巴伦的幅度和相位不平衡对射频系统性能的影响

Effect of Balun Amplitude and Phase Imbalance on RF System Performance

祁艳阳、赵林新，艾迪悌科技（上海）有限公司

第五代移动通信致力于大幅增加数据速率以及系统容量，为此一些新的系统架构的相关研究正在开展。其中大规模多入多出（Massive MIMO）技术，旨在通过更多的天线大幅提高网络容量和信号质量。采用Massive MIMO的5G基站不但可以通过复用更多的无线信号流提升网络容量，还可通过波束赋形大幅提升网络覆盖能力。波束赋形技术通过调整天线增益空间分布，使信号能量在发送时更集中指向目标终端，以弥补信号发送后在空间传输的损耗，大幅提升网络覆盖能力。

为了支持Massive MIMO，相比于4G LTE的射频系统，每个射频板卡上的通道数会增加很多，最为常见的是64 通道。通道数的增加意味着射频板上的元器件数量以及功耗会有大幅的增加，这会引发一系列的系统设计以及工程实现的难度，增加射频板卡设计的复杂度和挑战性。考虑到以上因素，对于射频板卡的设计就需要元器件具备更高集成度，同时具备低功耗以及高性能的特征来降低整个板卡的设计复杂度以及提高可靠性。

F1428/F1128是分别用于发射和接收通道上的射频放大器，集成了高线性射频放大器以及片上巴伦，其中射频宽带放大器使用了IDT独有的Zero_Distort专利技术，使得 F1428/F1128在80mA功耗下就具备39dBm 三阶输出交调点（OIP3）。通过使用无源器件（IPD）技术，在3GHz以内，其幅度不平衡误差小于0.2dB，相位不平衡误差小于5°。这些指标与业内分离的巴伦器件的性能不相上下。在本篇论文中，我们将会分析巴伦的幅度和相位不平衡特性对射频系统的影响，相关分析和仿真表明，使用F1428/F1128会给整个射频系统设计带来巨大的便利，同时对射频性能的影响很小。

分析基础

A. 巴伦模型

首先我们会建立巴伦的分析模型（图1），这也是我们后续分析的基础。巴伦的输出信号可以用下式表达：

$$\begin{aligned}Out&=Vp-Vn=\cos(\varepsilon t)+(1+\varepsilon)\cos(\varepsilon t+\theta)\\&=(2+\varepsilon)*\frac{e^{i\omega t}+e^{-i\omega t}}{2}+(1+\varepsilon)*\theta*j*\frac{e^{i\omega t}-e^{-i\omega t}}{2}\end{aligned}\quad(1)$$

其中ε代表幅度不平衡误差。

理想情况下的输出信号为 $\mathrm{Real}(2*\frac{e^{i\omega t}+e^{-i\omega t}}{2})$，通过比较理想巴伦的输出信号我们可以发现，非理想巴伦的输出信号没有额外的镜像干扰产生，但是对于有用信号而言，由于幅度和相位不平衡的影响，会由此导致额外的功率损失。通过对比理想巴伦的输出表达式，我们可以得到相应的功率损失为 $10*\log10(\frac{(2+\varepsilon)^2-((1+\varepsilon)*\theta)^2}{4})$。

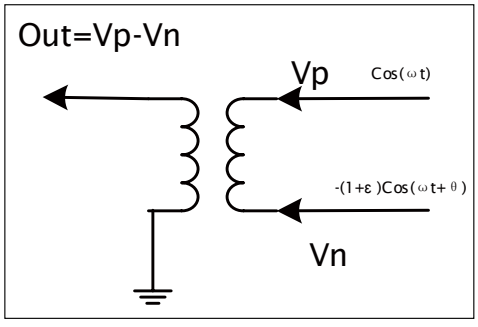

图 1

PowerLoss	Phase Imbalance ,Degree									
amplitude imbalance, dB	-0.13	-20	-15	-10	-5	0	5	10	15	20
-2	-1.05	-1.00	-0.97	-0.95	-0.94	-0.95	-0.97	-1.00	-1.05	
-1.5	-0.83	-0.78	-0.75	-0.72	-0.72	-0.72	-0.75	-0.78	-0.83	
-1	-0.60	-0.55	-0.52	-0.49	-0.49	-0.49	-0.52	-0.55	-0.60	
-0.5	-0.37	-0.32	-0.28	-0.25	-0.25	-0.25	-0.28	-0.32	-0.37	
0	-0.13	-0.07	-0.03	-0.01	0.00	-0.01	-0.03	-0.07	-0.13	
0.5	0.11	0.17	0.22	0.24	0.25	0.24	0.22	0.17	0.11	
1	0.36	0.43	0.48	0.51	0.51	0.51	0.48	0.43	0.36	
1.5	0.62	0.69	0.74	0.77	0.78	0.77	0.74	0.69	0.62	
2	0.89	0.96	1.02	1.05	1.06	1.05	1.02	0.96	0.89	

表 1

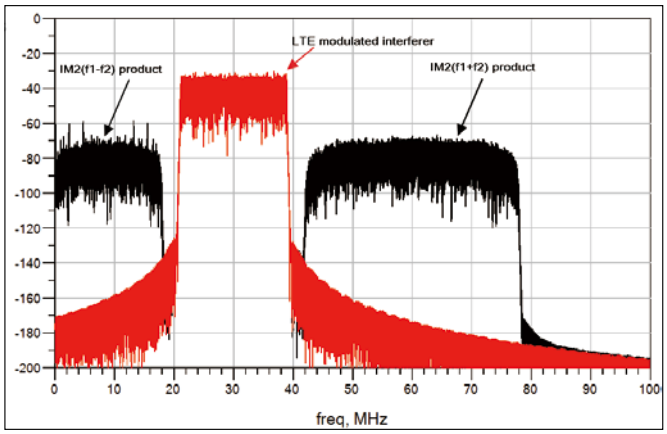

图 2

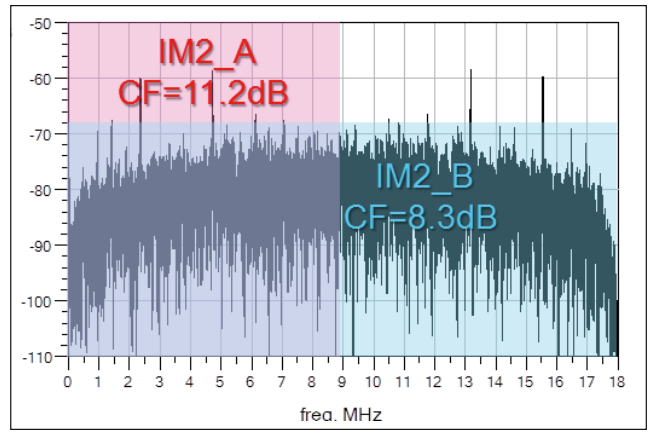

图3

表1给出了不同幅度和相位不平衡组合下，其对应的功率损失。我们可以发现，在幅度不平衡误差小于0.5dB以及相位不平衡误差小于9°的前提下，由于幅度和相位不平衡引入的功率损失小于0.3dB，在相位不平衡误差小于5°以内时，功率损失只有0.25dB。

B. 由于幅度和相位不平衡导致的二阶非线性产物

差分结构是电路设计中常见的结构，除了可以抑制共模噪声外，还可以抑制偶次非线性产物，尤其是二阶非线性产物。考虑到巴伦的作用，如果相位和幅度的不平衡误差恶化，无疑会影响相应电路对于二次非线性产物的抑制。文献[1]的理论分析表明，和幅度不平衡相比，相位不平衡误差对于偶次非线性的产物的抑制更为直接并占据主导因素。

文献[2]的研究和分析表明，二次非线性的产物与相位不平衡特性存在对应数值关系，如果相位不平衡特性恶化2倍，那么二次非线性产物同比会恶化6dB。譬如说，如果相位不平衡误差由5°增加到10°，不考虑幅度不平衡条件下，那么10°下的二阶非线性产物就会比5°相位不平衡的二阶非线性产物功率高6dB。

以上2篇文献中的结论非常重要，由此在对射频系统性能的分析过程中，我们会将分析的重点放在相位不平衡特性上，并且将以上结论用于相应的定量分析。

C. 调制信号的二次非线性产物

我们知道，二次非线性产物与输入信号的功率以及IIP2存在以下关系，如公式（2）所示：

$$IM2=2*Pin-IIP2 \quad (2)$$

但是需要指出的是，以上公式只适用于信号为单音条件下。如果大信号为调制信号时，由此导致的二阶非线性产物在原先单音信号的公式基础上会增加一个修正因子（CF）。在文献[3]中，作者通过仿真发现，针对LTE信号，不同的带宽情况下，其CF是不同的。并且作者通过实际测量发现仿真值与测试值非常接近。不过需要指出的是，文献[3]的场景是针对终端射频接收机中常用的零中频架构而言，属于特殊的一种场景。考虑到基站中射频架构的因素，有用信号与二阶非线性产物存在不同的相对位置关系，CF是有区别的。

假设干扰信号为LTE上行信号且带宽为20MHz时，我们重新建立相应的仿真模型并仿真其二阶非线性产物，那么其二阶非线性产物的频谱如图2所示。

对于类似（f1-f2)的二阶非线性产物，CF可以用2种情况来描述，二阶产物与有用信号的相对位置，如图3所示。

对于类似（f1+f2)的二阶非线性产物，CF同样可以用2种情况来描述，二

Case	Case A	Case B	Case C	Case D
CF, dB	11.2	8.3	8	6.7

表 2

Phase imbalance	Transceiver IIP2, dBm	Note
4.5°	65	Baseline
9°	59	Revised

表 3

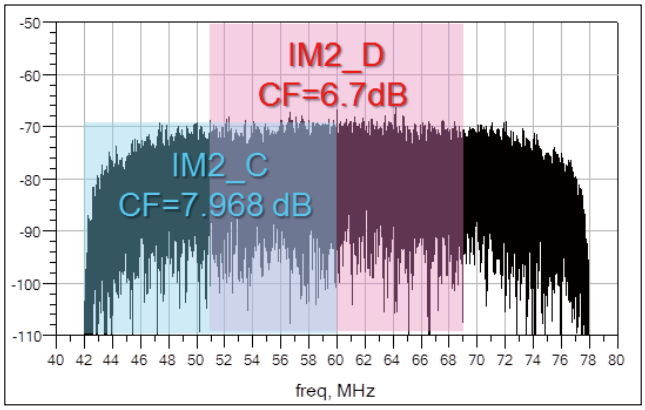

图4

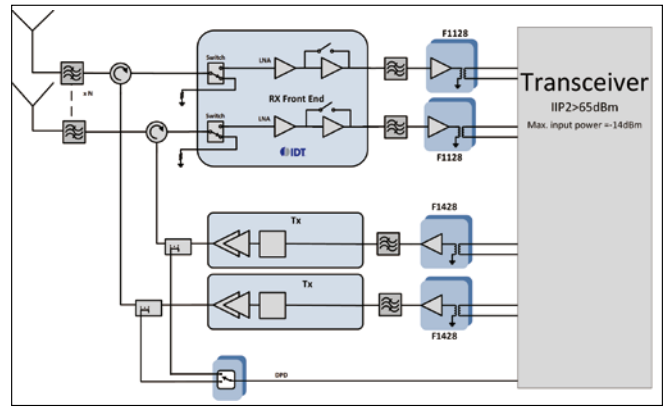

图5

阶产物与有用信号的相对位置，如图4示。

通过以上分析，我们可以把不同场景下的CF总结如下，如表2所示。我们可以发现，Case_A适用于零中频接收机架构，我们的仿真结果与文献[3]中的仿真结果非常接近，误差小于0.2dB。

根据以上仿真结果，如果考虑大信号为LTE上行信号且信号带宽为20MHz时，其二阶非线性产物IM2可以用下式表达：

$$IM2=2*Pin-IIP2-CF \quad (3)$$

其中CF可以根据有用信号和二阶非线性产物的相对位置关系，由表2得到相应的值。

射频系统性能的影响

在本章节中，我们会分析巴伦的幅度和相位不平衡特性对于射频系统性能的影响。在具体分析之前，我们会先介绍下基站的射频架构。考虑到Massive MIMO作为5G通信的重要性，我们会基于Massive MIMO来做相应分析。

D. Massive MIMO中的射频架构

目前在Massive MIMO接收机方案中，主要有2种架构。一种是在射频前端后面会使用射频收发机，通常射频收发机是由ADI公司提供。另外一种是采用射频直接采样架构，在射频前端后通过高性能ADC来处理信号，ADC通常由TI公司提供。这2种方案都需要一套高性能的射频前端，而这部分目前IDT公司具备完整的解决方案。

图5为Massive MIMO射频架构的系统框图，我们以射频接收机为例，该框图同样适用于射频直接采样架构，对于射频前端而言，他们的方案是相同的。对于射频前端无论是发射还是接收链路，IDT都可以提供完整的解决方案。对于接收链路，IDT可以提供集成了开关以及低噪声放大器的高集成度芯片，其具备高功率容量，快速切换时间以及低噪声系数和高线性度。在该芯片的后面是F1128，用于射频前端和接收机的连接，考虑到实际应用过程中可能存在不同的差分阻抗需求，F1128能提供不同差分阻抗，涵盖了从差分50欧姆到200欧姆的区间。

根据ADI/TI的产品信息，其输入二阶交调点（IIP2）通常为65dBm，而其建议使用的巴伦，相位不平衡误差通常为4~5° 左右。 这也是目前分离巴伦中的典型指标。

根据之前的基础分析以及上述信息，我们可以根据相位不平衡误差的不同来修正接收机或者ADC的IIP2指标，具体如表3所示。

测试向量	有用信号功率, dBm	阻塞信号功率, dBm	阻塞信号类型	备注
1	-101.5+6	-15	CW	3GPP standard
2	-101.5+6	-43	LTE modulated	3GPP standard
3	-101.5	-12	CW	Industry standard
4	-101.5	-40	LTE modulated	Industry standard
5	-107.5	-40	LTE modulated	Industry standard

表 4

Test case	Phase error,degree	Rejection, dB	Wanted Signal, dBm	Blocking, dBm	Gain, dB	Wanted Signal power, dBm	Blocking power@trans ceiver, dBm	IIP2@ Tran3ceiver. dBm	IM2, dBm	C/IM2, dB	SNR_ degra ded, dB	Delta
3	4.5	50	-101.5	-12	48	-53.5	-14	65	-93	39.5	4.87E-04	
3	9	50	-101.5	-12	48	-53.5	-14	59	-87	33.5	1.94E-03	0.00145

表5

Test case	Phase error,degree	Wanted Signal, dBm	Blocking, dBm	Gain, dB	Wanted Signal power, dBm	Blocking power, dBm	IIP2@ Transceiver, dBm	CF, dB	IM2, dBm	C/IM2 orgin, dB	SNR_ degra ded, dB	Delta
5	4.5	-107.5	-40	26	-81.5	-14	65	11.2	-104.2	22.7	2.33E-02	
	9	-107.5	-40	26	-81.5	-14	59	11.2	-98.2	16.7	9.19E-02	0.07
	4.5	-107.5	-40	26	-81.5	-14	65	6.7	-99.7	18.2	6.52E-02	
	9	-107.5	-40	26	-81.5	-14	59	6.7	-93.7	12.2	2.54E-01	0.19
	4.5	-107.5	-40	26	-81.5	-14	65	8	-101	19.5	4.85E-02	
	9	-107.5	-40	26	-81.5	-14	59	8	-95	13.5	1.90E-01	0.14
4	4.5	-101.5	-40	26	-75.5	-14	65	11.2	-104.2	28.7	5.85E-03	
	9	-101.5	-40	26	-75.5	-14	59	11.2	-98.2	22.7	2.33E-02	0.02
	4.5	-101.5	-40	26	-75.5	-14	65	6.7	-99.7	24.2	1.65E-02	
	9	-101.5	-40	26	-75.5	-14	59	6.7	-93.7	18.2	6.52E-02	0.05
	4.5	-101.5	-40	26	-75.5	-14	65	8	-101	25.5	1.22E-02	
	9	-101.5	-40	26	-75.5	-14	59	8	-95	19.5	4.85E-02	0.04

表6

E. 3GPP中的测试向量

根据3GPP技术规范TS 36.104的定义，有不同的测试向量用于射频系统测试。为了简化分析，我们将与二阶非线性产物相关的测试场景总结如下，并给出以下分析假设：

- LTE signal with bandwidth 20MHz
- Demodulator SNR=0dB
- Wide Area Base Station
- Blocking test case with frf/2 CW interferer
- Blocking test case with LTE modulated interferer

除了3GPP定义外，考虑到行业主要厂商的内部行业测试标准，我们定义了5种具体测试向量，如表4所示。显然我们会发现行业内的测试标准要比3GPP的相应要求严苛很多，为了分析巴伦的幅度和相位不平衡对系统的影响，我们会采用行业的测试标准来分析。

F. 测试向量 3

在实际应用中，考虑到靠近天线的射频滤波器的抑制特性，即使不考虑F1128前的射频滤波器的作用，该测试向量通常也容易满足相应测试标准。正常情况下，第一级射频滤波器对于frf/2的抑制在80dB左右，在我们的分析中，考虑到最恶化的情况，我们将滤波器对frf/2的抑制为50dB来计算巴伦的相位不平衡对系统的影响。

基于先前的假设，我们可以得到由于相位不平衡导致的SNR恶化，其恶化如表5所示。我们可以发现SNR在相位不平衡误差9°的情况下，SNR恶化值为0.0019dB 。和相位不平衡误差4.5°相比，SNR只恶化了0.00145dB，显然无论那种情况，SNR恶化非常小。所以针对该测试向量，相位不平衡的影响可以忽略不计。

G. 测试向量 4/5

通过使用同样的方法，我们可以分析在不同测试向量下SNR的恶化值，如表6所示。我们发现即使最恶化的测试向量，在相位不平衡误差为9°的条件下，SNR的恶化值为0.25dB，如果与相位不平衡为4.5°相比较，SNR相对恶化值为0.19dB。以上分析表明，虽然相位不平衡达到9°，该值弱于通常的分离巴伦指标，但是具体到整个射频系统性能中，其影响只有0.2dB，该影响比较小而且是可以接受的。这个值也给射频系统工程师选择器件时提供了数值参考。

H. F1128/F1428 性能

F1128/F1428 具备以下主要性能：

- 高线性度，OIP3=38dBm@80mA
- 宽带，频率覆盖范围包含900M~4.2GHz
- Gain/OIP3 稳定，随频率和温度变化小
- 幅度和相位不平衡误差小，在3GHz以内时，其幅度误差只有 0.3dB，相位不平衡误差只有 5°
- 灵活的功耗配置，电流可以根据OIP3以及功耗的不同需求折中，电流配置范围为60mA~90mA
- 支持不同的差分阻抗，差分阻抗的范围为50 Ohm 到 200 Ohm
- 小封装，尺寸为 3×3mm with QFN package

基于以上分析，我们可以发现F1128/F1428可以满足整体射频性能的要求，考虑到F1128/F1428的高线性，低功耗以及小封装等特性，采用F1128/F1428无疑会降低射频板卡的设计复杂度，缩短产品的开发周期。

结论

在本篇文章中，我们分析了巴伦的幅度和相位不平衡对于射频系统性能的影响。通过我们对具体测试向量的分析，即使考虑到最恶化的场景，当相位不平衡为9°时，SNR的恶化也只有0.2dB，考虑到F1128/F1428的高集成度，低功耗和小封装，这些特性无疑会对射频板卡的开发带来巨大便利。■

参考文献

1. “Using Multilayer Baluns to Improve ADC Performance”, September 2009
2. “Wideband A/D Converter Front-End Design Considerations”, Rob Reeder
3. “IIP2 Requirements in 4G LTE Handset Receivers”, Essam S.Atalla, Abdellatif, 2013, IEEE