声性能又受到平面结构高损耗、低品质因子的限制, 因此低相位噪声平面振荡器的研究具有重要意义。相比于传统振荡器, 推-推振荡器工作在基波而输出为二次谐波, 实现了振荡加二倍频的功能, 成倍提高了有源器件的工作频率范围; 作为一种耦合振荡器, 推-推振荡器推相位噪声相比二倍频器有改善^[1-2], 单元振荡器之间的 180°相差使其中心对称面可以视为射频“虚地”, 具有更好的抗负载牵引能力, 低相噪推-推振荡器技术引起了广泛关注。为实现低相位噪声推-推振荡器, 通常选择高 Q 值介质谐振器(Dielectric Resonator, DR)作为耦合网络^[3-4], 但是其立体结构难与其他微波电路集成, 并且成本较高。由于平面谐振器在集成度以及成本上的优势, 平面推-推振荡器技术应用更加广泛。Dusopt L 等采用半波长微带谐振器代替 DR, 实现了 18 GHz 的平面式推-推振荡器, 测得偏离载波 100 kHz 处的相位噪声为 -107.7 dBc/Hz, 基波抑制制度为 -17 dBc^[5]。H Xiao 等提出一种基于环形槽线谐振器(Slot-ring resonator)的 16 GHz 推-推振荡器, 偏离载波 100 kHz 处的相位噪声为 -103.8 dBc/Hz^[6]。H W Lee 等利用小型化发夹式谐振器(Hairpin resonator)实现了 18 GHz 的推-推振荡器, 其频偏 100 kHz 处的相位噪声为 -86.78 dBc/Hz, 基波抑制制度为 -33 dBc^[7]。而一种更为简单的推-推振荡电路结构是采用相移为 180°的传输

收稿日期: 2017-07-17; 修回日期: 2017-08-21

线(Transmission Line, TL)作为耦合网络连接 2 个单元振荡器实现^[8-9]。相比微带谐振器, 基片集成波导(Substrate Integrated Waveguide, SIW)谐振器损耗更低, Q 值更高, 也被作为共用谐振器来实现推-推振荡器, 2013 年, P Su 设计了一个 14 GHz 的 SIW 推-推振荡器, 采用具有 180° 相差的 Wilkinson 合路器来保证 2 个单元振荡器的反相工作模式^[10]。2014 年, Z Chen 等通过将单元振荡器分别放置在基片的两面, 实现了 25.18 GHz 的推-推式 SIW 振荡器, 测得其偏离载波 100 kHz 的相位噪声为 -91.1 dBc/Hz, 基波抑制度为 -13.1 dBc^[11]。可见在平面推-推振荡器中, 相位噪声性能受到平面谐振器 Q 值较低的限制。

为实现低相位噪声, 本文首先分析了推-推振荡器中耦合强度对共用谐振器 Q 值的影响, 并基于平面异向介质传输线技术, 提出了一种既具有高 Q 值又能为 2 个单元振荡器提供 180° 相差的差分传输线结构。基于该结构设计了 X 波段的平面推-推振荡器, 并在设计中采用振荡器有源品质因子对相位噪声进行优化。

1 共用谐振器分析与高 Q 值差分传输线设计

在耦合振荡器的噪声模型中^[1-2], 都将无源耦合网络视为理想无损耗的, 共用谐振器在推-推振荡器与传统谐振器在单个振荡电路中相比, 其输出端口数量增加了 1 倍, 而耦合端口的增加会引入耦合损耗^[12]与负载损耗, 并且谐振器中的能量会分别耦合到 2 个单元电路中, 从每个端口来看, 会造成谐振器 Q 值的恶化。图 1 为单端耦合谐振器与双端耦合谐振器的等效电路, 其中 $R_s-L_s-C_s$ 为谐振器, R_p 表示每个端口的耦合损耗与负载损耗, n 为端口的耦合系数。

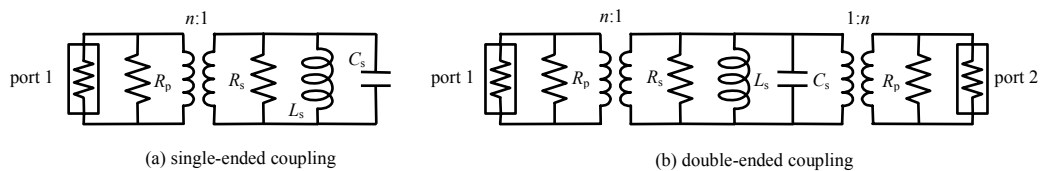


Fig.1 Structure of resonator external coupling
图 1 谐振器外部耦合结构

通过降低谐振器与外部负载之间的耦合系数可以减小这种恶化, 这表示当 2 个单元振荡器之间的共用谐振器作为弱耦合网络时, 增加的端口对谐振器性能影响较小, 更易获得低相位噪声性能。值得注意的是, 若耦合强度太弱会恶化推-推振荡器的基波抑制度, 在设计时需要相位噪声与基波抑制度等指标进行权衡。

本节设计了一种加载多环式开口谐振环(Multiple Split Ring Resonators, MSRR)的差分传输线作为推-推振荡器的耦合网络, 采用一对耦合 MSRR 代替传统的单个 MSRR 实现了 2 个单元振荡器之间的弱耦合, 提高了共用谐振器的 Q 值。图 2 为加载 MSRR 的单微带线与差分微带线结构, 采用全波电磁仿真软件 HFSS 对其进行建模, 选用 Rogers 4350 基片, 其介电常数为 3.66, 基片厚度为 0.508 mm。其主要结构尺寸为: $a=5$ mm, $t=0.4$ mm, $s=0.2$ mm, $d_1=0.1$ mm, $w_1=0.6$ mm, $w_2=1.1$ mm。仿真结果如图 3 所示, 根据其带阻特性, 可以从其插入损耗 S_{21} 获取有载品质因子 Q_L ^[13], 得到加载 MSRR 单传输线的插损与 Q_L 分别为 -13.1 dB 与 125, 而加载了 MSRR 差分传输线的插损和 Q_L 分别为 -5.3 dB 和 18。可见, 耦合端口的增加使得差分传输线相比于单传输线插损变小, 频率选择性变差, 不利于实现低相位噪声振荡器。

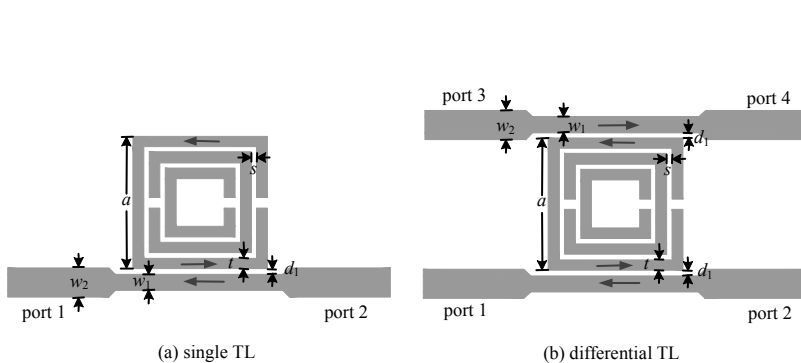


Fig.2 Structure of TL loaded by a MSRR cell
图 2 加载单个 MSRR 的传输线结构

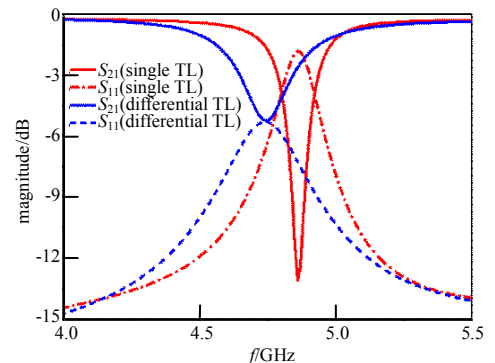


Fig.3 Frequency response of single TL and differential TL loaded by a MSRR cell
图 3 加载 MSRR 的单传输线与差分传输线频率响应

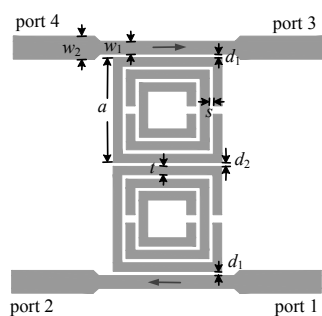


Fig.4 Differential TL utilizing one coupled MSRR cell-pair

图 4 加载一对耦合 MSRR 单元的差分传输线

为了提高差分传输线的 Q 值, 可将其设计为弱耦合网络的形式, 因此采用 MSRR 耦合对的结构来代替单个 MSRR。图 4 为加载耦合 MSRR 对的差分传输线结构。该差分传输线的磁场分布如图 5 所示, 可以看到在差模与共模情况下, 穿过耦合对中每个 MSRR 单元的法向激励磁场同向, 这表示差模与共模激励都可在 MSRR 单元中形成电流环, 从而在谐振频率附近抑制信号的传输。此外, 可以看出耦合对中每个 MSRR 单元都由其对应主传输线所产生的磁通量完全覆盖, 相比图 2(b), 有更多的电磁能量耦合到每根主传输线上, 理论上可以实现更大的插损和更高的 Q 值。

图 6 为加载 MSRR 对的差分传输线在不同 d_2 条件下的频率响应, 当 $d_2=0.1$ mm 时, 插损和 Q_L 分别为 -13.5 dB 和 132.2。其谐振特性与图 2(a) 中加载 MSRR 的单根传输线相当, 表明这种结构下, 增加的耦合输出端口并未恶化共用谐振器的品质因子。当差分传输线在推-推振荡器中作为相位耦合网络时, 2 个单元振荡器之间的耦合强度可用参数 S_{31} 来表示, 图 7 比较了加载单个 MSRR 与耦合 MSRR 对 ($d_2=0.1$ mm 时) 的差分传输线的耦合强度。可以看到, 在谐振频率处, 其耦合强度分别为 -5.5 dB 与 -12.8 dB, 表明弱耦合情况下, 共用谐振器的频率选择性更好。图 8 为加载 MSRR 对的差分传输线在谐振频率处的表面电流分布, 可以看到差模与共模都可在耦合 MSRR 对中激励起电流环, 从而抑制信号传播, 并且反相电流的强度大于同相电流的强度。因此, 在差分传输线中反相电流为主导可以保证单元振荡器之间所需的相差。

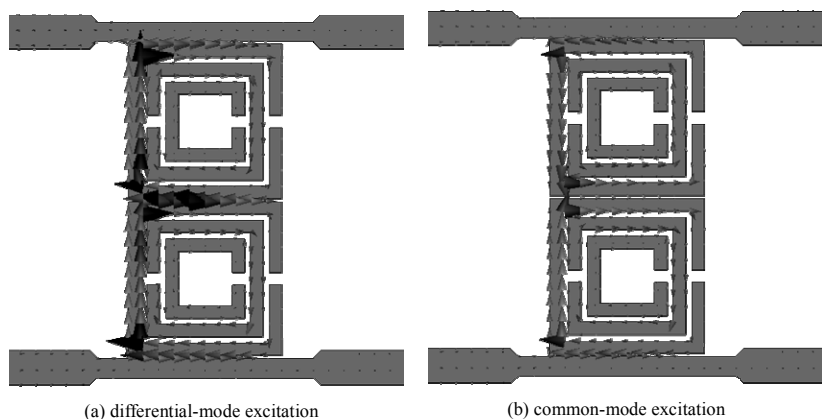


Fig.8 Simulated surface current distribution of differential TL loaded by MSRR cell-pair

图 8 加载 MSRR 对的差分传输线表面电流分布

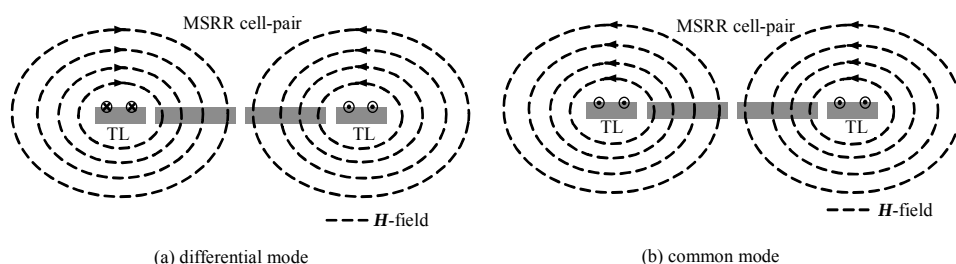


Fig.5 Magnetic field distribution of differential TL loaded by MSRR cell pair

图 5 加载耦合 MSRR 对的差分传输线磁场分布

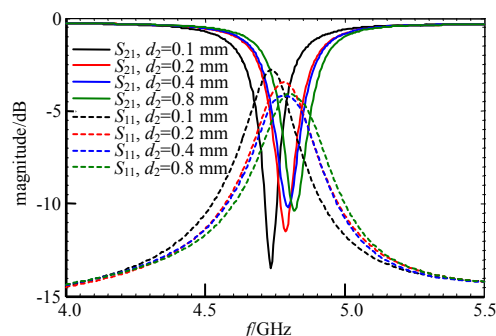


Fig.6 Simulated frequency response of differential TL loaded by MSRR cell-pair

图 6 加载 MSRR 对的差分传输线频率响应仿真结果

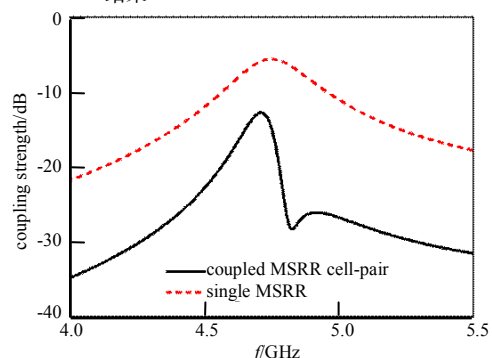


Fig.7 Simulated coupling strength of differential TL loaded by MSRR

图 7 加载 MSRR 差分传输线的耦合强度

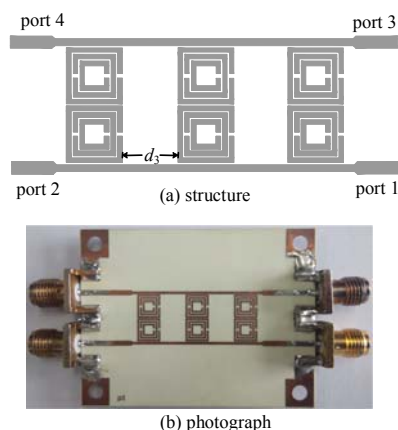


Fig.9 Differential TL loaded by 3-stage cascaded MSRR cell-pairs

图 9 加载三级级联 MSRR 对的差分传输线

周期级联结构可以进一步提高差分传输的 Q 值, 考虑到所占尺寸, 选择三级级联的方式来实现, 如图 9 所示。根据优化结果, 选择 $d_3=5.5$ mm, 仿真与测试结果如图 10 所示。测试与仿真的最大插损分别为 -48.5 dB 与 -55.8 dB, 测试与仿真的 Q_L 分别为 892 与 843, 仿真结果与测试结果吻合较好。

2 X 波段推-推振荡器的低相位噪声设计

本节采用基于 MSRR 的高 Q 值差分传输线来设计低相位噪声推-推振荡器, 图 11 为该振荡器的电路原理图与实物照片, 单元电路采用负阻式振荡器结构。选择 Infineon 公司的 BFP 405 Si BJT 作为有源器件为振荡器提供负阻, 其直流偏置电压 $U_{CE}=3$ V, 静态工作电流 $I_C=4$ mA。图 11 中, 晶体管的基极需要同时抑制基波信号与二次谐波信号从直流偏置端泄漏, 因此采用 2 个扇形开路线分别实现基波与二次谐波的短路; 而在作为输出的集电极, 为了提高输出信号的基波抑制性能, 只需抑制二次谐波泄漏到直流端。

振荡器中谐振器 Q 值的定义有很多观点, 但是谐振器只是振荡器的一部分。谐振器、有源器件、直流偏置、输出匹配电路等一起构成了自治振荡器。将振荡电路视为一个整体, 从其外部特征分析其品质因子是一种更加准确、直观的方法^[14-15]。因此振荡器可等效为图 12 所示的单端口输出电路, 振荡电路中所有元件(包括有源器件、谐振器、阻抗匹配、直流偏置电路等)除输出负载 R_L 外都视为一黑箱, 其输出阻抗为 $Z_A(\omega)$ 。

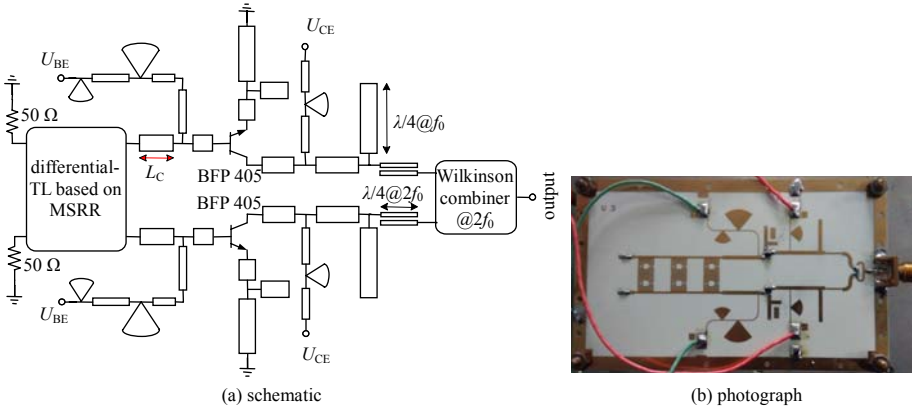


Fig.11 X-band push-push oscillator based on MSRR differential TL

图 11 基于 MSRR 差分传输线的 X 波段推-推振荡器

在振荡频率 ω_0 处, 该电路满足如下振荡条件:

$$-Z_A(\omega) = R_L \quad (1)$$

当 ω 偏离 ω_0 很小时, $Z_A(\omega)$ 可以展开为:

$$Z_A(\omega) = Z_A(\omega_0 + \omega_m) = -R_L + \omega_m Z_A'(\omega_0) \quad (2)$$

式中 $Z_A'(\omega) = dZ_A(\omega)/d\omega$ 。振荡器中的噪声等效为并联于输出端口的噪声电流源 $i_n(t)$, 则输出边带噪声功率为:

$$P_{OUT}(\omega) = \frac{R_L}{2} |i|^2 = \frac{R_L}{2} \left| \frac{Z_A(\omega) i_n}{Z_A(\omega) + R_L} \right|^2 = P_0 \left| 1 + \frac{Z_A(\omega_0)}{\omega_m Z_A'(\omega_0)} \right|^2 \quad (3)$$

其中 $P_0 = |i_n|^2 R_L / 2$ 是在不考虑 $Z_A(\omega)$ 的条件下, 噪声电流源仅与负载电阻 R_L 并联时的噪声功率。由于 $|\omega_m| \ll |Z_A(\omega_0)/Z_A'(\omega_0)|$, 式(3)可表示为:

$$P_{OUT}(\omega) = \left| \frac{Z_A(\omega_0)}{\omega_m Z_A'(\omega_0)} \right|^2 P_0 \quad (4)$$

而在 Leeson 模型中 $1/f^2$ 区域的相位噪声表达式可简化为如下形式:

$$P_{OUT}(\omega) = \left(\frac{\omega_0}{2Q\omega_m} \right)^2 P_0 \quad (5)$$

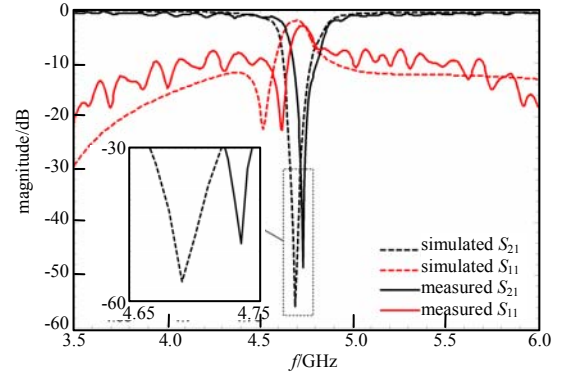


Fig.10 Simulated and measured results of differential TL loaded by cascaded MSRR cell-pairs

图 10 加载级联 MSRR 对的差分传输线仿真与测试结果

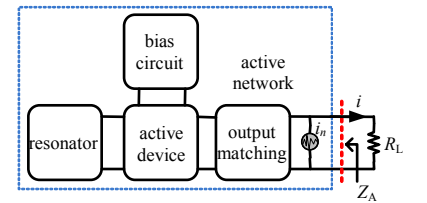


Fig.12 One-port output model of oscillator

图 12 振荡器单端口输出模型

使式(4)与式(5)的系数相等,从而可定义振荡器有源 Q 值如下:

$$Q_{AC} = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{Z_A'(\omega_0)}{Z_A(\omega_0)} \right| \quad (6)$$

根据 Q_{AC} 定义,这里采用一种负阻振荡器相位噪声优化方法:

1) 设计负阻放大器,使其有适当的反射系数满足振荡条件,并得到满足起振条件时,谐振器与有源器件之间微带线长度 L_C 的范围。

2) 通过仿真得到不同 L_C 的情况下振荡器输出 Q_{AC} 的变化情况,根据 Q_{AC} 的峰值频率,确定 L_C 的最优值。

图 13 给出采用 ADS 软件仿真得到的推-推振荡器 Q_{AC} 随 L_C 的变化曲线,可以得到当 $L_C=7.7$ mm 时, Q_{AC} 达到峰值。

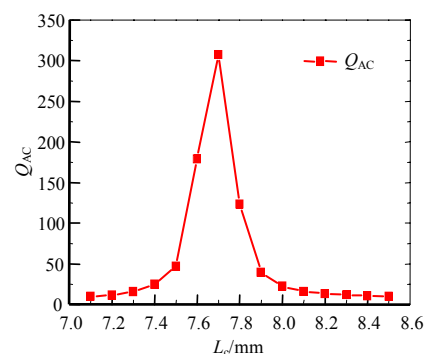


Fig.13 Oscillator Q_{AC} with the variation of L_C
图 13 振荡器 Q_{AC} 值随 L_C 变化

3 测试结果

采用 Agilent E4440A 频谱分析仪对该振荡器的性能进行测试,测试结果如图 14 所示。二次谐波输出频率为 9.52 GHz,考虑到电缆 1.8 dB 的插损,实际输出功率为 2.75 dBm,基波抑制度为 -54.55 dBc。根据图 14(b),可得到偏移频率 100 kHz 处的相位噪声为 -115.48 dBc/Hz。对于不同频率、不同结构的振荡器,可以采用品质系数(Figure Of Merit, FOM)来衡量其综合性能,FOM 的定义为:

$$FOM = \mathcal{L}(f_m) - 20 \log_{10} \left(\frac{f_0}{f_m} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_{DC}}{1 \text{ mW}} \right) \quad (7)$$

式中: $\mathcal{L}(f_m)$ 为频偏 f_m 处相位噪声; f_0 为振荡频率; P_{DC} 为电路的直流功耗。计算得到该振荡器的 FOM 为 -201.23 dBc/Hz@100 kHz。

表 1 是本文设计与近年来国内外报道的平面推-推振荡器部分性能对比。可以看到,弱耦合差分传输线技术的采用与相位噪声的优化使本文所设计的推-推振荡器在相位噪声与 FOM 两个指标上具有优势,并且直流偏置与输出匹配电路经优化设计,在基波抑制度这个指标上也有明显改善。

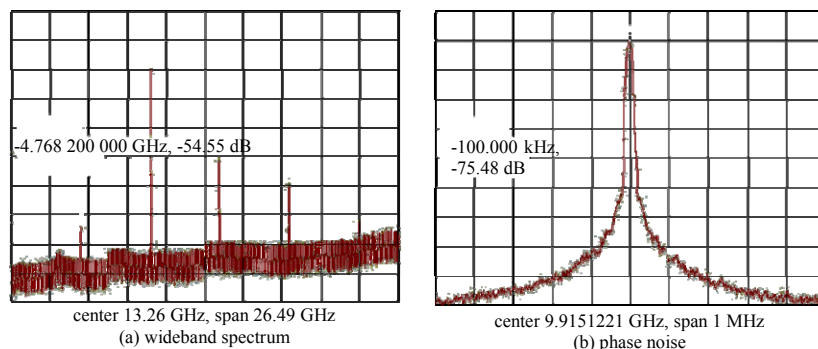


Fig.14 Measured results of X-band push-push oscillator

图 14 X 波段推-推振荡器测试结果

表 1 平面推-推振荡器主要性能对比

Table1 Push-push oscillator main performances comparison

reference number	resonator	frequency/GHz	device	suppression of f_0 /dBc	phase noise/(dBc/Hz)	FOM/(dBc/Hz)
[5]	$\lambda_g/2$	18.66	BJT	-17.00	-107.7@100 kHz	-189.9@1 MHz
[6]	slot-ring	16.00	HEMT	-37.50	-103.8@100 kHz	-184.9@100 kHz
[7]	hairpin	17.80	FET	-25.80	-97.3@100 kHz	-178.5@100 kHz
[8]	180° TL	21.68	HEMT	-26.00	-100.5@1 MHz	—
[9]	180° TL	38.00	BJT	-11.00	-80@100 kHz	—
[10]	SIW	13.98	HJ-FET	-15.37	-101@100 kHz	-179@100 kHz
[11]	SIW	25.18	HEMT	-13.10	-120.3@1 MHz	-192@1 MHz
this work	MSRR	9.52	BJT	-54.55	-115.5@100 kHz	-201.2@100 kHz

4 结论

本文首先分析了推-推振荡器的工作原理,并讨论了单元振荡器之间的耦合强度对共用谐振器品质因子的影响。随后,为实现单元振荡器之间的弱耦合,提高共用谐振器的性能,提出一种加载级联 MSRR 耦合对的高 Q 值差分传输线结构,并在其基础上进行 X 波段推-推振荡器的设计,在设计中采用一种基于振荡器有源品质因子 Q_{AC} 的相位噪声优化方法,提高了设计效率。

参考文献:

- [1] KUROKAWA K. The single-cavity multiple-device oscillator[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1971,19(10):793–801.
- [2] CHANG H C, CAO X, MISHRA U K, et al. Phase noise in coupled oscillators: theory and experiment[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1997,45(5):604–615.
- [3] XIA Q, TANG Z X, ZHANG B. A Ku-band push–push dielectric resonator oscillator[J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2010,24(14):1859–1866.
- [4] YOM I B, SHIN D H, OH S H. Push–push voltage controlled dielectric resonator using a LTCC technology[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2007,49(8):1824–1827.
- [5] DUSSOPT L, REBEIZ G M. A low phase noise silicon 18 GHz push–push VCO[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2003,13(1):4–6.
- [6] XIAO H, TANAKA T, AIKAWA M. A low phase noise Ku-band push–push oscillator using slot ring resonator[C]// IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Fort Worth, TX, USA: IEEE, 2004:695–698.
- [7] LEE H W, YOON K C, NAM H, et al. A new K-band push–push VCO using a miniaturized hairpin resonator[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2010,52(3):699–701.
- [8] XIAO H, TANAKA T, AIKAWA M. Push–push oscillator with simplified circuit structure[J]. IEE Electronics Letters, 2002,38(24):1545–1547.
- [9] SINNESBICHLER F X, GELTINGER H, OLBRICH G R. A 38 GHz push–push oscillator based on 25-GHz fT BJT's[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1999,9(4):151–153.
- [10] SU P, ZHAO S W, TANG Z X. Ku-band push–push VCO based on substrate integrated waveguide resonator[J]. Microwave Journal, 2013,56(5):166–176.
- [11] CHEN Z, HONG W, CHEN J, et al. Design of a push–push and push–pull oscillator based on SIW/SICL technique[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2014,24(6):397–399.
- [12] GINZTON E L. Microwave Q measurement in the presence of coupling losses[J]. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1958,6(4):383–389.
- [13] CHOI J, SEO C. Microstrip square open-loop multiple split-ring resonator for low-phase-noise VCO[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008,56(12):3245–3252.
- [14] OHIRA T, ARAKI K. Active Q-factor and equilibrium stability formulation for sinusoidal oscillators[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II Express Briefs, 2007,54(9):810–814.
- [15] CHEN Z, HONG W, CHEN J X, et al. Low-phase noise oscillator utilizing high-Q active resonator based on substrate integrated waveguide technique[J]. IET Microwave Antennas and Propagation, 2014,8(3):137–144.

作者简介:



李智鹏(1985–), 成都市人, 博士, 助理研究员, 主要研究方向为微波毫米波电路与 SiP. email: lizpmemory@hotmail.com.

凌 源(1990–), 男, 重庆市人, 硕士, 助理研究员, 主要研究方向为微波毫米波电路与系统.

钟 伟(1987–), 男, 四川省遂宁市人, 硕士, 助理研究员, 主要研究方向为微波毫米波电路与 SiP.

鲍景富(1964–), 男, 浙江省义乌市人, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为非线性微波电路与 RF MEMS 技术.