用于测量射频功率和回波损耗的带两个RMS检测器的集成双向桥

An Integrated Bidirectional Bridge with Dual RMS Detectors for RF Power and Return-Loss Measurement

Eamon Nash和Eberhard Brunner，ADI公司

定向耦合器用于检测射频功率，应用广泛，可以出现在信号链中的多个位置。本文探讨ADI公司的新器件ADL5920，其将宽带定向耦合器与两个RMS响应检测器集成在一个5mm × 5mm表贴封装中。相比于要在尺寸和带宽之间艰难取舍的传统分立式定向耦合器，该器件具有明显的优势，尤其是在1 GHz以下的频率。ADL5920不是利用定向耦合器来检测正向和反射信号，而是采用一种专利的定向桥技术来实现宽带且紧凑的片内信号耦合。要了解定向桥的工作原理，我们需要先回顾惠斯登电桥。

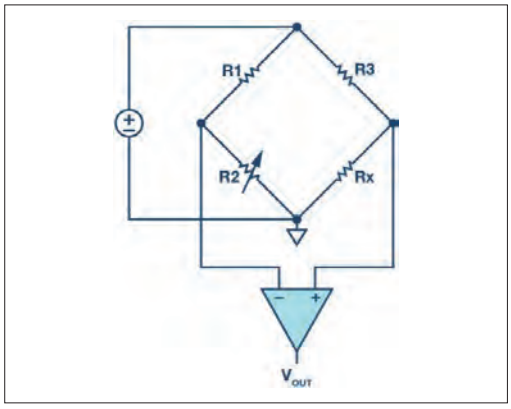

图1：惠斯登电桥。

惠斯登电桥

定向桥的概念基于惠斯登电桥（图1），即在平衡时产生的差分电压为零。在惠斯登电桥中，两条支路之一中的一个电阻是可变的(R2)，而另外两个电阻（R1和R3）是固定不变的。总共有四个电阻——R1、R2、R3和Rx，其中Rx是未知电阻。如果R1 = R3，那么当R2等于Rx时，V_{out} = 0 V。当可变电阻具有合适的值，使得电桥左右两边的分压比相等，从而在产生V_{out}的差分检测节点上产生0 V差分信号时，电桥处于平衡状态。

单向桥

图2是单向桥原理图，非常好地解释了这种器件的基本操作。首先要注意的是，定向桥需要针对特定Z_0进行设计，并将插入损耗降至最低。如果RS=RL=R=50Ω，则电桥的检测电阻为5Ω，这样插入损耗(<1dB)与信号检测便实现了良好的折衷。从负载回头看来计算R_{out}，得到精确的50Ω端口阻抗，而计算R_{in}将得到50.8Ω端口阻抗（|Γ| = 0.008；RL= –42 dB；VSWR= 1.016）。

如果在RFIP施加图示信号，由于R_{in}约为50Ω，所以RFIP处的电压约为电源电压的一半。暂时假定RFIP处的电压等于1V，则RFOP处的电压约为0.902V。该电压进一步衰减

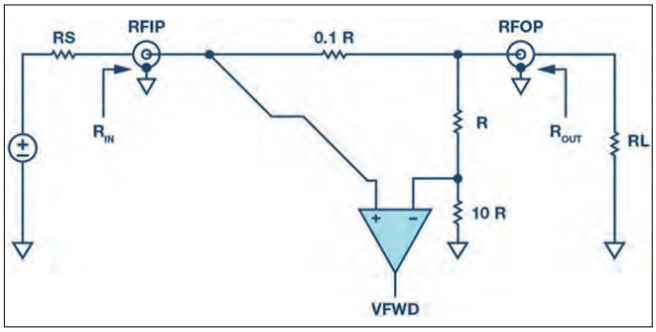

图2：简化单向桥电路图。

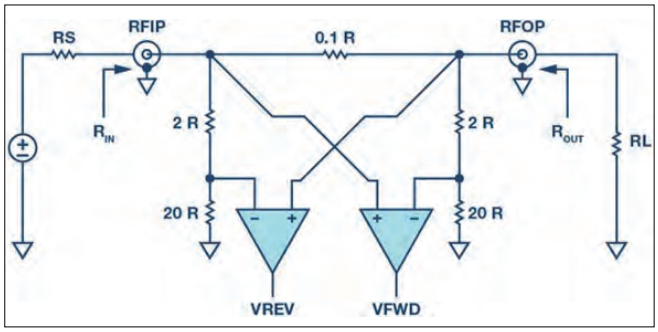

图3：简化双向桥电路图。

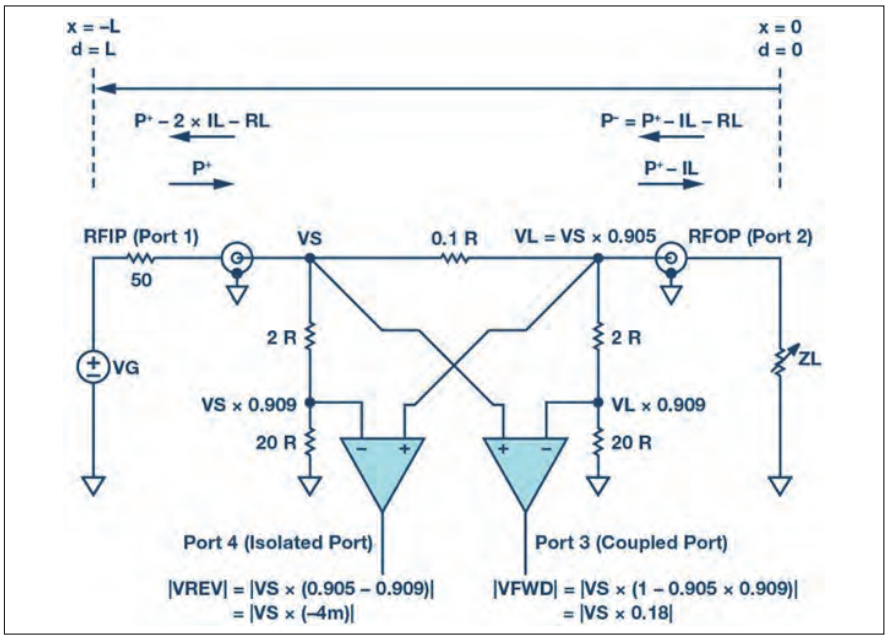

图4：带信号的简化双向桥。

10/11= 0.909，使得差分放大器的负输入为0.82V，所得差分电压为(1 – 0.82) = 0.18V。电桥的有效正向耦合因子（*Cpl*）为

$$Cpl = 20log_{10}\left(\frac{0.18\ \text{V}}{1\ \text{V}}\right) = 15\ \text{dB} \quad (1)$$

就电桥而言，平衡意味着当信号反向施加时（RFOP至RFIP），VFWD检波器（或*Cpl*端口）在理想情况下将看到零差分电压，而当信号正向施加时（RFIP到RFOP），看到的将是最大信号。为了在这种结构中获得最大的方向性，精密电阻最重要，因此将其集成是很有益的。

在单向桥中，为了确定计算回波损耗所需的隔离，需要翻转器件，然后将输入信号施加于RFOP。在这种情况下，电桥是平衡的，差分放大器的正负输入相等，因为相同的分压比0.909 = 10R/(10R + R) = R/(R+0.1R)导致差分电压（V^+减V^-）= 0V。

双向桥

图3是双向桥的简化图，与ADL5920中使用的类似。对于50Ω环境，单位电阻R等于50Ω。因此，电桥的检测电阻值为5Ω，而两个分流网络的电阻值均为约1.1 kΩ。

这是一个对称网络，因此当RS和RL也等于50Ω时，输入和输出电阻Rin和ROUT相同且接近50Ω。

当源阻抗和负载阻抗均为50Ω时，内部网络的电阻分析告诉我们，与VREV相比，VFWD将相当大。在实际应用中，这对应于从信号源到负载的最大功率传输。这导致反射功率很小，进而导致VREV非常小。

接下来，我们考虑如果RL为无限大（开路）或零（负载短路），会发生什么情况。在这两种情况下，如果重复电阻分析，我们会发现VFWD和VREV大致相等。这反映了一个实际系统在开路或负载短路情况下，正向和反射功率相等。下面将对这些情况进行更详细的分析。

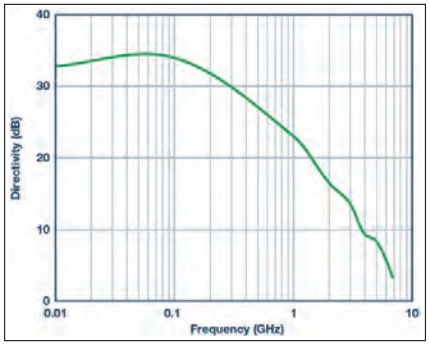

图5：ADL5920方向性与频率的关系。输入电平为20 dBm。

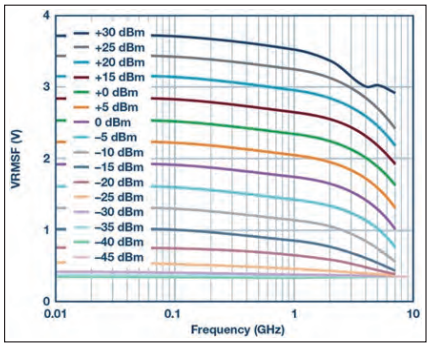

图6：多种输入功率水平下正向路径检测器的典型输出电压与频率的关系。

VSWR和反射系数

在网络分析中对误差进行全面分析太复杂，超出了本文的范围，但我们想在这里概述一些基本概念。Marki Microwave撰写的应用笔记“方向性与VSWR测量”是一篇出色的文章[1]，可供参阅。

行波是描述传输线路上电压和电流的重要概念，因为其是位置和时间的函数。传输线路上的电压和电流的一般解包括一个前向行波和一个反向行波，它们是距离x的函数[2]。

$$V(x)=V^+(x)+V^-(x) \quad (2)$$

$$I(x) = \frac{V^+(x)}{Z_0} - \frac{V^-(x)}{Z_0} \quad (3)$$

在等式2和等式3中，$V^+(x)$表示向负载行进的电压波，而$V^-(x)$表示由于失配而从负载反射的电压波，Z_0为传输线路的特征阻抗。在无损传输线路中，Z_0由以下经典方程定义：

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4)$$

传输线路的最常见Z_0为50Ω。如果这样的线路用特征阻抗端接，那么在50Ω信号源看来，它是一条无限长线路，因为沿着线路行进的任何电压波都不会产生可以在信号源或线路上任何其他地方检测到的反射。但是，如果负载不是50Ω，那么沿着线路会产生一个驻波，这是可以检测到的，其由电压驻波比（VSWR）定义。

更一般地，反射系数定义为：

$$\Gamma(x) = \Gamma_0 e^{2\gamma x} \quad (5)$$

其中Γ_0为负载反射系数，γ为传输线路的传播常数。

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (6)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (7)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (8)$$

R、L、G和C分别为传输线路单位长度的电阻、电感、电导和电容。

回波损耗（RL）是反射系数（Γ）的负值，以dB为单位。这点很重要，因为反射系数和回波损耗经常被混淆而互换使用。

$$RL = -20log_{10}|\Gamma_0| = 10log_{10}\frac{1}{|\Gamma_0|^2} \quad (9)$$

除了上述负载失配以外，回波损耗还有一个非常重要的定义，即根据阻抗不连续处的入射功率和反射功率来定义，如下所示：

$$RL = 10log_{10}\left(\frac{P_{incident}}{P_{reflected}}\right) \quad (10)$$

其广泛用于天线设计。VSWR、RL和Γ_0的关系如下：

$$|\Gamma_0| = \frac{VSWR-1}{VSWR+1} \quad (11)$$

$$VSWR = \frac{|V(x)|_{max}}{|V(x)|_{min}} = \frac{1+|\Gamma_0|}{1-|\Gamma_0|} = \frac{1+10^{\frac{RL}{-20}}}{1-10^{\frac{RL}{-20}}} \quad (12)$$

$$RL = -20log_{10}\left(\frac{VSWR-1}{VSWR+1}\right) \quad (13)$$

式14和式15分别代表驻波电压的最大值和最小值。VSWR定义为波上最大电压与最小电压之比。线路上的峰值电压和最小电压分别为：

$$|V(x)|_{max} = |A|(1-|\Gamma_0|) \quad (14)$$

$$|V(x)|_{min} = |A|(1-|\Gamma_0|) \quad (15)$$

例如在50Ω传输线路中，如果前向行进电压信号的峰值幅度A = 1，并且线路与一个理想负载匹配，则$|\Gamma_0|$ = 0，没有驻波（VSWR=1.00），线路上的峰值电压为A = 1。但是，如果R_{load}为100 Ω或25 Ω，那么$|\Gamma_0|$ = 0.333，RL = 9.542 dB，VSWR = 2.00，$|V(x)|_{max}$ = 1.333，$|V(x)|_{min}$ = 0.666。

图4是图3的副本，但所示信号采用默认正向配置，并且指示了行进功率波，参考平面位于负载。在低频时，波长相对于物理结构而言较长，电压和电流同相，电路可以根据欧姆定律来分析。

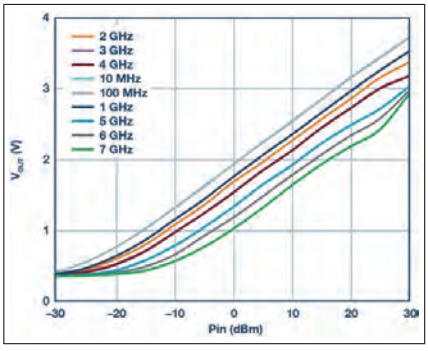

图7：多种频率下正向路径检测器的典型输出电压与输入功率的关系。

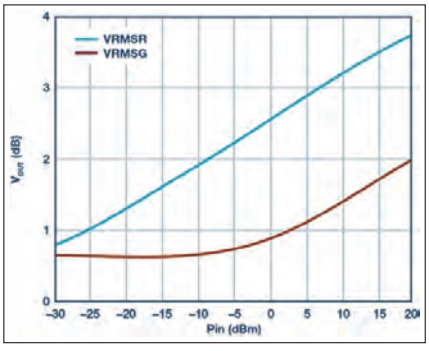

图8：VRMSF和VRMSR输出电压与输入功率的关系，500 MHz，电桥从RF_{in}驱动，RF_{out}端接50 Ω。

端口定义如下：输入端口（端口1）为RFIP，输出端口（端口2）为RFOP，耦合端口（端口3）为VFWD，隔离端口（端口4）为VREV。由于结构是对称的，当信号在Z_L处反射或施加于RFOP时，端口反转。

在负载匹配且发生器电压连接到端口1 (RFIP)的情况下，$Z_S = Z_L = Z_0 = R = 50\Omega$，

$$V_L = V_{S+}\left[\frac{Z_{OUT}}{Z_{OUT}+0.1R}\right] \quad (16)$$

$$= V_{S+} \times 0.905 = V_{S+} \times |S21|$$

$$Z_{OUT} = Z_L \,||\, (2R+20R) = R \,||\, 22R = \left(\frac{22}{23}\right)R \quad (17)$$

V_L/V_S^+为插入损耗L_1或IL，单位为dB。

$$IL = 20_{log10}|21| = -20_{log10}L_1 = 0.87dB \quad (18)$$

0.1 × R主线路电阻任一侧的两个并联支路的衰减因数为：

$$\alpha = \frac{20R}{(20R+2R)} = \frac{20}{22} = 0.909 \quad (19)$$

图4中的|VREV|和|VFWD|公式显示了正向施加信号时的电压值。这些公式指出了简化原理图的基本方向性限制，原因是隔离端口的抑制性能（33 dB）不理想。

$$D = 20log_{10}\left(\frac{|V_{CPL}|}{|V_{ISO}|}\right) = \quad (20)$$

$$= 20log_{10}\left(\frac{|0.18|}{|-0.004|}\right) = 33\ dB$$

从图4中可以看出，线性域中双向桥的方向性由下式确定：

$$D_L = \left(\frac{1-L_1\times\alpha}{L_1-\alpha}\right) \quad (21)$$

这表明：为了提高方向性，α需要等于插入损耗L_1。

在硅片中，峰值方向性通常比简图表明的要好（图5）。

如果Z_L不等于Z_0（正常情况下），则耦合和隔离端口电压（复数）将为：

$$V_{CPL}=V_{S+}[1-L_1\times\alpha]+V_{L-}[L_1-\alpha] \quad (22)$$

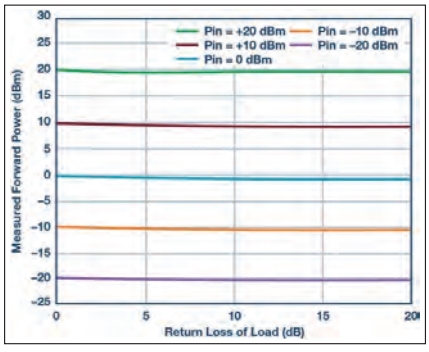

图9：测得的正向功率与施加的功率和负载的回波损耗之间的关系，在1 GHz下测量。

$$V_{ISO}=V_{L-}[1-L_1\times\alpha]+V_{S+}[L_1-\alpha] \quad (23)$$

$$V_{L-}=V_{S+}\times L_1\times|\Gamma_0|ej \quad (24)$$

其中，V_{S+}是端口1（节点V_S）处的正向电压，V_{L-}是端口2（节点V_L）处负载的反射电压。Θ是反射信号的未知相位，用(24)代替(22)和(23)中的V_{L-}，并用(21)简化结果，另外

$$V_{FWD}=V_{S+}[1-L_1\times\alpha] \quad (25)$$

导致输出电压非常复杂。

$$V_{CPL} = V_{FWD}\left\{1+\frac{L_1\times|\Gamma_0|e^{j\Theta}}{D_L}\right\} \quad (26)$$

$$V_{ISO} = V_{FWD}\left\{L_1\times|\Gamma_0|e^{j\Theta}+\frac{1}{D_L}\right\} \quad (27)$$

从(26)和(27)可以看出，当D_L>>1时，

$$\left|\frac{V_{ISO}}{V_{CPL}}\right|_{max,\,min} = \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{D_L}\right)^2+2\left(\frac{L_1\times|\Gamma_0|}{D_L}\right)+(L_1\times|\Gamma_0|)^2}{1+2\left(\frac{L_1\times|\Gamma_0|}{D_L}\right)+\left(\frac{L_1\times|\Gamma_0|}{D_L}\right)^2}} \to L_1\times|\Gamma_0| \quad (28)$$

在ADL5920中，电压VREV和VFWD分别通过两个60 dB范围的线性dB RMS检测器映射到电压VRMSR和VRMSF，分别为(VISO/VSLP)和(VCPL/VSLP)。所以器件的差分输出VDIFF（单位为dB）表示

$$\frac{V_{DIFF}}{V_{SLP}} = \frac{VRMSR-VRMSF}{V_{SLP}} = \frac{V_{L_1}+V_{|\Gamma_0|}}{V_{SLP}} \quad (29)$$

其中检波器斜率VSLP约为60 mV/dB。

使用(28)中(29)的电压到dB映射，

$$20log_{10}\left(\frac{VRMSR}{V_{SLP}}\right)-20log_{10}\left(\frac{VRMSF}{V_{SLP}}\right) = 20log_{10}(L_1)+20log_{10}|\Gamma_0| \quad (30)$$

并在式30中使用式9，得到：

$$P_{REV}-P_{FWD}=-IL-RL \quad (31)$$

$$RL=P_{FWD}-P_{REV}-IL \quad (32)$$

图6显示ADL5920被正向驱动时正向功率检测RMS检测器的响应。每条曲线对应于所施加的特定功率水平下输出电压与频率的关系。曲线停止在10MHz，低至9 kHz的频率下的操作已得到验证。图7中，相同数据表示为输出电压与输入功率的关系，每条迹线代表不同的频率。

当ADL5920的RF_{out}引脚用一个50Ω电阻端接时，不应有反射信号。因此，反向路径检测器不应该会记录任何检测到的反向功率。但是，由于电路的方向性是非理想的，会随着频率变化而滚降，所以反向路径中会检测到一些信号。图8显示了在500 MHz频率下，当扫描RF_{in}且RF_{out}用50Ω电阻端接时，正向和反向路径检测器测得的电压。这些迹线之间的垂直压差与电桥的方向性直接相关。

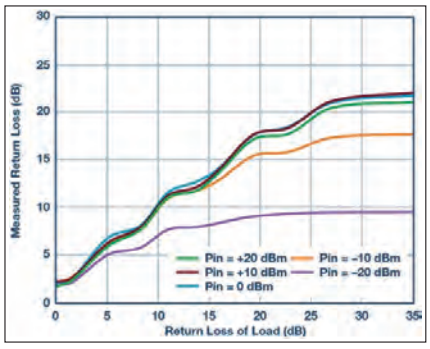

图10：测得的回波损耗与施加的回波损耗和RF功率的关系，在1 GHz下测量。

图9显示了改变负载对正向功率测量的影响。将规定的功率水平施加于RF_{in}输入，RF_{out}上的负载回波损耗从0dB变化到20dB。正如预期的那样，当回波损耗在10dB到20dB范围内时，功率测量精度非常好。但随着回波损耗降低到10dB以下，功率测量误差开始增加。值得注意的是，回波损耗为0dB时，误差仍在1dB范围内。

图10中，ADL5920用于测量负载的回波损耗，频率同样为1GHz。将一个已知回波损耗施加于RF_{out}端口。测量VRMSF和VRMSR，并反推回波损耗。

关于图10，有几点需要注意。首先，可以看到，随着回波损耗的改善，ADL5920测量回波损耗的能力下降。这是因为器件具有方向性。其次，请注意测量精度如何随着驱动功率下降而降低。这是因为ADL5920板载RMS检测器的检测范围和灵敏度有限所致。第三点与迹线中的明显波纹有关。这是由于每次测量都是在单一回波损耗阶段进行的。如果在所有回波损耗阶段重复测量，则会产生一系列曲线，其垂直宽度将大致等于波纹的垂直宽度。

应用

凭借在线测量RF功率和回波损耗的能力，ADL5920可用于多种应用。其小尺寸意味着它可以置身于许多电路中，而不会对空间造成太大影响。典型应用包括在线RF功率监测（RF功率水平可高达30dBm，其中插入损耗不重要）。回波损耗测量功能通常用于需要监测RF负载的应用。这可以是一个简单的电路，用于检查天线是否遭到损坏或断裂（即灾难性故障）。但是，ADL5920也可在材料分析应用中测量标量回波损耗。这最适合频率低于约2.5 GHz的应用，其中方向性（从而测量精度）大于15 dB。■

参考文献

1. Doug Jorgesen and Christopher Marki. Directivity and VSWR Measurements: Understanding Return Loss Measurements. Marki Microwave, 2012.
2. Guillermo Gonzalez. Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design. Prentice-Hall, 1984.
3. Eamon Nash. "Understanding, Operating, and Interfacing to Integrated Diode-Based RF Detectors." Analog Devices, Inc., November 2015.

致谢

感谢Steve Boyle提供深思熟虑的分析和建设性意见，感谢Rob Hicks创建评估板。此外，我们永远感谢Peter Kearney所做的全部测量工作。

上接第50页

路，增加了器件内部多谐波电流源在基频处的负载阻抗。

图8为小信号$|S_{11}|$和$|S_{21}|$对频率的仿真结果，体现了改进后的反相传输线GaN HEMT Doherty放大器的带宽能力——覆盖了1.6至3GHz，功率增益大于11dB。

三频段Doherty放大器的性能

图9为传输线GaN HEMT三频反相Doherty放大器的大信号功率增益和漏极效率仿真结果，该放大器采用了20mil RO4350基板，载波栅极偏压V_{gc}=-2.5V，峰值栅极偏压V_{gp}=-5.5V和直流电源电压V_{DD}=50V。该设计的输出功率大于53dBm，且在整个1.8至2.7GHz范围内的线性功率增益大于10dB。在1.85、2.15和2.65GHz三个频段的中心处，对饱和及7dB回退点的漏极效率仿真结果大于50%，其中低频段的最大漏极效率超过了70%，在整个频段上峰值效率则于6dB附近的最大输出功率回退点处达到。

这款三频反相Doherty放大器的测试板采用20mil RO4350基板制成，搭载了两枚内部输入匹配的金属陶瓷法兰封装80W GaN HEMT功率晶体管。输入分路器采用AnarenX3C17A1-03WS宽带90度混合耦合器，在690到2700MHz，最大相位平衡为±5度，幅值平衡为±0.5dB。输入匹配电路、输出负载网络以及栅极和漏极偏置电路（端部均有旁路电容）都是具有不同电长度和特性阻抗的微带线。封装的GaN HEMT器件的输出引线电感减至最小。

图10展示了五种频率下，传输线GaN HEMT反相Doherty放大器的测量功率增益和漏极效率。1.8至2.7GHz上的功率增益超过了9dB。在整个频带内，测得饱和时（P_{3dB}）的漏极效率大于55%，在7dB回退点的漏极效率约为50%，在低于1.95GHz的频段内最大漏极效率超过70%，峰值效率点位于6dB最大功率回退附近。表1列出了四载波GSM信号和PAPR为8dB的10MHz LTE信号同步传输的测试条件。运用内部数字预失真（DPD）线性化方法可实现漏极效率51%，平均总输出功率45.5dBm（GSM信号18.2W、LTE信号17W）。对于双频DPD以及四载波GSM信号，带外互调电平低于-70dBc。采用10MHz LTE信号时，相邻信道泄漏比（ACLR）高于-57dBc（见图11）。

小结

为实现在多频段、多标准下工作，LTE和5G基站要求功率放大器在越来越宽的频率范围内高效率运行。通过使用GaN HEMT晶体管和创新的Doherty架构，可实现三频段覆盖（1.8至2.7GHz），功率达200W，平均效率为50%至60%，并能够显著降低发射器的成本、尺寸及功耗。■

参考文献

1. K. Bathich, A. Z. Markos and G. Boeck, "A Wideband GaN Doherty Amplifier with 35 Percent Fractional Bandwidth," Proceedings of the 40th European Microwave Conference, October 2010, pp. 1006–1009.
2. K. Bathich, D. Gruner and G. Boeck, "Analysis and Design of Dual-Band GaN HEMT Based Doherty Amplifier," Proceedings of the 6th European Microwave Integrated Circuits Conference, October 2011, pp. 248–251.
3. G. Sun and R. H. Jansen, "Broadband Doherty Power Amplifier via Real Frequency Technique," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 60, No. 1, January 2012, pp. 99–111.
4. D. Y. Wu, J. Annes, M. Bokatius, P. Hart, E. Krvavac and G. Tucker, "A 350 W, 790 to 960 MHz Wideband LDMOS Doherty Amplifier Using a Modified Combining Scheme," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, June 2014, pp. 1–4.
5. N. Yoshimura, H. Umeta, N. Watanabe, H. Deguchi and N. Ui, "A 2.5-2.7 GHz Broadband 40 W GaN HEMT Doherty Amplifier with Higher than 45 Percent Drain Efficiency for Multi-Band Application," IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications, January 2012, pp. 53–56.
6. C. Monzon, "A Small Dual-Frequency Transformer in Two Sections," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 4, April 2003, pp. 1157–1161.
7. A. Grebennikov, RF and Microwave Power Amplifier Design, 2nd edition, McGraw-Hill, 2015.
8. D. Y. Wu, F. Mkadem and S. Boumaiza, "Design of Broadband and Highly Efficient 45 W GaN Power Amplifier via Simplified Real Frequency Technique," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, May 2010, pp. 1090–1093.
9. L. F. Cygan, "A High Efficiency Linear Power Amplifier for Portable Communications Applications," IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium Digest, October 2005, pp. 153–157.
10. G. Ahn, M. Kim, H. Park, S. Jung, J. Van, H. Cho, S. Kwon, J. Jeong, K. Lim, J. Y. Kim, S. C. Song, C. Park and Y. Yang, "Design of a High-Efficiency and High-Power Inverted Doherty Amplifier," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 55, No. 6, June 2007, pp. 1105–1111.
11. A. Grebennikov, "Multiband Doherty Amplifiers for Wireless Applications," High Frequency Electronics, Vol. 13, May 2014, pp. 30–46.