



混频器交调分量相位不对称机理研究

张柏玮¹, 童 玲¹, 高 博^{1*}, 顾宗静², 梁胜利², 年夫顺²

(1. 电子科技大学自动化工程学院 成都 611731; 2. 电子测试与测量科学技术实验室 山东 青岛 266555)

【摘要】基于二阶记忆效应机制研究了混频器交调分量的相位不对称性机理。该研究是基于时变调制函数 (TVMF) 和多盒行为混频器模型 (MBBM) 提出的, 这种相位不对称性表现在三阶交调分量的上下边带的相位相对于双音间距具有反向变化趋势。研究表明, 基带调制和二次谐波调制是导致三阶交调分量上下边带的相位不对称的原因。但是, 基带调制产生的三阶交调分量的上下边带相位具有相反变化趋势的机制与二次谐波调制造成的三阶交调分量相位具有相反变化趋势的机制不同, 可以以此加以区分。最后, 利用 ADS 对混频器的三阶交调分量上下边带的相位进行仿真, 并结合实测结果验证了上述分析。

关键词 交调; 混频器; 记忆效应; 双音测试; 时变调制函数
中图分类号 TN95 **文献标志码** A **doi**:10.12178/1001-0548.2021392

Study on the Mechanisms of Phase Asymmetry of Intermodulation Products in Mixers

ZHANG Bowei¹, TONG Ling¹, GAO Bo^{1*}, GU Zongjing², LIANG Shengli², and NIAN Fushun²

(1. School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731;
2. Science and Technology on Electronic Test & Measurement Laboratory Qingdao Shandong 266555)

Abstract The phase asymmetry of the mixers' intermodulation (IM) products is studied in this paper based on the second-order memory mechanisms. This study is developed based on the time-varying modulation function (TVMF) and multi-box behavioral mixer (MBBM) model. This phase asymmetry manifests in the phase where the lower and upper third intermodulation (IM3) products have inverse changing trends vs. tone spacing. The research shows that the inverse trends of the phase of the upper and lower IM3 products are caused by baseband modulation and second harmonics modulations. However, the upper and lower IM3 products' phase inverse trend mechanism created by baseband modulation is different from that created by second harmonics modulations, and thus may be readily distinguished. Finally, the phases of the upper and lower IM3 products of the mixer are simulated based on advanced design system (ADS), and the above analysis is verified with the measured results.

Key words intermodulation (IM); mixer; memory effects; two-tone measurement; time varying modulation function (TVMF)

随着现代通信系统^[1]的发展, 如码分多址^[2] (code division multiple access, CDMA) 技术和正交频分多路复用^[3] (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术的应用, 使得通信信号变得越来越复杂, 导致微波元件中记忆效应^[4]越来越突出。这种记忆效应主要表现在交调分量的幅度和相位的不对称性及频率依赖性。交调分量的这些特性引起了微波工程师的注意, 在面对三阶调制分量 (the third intermodulation, IM3) 的频率依赖性和非

对称性时, 工程技术人员感到困惑, 因为以前的理论认为 IM3 分量的下边带和上边带的振幅是对称的^[5]。

已有研究对于这些微波元件的交调分量的幅度不对称性和频率依赖性进行了解释。文献 [6-7] 将这种频率依赖性和幅度不对称性定义为微波元件的记忆效应。文献 [8] 对 IM3 分量上下边带的不对称性影响进行了深入研究, 并提出了相应的数学表达式。文献 [9-10] 利用时变增益调制函数

收稿日期: 2021-12-15; 修回日期: 2022-05-25

基金项目: 国家重大科学仪器设备开发专项 (2016YFF0102100)

作者简介: 张柏玮 (1987-), 男, 博士生, 主要从事基于矢量网络分析仪的有源器件测量模型及方法方面的研究。

*通信作者: 高博, E-mail: gbo@uestc.edu.cn

(time varying gain modulation function, TVGMF) 描述了长时基带记忆效应。然而, 这些研究仅关注了放大器的记忆效应, 而对于混频器的记忆效应则少有研究。文献 [11] 利用时变幂级数和沃尔特拉 (Volterra) 级数对 CMOS 混频器的 IM3 分量上下边带相位的不对称性进行了分析。文献 [12] 利用维纳 (Wiener) 模型表征了 IM3 分量上下边带相位的不对称性特征。

近年来, 混频器的行为模型研究取得了进步。它们主要包括转换矩阵 (conversion matrix, CM) 模型^[13]、散射参数混频器模型^[14]、静态 X 参数混频器模型^[15]、广义沃尔特拉级数 (generalized volterra series, GVS) 模型^[16] 以及多盒行为混频器模型 (multi-box behavioral mixer, MBBM)^[12] 等。在这些模型中, GVS 模型和 MBBM 模型可以表征混频器的记忆效应。动态 X 参数模型^[4] 虽然可以表征微波元件的记忆效应, 但该模型目前仅用于表征放大器的记忆效应。文献 [17] 表明虽然测量和分析交调 (intermodulation, IM) 分量的振幅是双音测试中最常见的, 但 IM 分量的相位测量和分析也引起了关注, 并被证明在某些情况下其在记忆效应方面比 IM 分量的振幅更加敏感。GVS 模型和 MBBM 模型虽然能够表征混频器的记忆效应, 但不能直观地描述混频器交调分量的上下边带的相位具有相反的变化趋势这一特征。除此之外, 这些模型也不能解释交调分量上下边带的相位具有相反变化趋势的原因。

本文的目的是通过直观的描述来解释 IM3 分量上下边带相位不对称性的原因, 并对这些造成相位不对称性的因素进行区分与识别。本研究是在时变调制函数 (time varying modulation function, TVMF) 和 MBBM 的基础上进行的。结合上述两种理论方法对三阶交调分量上下边带相位不对称的原因做出了统一解释。该项工作的难点在于对混频器 IM3 分量相对相位的准确测量, 这是由于在初始时刻难以确定的情况下, 比较不同频率的信号相位没有意义。传统的测量方法^[18-20] 是在测试系统中加入一个参考通路, 但这就增加了测量的复杂度。在本文中, 由于 R&S 新一代矢量网络分析仪的内置源是相位相参的, 所以在测试时, 不再需要外接参考链路, 只需利用未知直通校准即可完成 IM3 分量相对相位的测试, 这是传统方法不具有的优势。最后, 在仿真分析部分通过先进设计系统 (advanced design system, ADS) 验证了理论的正确性, 在实验分析部分借助 R&S 公司新一代矢量网络分析仪强

大的交调分量测量能力, 对多个商用混频器的三阶交调分量的相位进行了测量, 从而展示了这种相位不对称性现象。

1 多盒行为混频器模型

文献 [12] 描述的多盒行为混频器模型结构如图 1 所示。在混频器的射频 (radio frequency, RF) 输入端, 利用放大器的 Wiener 模型来描述混频器的非线性失真和记忆效应。在该模型中, 放大器的 Wiener 模型首先按功能被分为两个部分: 线性滤波器和加权多项式。这两部分被分别用来表征混频器射频端口的记忆效应和非线性特性。其次, 将非线性部分再次分解为幅度失真 (AM-AM) 和相位失真 (AM-PM) 两个部分。对于混频器的本振 (local oscillator, LO) 端口, 由于本振信号没有调制, 忽略相位失真 (AM-PM), 只使用一个实数多项式来表征本振端口的幅度失真。通过这些修改, 文献 [12] 中的多盒行为混频器模型的功能模块包括: 用于表征记忆效应的线性滤波器模块, 用于表征中频 (intermediate frequency, IF) 相位失真的相移多项式模块, 以及用于表征射频和本振端口幅度失真的实数多项式模块。最后, 将这些模块和一个理想混频器进行级联, 从而得到了多盒混频器行为模型。

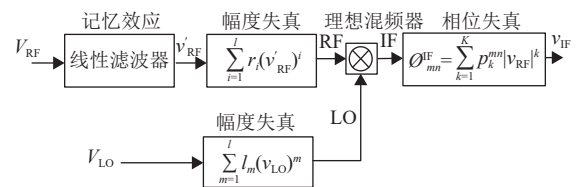


图 1 多盒混频器行为模型

多盒行为混频器模型可以表述为:

$$V_{IF}(t) = \left[\sum_{i=1}^l r_i \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \prod_{i=1}^n v_{RF}(t - \tau_i) d\tau_1 d\tau_2 \cdots d\tau_n \times \sum_{j=1}^J l_j (v_{LO})^j \right] \quad (1)$$

式中, r_i 和 l_j 为实非线性系数; $h(\tau)$ 为具有记忆效应的线性滤波器。该模型无法直观描述混频器 IM3 分量上下边带相位不对称性机理。因此, 需对 IM3 分量相位不对称性二阶记忆效应机理进行直观分析。

2 IM3 分量上下边带相位不对称机理

2.1 多盒行为混频器模型结构的改进

根据文献 [12], 放大器的 Winner 模型可以用来描述混频器的记忆效应和非线性。在文献 [21] 中, TVGMF 用于识别和区分放大器的 IM3 相位不对称性的原因。首先对放大器的 TVGMF 进行了修正, 得到 TVMF。最后, 基于多盒混频器模型的模块化构建思路, 利用 TVMF 来替换多盒混频器模型中代表 Winner 模型功能的模块, 从而用于分析混频器 IM3 分量上下边带相位不对称性的来源。这种相位不对称性表现在 IM3 分量的上边带和下边带随着双音间距的变化具有相反的变化趋势。一种新的基于 TVMF 多盒行为混频器特征描述结构如图 2 所示。

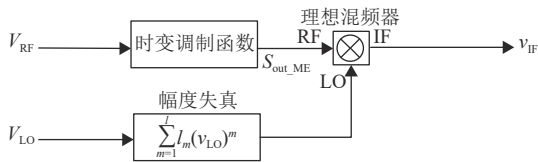


图 2 本文多盒行为混频器特征描述结构

2.2 IM3 分量上下边带的简化表征

将等幅双音信号定义为:

$$V_{RF}(t) = V_0 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + V_0 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (2)$$

式中, V_0 、 ω_1 和 φ_1 分别代表第一个输入信号的幅度、频率和初相; V_0 、 ω_2 和 φ_2 分别代表第二个输入信号的幅度、频率和初相。利用三角恒等式, 可以将双音输入信号重新表述为式 (3), 它由基带频率为 ω_m 的包络信号 $a(t)$ 以及频率为 ω_c 的载波信号组成, φ_m 和 φ_c 分别表示包络信号和载波信号的初始相位:

$$V_{RF}(t) = a(t) \cos(\omega_c t + \varphi_c) \quad (3)$$

其中:

$$a(t) = 2V_0 \cos(\omega_m t + \varphi_m) \quad (4)$$

$$\omega_m = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} \quad (5)$$

$$\omega_c = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2} \quad (6)$$

$$\varphi_m = \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} \quad (7)$$

$$\varphi_c = \frac{\varphi_2 + \varphi_1}{2} \quad (8)$$

二阶 TVMF 定义为:

$$H(t) = c_0 + h_2(t) \otimes V_{RF}^2(t) \quad (9)$$

式中, $h_2(t)$ 为与二阶输入信号 $V_{RF}^2(t)$ 相互作用的脉冲响应函数; 符号 \otimes 代表卷积; c_0 表示射频输入信号的损耗或增益。因此, 对于射频端口, 非线性分量定义为:

$$S_{out_ME}(t) = [c_0 + h_2(t) \otimes V_{RF}^2(t)] V_{RF}(t) \quad (10)$$

利用式 (9) 中的调制函数 $H(t)$ 与式 (3) 中的双音信号相互作用可得:

$$S_{out_ME}(t) = [H(0)V_0^2 + c_0 + \sum_{\substack{1 \leq |p|+|q| \leq 2, 1 \leq p+q \leq 2 \\ -1 \leq p \leq 2, -1 \leq q \leq 2 \\ p \in \mathbb{Z}, q \in \mathbb{Z}}} h_{p\omega_1+q\omega_2}(t)] V_{RF}(t) \quad (11)$$

式中, $h_{p\omega_1+q\omega_2}(t)$ 为频率 $p\omega_1+q\omega_2$ 处的非线性调制函数。同时这些非线性调制函数也表示了双音信号的二阶交调分量, 如下所示:

$$h_{2\omega_m}(t) = h(t) \otimes V_0^2 \cos[2(\omega_m t + \varphi_m)] = V_0^2 |H(2\omega_m)| \cos[2(\omega_m t + \varphi_m) + \angle H(2\omega_m)] \quad (12)$$

$$h_{2\omega_c}(t) = h(t) \otimes V_0^2 \cos[2(\omega_c t + \varphi_c)] = V_0^2 |H(2\omega_c)| \cos[2(\omega_c t + \varphi_c) + \angle H(2\omega_c)] \quad (13)$$

$$h_{2\omega_2}(t) = h(t) \otimes \frac{V_0^2}{2} \cos[2(\omega_2 t + \varphi_2)] = \frac{V_0^2}{2} |H(2\omega_2)| \cos[2(\omega_2 t + \varphi_2) + \angle H(2\omega_2)] \quad (14)$$

$$h_{2\omega_1}(t) = h(t) \otimes \frac{V_0^2}{2} \cos[2(\omega_1 t + \varphi_1)] = \frac{V_0^2}{2} |H(2\omega_1)| \cos[2(\omega_1 t + \varphi_1) + \angle H(2\omega_1)] \quad (15)$$

$h(t)$ 的傅里叶变换被定义为:

$$H(\omega) = |H(\omega)| \exp[j(\angle H(\omega))] \quad (16)$$

本振信号被定义为:

$$V_{LO}(t) = V_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \varphi_{LO}) \quad (17)$$

式中, V_{LO} 、 ω_{LO} 和 φ_{LO} 分别代表本振信号的幅度、频率和初相。本振信号的展开多项式为:

$$S_{LO}(t) = \sum_{m=1}^l I_m [V_{LO}(t)]^m \quad (18)$$

根据图 2, 理想混频器的输出为:

$$S_{\text{out}}(t) = S_{\text{out_ME}}(t)S_{\text{LO}}(t) = \left\{ \left[c_0 + H(0)V_0^2 \right] V_{\text{RF}}(t)V_{\text{LO}}(t) + \sum_{\substack{1 \leq |p|+|q| \leq 2, 1 \leq p+q \leq 2 \\ -1 \leq p \leq 2, -1 \leq q \leq 2 \\ p \in \mathbb{Z}, q \in \mathbb{Z}}} S(t)_{\text{out_}p\omega_1+q\omega_2\text{-ME}} \right\} \quad (19)$$

2.3 基带调制产生的 IM3 分量

根据式 (19), 在基带频率处, 基带信号与时变调制函数相互作用的分量如式 (20) 所示, 其中最后两项表现为对 IM3 分量的贡献:

$$S_{\text{out_}2\omega_m\text{-ME}}(t) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{C_m^{m+1}}{2^m} V_{\text{LO}}^m I_m V_0^3 |H(2\omega_m)| \times \\ \sum_{\substack{l \\ m=2k-1 \\ k \in \mathbb{Z}^+}} \left\{ \begin{array}{l} \cos[(\omega_2 - \omega_{\text{LO}})t + (\varphi_2 - \varphi_{\text{LO}}) + \angle H(2\omega_m)] + \\ \cos[(\omega_1 - \omega_{\text{LO}})t + (\varphi_1 - \varphi_{\text{LO}}) - \angle H(2\omega_m)] + \\ \cos[(2\omega_2 - \omega_1 - \omega_{\text{LO}})t + (2\varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_{\text{LO}}) + \angle H(2\omega_m)] + \\ \cos[(2\omega_1 - \omega_2 - \omega_{\text{LO}})t + (2\varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_{\text{LO}}) - \angle H(2\omega_m)] \end{array} \right\} \end{array} \right\} \quad (20)$$

式 (20) 中, $H(2\omega_m)$ 为 $h_{2\omega_m}(t)$ 的傅里叶变换系数。需要注意的是, 在最后两项中, 基带调制函数的相位 $\angle H(2\omega_m)$ 被叠加到 IM3 分量的上边带的贡献项的相位中, 相反, IM3 分量的下边带的贡献项的相位中却减去了基带调制函数的相位 $\angle H(2\omega_m)$ 。因此, 从该式的最后两项中可以得知这会导致 IM3 分量上边带相位与下边带相位具有相反的变化趋势。

2.4 由二次谐波调制产生的 IM3 分量

式 (21) 和式 (22) 中, $H(2\omega_1)$ 和 $H(2\omega_2)$ 分别为 $h_{2\omega_1}(t)$ 和 $h_{2\omega_2}(t)$ 的傅里叶变化系数。式 (21) 和式 (22) 的最后一项显示了由二次谐波调制对 IM3 分量的上边带和下边带的贡献。在这两项中, 应该注意的是, $\angle H(2\omega_1)$ 被叠加到 IM3 分量的下边带的相位上, 同时 $\angle H(2\omega_2)$ 也被叠加到 IM3 分量的上边带的相位上。

根据式 (21) 和式 (22), 当双音间距足够小时, $2\omega_1$ 与 $2\omega_2$ 接近, 即 $\angle H(2\omega_1)$ 近似等于 $\angle H(2\omega_2)$ 。因此, 可以得知由二次谐波调制产生的 IM3 分量上下边带的相位具有相同的变化趋势。这也说明在窄带情况下, IM3 分量上下边带的相位具有相反的变化趋势是通过式 (20) 所示的基带调制实现的。基带调制机制不同于窄带情况下的二次谐波调制。在窄带情况下, 基带调制机制很容易与二次谐波调制

区别。

$$S_{\text{out_}2\omega_1\text{-ME}}(t) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{C_m^{m+1}}{2^{m+1}} V_{\text{LO}}^m I_m V_0^3 |H(2\omega_1)| \times \\ \sum_{\substack{l \\ m=2k-1 \\ k \in \mathbb{Z}^+}} \left\{ \begin{array}{l} \cos[(\omega_1 - \omega_{\text{LO}})t + (\varphi_1 - \varphi_{\text{LO}}) + \angle H(2\omega_1)] + \\ \cos[(3\omega_1 - \omega_{\text{LO}})t + (3\varphi_1 - \varphi_{\text{LO}}) + \angle H(2\omega_1)] + \\ \cos[(2\omega_1 + \omega_2 - \omega_{\text{LO}})t + (2\varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_{\text{LO}}) + \angle H(2\omega_1)] + \\ \cos[(2\omega_1 - \omega_2 - \omega_{\text{LO}})t + (2\varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_{\text{LO}}) + \angle H(2\omega_1)] \end{array} \right\} \end{array} \right\} \quad (21)$$

$$S_{\text{out_}2\omega_2\text{-ME}}(t) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{C_m^{m+1}}{2^{m+1}} V_{\text{LO}}^m I_m V_0^3 |H(2\omega_2)| \times \\ \sum_{\substack{l \\ m=2k-1 \\ k \in \mathbb{Z}^+}} \left\{ \begin{array}{l} \cos[(\omega_2 - \omega_{\text{LO}})t + (\varphi_2 - \varphi_{\text{LO}}) + \angle H(2\omega_2)] + \\ \cos[(3\omega_2 - \omega_{\text{LO}})t + (3\varphi_2 - \varphi_{\text{LO}}) + \angle H(2\omega_2)] + \\ \cos[(2\omega_2 + \omega_1 - \omega_{\text{LO}})t + (2\varphi_2 + \varphi_1 - \varphi_{\text{LO}}) + \angle H(2\omega_2)] + \\ \cos[(2\omega_2 - \omega_1 - \omega_{\text{LO}})t + (2\varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_{\text{LO}}) + \angle H(2\omega_2)] \end{array} \right\} \end{array} \right\} \quad (22)$$

当双音间距较宽时, $2\omega_1$ 和 $2\omega_2$ 差异变大, 相位 $\angle H(2\omega_1)$ 不再近似等于 $\angle H(2\omega_2)$ 。此时, IM3 分量上下边带的相位的反向趋势的来源可能包括二次谐波调制, 如当 $\angle H(2\omega_1)$ 和 $\angle H(2\omega_1)$ 随双音间距的变化具有相反的变化趋势, 或这两项具有相反的符号时, IM3 分量上下边带的相位也具有相反的变化趋势。

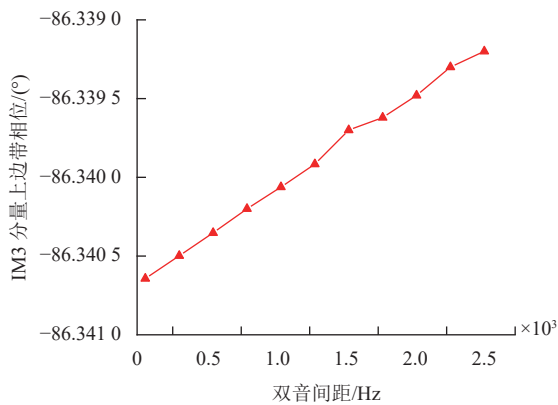
3 仿真分析

在 ADS 中, 基于 HSMS2827 二极管模型建立了一个双平衡混频器模型。该模型用于分析 IM3 分量上下边带的相位具有相反的变化趋势的来源。在仿真中, 将双音信号的初始相位设置为 0 度。双音信号的中心频率设置为 2.6 GHz, 其功率设置为 -10 dBm。本振信号的频率设置为 2 GHz, 其功率设置为 13 dBm。双音信号的频率间距分别设置为 50~2 525 Hz 以及 45~165 MHz。

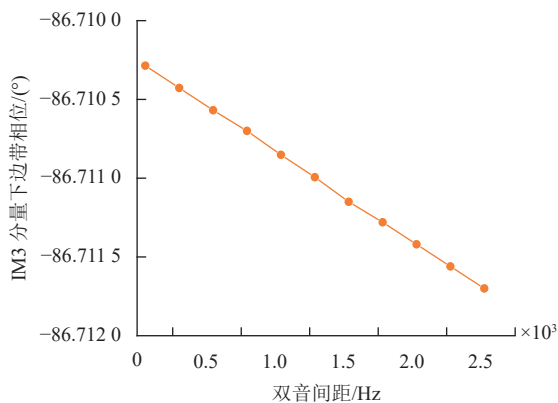
图 3 为混频器的 IM3 分量上下边带的相位仿真结果。图 3a 和图 3b 显示出混频器在窄带双音信号激励下, IM3 分量的下边带和上边带相位呈现出相反的变化趋势。但 IM3 分量上下边带的相位随双音间距的增长, 变化很小。这说明此时相位表现出较小的频率依赖性, 也说明在窄带双音信号激励下, 混频器的上下边带的相位记忆效应不够明显。

图 3c 和图 3d 显示出混频器在宽带双音信号激励下, IM3 分量的下边带和上边带相位呈现出的变化特征。从图 3c 和图 3d 中可发现, IM3 分量的上下边带出现了明显的不对称性和频率依赖性, 这说明在宽带双音信号激励下, 混频器表现出了显著的相位记忆效应。

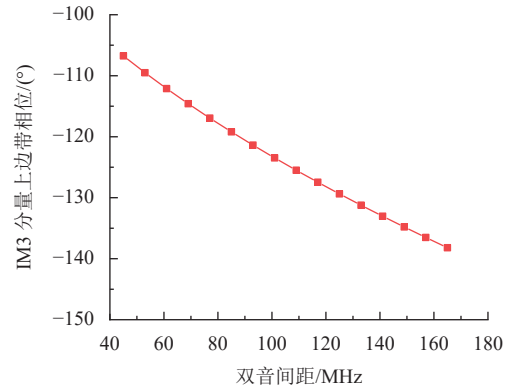
图 4 为混频器二次谐波上下边带的相位仿真结果。在频率为 $2\omega_1$ 和 $2\omega_2$ 处, 该混频器 ADS 模型输出的二次谐波的相位如图 4a 和图 4b 所示。图 4a 显示出在窄带双音信号激励下, 二次谐波分量的上下边带的相位近似相等。这说明由二次谐波调制产生 IM3 分量上下边带的相位具有相同的变化趋势。因此, 如式 (19) 所示, 在窄带双音信号激励下, 混频器的 IM3 分量上下边带的相位具有相反的变化趋势是由于基带信号调制造成的, 显示出了明显的基带记忆效应。在图 4b 中, 虽然二次谐波上下边带分量的相位符号相同, 但二次谐波上下边带分量的相位呈出相反的变化趋势, 说明在宽带双音信号激励下, IM3 分量的上下边带出现相反趋势的原因也包括二次谐波调制。这些仿真结果和式 (21) 和式 (22) 的预测具有一致性。



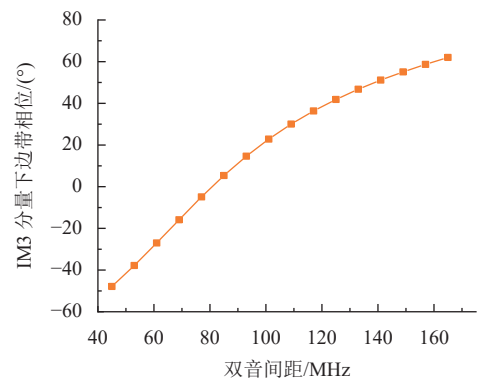
a. 窄双音间距 IM3 分量上边带相位



b. 窄双音间距 IM3 分量下边带相位

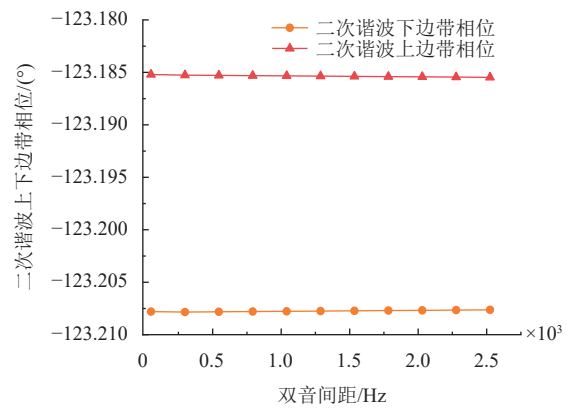


c. 宽双音间距 IM3 分量上边带相位

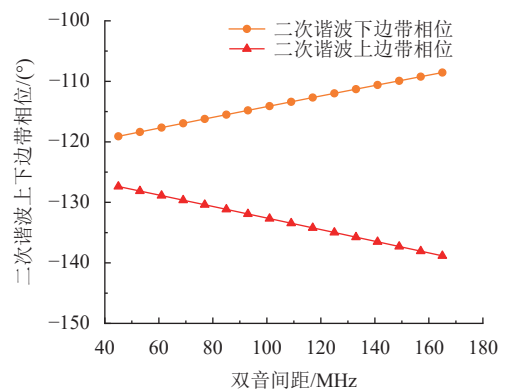


d. 宽双音间距 IM3 分量下边带相位

图 3 混频器的 IM3 分量上下边带的相位仿真结果



a. 窄双音间距二次谐波相位



b. 宽双音间距二次谐波相位

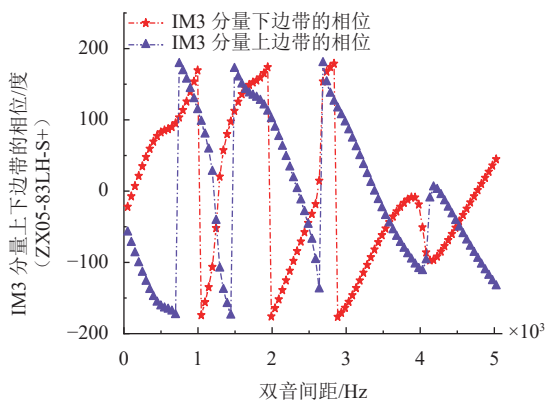
图 4 混频器二次谐波上下边带的相位仿真结果

4 实验分析

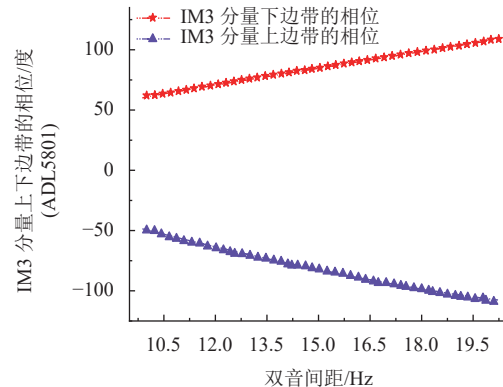
在实验部分,对 Mini-Circuits 公司设计的二极管无源双平衡混频器 (ZX05-83LH-S+) 和 ADI 公司设计的有源双平衡混频器 (ADL5801) 进行了测量,以验证上述分析中所示的趋势。需要注意的是,这两种商用混频器的电路细节是没有公开的,所以这两种混频器不能在 ADS 中进行定量仿真。这会导致实验分析中的结果和仿真分析中的结果在数值上具有一定的偏差,但仿真结果和实验结果均能验证理论部分中对 IM3 分量上下边带的相位具有相反的变化趋势这一行为特性的预测。本文使用的矢量网络分析仪是 R&S 公司的新一代矢量网络分析仪,命名为 ZNA。由于该矢量网络分析仪具有 4 个独立的相位相参源,所以其具有强大的交调分量测量功能。

在实验中,无源混频器和有源混频器的双音信号的中心频率分别设置为 2.6 GHz 和 3.2 GHz,其功率设置为 -10 dBm。无源混频器和有源混频器的本振信号的频率分别设置为 2.0 GHz 和 2.6 GHz,其本振信号功率分别设置为 13 dBm 和 0 dBm。有源混频器偏置电压设置为 5.0 V。由于该 VNA 无法独立测量二次谐波,因此,选择足够小的双音间距,以保证实验中二次谐波上下边带的相位几乎相等。无源混频器和有源混频器的双音信号的频率间距分别设置为 50 Hz~5 kHz 以及 10~20 Hz。如此接近的双音频率间隔可以保证由二次谐波产生的 IM3 分量的相位不会对 IM3 分量上下边带的不对称性产生影响,这符合式 (21) 和式 (22) 在窄带双音信号激励下的预测。

图 5a 为无源混频器在窄带双音激励下,IM3 分量的相位特性。无源混频器显示出式 (20) 中所预测的 IM3 分量的上下边带具有相反的变化趋势。这种现象说明这种相反的变化趋势是由于基带信号调制造成的。图 5b 显示了有源混频器的 IM3 分量上下边带的相位在极窄的双音激励下,同样也具有相反的变化趋势,显示了明显基带记忆效应。



a. 无源混频器 IM3 分量相位



b. 有源混频器 IM3 分量相位

图 5 混频器的 IM3 分量上下边带的相位实测结果

5 结束语

本文对基带调制和二次谐波调制引起混频器的 IM3 分量的上下边带的相位具有相反趋势的来源进行了分析。这些分析是基于二阶时变调制函数与多盒混频器模型进行的。仿真结果和实验结果表明,在窄带的双音信号激励下,IM3 分量上下边带的相位具有反向趋势主要是由于基带调制造成的。然而,在宽带双音信号激发时,IM3 分量的上下边带的相位具有相反的趋势应当归因于混频器是由基带信号和二次谐波同时调制造成的。本研究对混频器的线性化设计具有指导意义。

参 考 文 献

- [1] ZHAO J, LIU J, YANG L, et al. Future 5G-oriented system for urban rail transit: Opportunities and challenges[J]. *China Communications*, 2021, 18(2): 1-12.
- [2] YAN Y, MA M. Novel frequency-domain oversampling receiver for CP MC-CDMA systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(4): 661-664.
- [3] ARRANO H F, AZURDIA-MEZA C A. OFDM: Today and in the future of next generation wireless communications[C]//IEEE Central America and Panama Student Conference. Guatemala: IEEE, 2016: 1-6.
- [4] VERSPECHT J, HORN J, BETTS L, et al. Extension of X-parameters to include long-term dynamic memory effects[C]//International Microwave Symposium Digest. Boston: IEEE, 2009: 741-744.
- [5] CARVALHO N B, PEDRO J C. A comprehensive explanation of distortion sideband asymmetries[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2002, 50(9): 2090-2101.
- [6] BOSCH W, GATTI G. Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 1989, 37(12): 1885-1890.
- [7] APARIN V, PERSICO C. Effect of out-of-band

- terminations on intermodulation distortion in common-emitter circuits[C]//1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Anaheim: IEEE, 1999: 977-980.
- [8] CARVALHO N B, PEDRO J C. Two-tone IMD asymmetry in microwave power amplifiers[C]//2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Boston: IEEE, 2000: 445-448.
- [9] ASBECK, KOBAYASHI P M, IWAMOTO H, et al. Augmented behavioral characterization for modeling the nonlinear response of power amplifiers[C]//2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Seattle: IEEE, 2002: 135-138.
- [10] DRAXLER P, LANGMORE I, HUNT P, et al. Time domain characterization of power amplifiers with memory effects[C]//2003 IEEE Microwave Symposium Digest, MTT-S International. Philadelphia: IEEE, 2003: 803-806.
- [11] SAKIAN P, MAHMOUDI R, ROERMUND A V. A circuit-level analysis of third order intermodulation mechanisms in CMOS mixers using time-invariant power and Volterra series[C]//2011 41st European Microwave Conference. Manchester: IEEE, 2011: 595-598.
- [12] OZGUN A, NESIMOGLU T, DEMIR S. A multi-box behavioural mixer model and its validation using measurements[C]//2019 IEEE International Microwave Symposium. Los Angeles: IEEE, 2019: 607-610.
- [13] STIGLITZ M R, CALLAHAN J. Microwave mixers[M]. 2nd ed. Norwood, MA: Artech House Press, 1993: 21-25.
- [14] WILLIAMS D F, NDAGIJIMANA F, REMLEY K A, et al. Scattering-parameter models and representations for microwave mixers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2005, 53(1): 314-321.
- [15] ROOT E D, VERSPECHT J, HORN J, et al. X-Parameters: Characterization, modeling, and design of nonlinear RF and microwave components[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2016.
- [16] VANDERSTEEN G, VORST A V. Nonlinear model and measurement method for microwave mixers[J]. IEEE Microwave & Guided Wave Letters, 1993, 3(5): 133-135.
- [17] ALIZADEH M, RNNOW D. A two-tone test for characterizing nonlinear dynamic effects of radio frequency amplifiers in different amplitude regions[J]. *Measurement*, 2016, 89: 273-279.
- [18] SHEN Y. Computation-based phase measurement of RF power-amplifier intermodulation products[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2011, 60(8): 2934-2941.
- [19] WALKER A, STEER M, GARD K G. A vector intermodulation analyzer applied to behavioral modeling of nonlinear amplifiers with memory[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2006, 54(5): 1991-1999.
- [20] LEE S Y, LEE Y S, JEONG Y H. A novel phase measurement technique for IM3 components in RF power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2006, 54(1): 451-457.
- [21] REMLEY K A, WILLIAMS D F, SCHREURS M P, et al. Simplifying and interpreting two-tone measurements[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2004, 52(11): 2576-2584.

编辑 刘飞阳