

# 基站/直放站收发信机设计

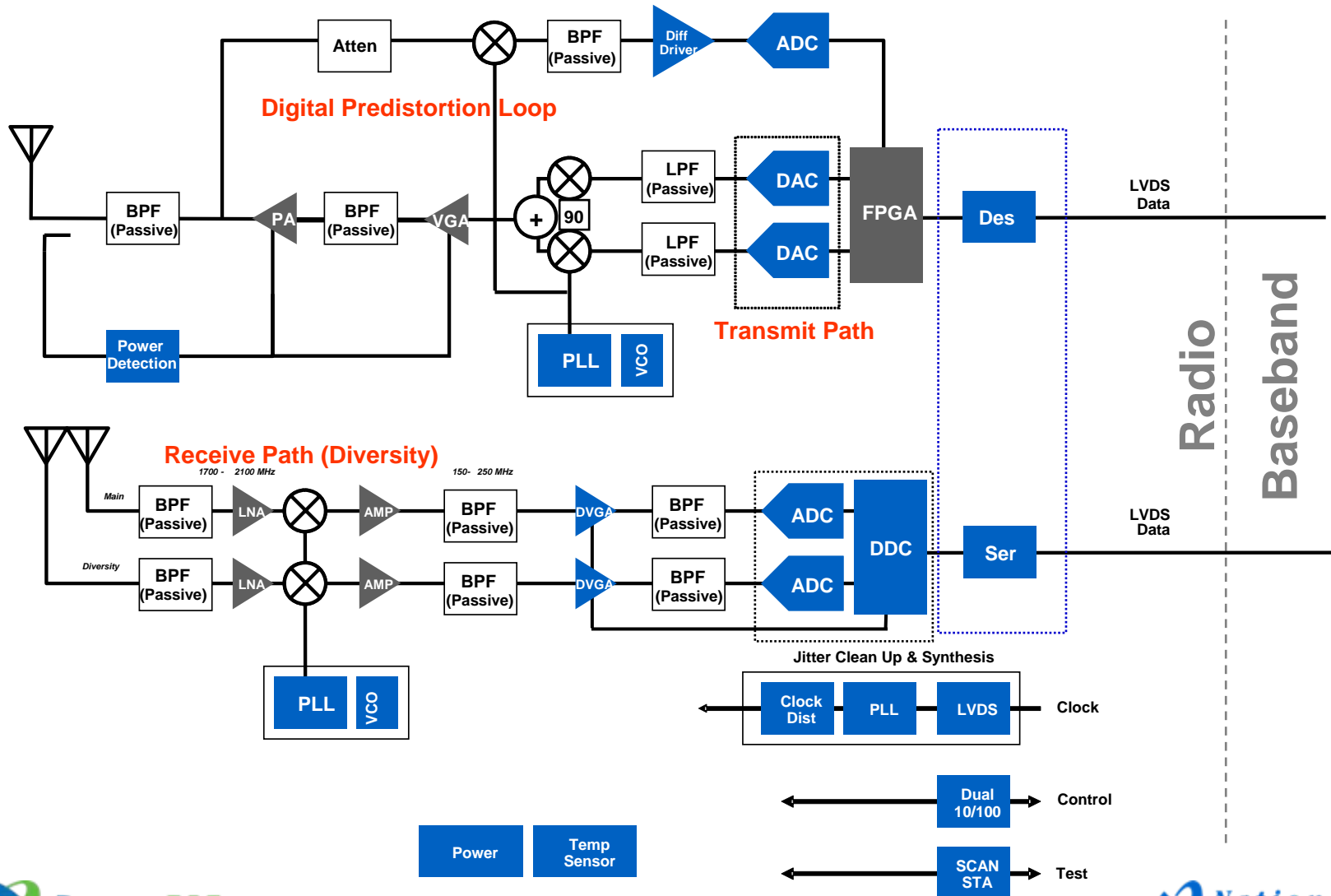
美国国家半导体高速产品工程师  
毛华平  
2008.5

# 概要

- 基站/直放站收发信机介绍
- 收信机设计及 ADC 的选择
- ADC 接口电路设计
- 预失真反馈回路 ADC 的选择

# 基站/直放站收发信机介绍

# 基站/直放站收发信机介绍



# 收信机设计

(以 3 载波 WCDMA 系统为例)

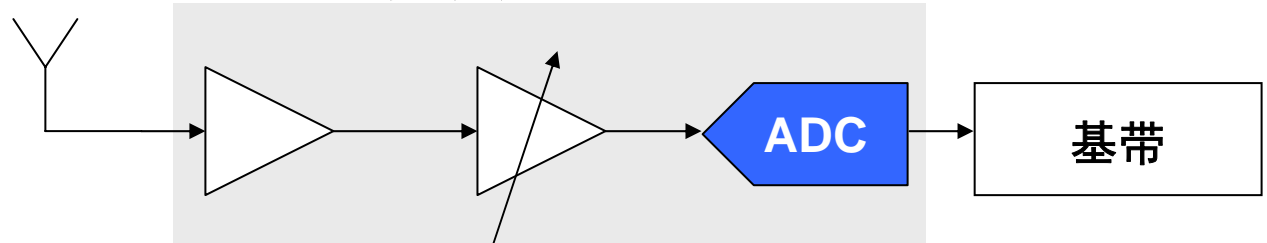
# 收信机链路设计步骤

- 确定接收机总的噪声系数 **NF**
- 根据系统要求选择中频频率及 **ADC** 时钟速率
- 分配射频前端及 **ADC** 噪声系数及增益
- 确定 **ADC** 输入端的最高阻塞电平
- 确定 **ADC** 的 **SNR**
- 得到 **AD** 器件的所需位数
- 确定 **ADC SFDR**

# 确定系统噪声系数（灵敏度情况）

静态参考灵敏度: -121 dBm

接收机总  $NF_{total}$



$$G_P = 10 \log_{10} \left( \frac{3.84 \text{ Mcps}}{12.2 \text{ kbps}} \right) = 25 \text{ dB}$$

$$\frac{E_b}{N_0} = 5 \text{ dB}$$

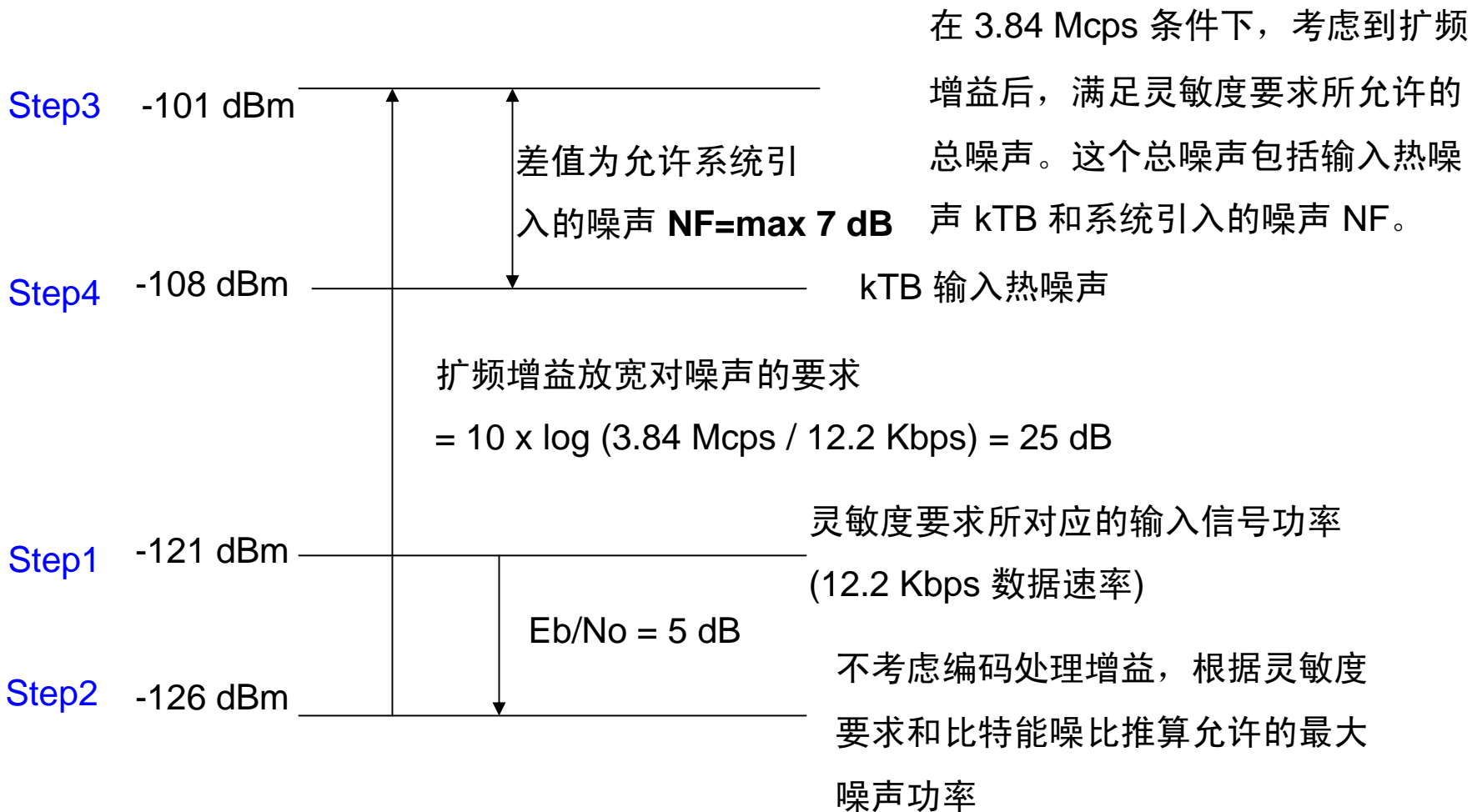
$$\begin{aligned} P_N(\text{acceptable}) &= P_R - \left( \frac{E_b}{N_0} \right) + G_P \\ &= -121 \text{ dBm} - 5 \text{ dB} + 25 \text{ dB} \\ &= -101 \text{ dBm} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_N(\text{actual}) &= NF_{total} + 10 \log_{10}(KT_0 B_w) \\ &= NF_{total} - 108 \text{ dBm} \end{aligned}$$

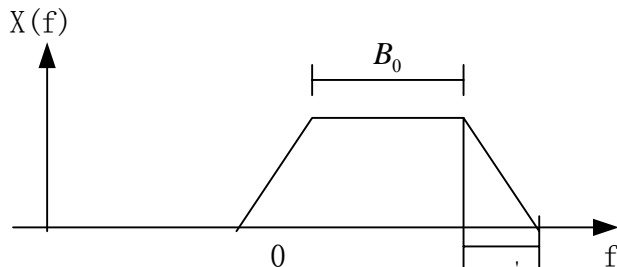
则:  $P_{N(\text{actual})} < P_{N(\text{acceptable})}$

则:  $NF_{total} \leq -101 \text{ dBm} - (-108 \text{ dBm}) = 7 \text{ dB}$

# 确定系统噪声系数(灵敏度情况)



# 采样率及中频的选择



- Nyquist 采样定理  
一般取  $r = 2$ , 则

$$f_s \geq (r + 1)B_0$$

$$f_s \geq 3B_0$$

$$r = \frac{2B'_0 + B_0}{B_0}$$

- 对中频中心  $f_0$  频率的选择主要考虑互调产物和本振反向辐射的影响

$$f_0 > \frac{9B_0}{2}$$

对 3 载频接收机有  
 $f_0 > 67.5\text{MHz}$

- 一般为带通采样

$$f_0 = \frac{(2n + 1)}{4} f_s$$

- 为了方便后续处理,  $f_s$  最好是 WCDMA 码片速率的整数倍

如 61.44 Msps 等

# 采样率及中频的选择

- 当  $f_s$  为 61.44 Msps 时,
- $F_0$  可以是 76.8M、107.52M、138.24M、168.96M、199.68M...
- 如果  $B < f_s/2$ ,  $f_0$  可不正好等于这些频率值, 只要带通采样后频谱不会产生混叠, 如 138.24M 频点, 在不会产生混叠的情况下, 可以改用 140M 代替

# 动态范围和通道增益

- 动态范围是指收信机最小可以接收的信号到最大允许的信号的**范围**。
- 因此对 3 载 WCDMA 接收机而言，在整个通道中可能出现的最大信号为阻塞测试条件下的输入信号，可能出现的最小信号为参考灵敏度条件下的输入信号。
- 阻塞情况：ADC 器件的满量程输入为 +7 dBm (2 Vpp@100Ω, 以美国国家半导 ADC12C170 等为例)，此时不应使 ADC 的输入饱和，考虑到接收通道带内幅度不平坦度 3 dB 以及上行信号峰均比 6 dB，留 6 dB 余量，因此，在最大信号输入的条件下模拟通道的增益应控制为小于：

$$G_1 = +7dBm - ((-40dBm) + 6dB) - 6dB - 3dB = 32dB$$

# 动态范围和通道增益

- 灵敏度情况：3.84 MHz 带内热噪声功率 -108 dBm, 计入通道 NF=4 dB 影响, 将功率折算到输入端为：-108 dBm + 4 dB = -104 dBm。采用美国国家半导 12 bit ADC12C170 时, ADC 底噪约为 -60 dBm/61.44M, 加 12 dB 处理增益后为 -72 dBm, 假定 ADC 产生的噪声小于总噪声的 10%, 则 ADC 输入端最大噪声应为 -62 dBm, 留 3 dB 余量 (单板增益不平坦度), 则模拟通道增益为大于:

$$G_2 = -62dBm - (-104dBm - 3) = 45dB$$

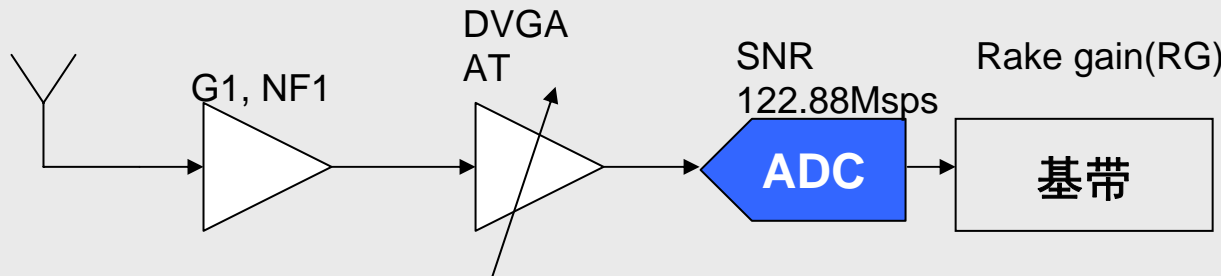
- 动态：所以接收通道动态至少要达到  $45 - 32 = 13$  dB 以上。

# 收信机链路设计 (阻塞情况)

输入热噪声: -108 dBm/3.84 MHz

Process gain(GP)

阻塞信号: -40 dBm  
有用信号: -115dBm  
G1: 48 dB  
AT: -12 dB(max)  
NF1: 4 dB



**ADC 输入端的信号包括:**

- 阻塞信号:  $-40 \text{ dBm} + 48 \text{ dB} - 12 \text{ dB} = -6 \text{ dBm}$
- 有用信号:  $-115 \text{ dBm} + 48 \text{ dB} - 12 \text{ dB} = -81 \text{ dBm}$
- 噪声: 无法确切知道
- **Eb/N0: 5 dB**
- **AD 输出端最小信噪比:  $5 \text{ dB} - 25 \text{ dB} = -20 \text{ dB}$**
- 所以基带可接受的总噪声功率最大可以为:  $-81 \text{ dBm} + 20 \text{ dB} = -61 \text{ dBm}$ ;
- 对于  $\text{NF1} = 4\text{dB}$ , 输入到 ADC 之前的噪声为  $-104 \text{ dBm}$  (折算到天线口)
- 对于有用信号:  $-115 \text{ dBm}$  (折算到天线口)
- 则模拟通道的  $\text{SNR}_{\text{RF}} = -115 - (-104) = -11 \text{ dB}$

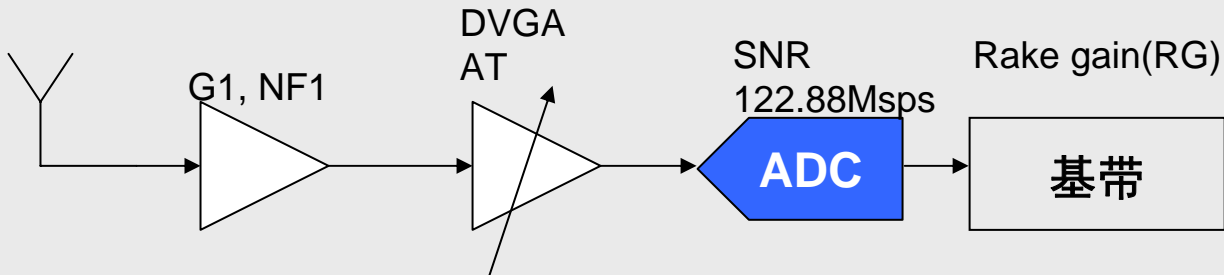
$$RG = 10 \log_{10} \left( \frac{3.84 \text{ Mcps}}{12.2 \text{ kbps}} \right) = 25 \text{ dB}$$

# 收信机链路设计 (阻塞情况)

输入热噪声: -108 dBm/3.84 MHz

Process gain(GP)

阻塞信号: -40 dBm  
 有用信号: -115 dBm  
 G1: 48 dB  
 AT: -12 dB(max)  
 NF1: 4 dB



• 根据: 
$$SNR_{out} = \frac{SNR_{RF} \times SNR_{ADC(inBand)}}{SNR_{RF} + SNR_{ADC(inBand)}}$$

线性指标

• 得到:  $SNR_{ADC(inBand)} = -17 \text{ dB}$

AD 输入信号总功率和产生的噪声的比值

• 在 3 载频的情况下, 阻塞信号比有用信号大:  $-40 \text{ dBm} - (-115) \text{ dBm} = 75 \text{ dB}$

• 则 ADC 的信噪比  $SNR = 75 + SNR_{ADC} (inBand) = 58 \text{ dB}$

• 当采样速率为 122.88 Msps

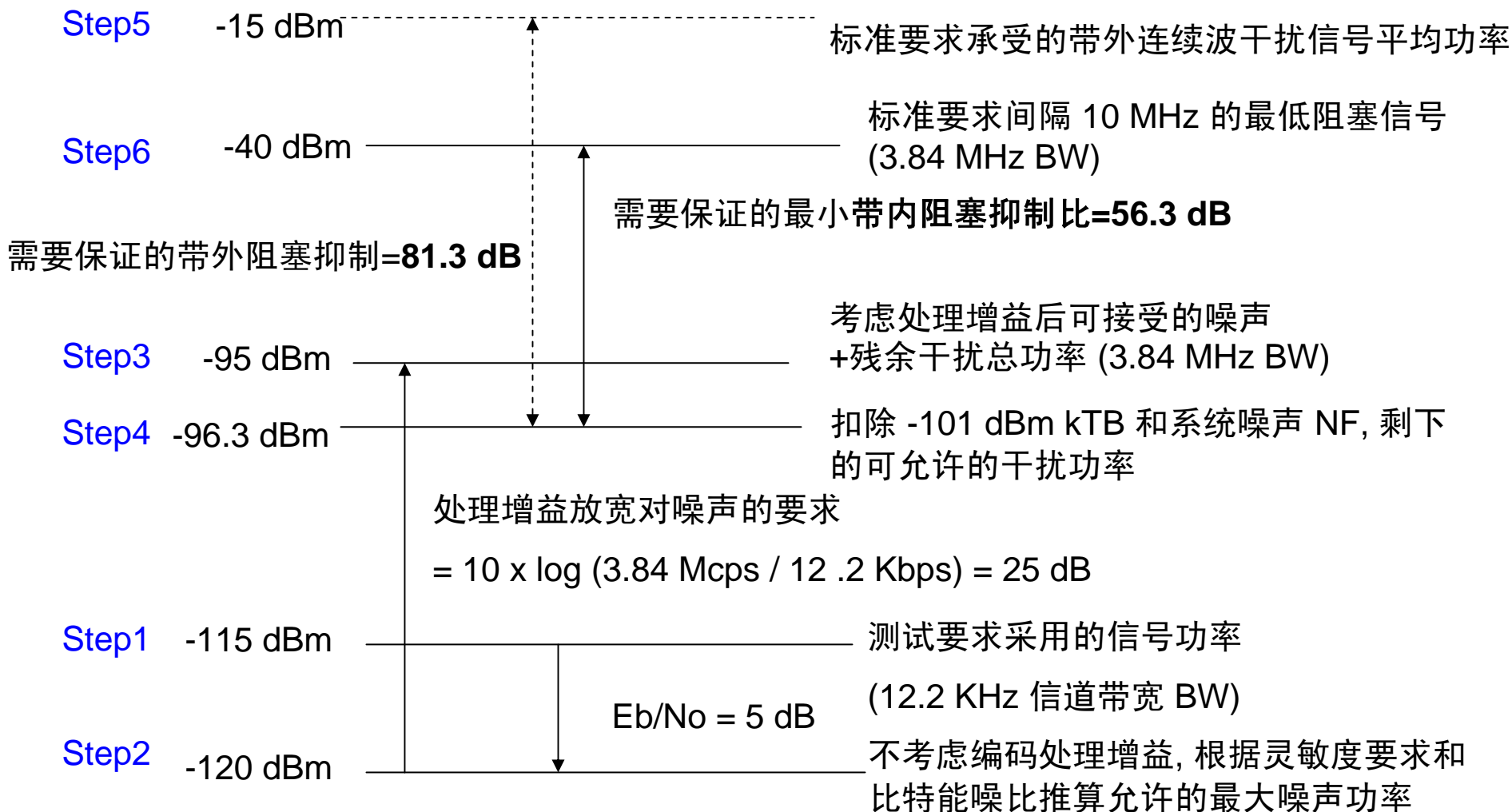
• 可设计  $SNR = 58 - 12 = 46 \text{ dB}$

$$Gp = 10 \lg \frac{fs/2}{BW} = 10 \lg \frac{122.88 \text{ MHz} / 2}{3.84 \text{ MHz}} = 12 \text{ dB}$$

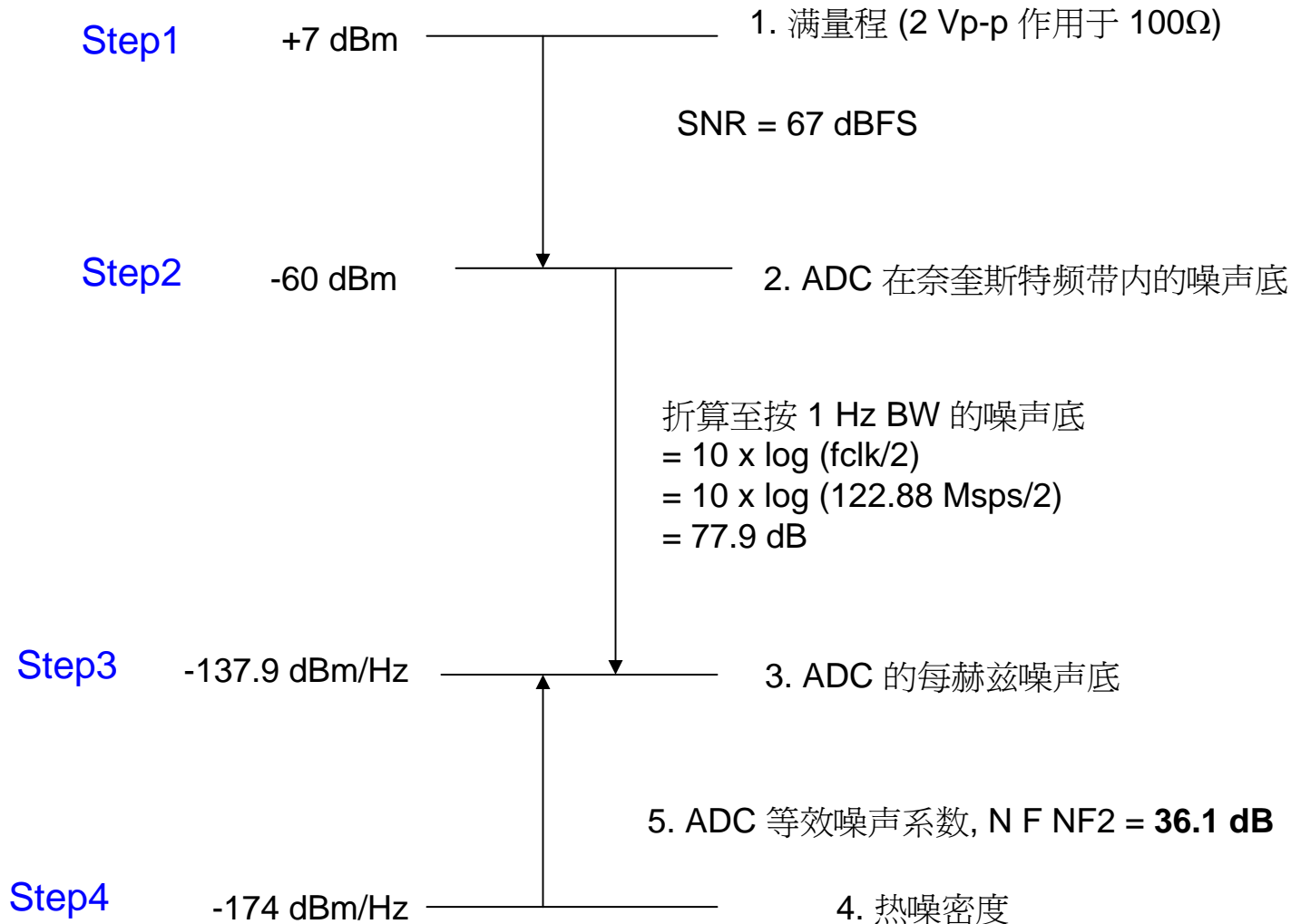
• 要考虑邻道干扰的叠加性、WCDMA 信号的峰均值比和声表滤波器的一致性, 分别加上 6 dB、12 dB 和 4 dB 的裕量, 则要求 ADC 的 SNR 至少为 68 dB (3 载波)

根据  $SNR = 6.02n + 1.76$  至少选用 12 bit ADC.

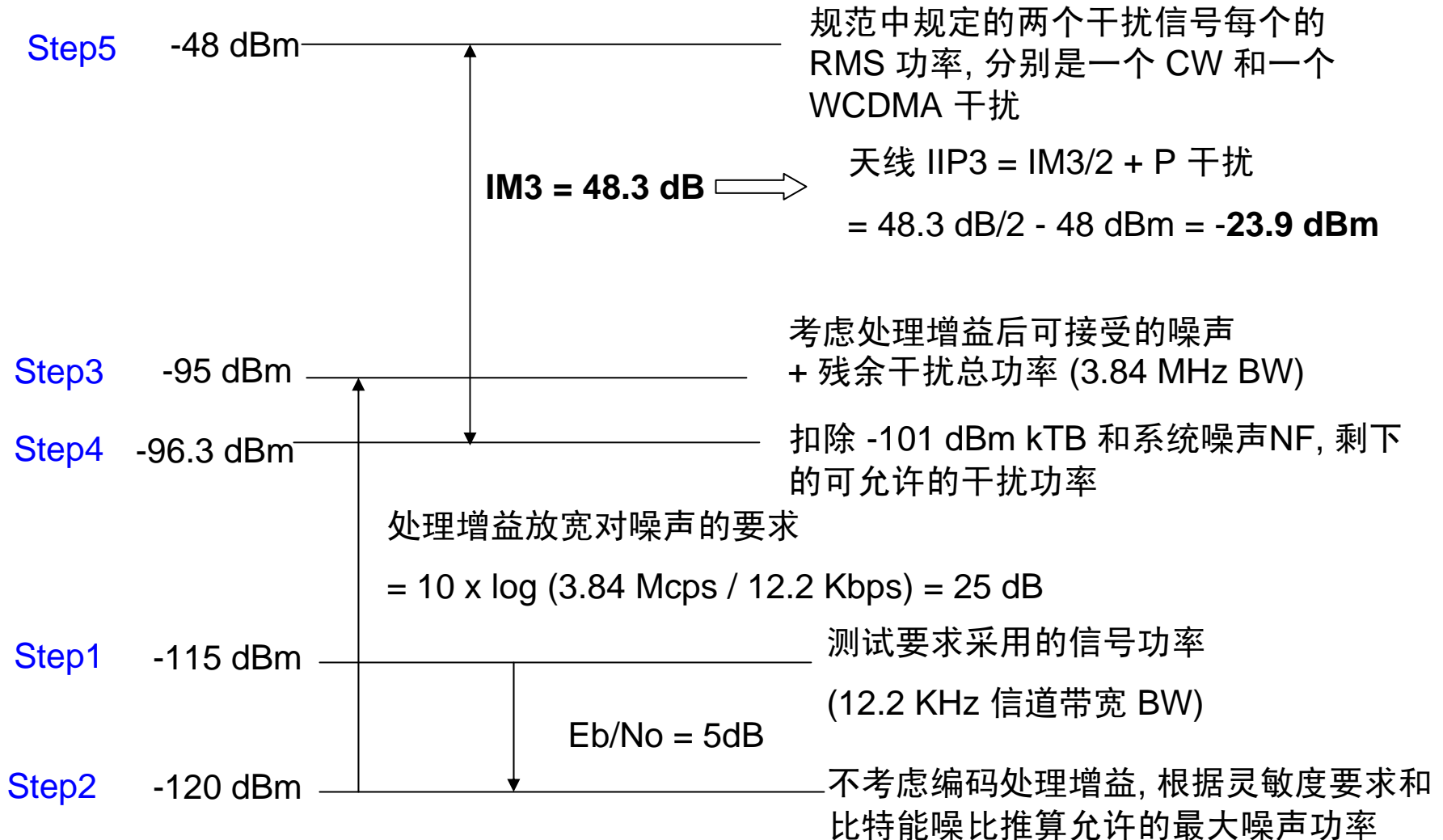
# 阻塞特性



# 计算 ADC 等效 NF



# 互调特性



# 对 ADC SFDR 的要求

- 假定阻塞 (-40 dBm) 出现时, 通道总 NF=7 dB。假定模拟通道 NF = 4 dB。
- 算上通道不平坦度 3 dB 以及峰均比 6 dB 后, 最大信号达到 -31 dBm。模拟通道增益为 32 dB, 到达 ADC 的信号幅度为 1 dBm, 因 ADC 的满量程 7 dBm, 即 -6 dBFs。
- 天线口 KTB = -108 dBm, 推算到 ADC 输入口 (按以下原则分配 ADC 噪声及非线性失真: 其各占 50%), 则与 ADC 非线性分量最大可达到:  $-108 \text{ dBm} + 4 \text{ dB} - 3 \text{ dB} = -107 \text{ dBm}$
- 考虑模拟通道增益后与 ADC 非线性分量最大可达到:  $-107 \text{ dBm} + 32 \text{ dB} = -75 \text{ dBm}$
- 所以可得对 ADC 的 SFDR 指标要求:  $1 \text{ dBm} - (-75 \text{ dBm}) = 76 \text{ dBc}$ , 即
- $76 \text{ dB} - (-6 \text{ dBFs}) = 82 \text{ dBFs}$

# ADC 驱动器设计

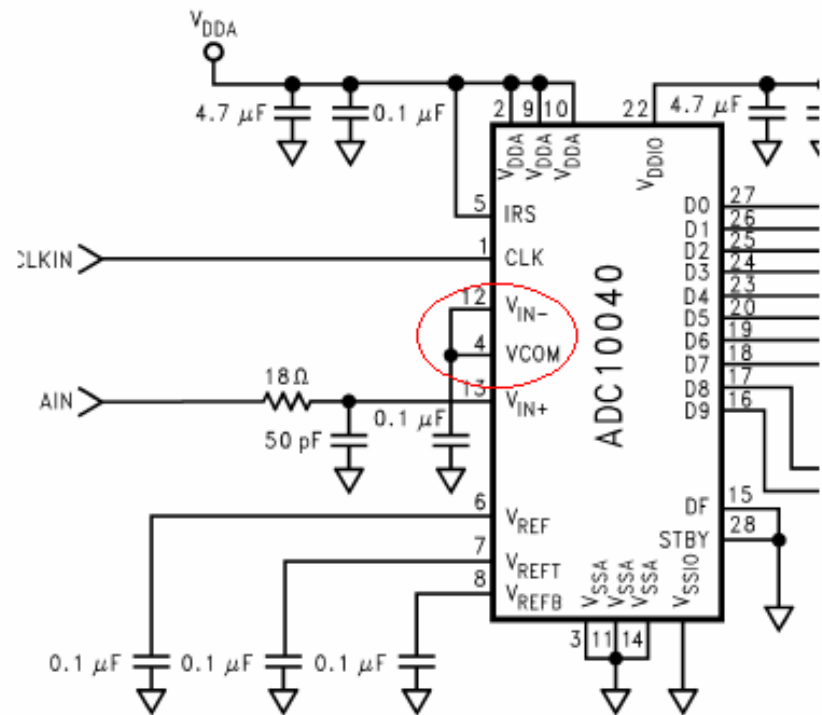
# ADC 模拟信号驱动器的用途

- 阻抗变换
- 单端转差分
- 信号放大或衰减
- ...

# ADC 输入口的类型

- 1. 单端
- 2. 差分输入型 ADC

差分输入能有更好的偶次谐波以及 EMI 抑制一些差分 ADC 允许客户把不用的输入口接到共模输入口



# 单端到差分的转换

- 1. 采用中间抽头的变压器 (Ruthroff 变压器)

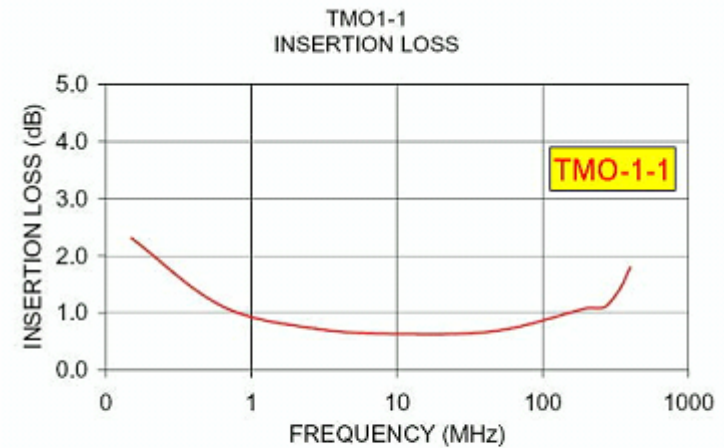
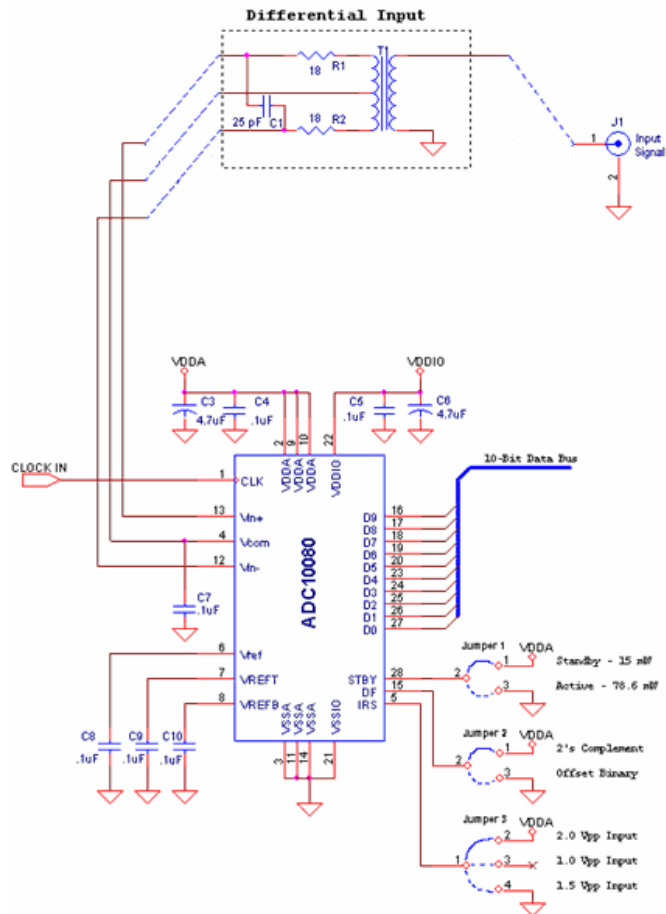
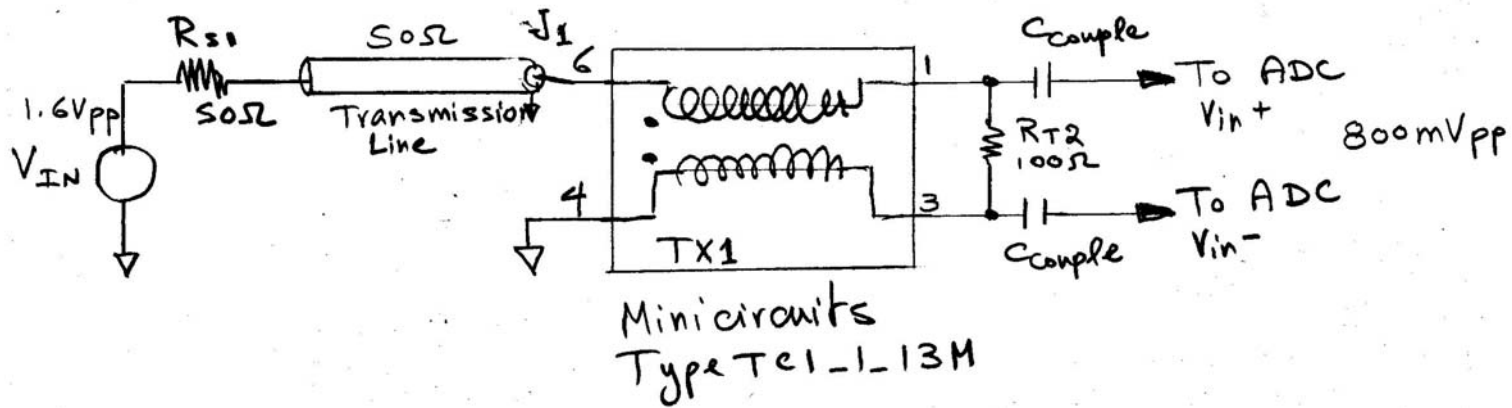


Figure 1: Typical Transformer Insertion Loss Plot showing Upper & Lower Frequency Limits

# 单端到差分的转换 (CONT.)

## • 2. 采用巴仑 (Guanelia Transformer)



优势:

1. 更高的工作频率
2. 宽带应用中更高的回波损耗
3. 更好的增益 & 相位平衡度

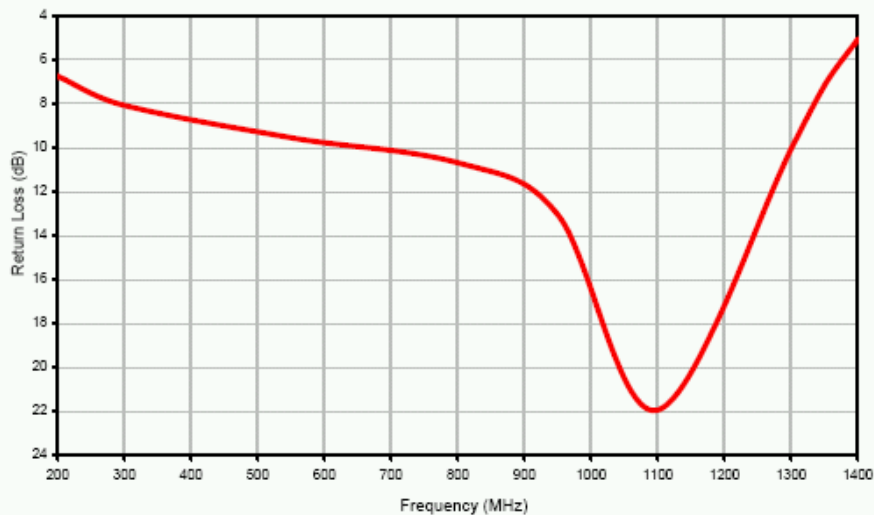
劣势:

1. 共模电压难设置
2. 没法单独设置增益及输入阻抗

# 单端到差分的转换 (CONT.)

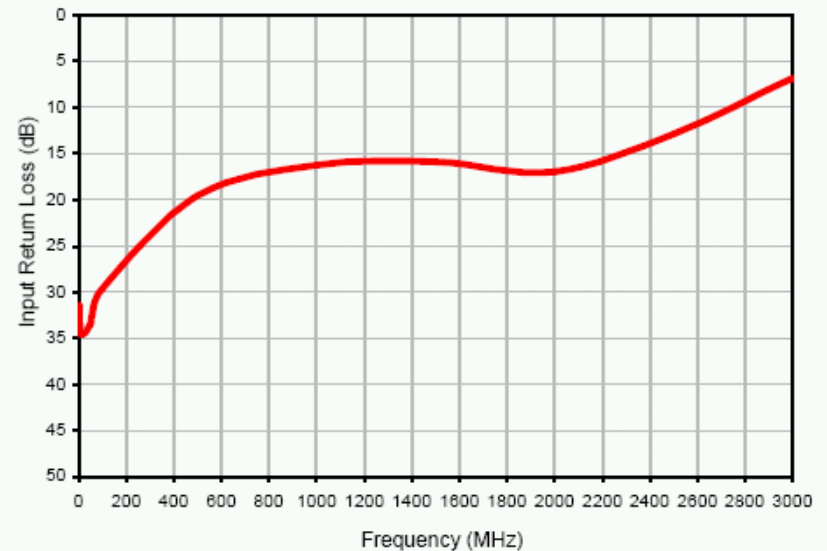
- 巴仑及变压器的比较 Minicircuits TC4-14 VS Minicircuits TC1-1-13M

Return Loss



Center-tapped transformer

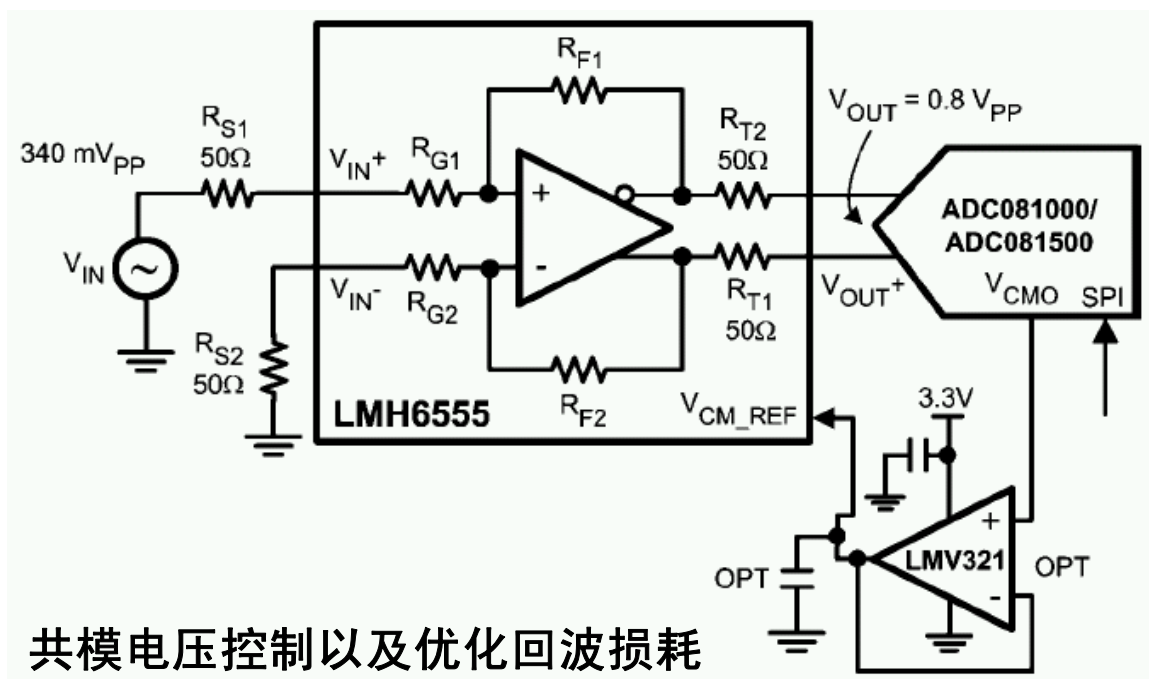
Input Return Loss



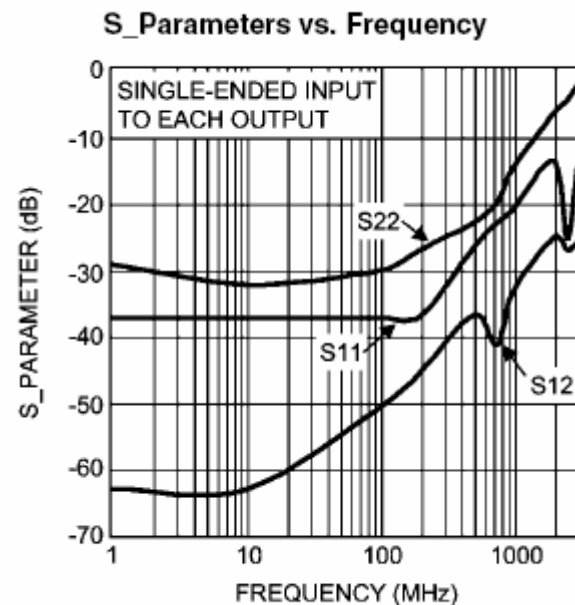
Balun

# 单端到差分的转换 (CONT.)

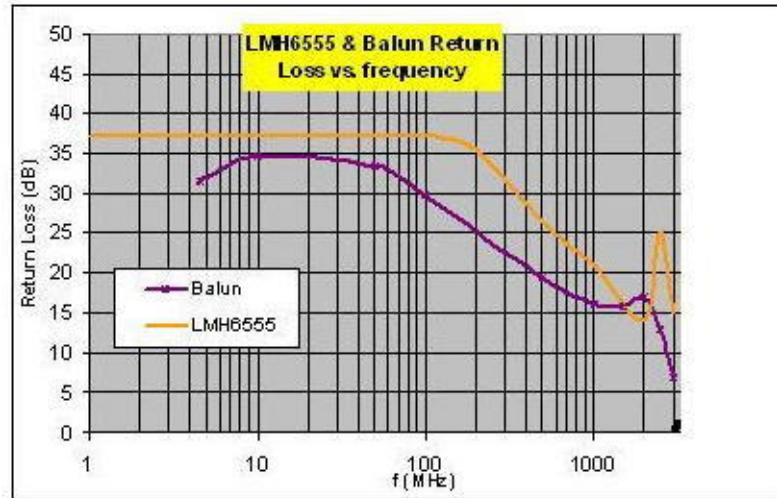
## • 3. 采用有源器件进行单端到差分转换



共模电压控制以及优化回波损耗  
且输出不需要采用 RC 网络做转换

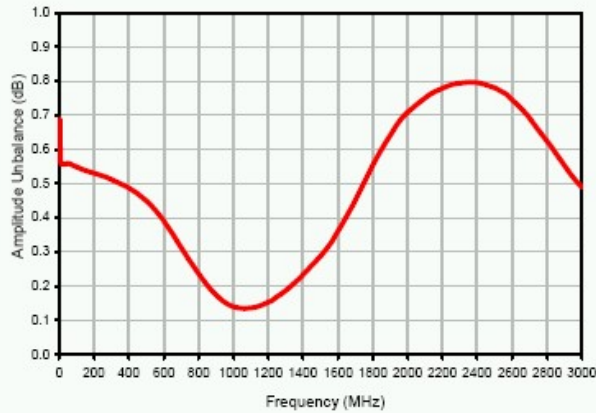


# 采用运放 VS 变压器



Bal\_Error vs. Frequency

Amplitude Unbalance



Phase Unbalance

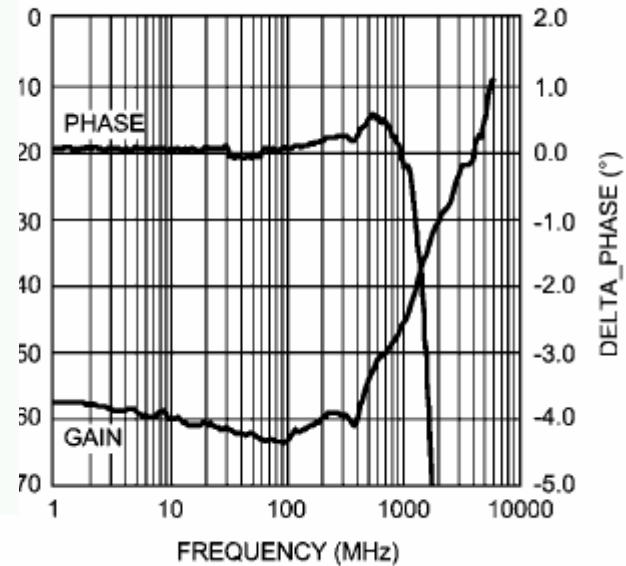
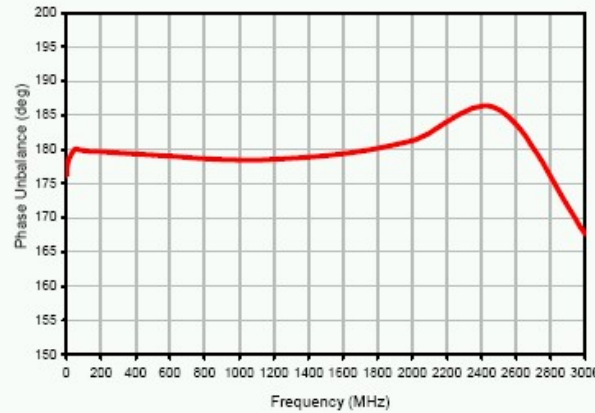


Figure 12: Minicircuits TC1-1-13M Gain & Phase Balance vs. Frequency

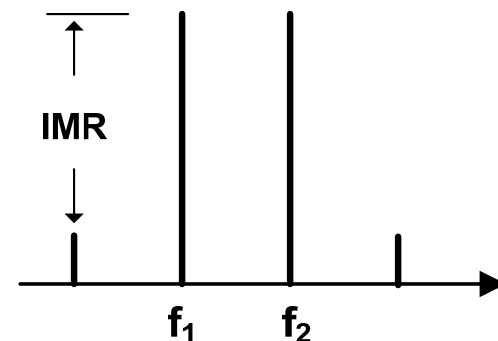
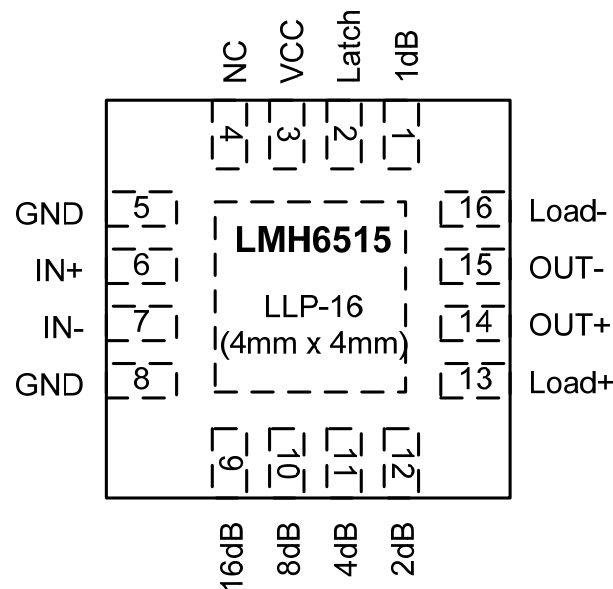
# 差分运放 (如 LMH6555) vs. Baluns (Transformers) 总结

- **LMH6555的优势:**
  - CM 电压可被设置
  - 可提供电压增益
  - 可用于直流耦合 (巴仑必须是交流耦合)
  - 输出电压的摆幅可与半的上 G 采样率 ADC 输入匹配
  - 匹配更好 (回损低)
  - 更好的增益 & 相位平衡度
- **Balun 的优势:**
  - 更高的工作频率
  - 无功率损耗

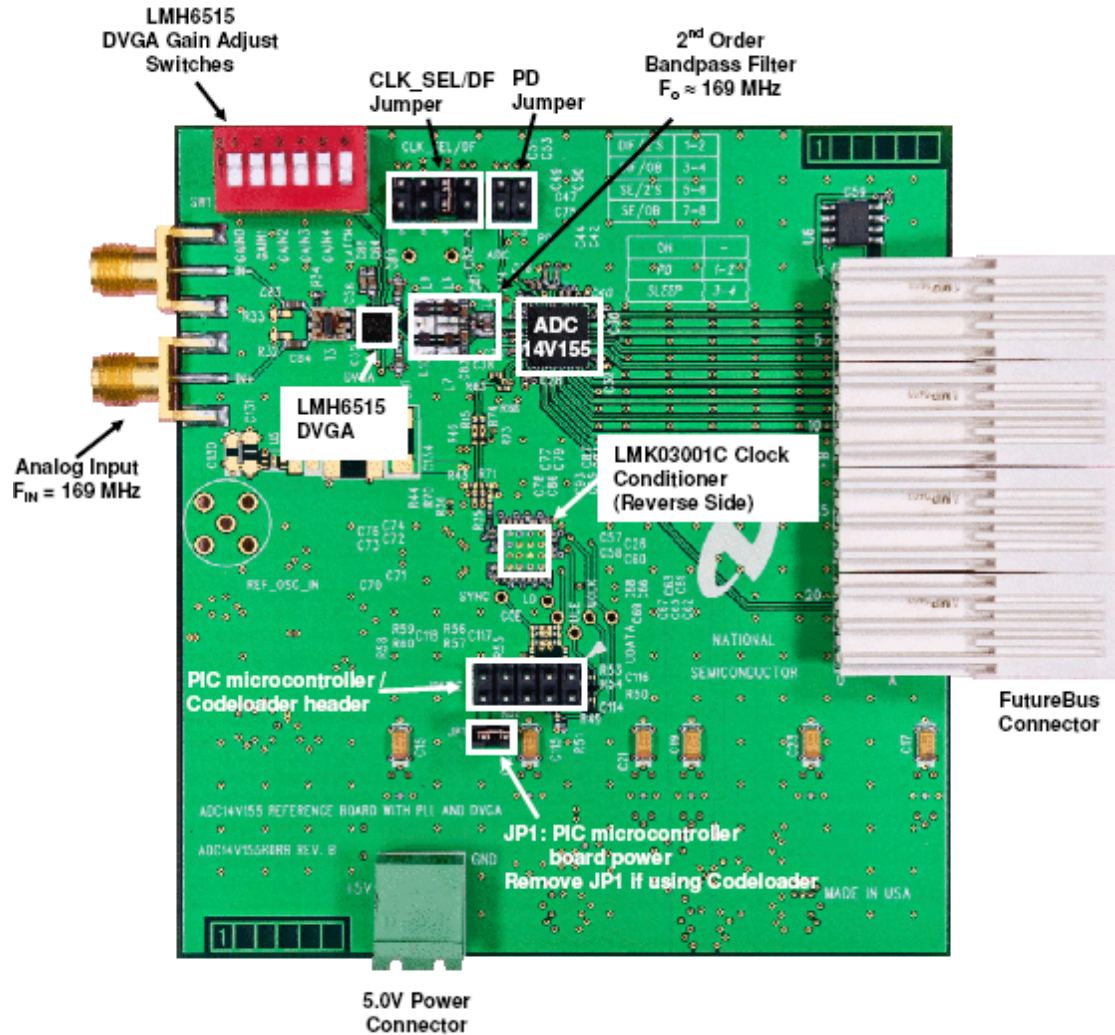
# DVGA LMH6515 指标

## 关键指标

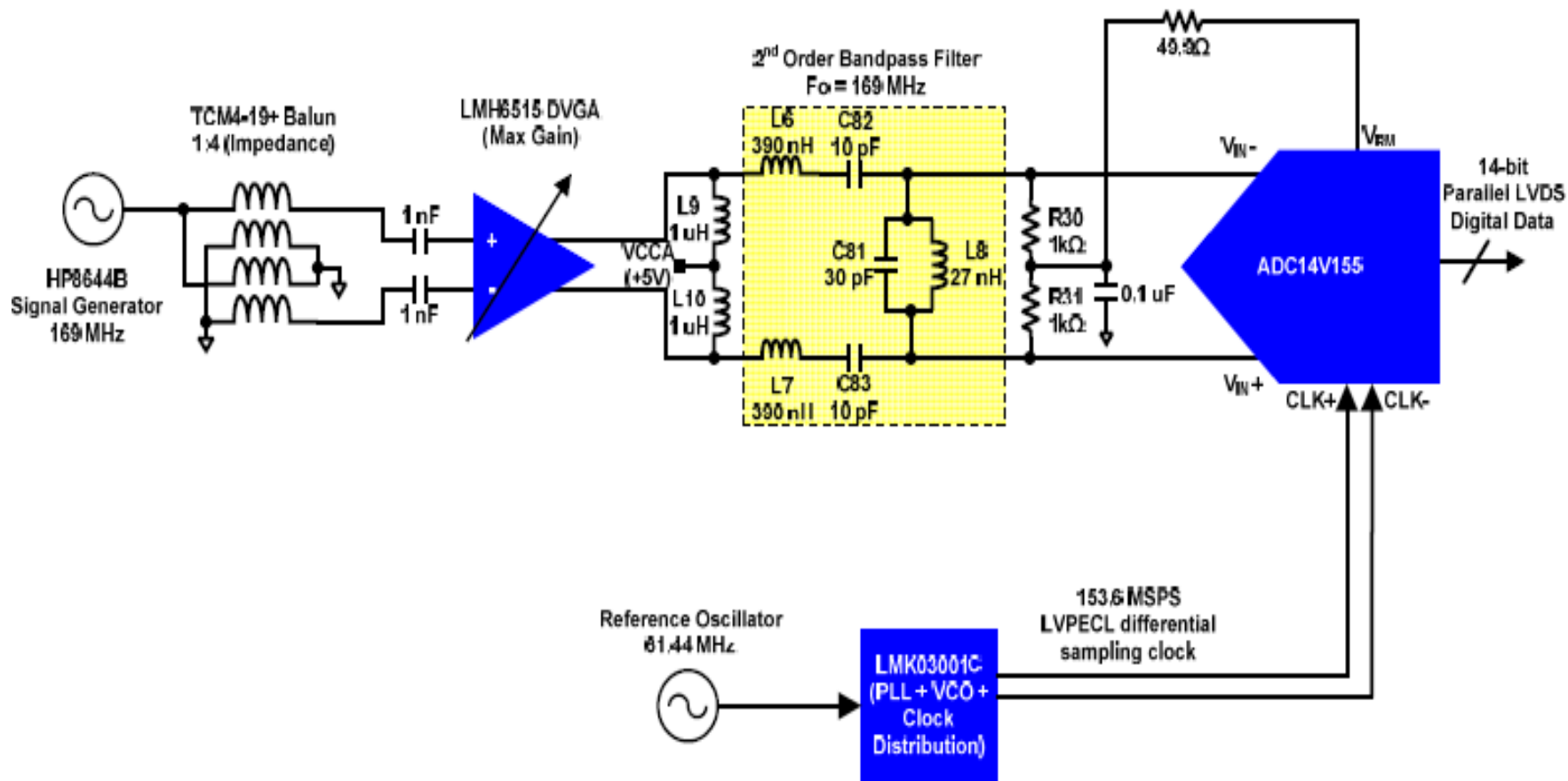
- 增益步进: **1.0 dB**
- 增益调整范围: **32 dB**
- 最多增益: **Adjustable by Rload**
  - **20 dB < max gain < 28 dB**
  - 可选的片上 R<sub>out</sub>: **200ohm or 400ohm for low amplifier gain variation from lot to lot.**
- 噪声系数 = **8.2 dB**
- **IMD3 = -78 dBc (f = 150 MHz, 2 V<sub>pp</sub>, R<sub>load</sub> = 200)**
  - **OIP3 = P<sub>out</sub> + IMD3/2 = -2 dBm + 39 dBm = 37 dBm**
- **Supply: 5V @ 100 mA**



# LMH6515 + ADC14V155 评估系统



# LMH6515 + ADC14V155 评估系统



# LMH6515 + ADC14V155 评估系统

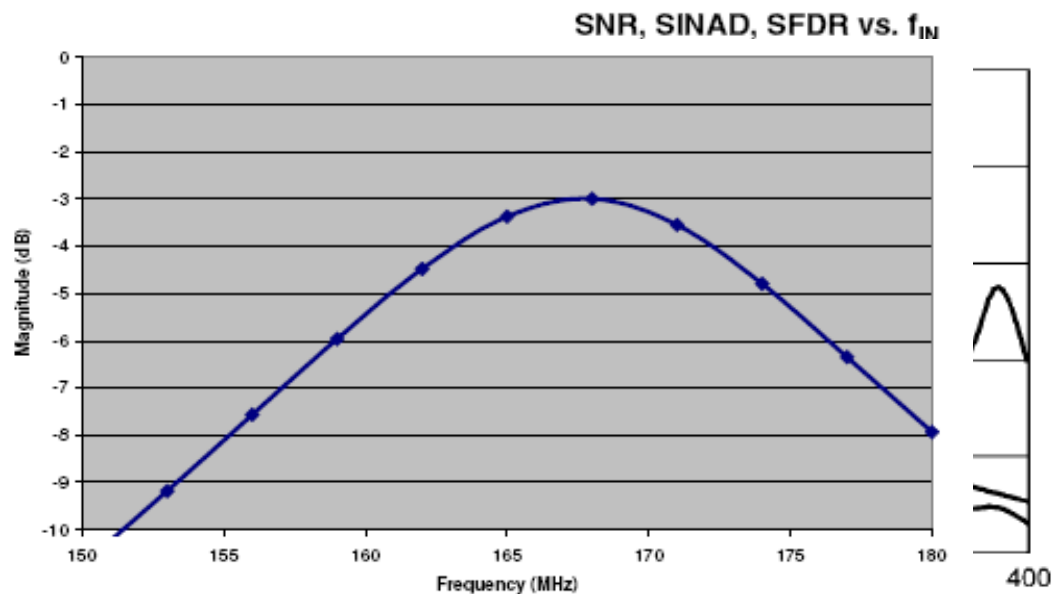
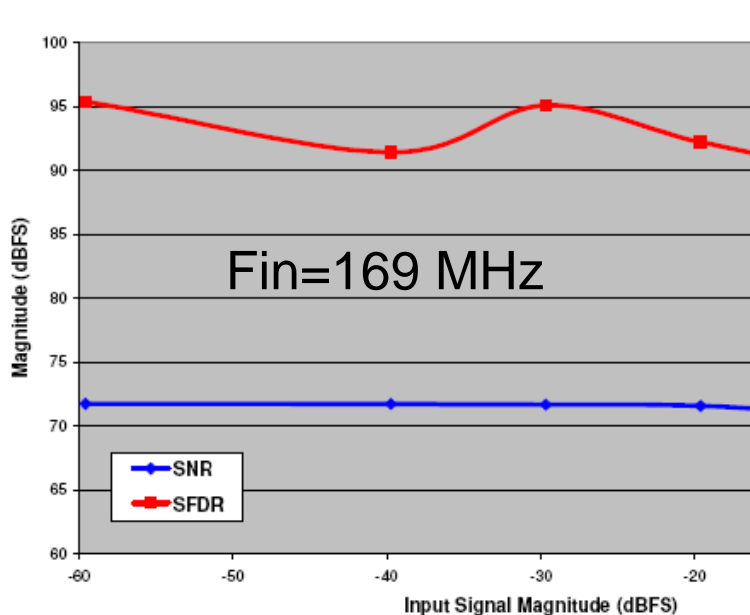


Figure 8. 2<sup>nd</sup> Order Bandpass Filter Profile for ADC14V155KDRB

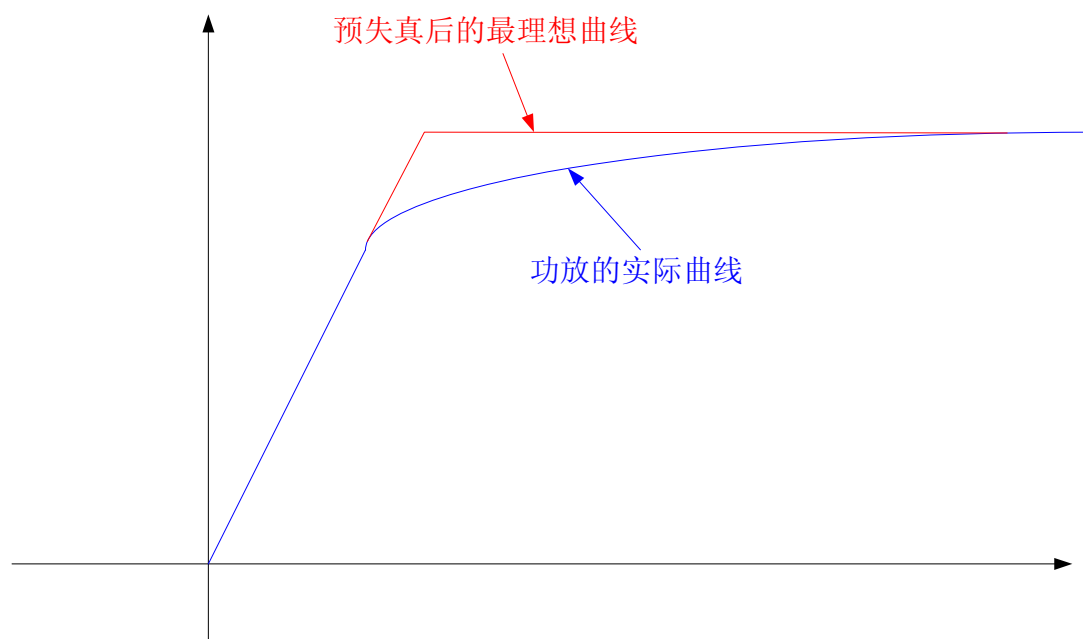
## ADC14V155 原始性能

SNR	Signal-to-Noise Ratio	$f_{IN} = 10$ MHz	71.9		dBFS
		$f_{IN} = 70$ MHz	71.7	68.6	dBFS
		$f_{IN} = 169$ MHz	70.0		dBFS
		$f_{IN} = 238$ MHz	69.5		dBFS
		$f_{IN} = 400$ MHz	67.7		dBFS
SFDR	Spurious Free Dynamic Range	$f_{IN} = 10$ MHz	84.6		dBFS
		$f_{IN} = 70$ MHz	86.9	74.0	dBFS
		$f_{IN} = 169$ MHz	84.5		dBFS
		$f_{IN} = 238$ MHz	85.0		dBFS
		$f_{IN} = 400$ MHz	75.0		dBFS

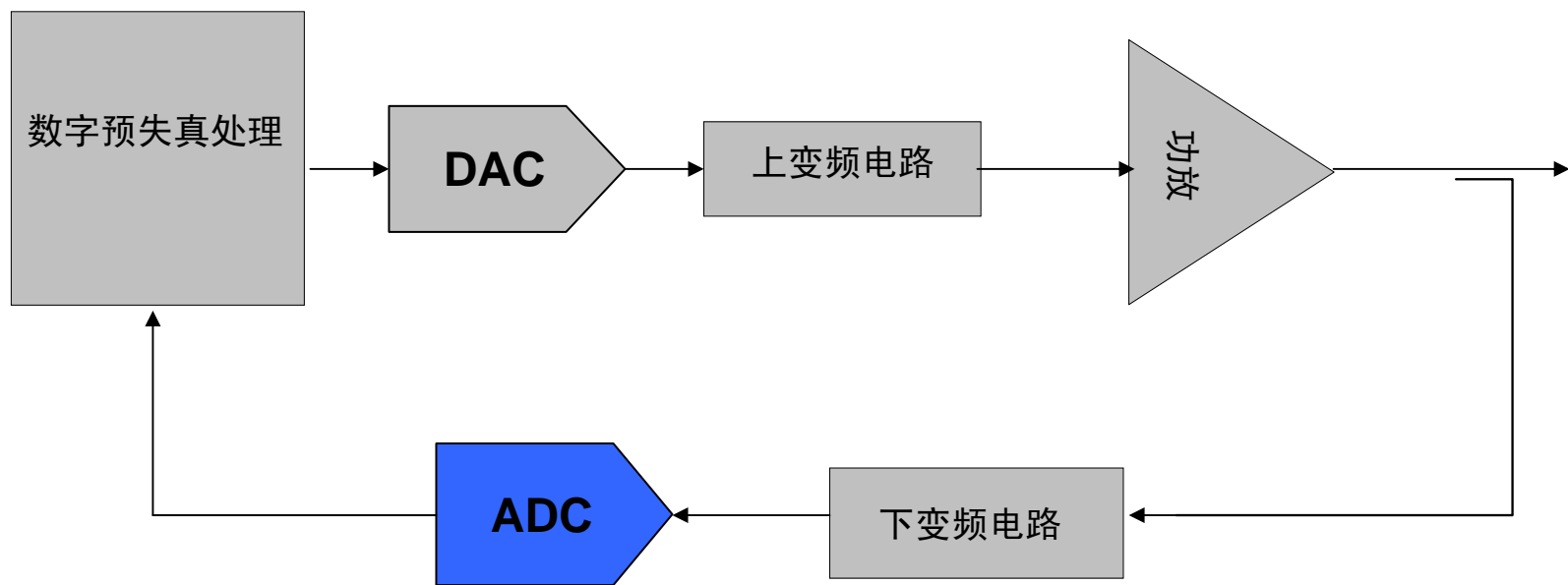
# 预失真反馈回路 ADC 的选择

# 常用功放线性化技术

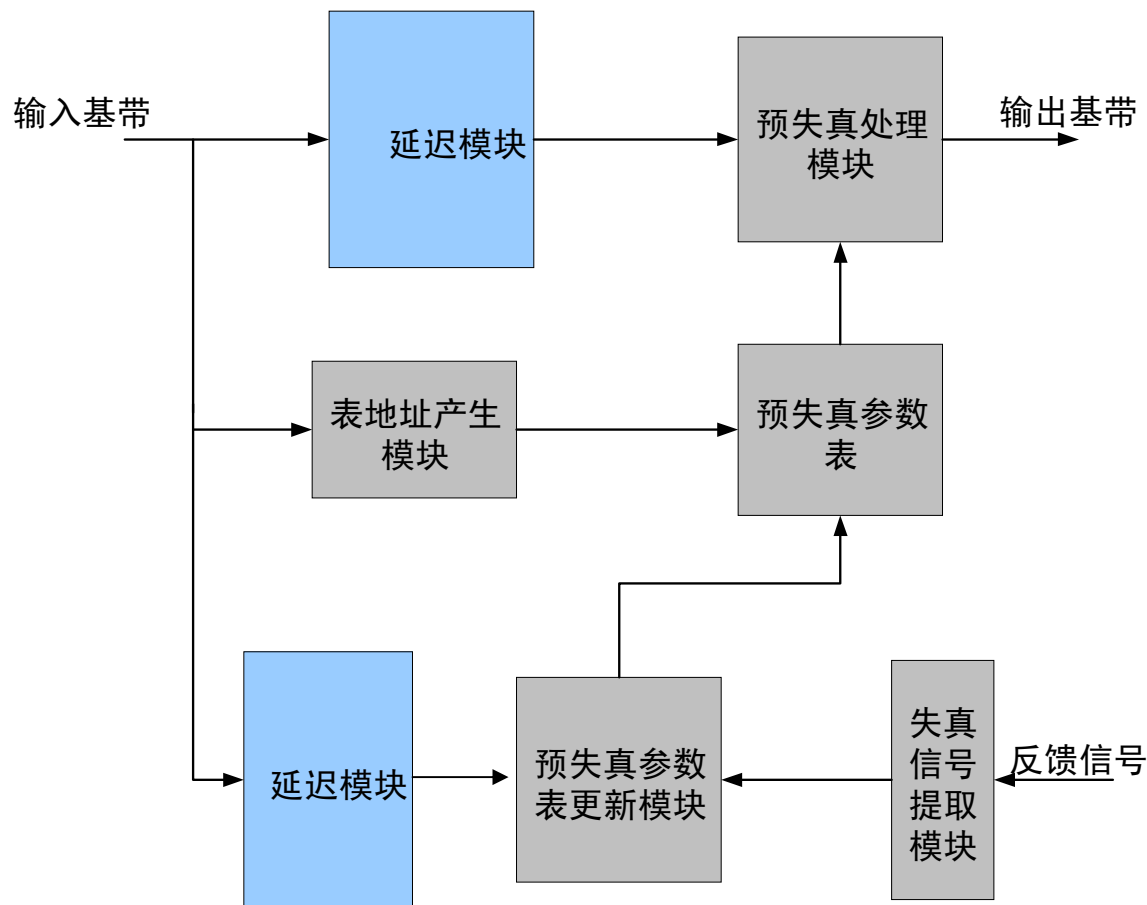
1. 功率回退 (BackOff) 技术:
2. 前馈 (FeedForward) 技术:
3. 模拟预失真 (AnalogPredistortion) 技术:
4. 削峰
5. 数字预失真



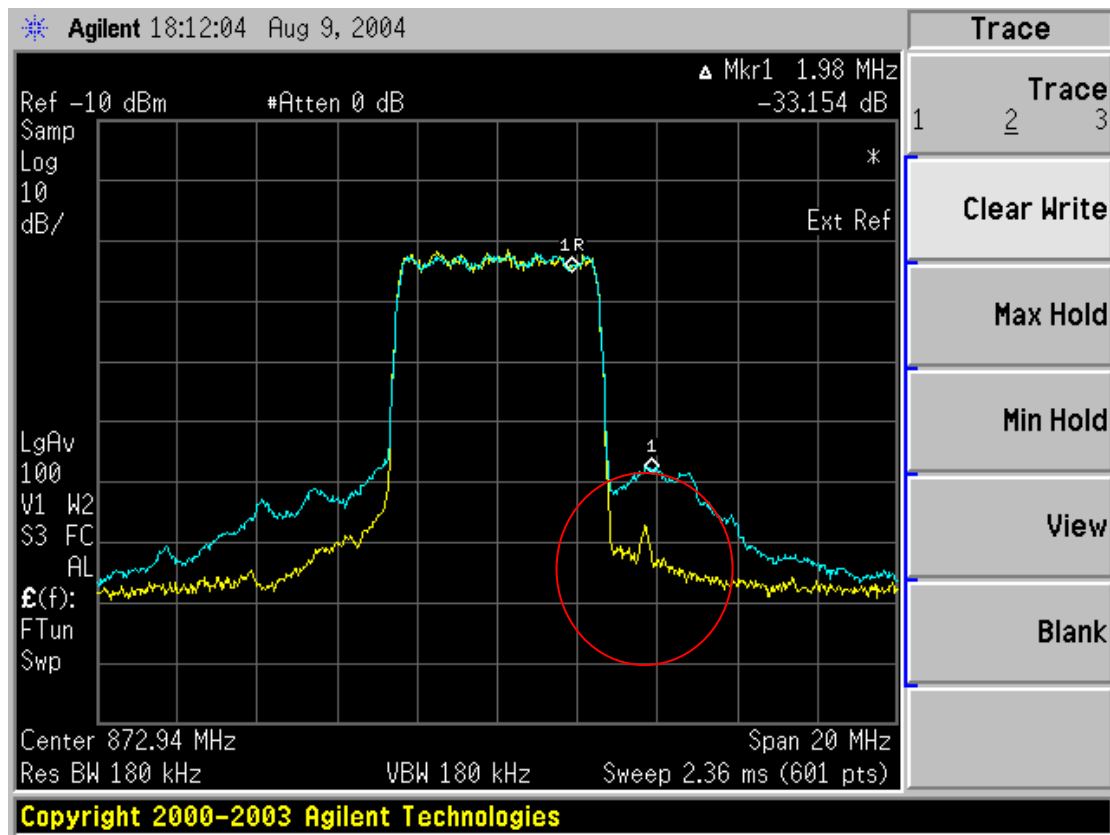
# 数字预失真框图



# 预失真处理模块内部框图

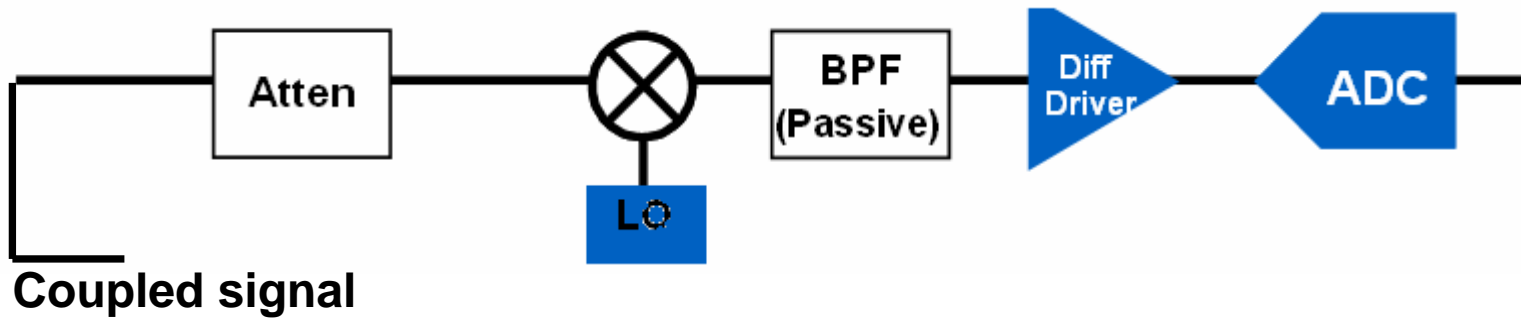


# 采用数字预失真的效果



- 可以看出采用预失真后 ACPR 优化了将近 10 dB

# 数字预失真环回路路径设计



# 射频通道考虑

- 混频器
  - 关键是保证邻频泄漏抑制 ACLR 性能;
  - 根据 IM3/ACLR 的关系选择合适的 OIP3
- 中频的选择要考虑预失真处理的带宽
- 中频放大器及 ADC 驱动
  - 关键是保证邻频泄漏抑制 ACLR 性能;
  - 根据 IM3/ACLR 的关系选择合适的 OIP3 和 ADC 的输入端接
- 通道中可用 DVGA 以优化配合 ADC 的动态范围

# 反馈通道 ADC 的考虑

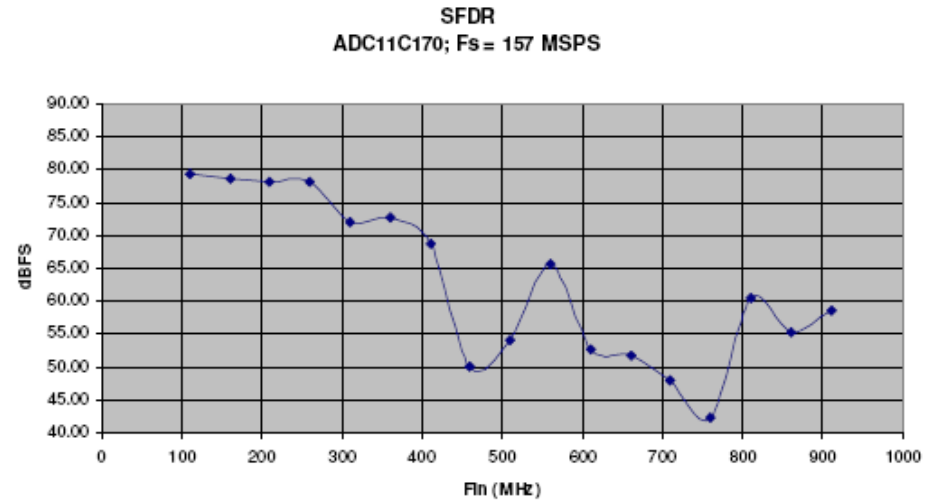
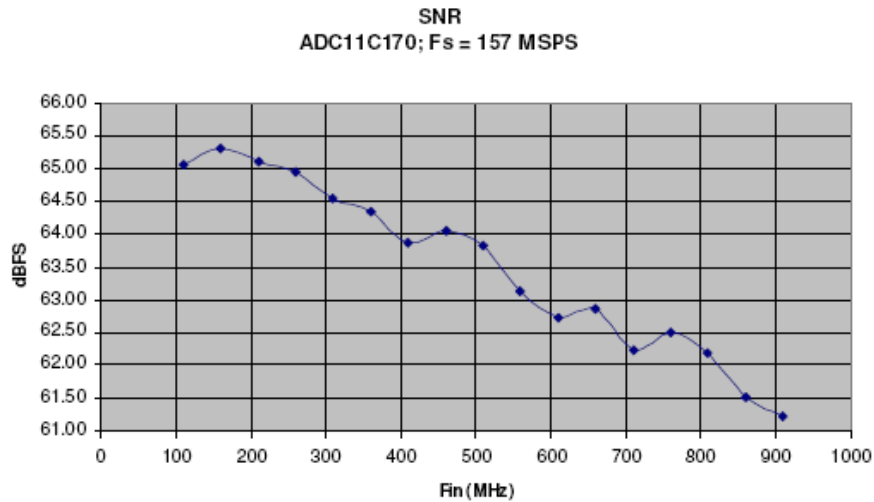
- 采样速率必须考虑整个预失真带宽并保留余量
- 中频可以选择在任意一个 Nyquist 带内
- 交调 IMD 性能决定邻道泄漏抑制 ACLR, 必须要超出所监测系统的规格要求
- 分辨率由交调 IMD 和噪声底的要求决定。
- 无杂散动态范围的考核值必须低于要求的 ACLR 水平。
- 噪声性能—自适应环路放宽了此项要求。

# 反馈回路 ADC 的建议

- **3 载波 WCDMA, 3 阶谐波预失真修正:**
  - **BW = 3 \* (15 MHz) = 45 MHz**
  - **10 ~ 12 bit, 100 to 170 Msps ADC,**
  - **可用 ADC11C170, ADC12C170, ADC12V170**

# 利用宽 FPBW 的 ADC 作射频直接采样 DPD/功率检测

## 美国国家半导 ADC11C170 在高频输入下的性能











# 利用宽 FPBW 的 ADC 作射频直接采样/功率检测

作射频直接采样的几点考虑:

1. 美国国家半导目前最高输入频率为 **1.1 + GHz**, 可支持 **900 MHz GSM 及 850 MHz CDMA/WCDMA 射频直接采样**
2. 输入频点不固定, 如 **WCDMA 在 850 MHz 频段上有 25 MHz 的信号带宽**
3. 在这么宽的输入频率范围内, 如果采用的 **ADC 采样频率不是非常高**, 可能需要调整一两次时钟频率来使所采信号在同一个 **Nyquist 域内**。

# 美国国家半导高速 ADC 及驱动器 解决方案

# 美国国家半导高速 ADC 解决方案

Part	BW	Resolution	$f_s$ (MSPS)	ADCs	Outputs	Compatible
ADC11/12/14DS105	1 GHz	11/ <u>12/14</u> bits	105	Dual	Serial LVDS	
ADC12/14DS080	1 GHz	<u>12/14</u> bits	80	Dual	Serial LVDS	
ADC12/14DC105	1 GHz	<u>12/14</u> bits	105	Dual	CMOS	
ADC12/14DC080	1 GHz	<u>12/14</u> bits	80	Dual	CMOS	
ADC12/14C105	1 GHz	<u>12/14</u> bits	105	Single	CMOS	
ADC12/14C080	1 GHz	<u>12/14</u> bits	80	Single	CMOS	
<a href="#">ADC14155/</a> <a href="#">ADC14V155</a>	1.1 GHz	14 bits	155	Single	CMOS/ DDR LVDS	
<a href="#">ADC12C170/</a> <a href="#">ADC12V170/</a> ADC11C125/ ADC11C170	1.1 GHz	11/12 bits	125/170	Single	CMOS/ DDR LVDS	

# 美国国家半导高速差分驱动器解决方案

- **LMH6550**
- **LMH6551**
- **LMH6552**
- **LMH6555**
- **LMH6515 (DVGA)**

都可用于通信领域



*National  
Semiconductor*