

# UHF 平衡式宽带 20W 功率放大器

黄清华<sup>†</sup> 郝明丽 王宇晨 张宗楠 刘训春

(中国科学院微电子研究所, 北京 100029)

**摘要:** 报道了一款自主设计并研制成功的 UHF 频段宽带大功率放大器, 采用 PCB 工艺实现了基于 LANGE 耦合器的平衡放大结构. 通过调整耦合端和直通端的谐振支路, 在损耗与对称性之间折衷, LANGE 耦合器的性能得到极大改善, 满足了平衡电路的要求. 由此 LANGE 耦合器构成的平衡功率放大器在 1.35~1.85GHz 频率范围内, 增益 $\geq 43\text{dB}$ , 输出功率 $\geq 20\text{W}$ , 增益平坦度 $\leq \pm 0.56\text{dB}$ .

**关键词:** 宽带; 超高频; 功率放大器; 郎格耦合器

EEACC: 1350F

中图分类号: TN722

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2008)02-0361-05

## 1 引言

随着无线移动通信技术的进步, 作为发射机关键部件的射频功率放大器得到了飞速的发展. 尤其是宽带大功率放大器不仅广泛应用在无线移动通信的基站, 还广泛应用于侦察、干扰、雷达、制导等方面, 成为现代化电子战中的核心部件<sup>[1]</sup>.

大功率放大器一般采用功率合成的方式来实现. 为了实现宽带的功率合成, 基于 LANGE 耦合器的平衡放大器结构是最好的选择. LANGE 耦合器主要有波导结构和微带结构两种, 波导结构的 LANGE 耦合器体积太大, 而微带结构的 LANGE 耦合器一般是在陶瓷基板或 MMIC(微波单片集成电路)衬底上采用光刻、蒸发等微细加工工艺实现的<sup>[2,3]</sup>, 这种工序不仅工艺复杂, 而且成本高. 市场对射频宽带功率放大器需求量大, 研制出高性能、低成本、工艺简单的射频宽带功率放大器显得尤其吸引力. 本文提出了利用 PCB 工艺制作 UHF 频段 LANGE 耦合器, 采用谐振支路解决 LANGE 耦合器的对称性问题, 并构成平衡放大器, 得到了良好的效果, 大大降低了成本.

## 2 平衡放大器

平衡放大器理论上可以实现倍频程, 还具有容易匹配、线性度好、稳定性高等优点<sup>[1]</sup>. 如图 1 所示, 输入端 A1 经第一个 LANGE 耦合器等分成两路正交的信号 A2 和 A3, A2 相位为  $-90^\circ$ , A3 相位为  $-180^\circ$ ; 经过放大器移相  $180^\circ$ , B2 相位为  $0^\circ$ , B3 相位为  $-270^\circ$ ; 从 B2, B3 经过第二个 LANGE 耦合器移相, 在 B1 端口均为  $-90^\circ$ , 二者同相, 故从 B1 端口输出的功率为两路放大器的输出功率之和; B2, B3 经过移相, 在 B4 端口的相位

分别为  $180^\circ$  和  $0^\circ$ , 二者反相, 功率抵消. 如果两路不是完全对称, 则在 B4 端口的输出功率不能完全抵消, 一部分功率消耗在 B4 端口的电阻上, 使得 B1 端口的输出功率降低. 因此, 平衡放大器对两路的对称性要求较高. 设计具有良好对称性的 LANGE 耦合器成为平衡放大器的关键.

## 3 LANGE 耦合器的设计

针对 UHF 频段的 LANGE 耦合器尺寸都较大, 例如在陶瓷基板上制作的中心频率 1GHz 的 LANGE 耦合器长度约为 31mm, 如果采用陶瓷基板制作包括 LANGE 耦合器在内的整体电路板, 加上接地通孔的存在, 成本将会相当高. 即使是采用陶瓷基板制作 LANGE 耦合器, 再把 LANGE 耦合器与 PCB 工艺的电路板通过金丝跳线连接, 也会存在工序复杂、电路一致性差、可靠性低等缺点. 因此, 为了降低成本, 减小工艺的复杂度, 我们的目标是设计基于 PCB 工艺的 LANGE 耦合器.

衬底采用 Rogers 的 RO4003C 型 PCB, 厚度  $d$  为 0.508mm. 首先, 根据 (1) 和 (2) 式计算出偶模阻抗  $Z_{0e}$  和奇模阻抗  $Z_{0o}$ <sup>[4]</sup>:

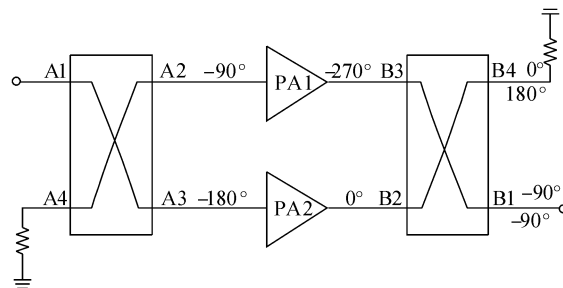


图 1 平衡放大器结构

Fig.1 Structure of balanced amplifier

<sup>†</sup> 通信作者. Email: huangqinghua@ime.ac.cn

2007-07-18 收到, 2007-08-14 定稿

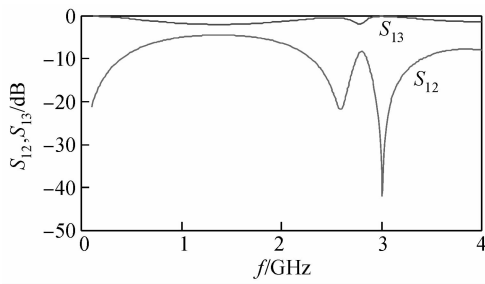


图 2 输出端口 S 参数

Fig.2 S parameters of output terminals

$$Z_{oc} = \frac{4C - 3 + \sqrt{9 - 8C^2}}{2C\sqrt{(1-C)/(1+C)}} Z_0 \quad (1)$$

$$Z_{oo} = \frac{4C + 3 - \sqrt{9 - 8C^2}}{2C\sqrt{(1+C)/(1-C)}} Z_0 \quad (2)$$

其中  $C$  为耦合系数,  $C = 10^{-\frac{3}{20}} = 0.707$ ;  $Z_0 = 50\Omega$ , 计算得到  $Z_{oc} = 176.2\Omega$ ,  $Z_{oo} = 52.6\Omega$ . LANGE 耦合器的指间距、指宽与  $Z_{oc}$  和  $Z_{oo}$  的大小相关, 根据经验公式<sup>[5]</sup> 或耦合微带线奇偶模特征阻抗图<sup>[4]</sup> 可以得到  $S \approx 0.027\text{mm}$ ,  $W \approx 0.265\text{mm}$ . 指间的互连采用金丝跳线的方式实现. 对于大功率合成, LANGE 耦合器的设计还需要考虑以下几个因素:

### 3.1 各指间击穿电压

设负载为  $50\Omega$ , 考虑到功率余量, 输出功率按  $30\text{W}$  计算, 以 A 类放大器进行估算, 根据(3)式<sup>[6]</sup>

$$P = \frac{V^2}{2R} \quad (3)$$

计算得到  $V = 55\text{V}$ , 空气中的击穿电压为  $3000\text{kV/m}$ ,  $0.027\text{mm}$  的间距仅能承受电压约  $80\text{V}$  左右. 考虑到有工艺偏差, 指间距一旦偏小, 就有可能击穿, 因此需要加宽指间距, 提高可靠性.

### 3.2 各指承受电流

同理, 根据(4)式<sup>[6]</sup>

$$P = \frac{1}{2} I^2 R \quad (4)$$

计算得到指上的最大电流  $I = 1.1\text{A}$ , 而  $0.265\text{mm}$  宽度的金属铜能承受的电流大约为  $2\text{A}$ , 因此, 不存在烧断的危险.

### 3.3 互连金丝承受电流

为了满足输出端的大功率合成, 不至于烧断金丝, 采用 4 根金丝并联, 最大可承受电流将达到  $3.8\text{A}$ , 能保证  $20\text{W}$  的功率合成.

从上面 3 个方面看, 主要的矛盾是指间距偏小, 有击穿的可能. 另外, 这种尺寸的指间距, 只能通过光刻等工艺来实现, 将会大大增加成本. 根据市场上 PCB 的工艺水平, 最小线间距只能做到  $0.1\text{mm}$ , 因此, 我们将 LANGE 耦合器的指间距  $S$  设计为  $0.1\text{mm}$ . 同时,  $0.1\text{mm}$  间距的承受电压将达到  $300\text{V}$ , 可以防止击穿.

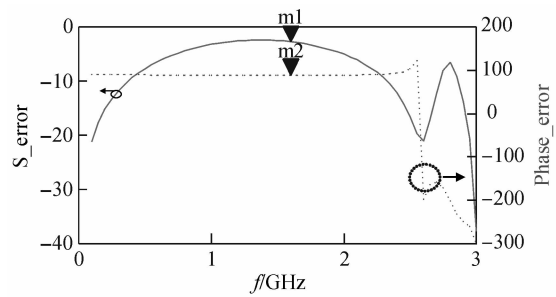


图 3 幅度差和相位差

Fig.3 Amplitude error and phase error

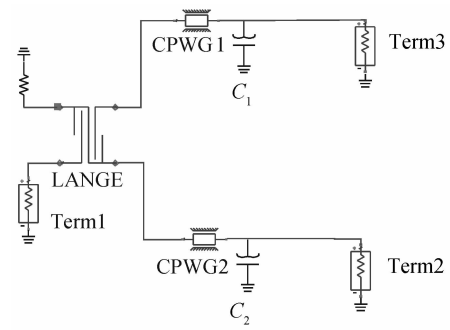


图 4 改进的 LANGE 耦合器

Fig.4 Improved LANGE coupler

设计的频率范围为  $1.35 \sim 1.85\text{GHz}$ , 按中心频率  $1.6\text{GHz}$ , 结合经验公式<sup>[1]</sup>

$$\text{length} = \lambda/4 \quad (5)$$

计算出 LANGE 的指长 length 为  $31\text{mm}$ . 利用电磁场仿真工具 Momentum 进行仿真, 指间互连的金丝设置成高度为  $50\mu\text{m}$  的空气桥模型.

最终电磁场仿真结果得到耦合端和直通端的  $S$  参数, 如图 2 所示 (第 2 端口为耦合端, 第 3 端口为直通端), 可以看到, 两个输出端口的  $S$  参数相差较大, 对称性较差. 分析其原因, 主要是因为 LANGE 耦合器的指间距偏大, 降低了耦合系数, 使得耦合端低于  $-3\text{dB}$ . 两个输出端口幅度、相位差如图 3 所示. 可以看到, 两路的相位相差接近  $90^\circ$ , 但幅度差达到了  $2.7\text{dB}$  以上. 因此, 如果直接采用此 LANGE 耦合器构成平衡放大器, 两路的不对称性严重, 将会影响电路的匹配状况, 同时功率抵消严重<sup>[1]</sup>. 为了改善两个端口的对称性, 在两个端口设置了谐振支路, 如图 4 所示.

采用共面波导和并联电容进行谐振, 调整共面波导的长度和电容值, 从而调整两个谐振支路谐振在不同的频点, 使两个输出端口得到不同程度的衰减. 当共面波导和电容分别取值如表 1 时, 两个谐振支路的  $S_{21}$  如图 5 所示.

表 1 谐振支路元件取值

Table 1 Components value in resonant tanks

	耦合端(2)	直通端(3)
$L^*/\text{mm}$	13	7
$C/\text{pF}$	0.5	2.4

$L$  表示共面波导的长度.

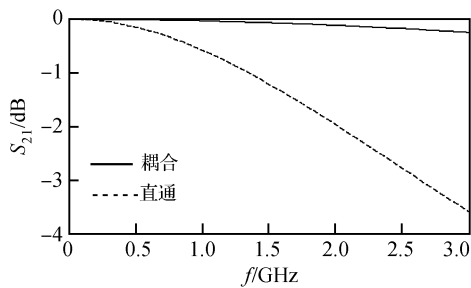


图 5 谐振支路  $S_{21}$   
Fig. 5  $S_{21}$  of the resonant tanks

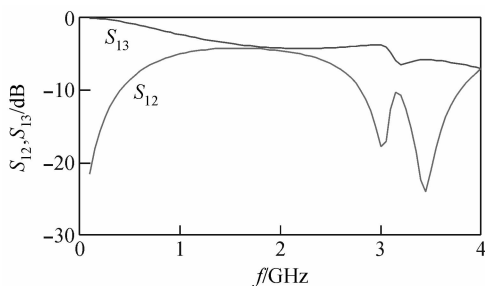


图 6 改进后的 LANGE 耦合器输出端口 S 参数  
Fig. 6 S parameters at output terminals of improved LANGE coupler

从图 5 可以看出,直通端的衰减量大于耦合端,结合前面的图 2 可以看出,谐振支路的衰减可以使得两个端口趋于对称.当然谐振支路的衰减增加了 LANGE 耦合器的损耗,在损耗与对称性间折衷,根据表 1 的取值,最终得到 LANGE 耦合器两个输出端口的特性,如图 6 所示.

从图 7 可以看出,两路 S 参数的幅度差由原来的  $-2.741\text{dB}$  减小到了  $-0.486\text{dB}$ ,而相位差增加变化很小,因此,两路的不对称性得到了极大改善.

## 4 整体电路设计

为了实现高增益,电路采用四级级联,如图 8 所示.考虑到电路前三级为功率驱动级,功率管承受功率相对较小,而第四级作为功率输出级,承受功率最大,为了保证第四级功率管的可靠工作,故只在第四级采用平衡结

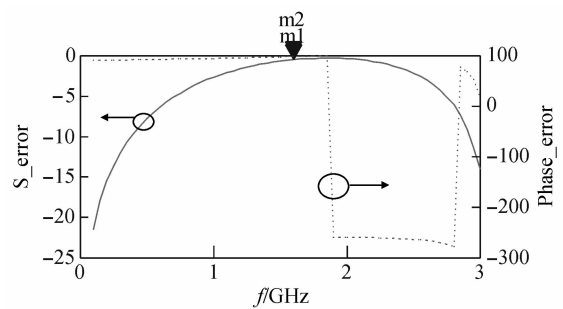


图 7 改进后的 LANGE 耦合器幅度差和相位差  
Fig. 7 Amplitude error and phase error of the improved LANGE coupler

构.两个耦合器均进行如上所述的调整,提高两个端口的对称性.

### 4.1 稳定性设计

由于该电路由四级级联构成,容易发生自激振荡,因此尤其需要注意稳定性的设计.首先,在腔体结构方面,设计了隔离“墙”,如图 9 所示,有效地把直流偏置电路和射频信号通路隔离开,防止电磁波的空间耦合.为了防止在盒内产生波导型传播<sup>[1]</sup>,需保证腔体的横向尺寸小于  $\lambda_H/2$ .  $\lambda_H$  是工作频段高端频率的波长,在本设计中即是  $1.85\text{GHz}$  对应的波长  $162\text{mm}$ .我们的盒子总宽  $80\text{mm}$ ,而射频部分的腔体横向尺寸最大处仅  $50\text{mm}$ .其次,各级晶体管都采用并联负反馈,提高了各级的稳定性,保证了整体电路的稳定工作.另外,晶体管的栅极偏压采取电阻馈电的方式,而不是采用电感馈电,因为电感会造成感生电动势,增大栅极电压的摆幅,严重时可能会击穿晶体管的栅氧层,损坏晶体管.同时,由于天线效应,电感会将后级的电磁波信号耦合到栅极,容易引起自激振荡.

### 4.2 匹配电路设计

该放大器是宽带放大器,匹配网络的设计不能单采用传统的共轭匹配方式,因为共轭匹配是针对单个频点或窄带的.我们采用共轭匹配与 EDA 软件优化相结合的方式,而且在匹配网络中设置多个谐振点,以降低匹配网络的 Q 值,来达到扩展带宽的目的.具体做法是在

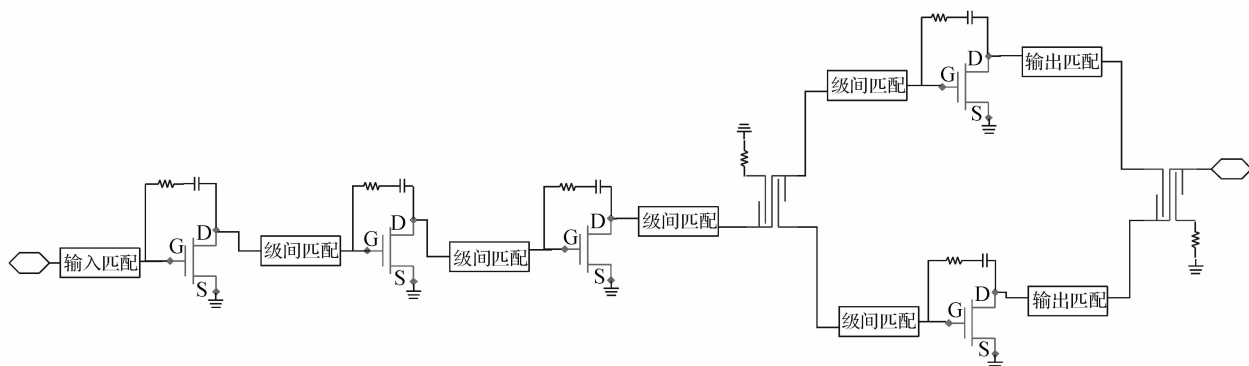


图 8 电路框图  
Fig. 8 Schematic circuit diagram

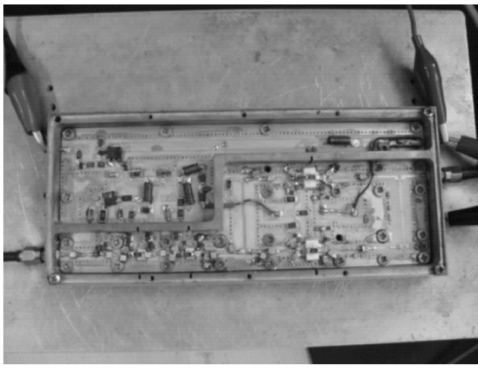


图 9 电路实物照片

Fig.9 Photograph of practical circuit

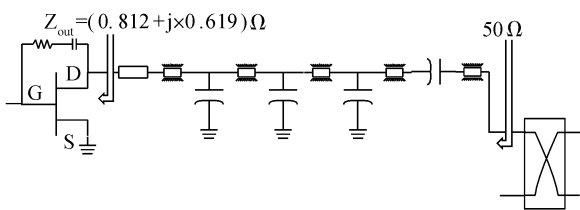


图 10 输出级匹配网络

Fig.10 Matching network of the output stage

ADS 中,先仿真得出晶体管在中心频点 1.6GHz 的输入、输出阻抗,利用共轭匹配原理得出各个匹配网络两端的阻抗值,在 Smith 圆图上标出该两点,并在 Smith 圆图上标出等  $Q$  值圆,在匹配时,沿着等电阻或等电导圆移动时不超过等  $Q$  值圆所限定的区域.以最后一级 MRF284 的输出匹配为例,仿真得出中心频点 1.6GHz 的输出阻抗为  $(0.812 + j \times 0.619)\Omega$ ,要将此阻抗匹配到  $50\Omega$ ,根据公式(6)<sup>[6]</sup>计算得到匹配网络的  $Q$  值应该为:

$$Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{1.6}{0.5} = 3.2 \quad (6)$$

如图 10 所示,采用了集中参数元件(电容)与分布参数元件(共面波导)混合匹配的方式,利用 3 个 L 型匹配网络可以将输出阻抗匹配到  $50\Omega$ ,在 Smith 圆图上的匹配过程如图 11.从图 12 可以看到该匹配网络的  $S_{21}$  在 1.35~1.85GHz 的频率范围内,平坦度很好,都接近 0dB.最后,利用 ADS 的大信号  $S$  参数(LSSP)或谐波平衡(harmonic balance)仿真工具对电容和共面波导的

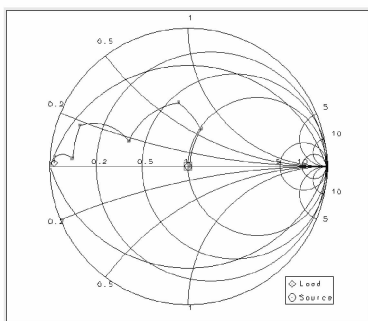


图 11 Smith 圆图匹配过程

Fig.11 Matching process on Smith chart

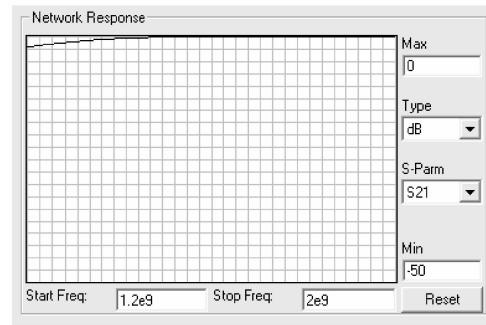


图 12 匹配网络的  $S_{21}$

Fig.12  $S_{21}$  of the matching network

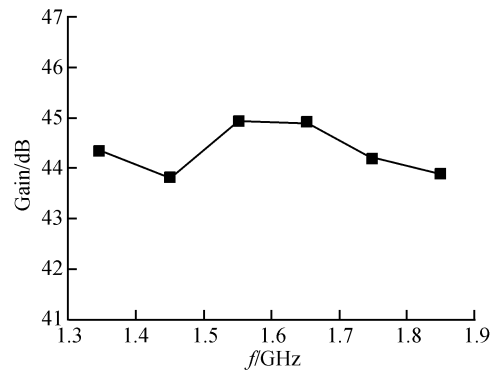


图 13 0dBm 输入时的增益测试结果

Fig.13 Measured gain with 0dBm  $P_{in}$

参数进行优化,使得放大器各项指标在频带范围内达到最佳.

### 4.3 线性度的设计

最后一级的功率管 MRF284 处于大信号工作状态,容易产生失真.我们设置其静态工作电流在 220mA 左右,使其工作在 AB 类,减小了输出信号的失真.电路各级均采用负反馈,漏极的 RF 信号反馈到栅极,使得交调产物得到抑制,可以提高功放的线性度.另外,输出级采用 LANGE 耦合器的功率合成,相对于单路放大器,每只晶体管的输出功率减半,这实质上是一种功率回退技术,使得 1dB 压缩点输出功率提高 3dB.

最终研制成功的电路实物如图 9 所示.

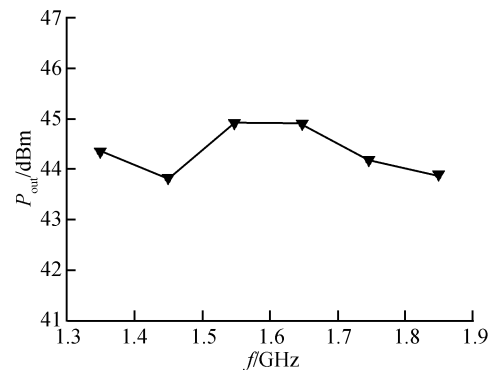


图 14 0dBm 输入时的输出功率测试结果

Fig.14 Measured  $P_{out}$  with 0dBm  $P_{in}$

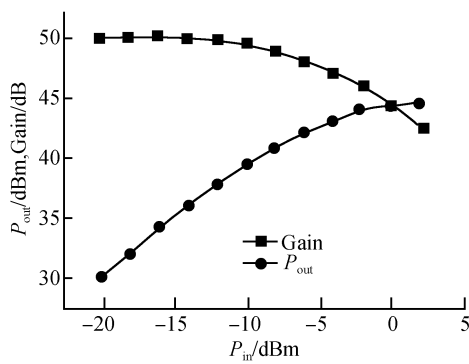


图15 1.6GHz下测试的增益和输出功率  
Fig.15 Measured gain and  $P_{out}$  at 1.6GHz

## 5 测试结果

电源电压采用28V,总的静态工作电流为800mA.信号源采用Anritsu MG3632,输入信号为连续波0dBm,放大器输出信号经过30dB衰减器进行衰减后用功率计测量,功率计采用HP437B,增益和输出功率测试结果分别如图13和14所示.增益和输出功率随输入功率的变化曲线如图15.

可见,在1.35~1.85GHz的频率范围内,小信号情况下的增益达到了50dB,大信号增益超过了43dB,饱和输出功率均超过了43dBm(20W),在1.55GHz下输出功率达到了44.9dBm(31W),带内增益平坦度为 $\pm 0.56\text{dB}$ .1dB压缩点的输出功率约41dBm,与Mini-

Circuits公司<sup>[7]</sup>的20W功放产品ZHL-20W-13相当.

## 6 总结

报道了一款宽带大功率放大器,采用PCB工艺制作了LANGE耦合器,通过谐振支路解决了LANGE耦合器两路的对称性问题.大大降低了工艺复杂度,节约了成本.利用此LANGE耦合器构成平衡放大电路,得到了良好的性能,在1.35~1.85GHz下,增益大于43dB,输出功率超过20W,增益平坦度小于 $\pm 0.56\text{dB}$ .

## 参考文献

- [1] Editor Committee of Chinese Integrated Circuits Collectivity. Microwave integrated circuits. Beijing: National Defence Industry Press, 1995: 154, 170, 173 (in Chinese)[《中国集成电路大全》编委会著.微波集成电路.北京:国防工业出版社,1995:154,170,173]
- [2] Ryu G H, Yang S G, Seo K S. A coplanar wideband balanced amplifier MMIC using novel air-gap stacked 3-dB couplers. Journal of the Korean Physical Society, 2000, 37(6): 833
- [3] Cripps S C. RF power amplifier for wireless communications. London: Artech House, 1999: 298
- [4] [http://www.zen118213.zen.co.uk/RFMicrowave\\_Circuits\\_Files/Hybrid.pdf](http://www.zen118213.zen.co.uk/RFMicrowave_Circuits_Files/Hybrid.pdf)
- [5] Osmani R M. Synthesis of lange couplers. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1981, 29(2): 168
- [6] Lee T H. The design of CMOS radio-frequency integrated circuits. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003: 281, 283, 74
- [7] <http://www.minicircuits.com/pdfs/ZHL-20W-13.pdf>

## A UHF Balanced Broadband 20W Power Amplifier

Huang Qinghua<sup>†</sup>, Hao Mingli, Wang Yuchen, Zhang Zongnan, and Liu Xunchun

(Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

**Abstract:** A UHF balanced broadband high power amplifier is reported. The balanced structure based on LANGE couplers is fabricated with PCB technology. By adjusting the resonant tanks at the coupling ports and the through ports, some trade-offs between loss and symmetry are made. The LANGE coupler's performance is improved for the balanced amplifier. In the frequency band of 1.35~1.85GHz, the balanced power amplifier based on the LANGE couplers has a gain of more than 43dB, an output power of more than 20W, and gain flatness of less than  $\pm 0.56\text{dB}$ .

**Key words:** broadband; UHF; power amplifier; LANGE coupler

EEACC: 1350F

Article ID: 0253-4177(2008)02-0361-05

<sup>†</sup> Corresponding author. Email: huangqinghua@ime.ac.cn

Received 18 July 2007, revised manuscript received 14 August 2007