

电流换向型 CMOS 混频器的周期时变噪声

郭本青, 文光俊

(电子科技大学 通信与信息工程学院, 四川 成都 611731)

摘 要: 基于线性周期时变理论, 提出一种简便的解析方法来分析电流换向型 CMOS 混频器的噪声特性. 通过推导相应的周期时变转移函数, 包含尾电容记忆效应的电路各级噪声源至输出的噪声变换系数得以数值求解, 进而得到包含热噪声和闪烁噪声的一元化系统噪声解析式. 基于 Chartered 0.35 μm 工艺库的仿真结果表明, 具有频率依赖性的该解析式在预测高频系统噪声时表现出优势, 对于不同中频的预测与模拟取得了较好的一致.

关键词: CMOS 混频器; 噪声; 记忆效应; 电流换向

中图分类号: TN4

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2011)11-0018-05

Periodic Time-Varying Noise in Current-Commutating CMOS Mixers

GUO Ben-qing, WEN Guang-jun

(Department of Communication and Information Engineering, UESTC, Chengdu 611731, China)

Abstract: An analytical approach based on linear periodic time-varying theory, is developed to analyze the noise characteristics of current-commutating CMOS mixers. Based on the derived transfer functions with memory effect of tail capacitance, a unified noise expression considering both the thermal noise and the flicker noise is rigorously derived. It enables the noise analysis of the mixers particularly for higher frequency with different IF characteristics, and is verified by simulations in Chartered 0.35 μm process.

Key words: CMOS mixers; noise; memory effect; current-commutating

1 引言

基于 CMOS 工艺的直接变频结构(DCR)由于其低廉的成本, 高的集成度已经越来越多地应用于各种频段的接收机. 直接变频接收机依然有很多技术上的难点有待克服, 单就噪声而言, 除了来自混频器的热噪声, 闪烁噪声也会严重恶化系统的接收性能. 另一方面, 相对于无源混频器, 基于吉尔伯特型的电流换向型混频器以其优越的变频增益特性依然被广泛应用^[1], 这对于抑制后级的噪声贡献是极为有利的^[2]. 基于此, 对于混频器噪声特性进行准确分析和预测是具有重要意义的^[3-4].

在过去的研究中, 有若干的电流换向型混频器噪声解析模型被提出来, 在 1GHz 频率以下取得良好预测: 文献[3]中的模型是建立在理想电流换向等

假设基础上; 文献[4]虽然通过数值方法精确描述了电流换向, 但记忆性元件如电容等却被忽略. 因此, 当频率升到足够高, 以至于器件的寄生电容效应变得显著时候, 现有的解析模型就很难提供有效的设计指导. 基于线性周期时变理论^[5], 文中提出了一种简洁地包含尾电容记忆效应的混频器噪声解析模型, 旨在较高频率时优化噪声设计.

2 混频器增益

以图 1 所示的电流换向型 CMOS 混频器为例作具体分析. 它由跨导输入级(M3), 开关对(M1, M2), 负载(RL)组成. M3 将射频小信号电压 v_{RF} 转换为小信号电流 i_{RF} , 通过本振信号 $V_{\text{LO}}(t)$ 的驱动, 开关对 M1, M2 将尾电流 I_s 做周期性的换向, 完成射频到中频的频率变换. 高频下电路的寄生电容效

应不容忽视,纵观节点 x 处电容明显大于其它节点,是影响高频噪声性能的主要瓶颈^[4]. 又考虑到电容的非线性使分析过于复杂,简便起见,以本振周期内的均值等效替代,并用等效尾电容 C_p 标记,具体含 M1, M2 栅源电容、M3 栅漏电容与漏体电容^[3],其记忆效应将被重点考查.

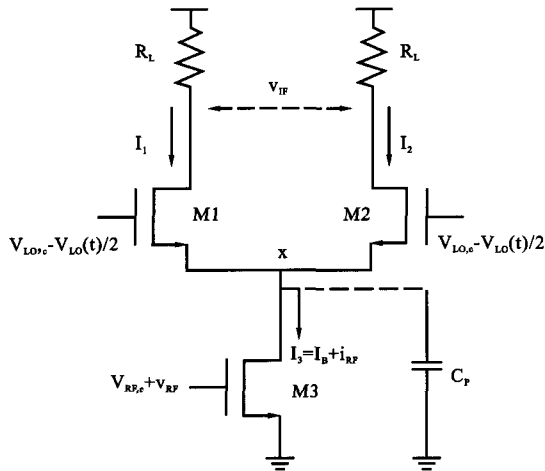


图1 电流换向型 CMOS 混频器

作为噪声分析的基础,首先分析混频器电压转换增益特性. 通过小信号分析,得到射频端口到中频端口的转移函数:

$$P(t, \omega) = \frac{g_{m1} - g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2} + j\omega C_p} \quad (1)$$

其中 ω 为角频率, g_{m1} 、 g_{m2} 为 M1, M2 的小信号跨导, 可通过迭代方法求得本振周期 T_{LO} 内的数值解^[4]. 由于 g_{m1} 、 g_{m2} 的周期性, 转移函数在时域上又是时变的. 注意到 $C_p = 0$ 时, 式子回退到经典文献中的无记忆情况. 据附录中的 LPTV 理论, 有:

$$P^{(n)}(\omega) = \frac{1}{T_{LO}} \int_0^{T_{LO}} P(t, \omega - n\omega_{LO}) \exp(-jn\omega_{LO}t) dt \quad (2)$$

式中, ω_{LO} 为本振角频率. 于是混频器电压转换增益为:

$$CG = c(\omega) \cdot g_{m3} R_L \quad (3)$$

其中, 参数 $c(\omega)$ 和 g_{m3} 分别表征开关对增益系数和 M3 的跨导, 对于下变频有 $c(\omega_F) = |P^{(-1)}(\omega_F)|$, ω_F 为中频角频率.

直觉上, 射频频率 f_{RF} 足够高时, 射频信号会被 C_p 衰减. 反映在 $p(t, \omega)$ 中, 表现为其复数模振幅小于 1. 由式(1), 这里定义参数 f_{th} 来估计寄生效应对高频性能的影响:

$$f_{th} = \epsilon \frac{g_{m1} + g_{m2}}{2\pi C_p} \quad (4)$$

其中, γ 参数 ϵ 近似取 0.3. 当 I_B 一定时候, 对于确定

的电路存在一个确定的 f_{th} . 若此时 f_{RF} (当中频频率 f_F 非常低时, 或等效为本振频率 f_{LO}) 小于该 f_{th} , 则理论上可以忽略 C_p 效应.

进一步阐明上述分析, 图 2 给出了 $I_B = 3\text{mA}$, $V_{LO} = 1\text{V}$, $f_{LO} = 3\text{GHz}$ 时周期转移函数 $|p(t, \omega)|$ 在 T_{LO} 内的波形. 简单起见, 假设 $f_F = 0$. 注意到此时振幅模为 0.85 而不是低频下的 1. 图 3 显示了在 $f_{LO} = 100\text{MHz}$, 1GHz , 3GHz 时 $c(\omega)$ 随偏置电流 I_B 的变化曲线. 据公式(4), 以 $I_B = 1\text{mA}$ (此时 $g_{m1} + g_{m2}$ 在 T_{LO} 的均值为 8.47mA/V) 为例, 可以得到 $f_{th} = 1.35\text{GHz}$. 如图 3 所示, $c(\omega)$ 在 $f_{LO} = 1\text{GHz}$, 没有大的变化, 但在 $f_{LO} = 3\text{GHz} > f_{th}$ 时大大降低. 总体上, 寄生效应在低偏置电流下越发不容忽视, 而这对于高频下的低功耗设计带来了挑战.

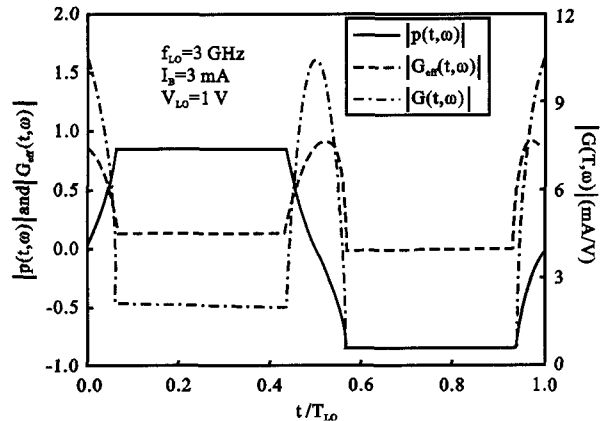


图2 周期转移函数 $|P(t, \omega)|$, $|G_{eff}(t, \omega)|$, $|G(t, \omega)|$ 波形

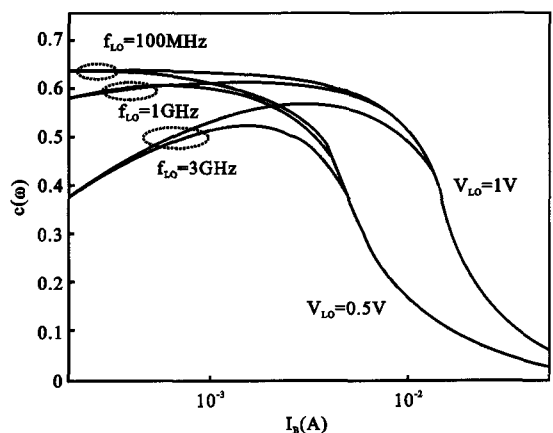


图3 增益因子 $c(\omega)$ 的数值结果

3 噪声分析

3.1 跨导级噪声

跨导级噪声源包含 M3 的沟道噪声, 源电阻 R_s 和多晶硅栅阻 r_{gs} 的热噪声. 据 LPTV 理论, 由跨导

级折算到输出端口的噪声谱密度(PSD)为:

$$S_{n3}(\omega) = \alpha(\omega) \cdot 4kT \left(R_s + r_{g3} + \frac{\gamma}{g_{m3}} \right) g_{m3}^2 \quad (5)$$

其中, γ 为器件噪声系数. 而参数 $\alpha(\omega)$ 为射频端口到中频端口的变换系数, 即

$$\alpha(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |P^{(n)}(\omega)|^2 \quad (6)$$

图 4 为公式(6) 的数值解. 类似参数 $c(\omega)$, 高频下 ωC_p 项对 $P(t, \omega)$ 的显著衰减, 使得低 I_B 下 $\alpha(\omega)$ 大为减小. 此时, 易知通过提高本振幅度减小换向时间 Δ , 来增加 $c(\omega)$ 和 $\alpha(\omega)$ 已经远没有低频时的效果明显^[4].

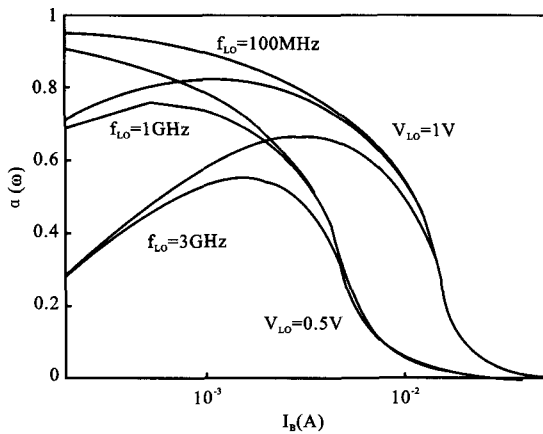


图 4 $\alpha(\omega)$ 的数值结果

3.2 本振口噪声

首先通过小信号分析分别得到 M1 一侧, M2 一侧本振端口到差分中频端口的周期转移函数为:

$$G(t, \omega) = \frac{g_{m1}(2g_{m2} + j\omega C_p)}{g_{m1} + g_{m2} + j\omega C_p}$$

$$G(t, \omega)' = \frac{g_{m2}(2g_{m1} + j\omega C_p)}{g_{m1} + g_{m2} + j\omega C_p} \quad (7)$$

注意到对于 $C_p = 0$ 的无记忆假设, $G(t, \omega)$ 退化到经典表达式^[4]. 分别定义参数 $\beta(\omega)$, $\beta(\omega)'$ 为本振口 M1 一侧, M2 一侧到中频口的变换系数:

$$\beta(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |G^{(n)}(\omega)|^2$$

$$\beta(\omega)' = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |G^{(n)}(\omega)'|^2 \quad (8)$$

同时, 由本振信号的周期性又易知 $g_{m1}(t) = g_{m2}(t - T_{LO}/2)$, $g_{m2}(t) = g_{m1}(t - T_{LO}/2)$, 于是:

$$G^{(n)}(\omega) = \frac{1}{T_{LO}} \int_0^{T_{LO}} G(t, \omega - n\omega_{LO}) \cdot \exp(-jn\omega_{LO}t) dt$$

$$G^{(n)}(\omega)' = \frac{1}{T_{LO}} \int_0^{T_{LO}} G(t, \omega - n\omega_{LO})' \cdot \exp(-jn\omega_{LO}t) dt$$

$$= \frac{1}{T_{LO}} \int_0^{T_{LO}} G(t - T_{LO}/2, \omega - n\omega_{LO}) \exp(-jn\omega_{LO}t) dt$$

$$= G^{(n)}(\omega) / (-1)^n \quad (9)$$

则本振口对输出端口整体的噪声贡献为:

$$S_{nLO}(\omega) = \beta(\omega) 4kT (R_{LO}/2 + r_{g1}) + \beta(\omega)' 4kT (R_{LO}/2 + r_{g2})$$

$$= \beta(\omega) 4kT (R_{LO} + 2r_{g1}) \quad (10)$$

其中, R_{LO} , r_{g1} , r_{g2} 依次为等效本振口电阻, M1, M2 的多晶硅栅阻.

图 2 给出了 $I_B = 3\text{mA}$, $V_{LO} = 1\text{V}$, $f_{LO} = 3\text{GHz}$ 时, 转移函数 $|G(t, \omega)|$ 在 T_{LO} 内的波形. 图 5 展示了在 $f_{LO} = 100\text{MHz}$, 1GHz , 3GHz 和 $V_{LO} = 0.5\text{V}$, 1V 下变换系数 $\beta(\omega)$ 的数值结果.

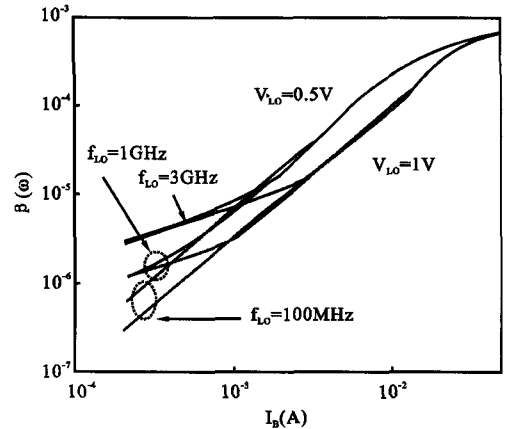


图 5 $\beta(\omega)$ 的数值结果

3.3 开关对噪声

对于开关对的时变沟道热噪声, 基于宽平稳噪声输入的结论无法直接应用. 注意到周期变化的噪声源可以模拟为一个受过调制的噪声源, 而调制效应可以折合到周期转移函数中去. 以 M1 为例, 周期时变噪声源 $4kT\gamma g_{m1}$ 可以等效为受到周期调制的 WSS 噪声源 $4kT\gamma g_{m1\max}$, 而调制函数的归一化幅度为 $g_{m1}/g_{m1\max}$ ($g_{m1\max}$ 为 g_{m1} 在 T_{LO} 内的峰值). 相应地, 包含了调制效应的有效周期转移函数表述为:

$$G_{\text{eff}}(t, \omega) = \sqrt{\frac{g_{m1}}{g_{m1\max}}} \frac{2g_{m2} + j\omega C_p}{g_{m1} + g_{m2} + j\omega C_p} \quad (11)$$

于是, M1 的沟道热噪声在输出口的贡献为:

$$S_{n1, \text{wte}}(\omega) = \beta_{\text{eff}}(\omega) 4kT\gamma \cdot g_{m1\max} \quad (12)$$

这里, 定义 $\beta_{\text{eff}}(\omega)$ 为 M1 的沟道热噪声源到输出端口的有效变换系数:

$$\beta_{\text{eff}}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |G_{\text{eff}}^{(n)}(\omega)|^2 \quad (13)$$

同样有:

$$G_{\text{eff}}^{(n)}(\omega) = \frac{1}{T} \int_0^T G_{\text{eff}}(t, \omega - n\omega_{LO}) \cdot \exp(-jn\omega_{LO}t) dt$$

$$\exp(-jn\omega_{LO}t)dt \quad (14)$$

图 2 显示出在 $I_B = 3\text{mA}$, $V_{LO} = 1\text{V}$, $f_{LO} = 3\text{GHz}$ 时,在 T_{LO} 内周期转移函数 $|G_{\text{eff}}(t, \omega)|$ 的波形. 图 6 描述了有效变换系数 $\beta_{\text{eff}}(\omega)$ 在不同本振频率、振幅下的数值结果. 同前面 $c(\omega)$ 与 $\alpha(\omega)$ 在高频下的递减对比, $\beta(\omega)$ 与 $\beta_{\text{eff}}(\omega)$ 随频率大致呈递增趋势. 这四个参数的频率特性整体上导致电路高频噪声的增加.

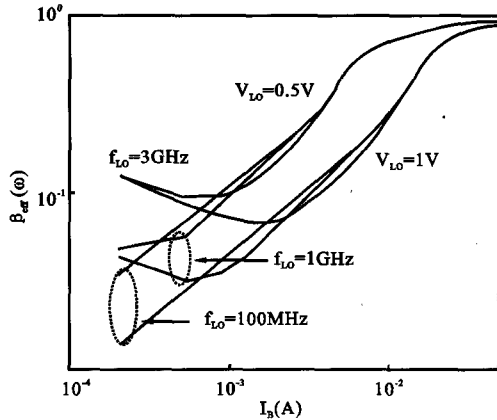


图 6 $\beta_{\text{eff}}(\omega)$ 的数值结果

3.4 闪烁噪声

混频器不存在失配时,驱动级产生的闪烁噪声与本振信号混频,输出噪声成分位于本振信号的奇次谐波处,在中频处不产生噪声贡献. 对于开关对,将其产生的闪烁噪声等效为串联在开关管栅极的时不变噪声电压源,它对输出噪声的贡献可仿照式(10)来计算. 鉴于闪烁噪声的特点, $G(t, \omega)$ 只有直流分量有效,则由 M1 的闪烁噪声在输出口的贡献为:

$$\begin{aligned} S_{n1, \text{flk}}(\omega) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} |G^{(n)}(\omega)|^2 S_{M1, \text{flk}}(\omega - n\omega_{LO}) \\ &= |G^{(0)}(\omega)|^2 \overline{V_{n1}^2} \end{aligned} \quad (15)$$

其中,参数 $G^{(0)}(\omega)$ 为转移函数 $G(t, \omega)$ 在 T_{LO} 的均值. 此外 M1 的闪烁噪声为^[3]:

$$\overline{V_{n1}^2} = \frac{K_f}{C_{ox} W_1 L} \cdot \frac{1}{f} \quad (16)$$

其中, K_f 为工艺参数, C_{ox} 为栅氧电容. 该模型虽然没有基于数值仿真的 BSIM3V3 准确,但是作为一个简便的解析公式已被广泛应用于闪烁噪声的一阶近似求解.

3.5 噪声系数

基于以上混频器各级的噪声贡献,结合电路的对称性,可以得出单边带噪声系数(NF)为:

$$\text{NF} =$$

$$\frac{S_{n3}^o(\omega) + 2S_{n1, \text{wte}}^o(\omega) + 2S_{n1, \text{flk}}^o(\omega) + S_{nLO}^o(\omega) + S_{nRL}^o}{c(\omega)^2 g_{m3}^2 4kTR_s} \quad (17)$$

其中,来自负载电阻 R_L 的噪声贡献 S_{nRL}^o 为:

$$S_{nRL}^o = 8kT/R_L \quad (18)$$

整体上,包含了热噪声和闪烁噪声的公式(17)是一个一元化的噪声表达式. 当本振 f_{LO} 足够低,而中频 f_{IF} 足够高使得闪烁噪声可忽略时,回退到文献[4]相类似的表达式. 仅通过计算若干频率依赖的转移函数与噪声变换系数,具有不同中频特点的该型混频器在较高频率的噪声便可以预估,极大方便了电路设计优化.

4 结果与讨论

为了验证提出的理论,基于 Chartered 0.35 μm 工艺库,使用 Spectre-RF 分别在低中频和高中频下对图 1 所示的混频器进行仿真. 在固定本振频率下通过改变射频输入频率分别获得 $f_{IF} = 80\text{kHz}$, 100MHz 的测试频点. M1, M2 与 M3 的尺寸分别取 $100\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$, $80\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$, 短沟道器件的噪声系数近似取 $\gamma = 2.5$ ^[6],其他参数如表 1 所示,其中 K_1, θ 遵循文献[4]定义.

表 1 电路模拟参数

K_1	25.7 mA/V ²	r_{g3}	8.26 Ω
θ	0.76	$r_{g1,2}$	10.33 Ω
R_s	50 Ω	R_L	500 Ω
R_{LO}	50 Ω	K_f	1.2E-24 V ² F

图 7 显示了 $f_{IF} = 100\text{MHz}$ 情况下噪声系数和转换增益的预测和模拟结果. 其中本振幅度和频率依次分别取 $V_{LO} = 0.5\text{V}$, 1V 及 $f_{LO} = 1\text{GHz}$, 3GHz . 可以看到,优化噪声值较优化转换增益处于较低的偏置电流. 以 $V_{LO} = 0.5\text{V}$, $f_{LO} = 1\text{GHz}$ 为例,模拟的 $\text{NF}_{\text{opt}} = 13.8\text{dB}$ (位于 $I_B = 2\text{mA}$),而模拟的 $\text{CG}_{\text{opt}} = 9.6\text{dB}$ (处于 $I_B = 3.3\text{mA}$). 考虑到功耗,将 I_B 取在 2mA 是合理的,因为信噪比在这个范围内变换不大. 相似地, $V_{LO} = 0.5\text{V}$, $f_{LO} = 3\text{GHz}$ 也有类似结果,且相应的 NF_{opt} , CG_{opt} 模拟值分别大约增加 1dB , -0.7dB . 这与本振频率升高后,如图 3~图 6 所示, $c(\omega)$, $\alpha(\omega)$ 的减少和 $\beta(\omega)$, $\beta_{\text{eff}}(\omega)$ 的增加直接相关. 图 8 给出了相应 $f_{IF} = 80\text{kHz}$ 情况下噪声系数和转换增益的预测和模拟结果. 对比图 7、图 8,低中频下的优化噪声较高中频时处于较低的偏置电流,但数值明显增加. 以 $V_{LO} = 1\text{V}$ 为例,在 f_{LO}

$=1\text{GHz}$ 时, 图 8 模拟的 NF_{opt} 为 14.01dB , 位于 $I_B = 1.6\text{mA}$; 而 $f_{\text{LO}} = 3\text{GHz}$ 时为 14.96dB 位于 $I_B = 2.1\text{mA}$, 这与图 7 中 5mA 处 12dB 左右的 NF_{opt} 形

成鲜明对比. 原因在于低中频下闪烁噪声业已占据优势, 且正比于 I_B 的增长; 随着 f_{LO} 增加, 噪声再次恶化.

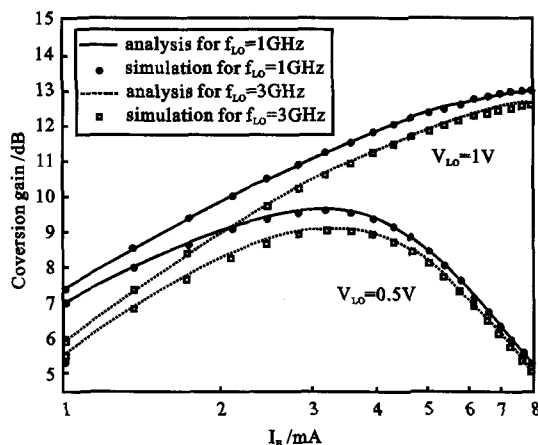
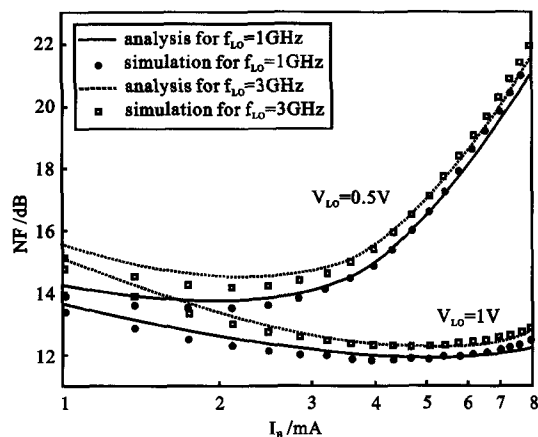


图 7 $f_{\text{IF}} = 100\text{MHz}$ 时的噪声系数和转换增益

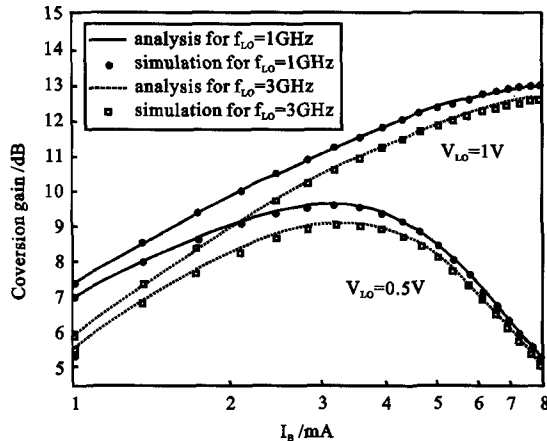
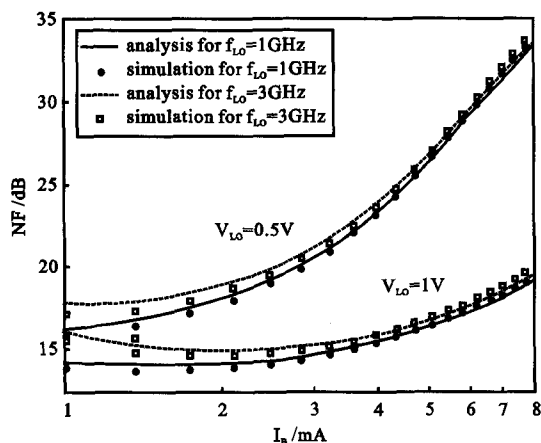


图 8 $f_{\text{IF}} = 80\text{kHz}$ 时的噪声系数和转换增益

据公式(3), 理论上图 8 中转换增益要高于图 7 中情形, 原因在于固定 f_{LO} 时, 低 f_{IF} 对应低射频输入. 然而, 通常 f_{LO} 远大于 f_{IF} (无论高、低 f_{IF}), 这就使得不同中频下转换增益差别非常细微, 仅在低 I_B 被观察到. 另一方面, 若 f_{IF} 固定, 则高 f_{LO} 对应低转换增益, 且变化明显, 因为本振的变化通常远大于中频的变化. 以 $V_{\text{LO}} = 1\text{V}$ 为例, 固定 $f_{\text{IF}} = 80\text{kHz}$, $I_B = 1\text{mA}$, $f_{\text{LO}} = 1\text{GHz}$ 时模拟的 CG 为 7.46dB , $f_{\text{LO}} = 3\text{GHz}$ 时则减小到 6.07dB . 与之形成对比, 固定 $f_{\text{LO}} = 1\text{GHz}$, $I_B = 1\text{mA}$, 在 $f_{\text{IF}} = 100\text{MHz}$ 时模拟的 CG 为 7.42dB .

整体上, 强本振信号对于获得好的信噪比是普遍有利的. 在不同中频下, 噪声、转换增益的预测和模拟在 3GHz 的频率范围内取得了较好的一致性. 对于数据上的不一致, 分析主要原因在于 γ 不仅仅取决于沟道长度, 也和器件的偏置电流, 漏极电压等有关, 如最近的研究表明低电流密度导致较小的 γ ^[7].

5 结束语

基于线性周期时变理论, 提出一种简便的解析方法来分析电流换向型 CMOS 混频器的噪声特性. 通过推导相应的周期时变转移函数, 包含尾电容记忆效应的电路各级噪声源至输出的噪声变换系数得以数值求解, 进而求得系统噪声解析式. 基于 Chartered $0.35\mu\text{m}$ 工艺库的模拟结果表明, 具有频率依赖性的该解析式在预测高频系统噪声时表现出优势. 包含热噪声和闪烁噪声的一元化解析式可以应用于具有不同中频特点的该型混频器的噪声设计优化.

参考文献:

- [1] 韦保林, 戴宇杰, 张小兴, 等. 一种低电压低噪声高增益 CMOS 折叠式混频器[J]. 微电子学与计算机, 2009, 12(5): 29-32.

(下转第 26 页)

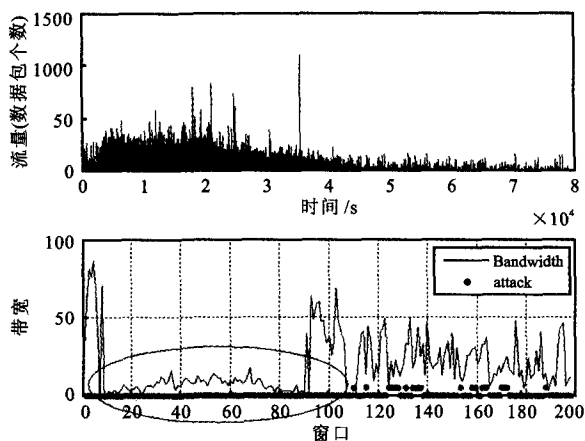


图6 W4D2 包含攻击的流量与带宽值对比

4 结束语

文中针对参数统计模型存在平稳假设的限制条件,以及异常检测方法存在计算复杂度偏高、误检率较高的问题,提出了基于非参数高斯核函数分布模型的异常检测方法.充分考虑到攻击出现时流量形状的变化,着重研究了描述流量形状变化的核函数带宽特征值序列,结合图像观测和检测特征值序列,极大地降低了计算复杂度,得到了良好的实验结果.

参考文献:

- [1] 付雄,彭冰. 基于 Shadowing 模型的无线入侵主机物理定位研究[J]. 微电子学与计算机, 2010, 27(12): 4-10.
- [2] 袁坚. 计算机网络中的相变和自组织临界现象[R]. 北京:清华大学, 2000.
- [3] 肖秀春,姜孝华,张雨浓. 一种基函数神经网络最优隐神经元数目快速确定算法[J]. 微电子学与计算机, 2010, 27(1): 106-109.
- [4] 杨永生,张宗杰. 基于核函数和带宽的海杂波概率密度函数估计[J]. 探测与控制学报, 2010, 32(5): 38-41.
- [5] Yang Yue, Hu Hanping, Xiong Wei, et al. A novel network traffic anomaly detection model based on superstatistics theory[J]. Journal of Networks, 2011(9): 4757-4759.
- [6] Yang Yue, Hu Hanping, Xiong Wei. Network traffic anomaly detection method based on feature of catastrophe theory[J]. Chinese Physics Letters, 2010, 27(6): 2070-2074.

作者简介:

丁 帆 硕士研究生.

杨 越 博士,讲师.

李 军 博士研究生,讲师.研究方向为网络与信息安全.

(上接第 22 页)

- [2] 曹奉祥,李永明,孙义和. 一种低功耗、高线性、双正交可调谐 CMOS 上变频混频器[J]. 微电子学与计算机, 2007, 24(5): 166-170.
- [3] Darabi H, Abidi A A. Noise in RF-CMOS mixers: a simple physical model [J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 2000(35): 15-25.
- [4] Terrovitis M T, Meyer R G. Noise in current-commutating CMOS mixers [J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 1999(34): 772-783.
- [5] Gardner W A. Introduction to random processes with applications to Signals and systems [M]. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1989.
- [6] Lee T H. The design of CMOS radio-frequency inte-

grated circuits[M]. 2nd ed. New York: Cambridge University Press, 2004.

- [7] Li Zhiyuan, Ma Jianguo. Compact channel noise models for deep-submicron mosfet [J]. IEEE trans. Electron devices, 2009(56): 1300-1307.

作者简介:

郭本青 男, (1977-), 博士研究生. 研究方向为射频模拟集成电路技术.

文光俊 男, (1964-), 教授, 博士生导师. 研究方向为无线通信射频集成电路与系统、模数混合集成电路、计算电磁学等.