

复数中频发射机 IQ 不平衡性引入的边带信号分析

李 浩

摘要 实际的工程应用中，复数中频方案是目前无线通行发射机的主流方案。其主要难点之一是 I、Q 正交分量信号的传输链路的非平衡性问题。本文通过数学推导，以及 simulink 模型对比验证的方法，证明了非平衡 I/Q 传输链路使得理想的正交信号经过调制后，产生了三种信号：主信号，与主信号同频但不同相的干扰信号，以及该干扰信号的镜像信号。并且指出了从频谱上看到的主信号是理想主信号与边带信号的镜像信号的叠加信号。并在此基础上给出了边带抑制与传输链路相位、幅度不平衡之间具体的对应关系。

关键字 复数中频；IQ 不平衡；相位误差；幅度平衡；镜像信号；SIMULINK 验证法。

1 引言

复数中频具有处理信号带宽比实数中频处理带宽宽一倍的优点，使得复数中频发射方案成为目前通信系统采取主要的方案。在信号处理的过程中，将信号解调为两个相互正交的分量 I、Q 传输。在理想的传输链路中，I 路和 Q 路具有相同的相位延时与增益系数。因此在正交调制后，输出的信号仍然是一个理想与输入信号同频的信号。没有边带分量的存在。

但是实际的信号传输链路都不是理想的，I 路与 Q 路对信号的时延和增益都不是完全等同的，即该正交传输链路是不平衡的链路。正交的信号经过非平衡链路的传输后，再调制成射频输出，那么在射频口输出的信号除了有用信号外，还会产生一些其他信号。从输出信号的频谱上观察，除了主信号外，还有一个边带信号。

下图 1 是本文讨论的信号链路框图：

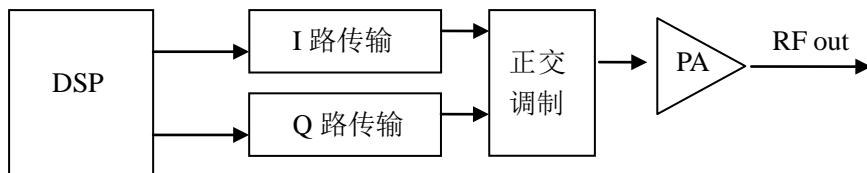


图 1：复数中频发射机等效框图

2 理想平衡下的信号分析

传输链路是一个理想的平衡链路，即对 I、Q 分量信号的延时与增益补偿完全相同。

假设基带信号为 $y = e^{j\omega_0 t + \varphi}$ (1)

其中: ω_0 为基带信号频率, φ 为基带信号初始相位。

假设调制器本振频率为 ω_l 。

该信号经过正交调制后, 输出的射频信号为:

$$\begin{aligned}
 RFout &= \operatorname{Re}\{e^{j\omega_0 t + \varphi} \times e^{j\omega_l t}\} \\
 &= \operatorname{Re}\{e^{j(\omega_0 + \omega_l)t + \varphi}\} \\
 &= \cos((\omega_0 + \omega_l)t + \varphi)
 \end{aligned} \tag{2}$$

从 (2) 式可以看出, 对于理想平衡下的传输链路, 输出的射频信号为一个纯净的上边带信号, 其中不包含其他的干扰信号和镜像信号。

3 非平衡下的信号分析

假设输入的基带信号为式(1) 所示。将其表示为正交的 IQ 信号, 假设初始相位为 0:

$$I = \cos(\omega_0 t) \tag{3}$$

$$Q = \sin(\omega_0 t) \tag{4}$$

假设非平衡传输链路的不平衡性为:

$p(\omega)$: I, Q 传输链路的相伴偏差, 该误差是与频率相关的量;

幅度不平衡为 $20 * \lg(A / B)$, 其中 A 为 I 路传输链路分量的幅度增益, B 为 Q 路分量的幅度增益。

所以基带信号经过非平衡链路的传输后的信号表示为:

$$I = A \cos(\omega_0 t) \tag{5}$$

$$Q = B \sin(\omega_0 t + p(\omega)) \tag{6}$$

假设正交调制器是完全正交的。那么经过正交调制后得到射频信号为:

$$\begin{aligned}
 RF &= \operatorname{Re}\{(I + jQ)e^{j\omega_l t}\} \\
 &= \operatorname{Re}\{\{A \cos(\omega_0 t) + j[B \sin(\omega_0 t + p(\omega))]\} \times [\cos(\omega_l t) + j \sin(\omega_l t)]\} \\
 &= A \cos((\omega_0 + \omega_l)t) + (A - B \cos(p(\omega))) \sin(\omega_0 t) \sin(\omega_l t) - B \sin(p(\omega)) \cos(\omega_0 t) \sin(\omega_l t) \\
 &= A \cos((\omega_0 + \omega_l)t) + \sin(\omega_l t)[(A - B \cos(p(\omega))) \sin(\omega_0 t) - B \sin(p(\omega)) \cos(\omega_0 t)] \\
 &\dots \tag{7}
 \end{aligned}$$

$$\text{令: } C(\omega) = \sqrt{(A - B \cos(p(\omega)))^2 + (B \sin(p(\omega)))^2}$$

$$\sin(\alpha) = \frac{A - B \cos(p(\omega))}{\sqrt{(A - B \cos(p(\omega)))^2 + (B \sin(p(\omega)))^2}}$$

$$\cos(\alpha) = \frac{B \sin(p(\omega))}{\sqrt{(A - B \cos(p(\omega)))^2 + (B \sin(p(\omega)))^2}}$$

代入到 (7) 式可得：

$$\begin{aligned}
 RF &= A \cos((\omega_0 + \omega_l)t) + C(\omega) \sin(\omega_l t) [\sin(\alpha) \sin(\omega_0 t) - \cos(\alpha) \cos(\omega_0 t)] \\
 &= A \cos((\omega_0 + \omega_l)t) - C(\omega) \sin(\omega_l t) \cos(\omega_0 t + \alpha) \\
 &= A \cos((\omega_0 + \omega_l)t) - \frac{C(\omega)}{2} \sin((\omega_l + \omega_0)t + \alpha) + \frac{C(\omega)}{2} \sin((\omega_l - \omega_0)t - \alpha)
 \end{aligned} \quad .(8)$$

由 (8) 式可以清楚地看出，输出的射频信号中包含三部分信号：

$A \cos((\omega_0 + \omega_l)t)$ ：表示的是系统所输出的信号，出现在射频本振的上边带，与输入的射频信号频率相同；

$\frac{C(\omega)}{2} \sin((\omega_l + \omega_0)t + \alpha)$ ：表示的是与主信号存在 α 相位差的一个同频信号；

$\frac{C(\omega)}{2} \sin((\omega_l - \omega_0)t - \alpha)$ ：表示的是与主信号的镜像信号存在 α 相位差的一个下边带信号。

4. Matlab Simulink 验证

为了验证在非平衡传输链路中的镜像信号，采用“黄金验证法”的验证方法，搭建一个理想的平衡链路，和一个非平衡链路。那么两个链路的误差信号则是由传输链路的非平衡性引入的信号。

为简化仿真系统，以及方便分析结果，在调制器前产生一个 7.8125MHz 的基带信号，调制器的本振信号频率为 62.5MHz。采用三个频谱仪观察输出信号的频谱：ideal 为理想平衡传输链路调制器后输出信号频谱；imbalance 为非平衡传输链路调制器后输出的信号频谱；Error 为两个之间的误差信号，即为由非平衡性引入的信号频谱。Simulink 仿真系统如下图 2 所示：

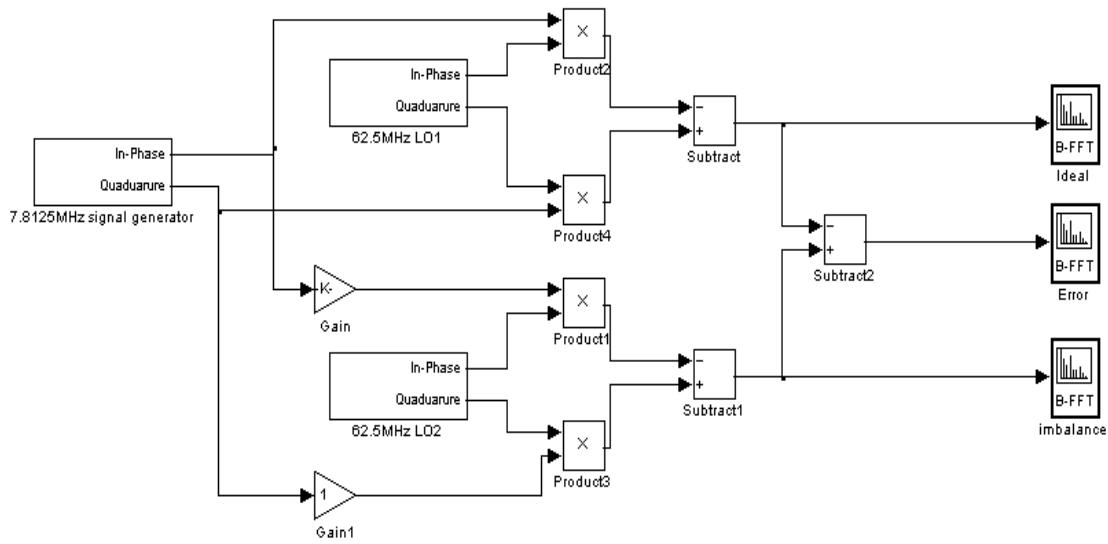


图 2: Simulink 框图

4.1 不平衡链路仿真

在仿真模型中, 假设 I 路信号的增益高于 Q 路信号的增益, 通过调整 I 路信号的增益模块 Gain, 实现幅度失衡下的边带信号仿真。假设 I 路信号的增益为 1.1dB, Q 路为 1dB. 分别得到的三组输出信号的频谱。如下图 3 至图 5 所示:

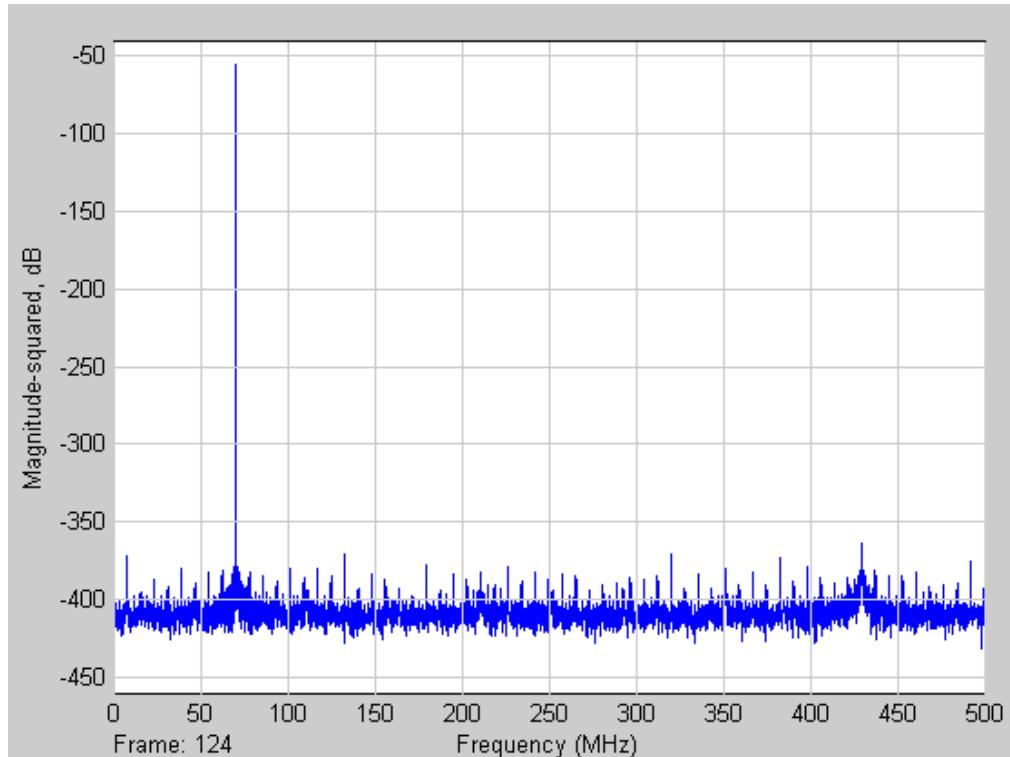


图 3: 理想平衡链路输出信号频谱

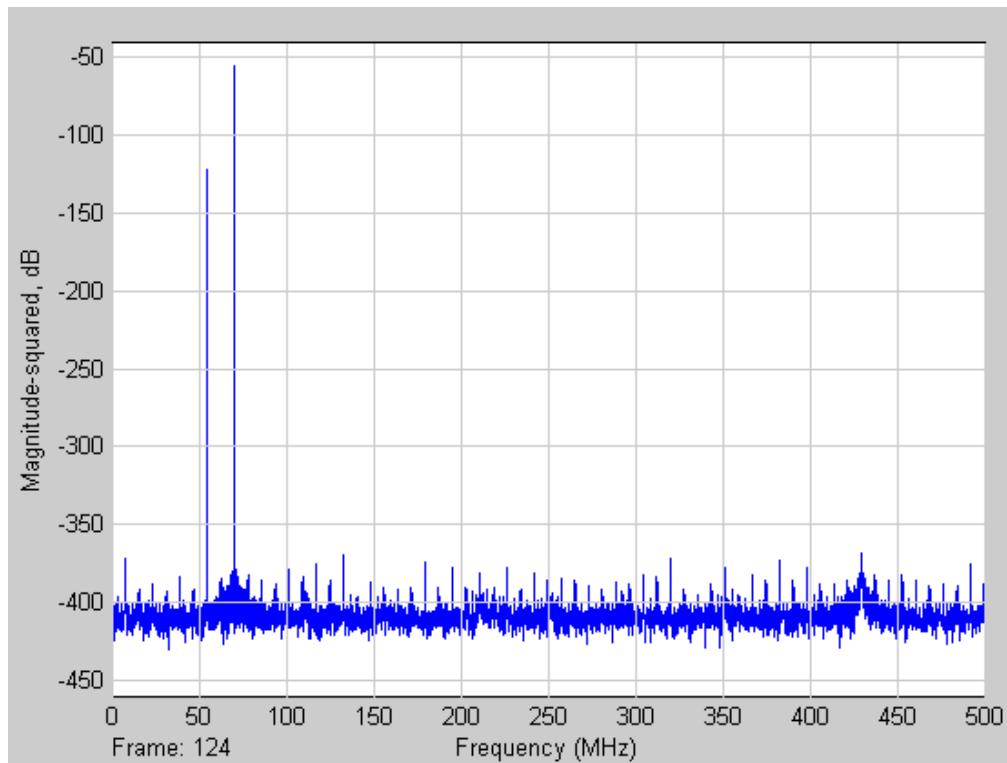


图 4：非平衡链路输出信号频谱

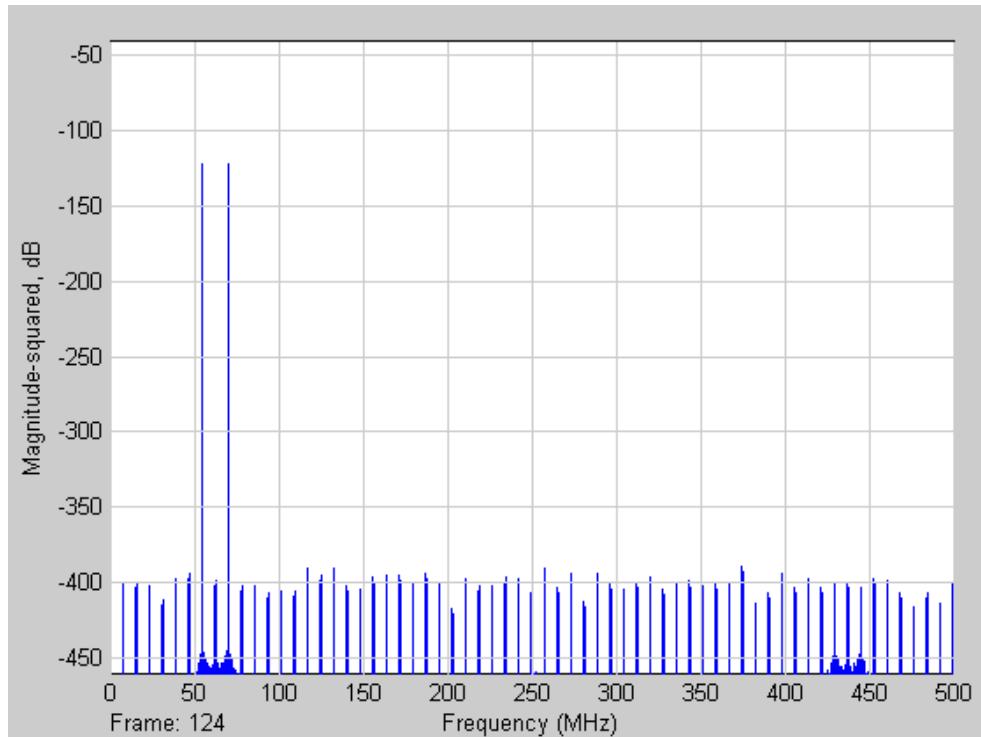


图 5：非平衡链路与平衡链路输出信号的误差信号频谱

4.3 仿真结论

通过 matlab 的 simulink 的仿真模型输出的信号可以看出：

1. 复数中频信号经过理想平衡的 IQ 传输链路后，调制输出的信号没有边带信号，是一个理想的单边带信号。

2. 复数中频信号经过非平衡的 IQ 传输链路后, 调制输出的信号会出现边带信号, 其边带信号是由 IQ 传输链路的失衡产生的。
3. 边带信号不是主信号的镜像信号, 而是另外一对由链路非平衡性产生的信号的镜像信号。
4. 实际的主信号是有理想信号和非平衡引起的边带信号的镜像信号矢量叠加后的信号。

5 边带抑制与非平衡的关系

本文前面证明了非平衡 I/Q 传输链路使得理想的正交信号经过调制后, 产生了边带信号。边带信号与链路的非平衡性有一个对应关系。本文从相位不平衡、幅度不平衡角度分别讨论非平衡性与边带抑制的关系。

5.1 模型建立

在频谱上 $A \cos((\omega_0 + \omega_l)t)$ 信号和 $\frac{C(\omega)}{2} \sin((\omega_l + \omega_0)t + \alpha)$ 信号构成了频谱的主信号, $\frac{C(\omega)}{2} \sin((\omega_l - \omega_0)t - \alpha)$ 构成频谱的边带信号。但由于 $\frac{C(\omega)}{2} \sin((\omega_l + \omega_0)t + \alpha)$ 对主信号的能量贡献很小, 所以在考虑边带抑制时不予考虑这部分对信号的影响。那么主信号和边带信号的能量差值为, 即边带抑制 SBS: $SBS = 10 \log\left(\frac{A^2 - 2AB \cos(p(\omega)) + B^2}{4A^2}\right)$

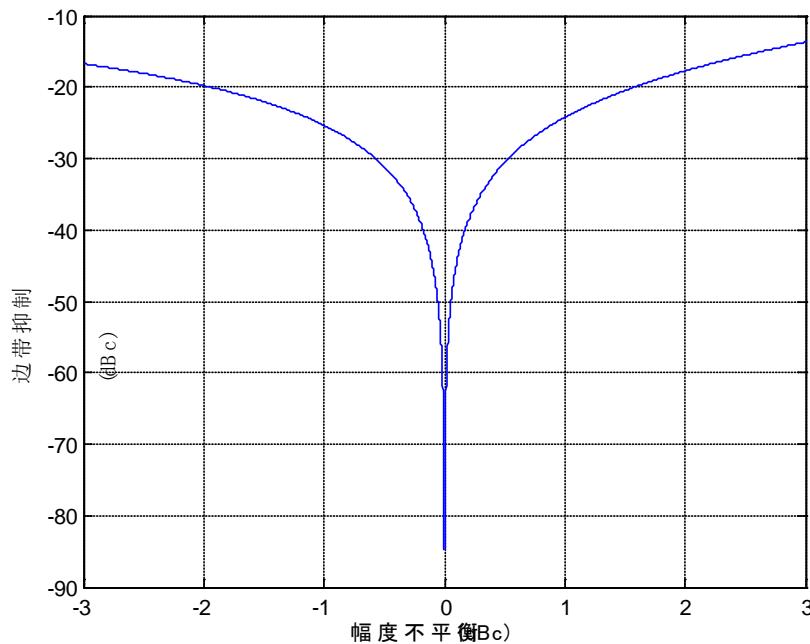
为了简化讨论, 假设相位非平衡量 $p(\omega)$ 是一个与频率无关的量, 即个频率分量下的相位非平衡是一致的, 假设为 p' 。那么 SBS 为: $10 \lg\left\{\frac{1}{4}\left[\left(\frac{B}{A}\right)^2 - 2\frac{B}{A} \cos(p') + 1\right]\right\} \dots (9)$

5.2 幅度不平衡

当相位平衡, 但幅度不平衡, 即 $p' = 0$, $A \neq B$ 情况下: (9) 式可表达为:

$$10 \lg\left\{\frac{1}{4}\left[\left(\frac{B}{A}\right)^2 - 2\frac{B}{A} + 1\right]\right\} = 10 \lg\left(\frac{B}{2A} - \frac{1}{2}\right)^2$$

边带抑制与非平衡性的变化曲线为:

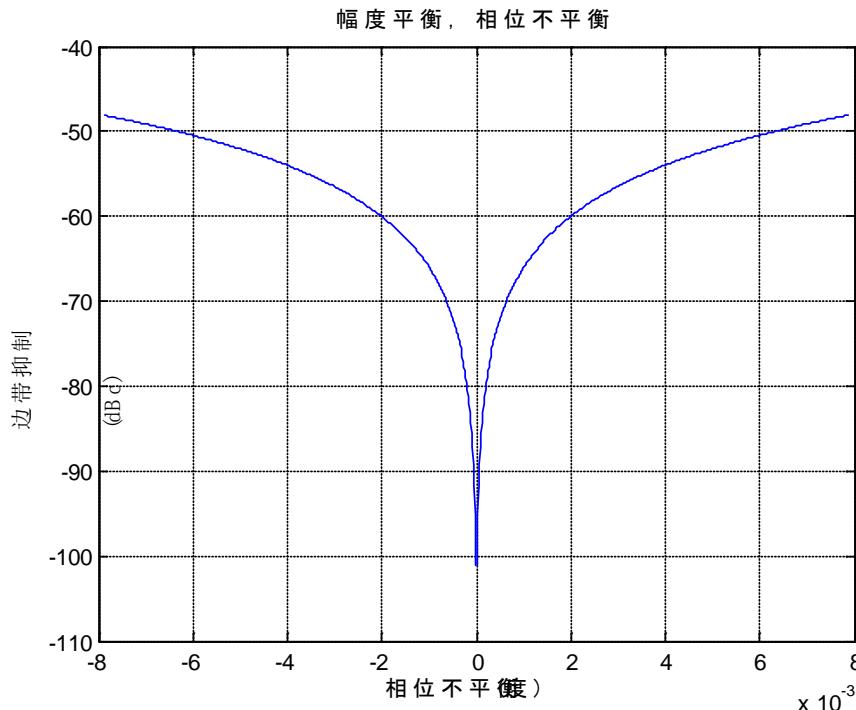


5.3 相位不平衡

幅度平衡, 相位不平衡, 即 $A = B$, $p' \neq 0$ 的情况下, (16) 式可表达为:

$$10 * \lg \left\{ \frac{1}{4} \left[\left(\frac{B}{A} \right)^2 - 2 \frac{B}{A} \cos(p') + 1 \right] \right\} = 10 * \lg \left[\frac{1 - \cos(p')}{2} \right]$$

由于 d 是正交分量之间的相位误差, 假设它所在的范围为 $(-\pi/2, \pi/2)$, 它与边带抑制的关系如下图所示:

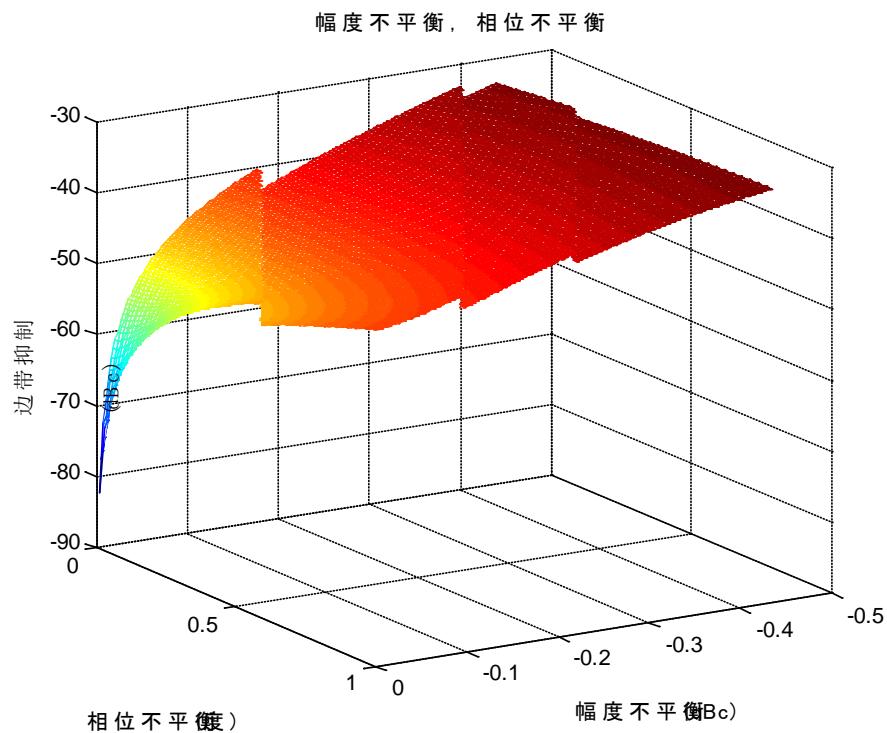
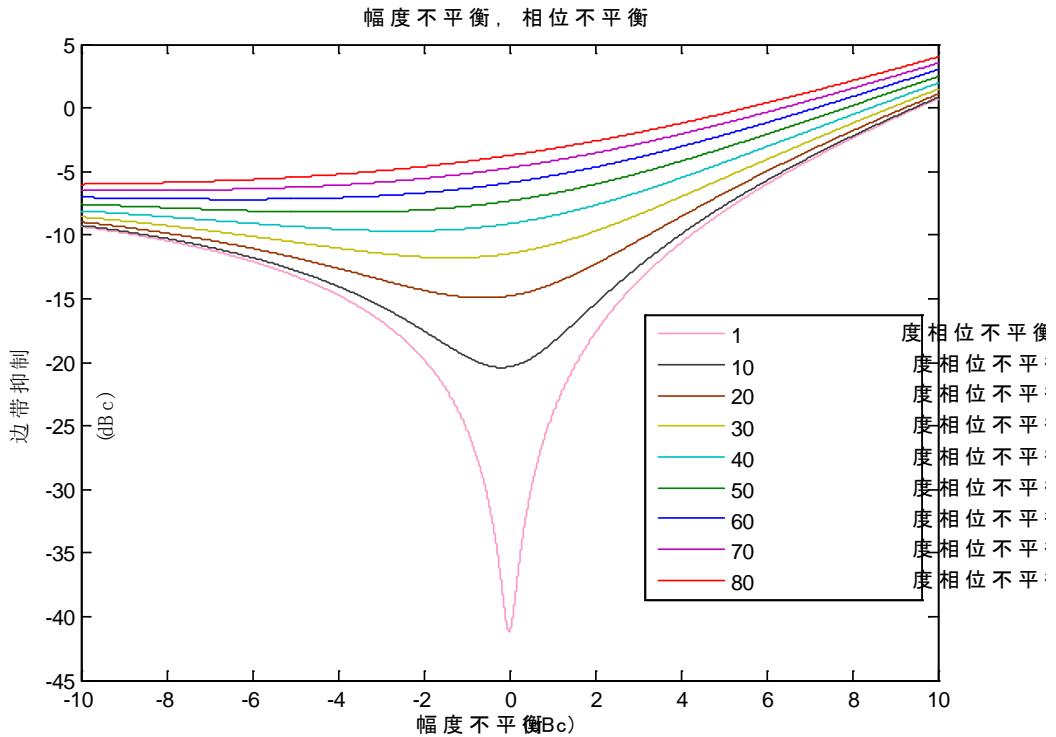


5.3 相位、幅度都不平衡

幅度不平衡, 相位不平衡

即 $A \neq B$ $p' \neq 0$ 的情况下, (16) 式可表达为: $10\lg\left\{\frac{1}{4}\left[\left(\frac{B}{A}\right)^2 - 2\frac{B}{A}\cos(p') + 1\right]\right\}$

为了使得曲线便于观察, 采用二维图形处理, 假设 $p' = 0^\circ, 5^\circ, \dots, 30^\circ$ 的情况下幅度与边带抑制的关系。



6 结论:

本文通过数学推导, 以及 simulink 模型验证的方法, 证明了非平衡 I/Q 传输链路使得理想的正交信号经过调制后, 产生了三种信号: 主信号, 与主信号同频但不同相的干扰信号, 以及该干扰信号的镜像信号。实际通信系统中, 由于传输链路并非完全失衡系统, 使得该干扰信号的能力远远小于主信号的能力, 对通信系统的接收性能影响不大。但是基于此结论, 一方面, 可以明确出提高传输链路的平衡性有助于提高通信系统的接收性能。另一方面, 可以帮助在满足通信系统的接收解调性能的要求下, 对系统提出 IQ 不平衡性的要求。

7 参考文献

- 【1】 张浩, 叶梧, 冯穗力, 童调生《基于 LS 的 OFDM 零中频接收机 IQ 不平衡数字补偿技术》 电路与系统学报 2005,10(2)。
- 【2】 杨小牛 楼才义 徐建良 《软件无线电原理与应用》 北京 电子工业出版社
- 【3】 张兰, 尤佳, 宋涛《IQ 误差自适应校准在 OFDM 解调器的应用》 无线电通信技术 2007,33(5)

重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合TI 标准保修的适用规范。仅在TI 保证的范围内, 且TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关联的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于TI 的产品手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

TI 产品未获得用于关键的安全应用中的授权, 例如生命支持应用 (在该类应用中一旦TI 产品故障将预计造成重大的人员伤亡), 除非各官员已经达成了专门管控此类使用的协议。购买者的购买行为即表示, 他们具备有关其应用安全以及规章衍生所需的所有专业技术知识, 并且认可和同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由TI 提供, 但他们将独自负责满足在关键安全应用中使用其产品及TI 产品所需的所有法律、法规和安全相关要求。此外, 购买者必须全额赔偿因此类关键安全应用中使用TI 产品而对TI 及其代表造成的损失。

TI 产品并非设计或专门用于军事/航空应用, 以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品属于“军用”或“增强型塑料”产品。只有TI 指定的军用产品才满足军用规格。购买者认可并同意, 对TI 未指定军用的产品进行军事方面的应用, 风险由购买者单独承担, 并且独自负责在此类相关使用中满足所有法律和法规要求。

TI 产品并非设计或专门用于汽车应用以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品符合ISO/TS 16949 要求。购买者认可并同意, 如果他们在汽车应用中使用任何未被指定的产品, TI 对未能满足应用所需求不承担任何责任。

可访问以下URL 地址以获取有关其它TI 产品和应用解决方案的信息:

产品	应用
数字音频 www.ti.com.cn/audio	通信与电信 www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件 www.ti.com.cn/amplifiers	计算机及周边 www.ti.com.cn/computer
数据转换器 www.ti.com.cn/dataconverters	消费电子 www.ti.com/consumer-apps
DLP® 产品 www.dlp.com	能源 www.ti.com/energy
DSP - 数字信号处理器 www.ti.com.cn/dsp	工业应用 www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器 www.ti.com.cn/clockandtimers	医疗电子 www.ti.com.cn/medical
接口 www.ti.com.cn/interface	安防应用 www.ti.com.cn/security
逻辑 www.ti.com.cn/logic	汽车电子 www.ti.com.cn/automotive
电源管理 www.ti.com.cn/power	视频和影像 www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU) www.ti.com.cn/microcontrollers	
RFID 系统 www.ti.com.cn/rfidsys	
OMAP 机动性处理器 www.ti.com/omap	
无线连通性 www.ti.com.cn/wirelessconnectivity	

德州仪器在线技术支持社区

www.deyisupport.com

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号, 中建大厦 32 楼 邮政编码: 200122
Copyright © 2012 德州仪器 半导体技术 (上海) 有限公司