一种基于耦合线结构的宽带高效率多尔蒂功率放大器

A Wideband High Efficiency Doherty Power Amplifier Based on Coupled Line Architecture

Guangping Xie、唐宗熙、Biao Zhang、Xin Cao，电子科技大学

一种宽带高效率多尔蒂功率放大器（DPA），工作在1.85到2.4GHz频段（26%分数带宽），采用了两对反耦合线和阶梯阻抗谐振器取代传统DPA中用来抑制谐波及补偿相位的λ/4传输线。最大输出功率介于43.0到44.1dBm。在6dB输出功率回退（OPBO）时，最大漏极效率（DE）为61.3%，增益高于12dB。在饱和输出功率区，效率介于67%到76.6%之间，增益大于8dB。与传统的DPA相比，三阶互调失真（IMD3）降低了22dB，同时大大提高了效率和增益性能。

在无线通信基站中，Doherty功率放大器[1]得到广泛应用，以便在峰均功率比高的调制信号存在时提高效率。常规DPA中的λ/4传输线主要用来匹配阻抗和补偿相位延迟。分数带宽一般较窄（通常小于10%），因为λ/4传输线仅在一个频率可以实现最佳阻抗变换和相位补偿。这限制了它在多波段、多标准基站中的应用。此外，DPA中的峰值放大器按C类运行，因此线性度相对较差。

常规DPA中的λ/4传输线在谐波抑制方面的能力表现弱。一些用来解决这个问题的策略已有报导[2–5]，如复合左/右手传输线（CRLH-TL）、缺陷接地结构（DGS）、分析模型简化以及谐波调整。Fang和Quaglia[2]报导了一款具有18%分数带宽的DPA；然而，其6dB OPBO时的DE和增益分别仅有36%和6dB。为比较线性度，对在6dB OPBO时功率附加效率（PAE）约20%的标准DPA拓扑[3,4]，采用了CRLH-TL和DGS。Zhao等人[5]报告了一个类似的案例，采用一个简单的分析模型，测量结果表明其线性度改善不太明显。Bathich等人[6]报导了一个利用宽带滤波器的35%分数带宽；这个案例也采用标准拓扑结构，但未清晰描述多尔蒂特性。Sarkeshi等人[7]采用频率可重构匹配网络实现了约20%的分数带宽；然而，这需要一个外部控制电路。

在本文中，采用基于两对反耦合线和阶梯阻抗谐振器的紧凑相位补偿结构代替了传统DPA中的λ/4传输线。依赖这种结构进行阻抗转换、相位补偿、相位校正和谐波抑制。同时，它提供了一种简便的方法，通过调整阶梯阻抗谐振器的宽度和长度来调节性能。

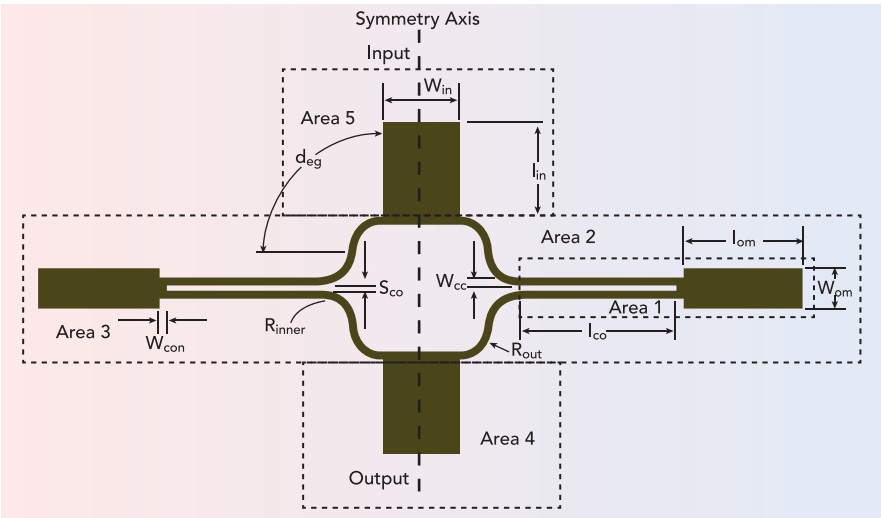

图1：多尔蒂功率放大器的相位补偿结构。

相位补偿网络

将偶/奇模式分析用于图1中新颖的轴对称紧凑DPA结构的分析。首先分析区域1的双口网络。Z_{oe}和Z_{oo}分别表示平

表1 本文所提结构的Z_{21}

f (GHz)	$\|Z_{21}\|$	相位(°)
2.10	62.42	91.89
2.15	55.07	91.38
2.20	54.76	90.84
2.25	53.57	90.29
2.30	55.65	89.62
2.35	61.66	88.67

行耦合线的偶模式和奇模式特性阻抗。$[Z_U]$、$[Z_D]$和$[Z_T]$分别表示平行耦合线、低阻抗线和区域1双端口网络的阻抗矩阵。双端口网络的阻抗矩阵[8,9]为

$$[Z_T]=[Z_D]+[Z_U]=\begin{bmatrix} Z_{T11} & Z_{T12} \\ Z_{T21} & Z_{T22} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中，

$$Z_{T11}=j(Z_{oe}\tan\theta_e+Z_{oo}\tan\theta_o)/2-jZ_0\cot(\beta l_{om})$$

$$Z_{T12}=j(Z_{oe}\tan\theta_e-Z_{oo}\tan\theta_o)/2-jZ_0\cot(\beta l_{om})$$

$$Z_{T21}=j(Z_{oe}\tan\theta_e-Z_{oo}\tan\theta_o)/2-jZ_0\cot(\beta l_{om})$$

$$Z_{T22}=j(Z_{oe}\tan\theta_e+Z_{oo}\tan\theta_o)/2-jZ_0\cot(\beta l_{om})$$

θ_e和θ_o分别表示偶数和奇数模式的电长度。从ABCD矩阵与阻抗矩阵的关系[9]出发，我们推导了双端口网络的ABCD矩阵。令区域2折叠微带线的物理长度为l，双端口网络的ABCD矩阵为$[M_H]$。给出如下，

$$[M_H]=\begin{bmatrix} A_H & B_H \\ C_H & D_H \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$l=\left[w_{in}+\pi(R_{inner}+R_{out})\right]^{/2} \quad (3)$$

其中

$$A_H=\frac{\cos(\beta l)\left[\cos(\beta l)Z_{T11}+jZ_\Delta Y_0\sin(\beta l)\right]+jZ_0\sin(\beta l)\left[\cos(\beta l)+jY_0\sin(\beta l)Z_{T22}\right]}{Z_{T21}}$$

$$B_H=\frac{\cos(\beta l)\left[jZ_0\sin(\beta l)Z_{T11}+Z_\Delta\cos(\beta l)\right]+jZ_0\sin(\beta l)\left[jZ_0\sin(\beta l)+\cos(\beta l)Z_{T22}\right]}{Z_{T21}}$$

$$C_H=\frac{jY_0\sin(\beta l)\left[\cos(\beta l)Z_{T11}+jZ_\Delta Y_0\sin(\beta l)\right]+\cos(\beta l)\left[\cos(\beta l)+jY_0\sin(\beta l)Z_{T22}\right]}{Z_{T21}}$$

$$D_H=\frac{jY_0\sin(\beta l)\left[jZ_0\sin(\beta l)Z_{T11}+Z_\Delta\cos(\beta l)\right]+\cos(\beta l)\left[jZ_0\sin(\beta l)+\cos(\beta l)Z_{T22}\right]}{Z_{T21}}$$

从而 $Z_\Delta=Z_{T11}Z_{T22}-Z_{T12}Z_{T21}$

区域2和区域3中的网络是对称的，且具有平行关系。对于由区域2和区域3中的结构组成的双端口网络，$[M_F]$表示其ABCD矩阵。通过分析区域2和区域3双端口网络电压和电流之间的关系，给出$[M_F]$如下，

$$[M_F]\begin{bmatrix} A_H & B_H/2 \\ 2C_H & D_H \end{bmatrix} \quad (4)$$

A_H、B_H、C_H和D_H在公式（2）中定义。

区域5中的输入微带线、区域4中的输出微带线与区域2和区域3的并联网络具有级联关系。以$[M_G]$表示整个结构的ABCD矩阵，$[M_K]$表示区域5中的输入微带线，给出$[M_G]$如

$$[M_G]=[M_K][M_F][M_K]=\begin{bmatrix} A_G & B_G \\ C_G & D_G \end{bmatrix} \quad (5)$$

从ABCD矩阵与散射矩阵的关系来看，[9]结构的散射参数为

$$S_{21}=2/A_G+B_G/Z_0+C_GZ_0+D_G=|S_{21}|e^{j\varphi_{21}} \quad (6)$$

$$S_{11}=\left(A_G+B_G/Z_0-C_GZ_0-D_G\right)/\left(A_G+B_G/Z_0+C_GZ_0+D_G\right)=|S_{11}|e^{j\varphi_{11}} \quad (7)$$

$$Z_{21}=1/C_G=|Z_{21}|e^{j\psi_{21}} \quad (8)$$

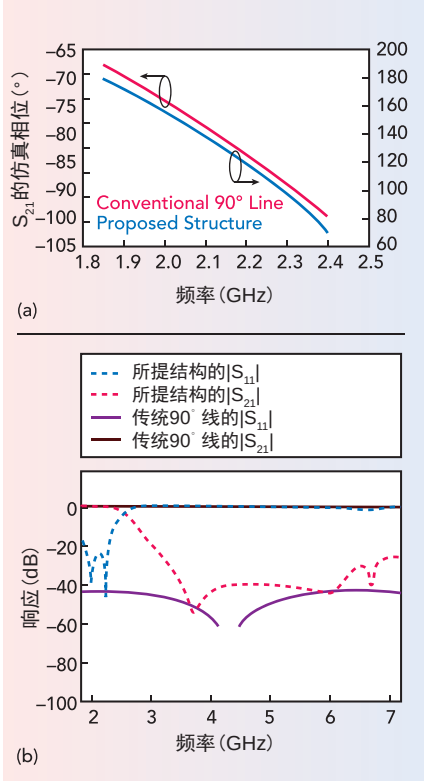

图2：相位补偿结构与传统90° 线的仿真性能对照：(a) ∠S_{21}，(b) $|S_{11}|$与$|S_{22}|$。

φ_{21}、φ_{11}和ψ_{21}分别是S_{21}、S_{11}和Z_{21}的相位。A_G、B_G、C_G和D_G由公式（5）给出。利用$|S_{21}|$、$|S_{11}|$、$|Z_{21}|$和φ_{21}的设计指标和公式（6）-（8），实现了基于两对

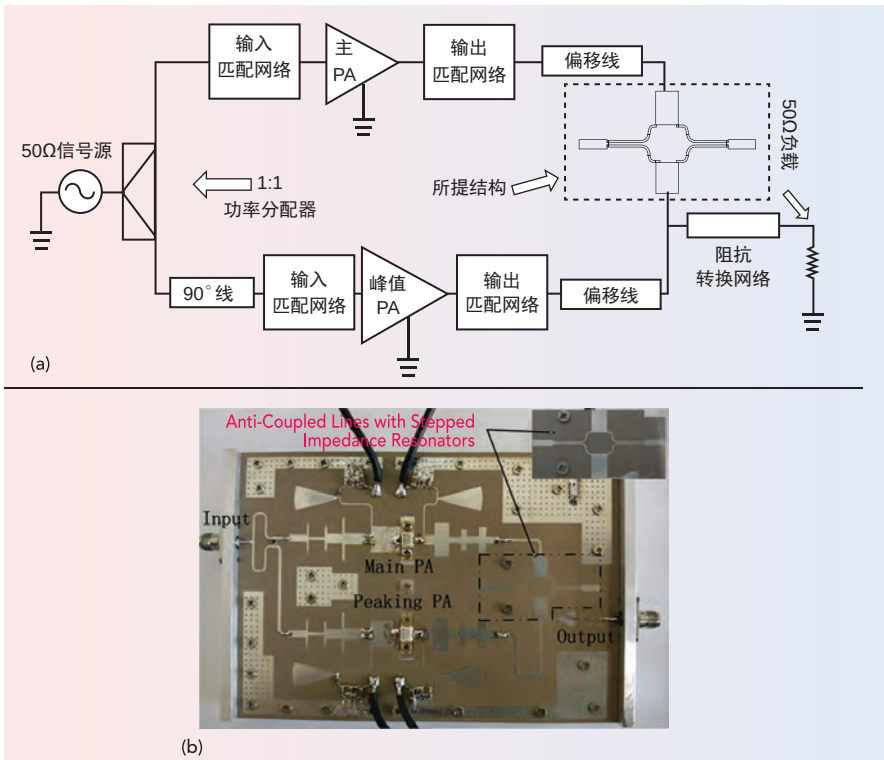

图3：DPA的方框图（a）和制成的DPA（b）。

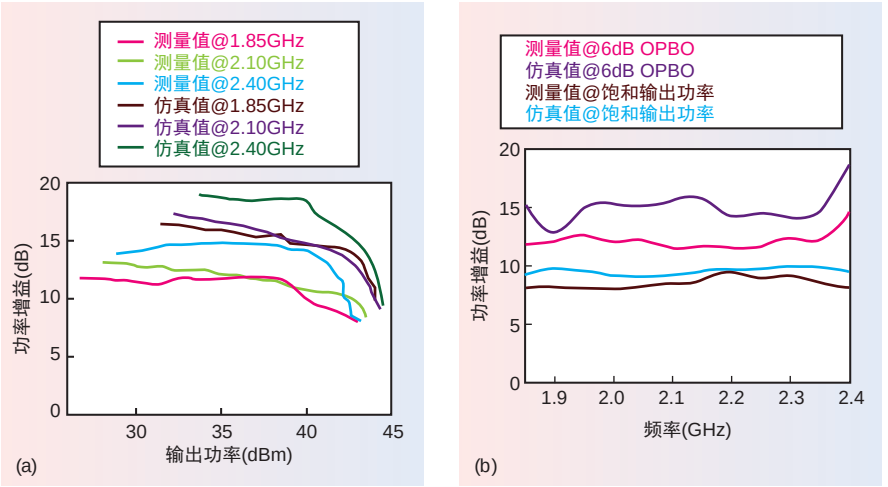

图4：测量和仿真结果：功率增益与输出功率的关系（a），6dB OPBO时和饱和时的功率增益与频率的关系（b）。

反耦合线和阶梯阻抗谐振器的紧凑型相位补偿结构。

图2给出了它的仿真性能。该结构的仿真传输相位如图2a所示，S参数的大小如图2b所示。图2b表明，常规λ/4传输线提供的谐波抑制几乎为0dB，而在新结构中二次谐波抑制优于40dB，三次谐波抑制约30dB。表1列出了该结构的特征阻抗，大约是50Ω。Li等人[8]等人报导了一个由负载电容耦合线实现的紧凑结构，但其二次和三次谐波抑制仅约20dB。Zhang等人[10]报导了一种结构，由被低阻抗线短路的一对反耦合线组成；然而，其二次和三次谐波抑制也限于20dB左右。

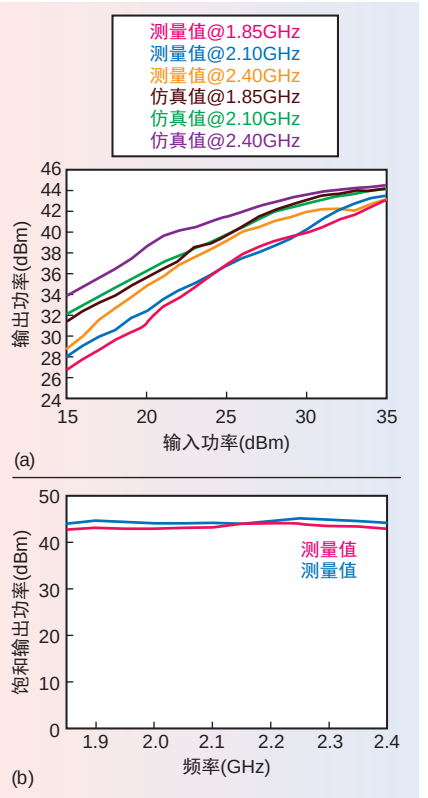

图5：测量和仿真结果：输出功率与输入功率（a），饱和输出功率与频率（b）。

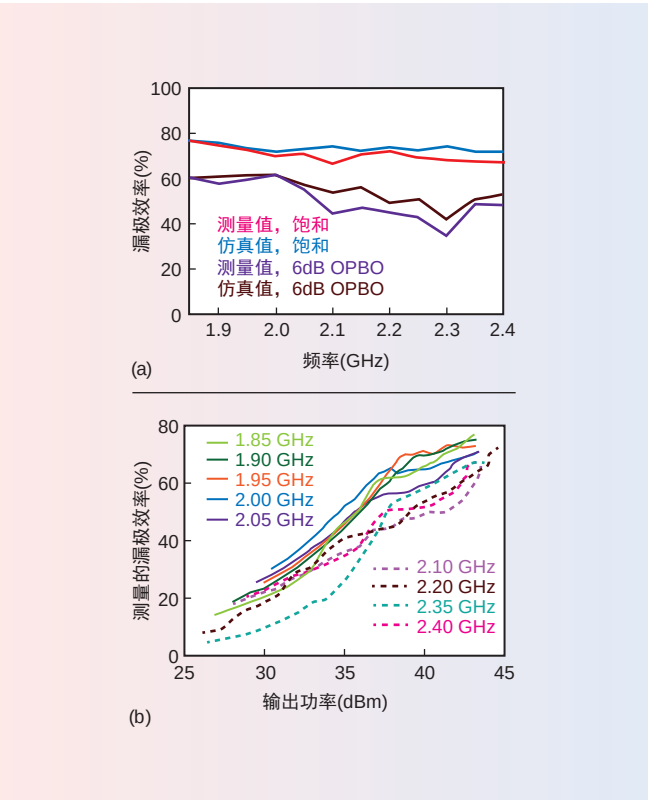

图6：在6dB OPBO和饱和时的漏极效率与频率关系之测量和仿真结果（a）；漏极效率、输出功率与频率之间关系的测量结果（b）。

表2
相关报道的宽带DPA对比

参考文献	4	11	12 (Version 1)	13	参考文献
频率 (GHz)	3 to 3.6	1.7 to 2.4	2.2 to 3.0	1.63 to 1.98	1.85 to 2.40
饱和功率 (dBm)	44 to 43	41.5 to 34.5	41.8 to 40.2	34 to 31	44.1 to 43.0
饱和时的DE (%)	65 to 56	53 to 72	68 to 52	60 to 44 (PAE)	76.65 to 67
6dB OPBO时的DE (%)	54 to 38	59 to 43	53 to 30	49 to 20 (PAE)	61.3 to 35
增益 (dB)	11.2 to 6	10.1 to 8.6	8.7 to 5.5	17 to 6	14.8 to 8.0
最大IMD3 (dBc)	–	–	–35 (IMD3 Upper)	–	–44.0
类型	GaN HEMT	GaN HEMT	GaN HEMT	GaN HEMT	GaN HEMT

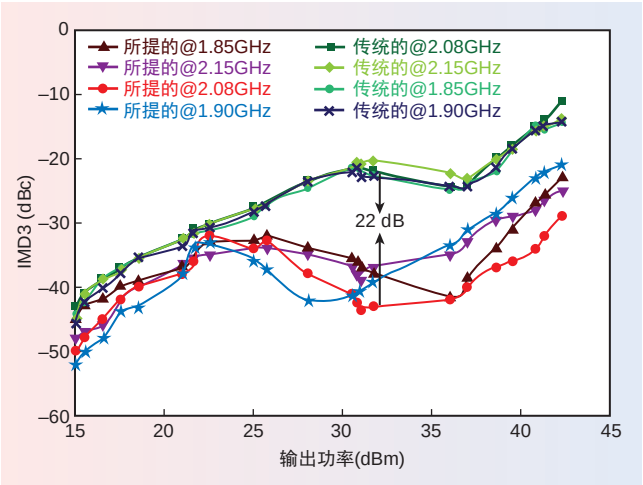

图7：IMD3性能与输出功率的关系：耦合线设计与传统Doherty的对比测量结果。

实现与表征

为了验证这个设计，制作了运行于1.85到2.4GHz频段的DPA。它在Taconic的铜金属化衬底上（RF35的相对介电常数ε_r=3.5，基板高度h=0.508mm，金属厚度t=0.035mm，损耗角正切tan δ =0.0018）制造。主功率放大器和峰值功率放大器均采用Cree CGH40010F GaN HEMT器件来实现。

图3给出所制造的DPA的框图和照片。一个Wilkinson功率分配器将输入功率等分。相位补偿结构的位置在图3a中标明。DPA的尺寸约为1.5λg×1λg，其中λg是中心频率f_0=2.125GHz处的导波长度。

对50MHz单音调CW激励进行了测量。主PA运行于A/B类，V_{DS}=28V，V_{GS}=-2.5V（I_d=210mA）。峰值PA运行于C类，V_{DS}=28V，V_{GS}=-3.7V。以输出功率的函数表示功率增益，其测量值和仿真值如图4所示。在低和中等输出功率，测量和仿真之间的差异归因于PA输出负载阻抗模型中所采用的简化假设。测量和仿真结果中的饱和增益都大于8dB。图4b显示了在6dB OPBO和饱和时，增益作为频率函数的测量和仿真结果。在1.85到2.4GHz频段，在6dB OPBO时的增益高于12dB。在6dB OPBO时或饱和时，增益平坦度是相似的。图5a显示了在1.85、2.1和2.4GHz，输出功率作为输入功率函数的测量和模拟结果。饱和输出功率与频率的关系如图5b所示；饱和功率在43到44.1dBm之间。

饱和输出功率时和6dB OPBO时的DE作为频率和输出功率的函数，分别如图6a和6b所示。饱和时的DE介于67%与76.6%之间，6dB OPBO时的漏极效率在是35%与61.3%之间。饱和时DE的测量和仿真结果具有可比性；然而，在6dB OPBO时的漏极效率与仿真结果存在差异。这主要是由于制造公差的影响。

图7给出了本项目DPA与传统DPA的IMD3测试结果的对比，使用两个音调，间隔6MHz，分别在1.85、1.90、2.08和2.15GHz。在高功率时与传统DPA相比，IMD3提高约22dB。在输出功率大于30dBm的区域，最佳IMD3在2.08GHz为-44dBc。IMD3性能全面提高。注意，当输出功率超过38dBm时IMD3开始增大。这是因为峰值放大器完全打开，产生更多的三阶互调。

本文的DPA性能与其它报导结果的比较见表2。[4,11-13]表2列出了一些分数带宽高于30%的DPA，但它们的饱和效率和6dB OPBO时效率较低。Sun and Jansen[12]描述的DPA实现了30%以上的带宽，但其最佳IMD3在高功率时仅有-35dBc。

结论

一个基于两对反耦合线和阶梯阻抗谐振器的紧凑的相位补偿结构代替传统DPA中的λ/4传输线。与传统的DPA相比，这种设计实现了效率、增益和IMD3的改善。■

参考文献

1. W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 24, No. 9, September 1936, pp. 1163–1182.
2. J. M. Rubio, J. Fang, V. Camarchia, R. Quaglia, M. Pirola and G. Ghione, "3 to 3.6 GHz Wideband GaN Doherty Power Amplifier Exploiting Output Compensation Stages," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 60, No. 8, August 2012, pp. 2543-2548.
3. Y. C. Jeong, S. G. Jeong, J. S. Lim and S. Nam, "A New Method to Suppress Harmonics Using Bias Line Combined by Defected Ground Structure in Power Amplifiers," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.13, No.12, December 2003, pp. 538-540.
4. S. H. Ji, S. K. Eun, C. S. Cho, J. W. Lee and J. Kim, "Linearity Improved Doherty Power Amplifier Using Composite Right/Left-Handed Transmission Lines," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 18, No. 8, December 2008, pp. 533–535.
5. Y. Zhao, A. G. Metzger, P. J. Zampardi, M. Iwamoto and P. M. Asbeck, "Linearity Improvement of HBT-Based Doherty Power Amplifiers Based on a Simple Analytical Model," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 12, December 2006, pp. 4479–4488.
6. K. Bathich, A. Markos and G. Boeck, "A Wideband GaN Doherty Amplifier With 35 Percent Fractional Bandwidth," Proceedings of the European Microwave Conference, September 2010, pp. 1006-1009.
7. M. Sarkeshi, O. B. Leong, and A. van Roermund, "A Novel Doherty Amplifier for Enhanced Load Modulation and Higher Bandwidth," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, June 2008, pp. 763–766.
8. R. Li, D. I. Kim and C. M. Choi, "Compact Structure With Three Attenuation Poles for Improving Stopband Characteristics," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 16, No. 12, December 2006, pp. 663–665.
9. D. M. Pozar, Microwave Engineering, 3rd ed., Wiley, N.Y., 2005.
10. J. Zang, L. Li, J. Gu and X. Sun, "Compact and Harmonic Suppression Wilkinson Power Divider With Short Circuit Anti-Coupled Line" IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 17, No. 9, September 2007, pp. 661-663.
11. L. Piazzon, R. Giofrè, P. Colantonio and F. Giannini, "A Wideband Doherty Architecture With 36 Percent of Fractional Bandwidth," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 23, No. 11, November 2013, pp. 626-628.
12. 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.
13. S. Watanabe, Y. Takayama, R. Ishikawa and K. Honjo, "Miniature Broadband Doherty Power Amplifier With a Series-Connected Load," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 63, No. 2, February 2015, pp. 572-579.