

卫星导航系统模拟电路故障注入方法研究

李艳平, 路 辉, 刘雅娴

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘要: 针对卫星导航系统电路故障中的模拟畸变 TMB 故障的机理进行了理论分析和仿真, 着重研究伪码的相关函数和功率谱; 基于现场可编程门阵列 (FPGA) 和调制方式的特性, 提出了伪码先振荡后量化的设计方式, 重点探讨了其在 FPGA 上的实现方法, 并对关键的 IIR 滤波器的实现进行了分析; 结合自研的卫星导航系统模拟器平台实现故障注入, 对故障信号的相关函数和定位结果进行测试; 结果表明, 在该设计系统中随着振荡频率和衰减系数的增大, 对系统的定位影响越小。

关键词: 卫星导航信号; 故障注入; 模拟电路故障; 硬件电路实现

Research on Fault Injection Method for Analog Circuit of Satellite Navigation System

Li Yanping, Lu Hui, Liu Yaxian

(School of Electronics and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: The mechanism of analog distortion TMB fault in the circuit fault of the satellite navigation system is theoretically analyzed and simulated. In addition, the correlation function and power spectrum of pseudo code are analyzed. Based on the characteristics of field-programmable gate array (FPGA) and modulation mode, the design method of quantization after oscillation of the pseudo code is proposed. The paper focuses on its implementation on FPGA and analyzes the key technology of IIR filter. Then the correlation function of the fault signal and its influence on the positioning result are tested through the fault injection which is realized based on the self-research satellite navigation system simulator platform. The test results show that the larger the oscillation frequency and attenuation coefficient in the design system, the smaller the impact on the positioning of the system.

Keywords: satellite navigation signal; fault injection; analog circuit fault; implementation of hardware circuit

0 引言

全球卫星导航系统 (Global Navigation Satellite System, GNSS) 在不同的领域包括星空探测, 陆海空导航, 地质勘探等定位系统中都得到了广泛的应用, 其中导航信号的质量直接影响用户接收机的信号接收, 捕获, 跟踪, 同步, 定位解算等性能, 从而可能使接收机的定位, 测速, 授时等功能不准确^[1]。目前公开的资料中, GNSS 的各大卫星系统均出现过信号异常的情况, 这些异常均对依赖其定位的相关应用产生了影响, 有时甚至会出现接收机无法输出的情况, 其中最著名的是 GPS SV19 号星异常^[2], 其在 1990 年出现了 L1 信号的频谱异常, 但在 1993 年才发现定位误差并进行了相关校正。总结卫星的异常可以发现两个特点^[3]: 1) 卫星信号异常出现频率很小, 且难以重复出现, 所以预测存在难度; 2) 基于 1) 的特点, 在卫星信号出现异常时难以及时的发现。

在众多的导致卫星信号异常的因素里, 卫星电路故障的影响最大^[4]。国外研究学者对电路故障所导致的信号形

变提出了不同的模型, 依据国际民航组织 (international civil aviation organization, ICAO) 采用的 2OS (2nd Order Step, 二阶阶跃) 模型^[5], 把电路故障划分为 3 类: Thread mode A (TMA, 数字畸变模型), Thread mode B (TMB, 模拟畸变模型), Thread mode C (TMC, 混合畸变模型), 而目前针对模拟电路故障 TMB 的分析大多是直接基于 Matlab 等仿真软件进行分析的, 具体在数字电路 FPGA 中实现的研究较少, 本文对 TMB 在硬件电路的实现方案进行了详细的理论论证和探究, 并在 FPGA 中进行实现, 通过数模转换产生 TMB 故障的模拟信号, 最终从接收机定位和伪码相关图的角度评估分析了 TMB 畸变信号的影响。

1 TMB 模型

模拟畸变是由导航信号生成单元的模拟器件异常而导致的, 一般主要是由于上变频和射频放大等异常而导致的, 表现为伪随机码在 0, 1 转换时会产生欠阻尼振荡。该模型有两个设置参数, 表示振荡幅度衰减大小的衰减因子 σ 和表示振荡快慢的振荡频率 f_d 。

1.1 TMB 模型理论分析

设正常卫星导航信号的伪随机码定义为:

$$a(t) = \sum_{k=0}^N c_k u(t - kT_C) \quad (1)$$

其中 c_k 为二进制伪随机码, $u(t)$ 为单位幅度矩阵脉冲,

收稿日期: 2017-12-08; 修回日期: 2018-01-08。

作者简介: 李艳平 (1992-), 女, 山西朔州人, 硕士研究生, 主要从事卫星导航方向的研究。

路 辉 (1977-), 女, 黑龙江肇东人, 教授, 博士研究生导师, 主要从事无线电导航、信息系统测试与性能评估技术方向的研究。

T_C 为伪码元宽度, N 为码元个数。

TMB 模型可看成是正常的导航基带信号通过具有欠阻尼振荡特性的系统而得到的^[6]。该系统的二阶等效 S 函数为:

$$H(s) = \frac{(\omega_0)^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + (\omega_0)^2} \quad (2)$$

其中: ω_0 是该振荡系统的自然振荡角频率, ξ 是阻尼比, 其与 σ 和 f_d 的关系可表示为 $\omega_0^2 = \sigma^2 + (2\pi f_d)^2$, $\xi = \sqrt{1/(1 + 4\pi^2 f_d^2/\sigma^2)}$ 。

将该振荡系统的 S 函数转换为数字无限脉冲响应滤波器 (Infinite Impulse Response, IIR) 的二阶 Z 函数。采用双线性变换法可得到如式 (3) 所示的 Z 函数。

$$H(z) = \frac{\frac{\omega_0^2 T^2}{(4 + 4\xi\omega_0 T + \omega_0^2 T^2)} + \frac{2\omega_0^2 T^2}{(4 + 4\xi\omega_0 T + \omega_0^2 T^2)} z^{-1}}{1 - \frac{(8 - 2\omega_0^2 T^2)}{(4 + 4\xi\omega_0 T + \omega_0^2 T^2)} z^{-1} + \frac{(4 - 4\xi\omega_0 T + \omega_0^2 T^2)}{(4 + 4\xi\omega_0 T + \omega_0^2 T^2)} z^{-2}} + \frac{\frac{\omega_0^2 T^2}{(4 + 4\xi\omega_0 T + \omega_0^2 T^2)} z^{-2}}{1 - \frac{(8 - 2\omega_0^2 T^2)}{(4 + 4\xi\omega_0 T + \omega_0^2 T^2)} z^{-1} + \frac{(4 - 4\xi\omega_0 T + \omega_0^2 T^2)}{(4 + 4\xi\omega_0 T + \omega_0^2 T^2)} z^{-2}} \quad (3)$$

二阶 IIR 滤波器的时域表达式为:

$$y(n) = a_1 y(n-1) + a_2 y(n-2) + b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + b_2 x(n-2) \quad (4)$$

其实现即为输入信号 $x(n)$, 前一时刻的输入 $x(n-1)$ 和前两个时刻的输入 $x(n-2)$ 分别与对应的系数 b_0, b_1, b_2 相乘, 前一个时刻的输出信号 $y(n-1)$ 和前两个时刻的输出信号 $y(n-2)$ 分别与对应的系数 a_1, a_2 相乘, 最后累加得到当前时刻的输出 $y(n)$ 。

式 (3) 对应的时域的二阶系统响应函数为:

$$h_{(a, f_d)}(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 - e^{-\sigma t} [\cos(\omega_d t) + \sigma/\omega_d \sin(\omega_d t)] & t \geq 0 \end{cases} \quad (5)$$

对式 (5) 进行傅里叶变换得到式 (6):

$$H(j\omega) = \pi\delta(\omega) + \frac{\sigma^2 + \omega_d^2}{\omega(j(\sigma^2 + \omega_d^2 - \omega^2) - 2\omega\sigma)} \quad (6)$$

对于线性系统, 若其频域的冲激响应为 $H(j\omega)$, 输入随机过程的功率谱密度为 $G_X(\omega)$, 利用频谱法可以得到系统输出的功率谱密度 $G_Y(\omega)$ 为 $G_Y(\omega) = |H(j\omega)|^2 G_X(\omega)$ 。

通过以上的分析, 对 TMB 在 FPGA 上的具体实现方法进行分析论证:

1) 正常的伪随机序列经过设计的 IIR 滤波器, 振荡的伪码波形在 1 bit 量化后再实现调制, 该实现方法会对码的振荡特性产生一定失真;

2) 通过查阅文献^[7], 信号通过正常的调制后, 再通过设计的 IIR 滤波器来产生 TMB 畸变, 该实现方法对 TMB 实现原理有一定变形。

对上述的两种实现方法进行理论推理。

设基带信号的表达式为 $a(t)$, 功率谱密度为 $P_a(f)$, IIR 滤波器的系统函数为 $h(t)$, 其频谱函数为 $H(f)$, 载波频率为 ω_s , 输出为 $y(t)$, 功率谱密度为 $P_Y(f)$ 。

1) $y(t) = [a(t) \times h(t)] \cos \omega_s t$, 变换后的功率谱密度函数为:

$$P_Y(f) = 1/4 [P_a(f + f_s) |H(f + f_s)|^2 + P_a(f - f_s) |H(f - f_s)|^2] \quad (7)$$

2) $y(t) = [a(t) \cos \omega_s t] \times h(t)$, 变换后的功率谱密度函数为:

$$P_Y(f) = 1/4 [P_a(f + f_s) + P_a(f - f_s)] |H(f)|^2 \quad (8)$$

对比式 (7) 和式 (8) 可知 $y(t)$ 的功率谱密度函数不一样, 即式 (7) 的主信号和滤波器的系统函数均在载波的作用下进行了平移, 式 (8) 仅有主信号在载波的作用下进行了平移, 而滤波器的系统函数没有任何的变换。

1.2 TMB 模型仿真分析

基于上述的分析采用 Matlab 进行仿真, 其中码长设为 1 023, 码率设为 1.023 kbps, 载波频率设为 4 kHz, 采样频率设为 200 kHz, 正常的伪码序列与 GPS SV1 对应。

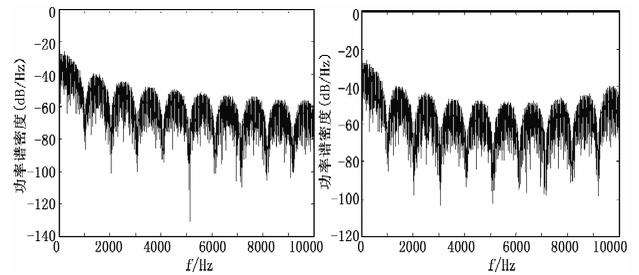


图 1 平衡码的功率谱

图 2 异常码的功率谱

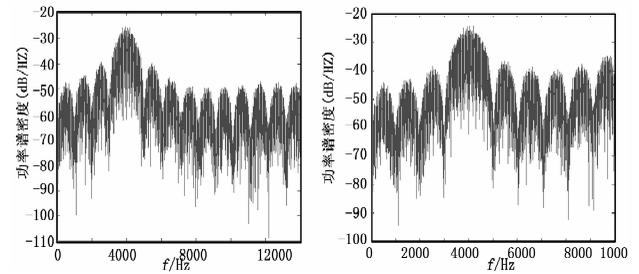


图 3 方式 (1) 功率谱

图 4 方式 (2) 的功率谱

(图 2, 3, 4 中 $f_d = 10$ kHz, $\sigma = 4.8$ kNepers/sec)

从上图可以看到, 图 2 异常码的功率谱相对于图 1 正常码功率谱的旁瓣, 其幅度会有一些的提升。对于方式 (2) 的实现方式, 由于滤波器频率响应频谱的中心点没有平移, 所以由图 4 可以看出其最终输出的功率谱密度在功率增益因子 $|H(f)|^2$ 的影响下, 会在 $f_d = 10$ kHz 的附近幅度明显提升, 但是对于方式 (1) 的实现方式, 由于滤波器频率响应频谱的中心也平移到了载波的频点上, 所以图 3 可以看出其会在 $f_d + f_s = 14$ kHz 的附近幅度会有明显的提升。对比图 2, 图 3 和图 4 可以看出方式 (1) 的功率谱与正常的伪随机序列直接通过 IIR 滤波器后的功率谱更加相近, 所以本论文中采用方式 (1) 进行 TMB 在 FPGA 上的

实现。

TMB 相关峰表达式^[8]为

$$R_B(\tau, \sigma, f_d) = E(\tau + T) - 2E(\tau) + E(\tau - T) \quad (9)$$

其中:

$$E(t) = \int_0^{\tau} e(\alpha) d\alpha = \begin{cases} t - \frac{2\sigma}{\sigma^2 + \omega_d^2} + \frac{e^{-\sigma t}}{\sigma^2 + \omega_d^2} [2\sigma \cos(\omega_d t) + (\sigma^2 - \omega_d) \sin(\omega_d t)], & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

因为 TMB 的相关函数里包含了正弦和余弦分量, 也就导致了相关曲线的非平滑性和不对称性, 由式 (9) 可知在 $\tau = 0$ 附近有最大值。而且 f_d 越小, 相关峰偏离理想曲线的抖动频率越小; σ 越小, 相关峰曲线的抖动幅度越大。

采用 Matlab 对振荡的伪随机码进行 1 bit 量化, 量化阈值为 0.5, 再做相关图进行分析。

设置 Matlab 仿真条件的采样率为 102.3 MHz, 码率为 1.023 MHz, 振荡频率为 10 MHz, 衰减系数为 3 MNepers/sec, 1 bit 量化后的码片图如图 5 所示, 对应的相关图如图 6 所示。

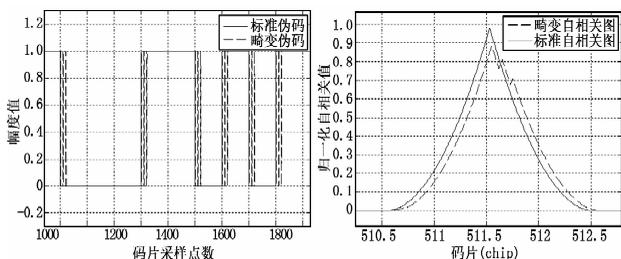


图 5 振荡的码片

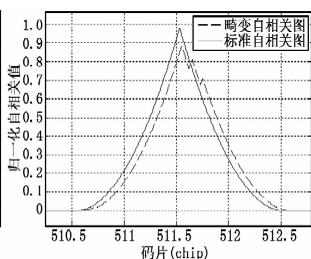


图 6 振荡码片相关图

分析上图, 码在 0 和 1 变换时会产生跳变, 由于码振荡的非突变性会导致码变换时产生码延迟的现象, 所以图 6 中可以看到畸变后码相关的峰值相对于正常的码相关峰值会向右偏移。在图 6 中相关峰的右侧会产生两个小尖峰, 这主要是由于在图 5 中每次码 0, 1 转化后的振荡会在当前的采样环境下得到两次异常码值, 也就随着振荡的衰减, 会采样到两次振荡峰值, 而对于图 6, 在正常情况下相关峰值右侧是平滑下降的, 但是由于图 5 的情况, 导致畸变码和本地码相关达到最大峰值后, 畸变的码异常值会导致码相关值产生增大的情况, 也就是图 6 相关峰值右侧的小尖峰, 而且尖峰的位置与个数与图 5 振荡后采样的畸变码片的位置和个数是一致的。

设置多组不同的振荡频率和衰减系数得到如图 7 所示的多组振荡相关图。在 $f_d = 9$ MHz, $\sigma = 4$ MNepers/sec 时, Matlab 在理想条件下采样阈值为 0.5 时已经得不到任何的振荡信息, 所以此时的自相关图与正常的自相关图完全重合。在更小的振荡频率和更大的衰减系数的影响下, 自相关峰的左右不对称和峰值下降会更加明显。

参考文献 [9] 中讨论了 TMB 模型对信噪比的影响。

$$(S/N_0)_{TMB} - (S/N_0)_{nom} = 20 \lg [R_{Bmax}(\hat{\tau}_0 - \tau_0)] \quad (10)$$

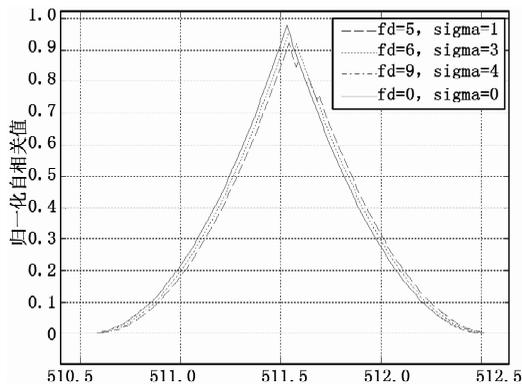


图 7 多组振荡相关图

其中: $\hat{\tau}_0$ 为接收机估计的传播时延, τ_0 为卫星信号实际的传播时延, $R_{Bmax}(\hat{\tau}_0 - \tau_0)$ 为式 (9) 的最大值。文献 [9] 得到在伪码速率为 1.023 MHz 时, TMB 对信号信噪比的最大增量为 0.2586 dB, 但在本论文论述的 TMB 实现方案中, 会使得异常信号的信噪比下降, 最大下降值为 0.1999 dB, 因此可以得到两者之间信噪比的差值为 0.4585 dB。

2 FPGA 实现

实现具有 TMB 故障的卫星导航信号模拟器的结构原理如图 8 所示。上位机负责信号参数的计算, 包括导航电文, 数控振荡参数 (NCO) 等, FPGA 实现参数接收和信号调制, 其中每个可见卫星占据一个通道, 主要有电文模块, 相位控制模块, 载波模块, 中频调制模块, 幅度模块和主码产生模块。在码产生的过程中加入 IIR 滤波器模块, 达到对 TMB 故障信号的实现。

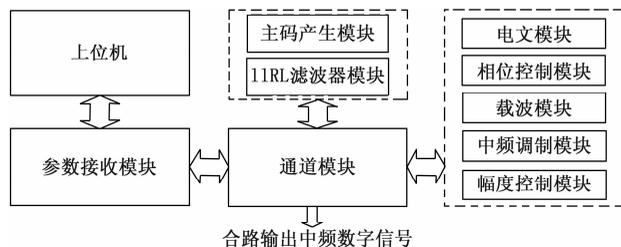


图 8 TMB 故障卫星导航信号模拟器结构

其中 IIR 滤波器模块是 TMB 故障在 FPGA 中实现的关键, 而滤波器在 FPGA 上的实现存在有限字长存储的问题。FPGA 系统的每个数值的存储均是用有限长度的二进制数字来表示的, 也就导致有限字长数字信号的误差。对于 IIR 滤波器的实现所引起的误差主要表现在以下两个方面: 将 IIR 的系数的量化效应; 在进行数字运算时, 为了限制位数而进行的尾数处理。前一种是模拟量数字化引起的误差, 后一种对运算位数的处理, 在有反馈的 IIR 滤波器中, 会使误差累积而使运算精度下降, 甚至引起振荡^[10]。因此, 在满足一定的精度情况下, 设计选择采用补码二进制数表示方式和定点制的运算方式, 并通过多次测试选取恰当的数据位数。另外在数据处理的中间过程根据精度和准确度对

中间数据的位数进行了扩展，来弥补定点运算的缺陷。

IIR 滤波器的实现主要包括乘法累加模块和延时模块，具体实现框图如图 9 所示。

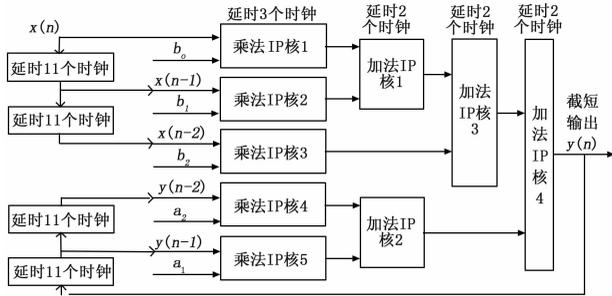


图 9 振荡码片的自相关函数

乘法累加模块实现了不同时刻的输入和反馈与对应的系数相乘，并把相乘结果全部累加。本模块采用 FPGA 乘法 IP 核和加法 IP 核来实现，虽然会比直接使用“+”和“*”需要更长的时间，但是能更好的节省系统的资源。经测算，乘法 IP 核会延时 3 个时钟，加法 IP 核会延时 2 个时钟，所以从输入到输出的乘法累加模块会 9 个 FPGA 的时钟周期。而对输出数据的截短等处理需要额外的 2 个时钟周期，所以从当前时刻数据的输入到应该该时刻的数据的输出需要 11 个时钟周期，因此对于输入 $x(n)$, $x(n-1)$, $x(n-2)$ 和反馈输入 $y(n-1)$, $y(n-2)$ ，每 11 个时钟进行一次输入更新，图 9 中的 IP 核是在 FPGA 的标准时钟控制下进行计算输出的。

延时模块主要包括输入更新时钟和 IP 核输入时钟，当前板卡的时钟是 250 MHz，所以在该时钟的驱动下 IP 核进行乘法和累加计算，然后在该时钟的驱动下，再加入一个计数时钟，每 11 个时钟对乘法 IP 核的输入进行更新。

此外还需要注意的问题有：

1) 因为 FPGA 所使用的系数 b_0, b_1, b_2, a_1, a_2 是经过量化后的，所以在得到最终的累加输出 $y(n)$ 后，需要将输出的数据除以量化值。

2) 在 Matlab 中计算 IIR 滤波器的系数时，其滤波器的采样率为 FPGA 的基准频率除以 11。

3) 设计中反馈数据 $y(n-1)$, $y(n-2)$ 是 16 bits 的，但在经过输出除法之后得到的是 19 bits 的，此时不能简单的截取 19 bits 的高 16 位来作为反馈，因为实际 19 bits 的输出大部分是在较低的比特位，而截取高位会很明显的将反馈数据缩小，所以改变为保留最高位的符号位，截取低 15 位作为输出，此时可以得到较好的输出。

3 故障注入

本文故障注入所用的卫星导航信号模拟器是北京航空航天大学通信导航与测试实验室的自研设备。如图 10 所示是 TMB 故障的配置界面，在初始频点配置界面上，选择添加异常信号的功能，进而实现对伪码故障里的模拟模型 TMB 的振荡频率和衰减系数的配置，在点击”开始”按钮

之后，模拟器即可输出配置参数的 TMB 异常信号。模拟器输出的信号使用 62 MHz 的采集器进行采集后，用软件接收机 SatRecv 处理并将定位结果输出处理。



图 10 TMB 配置界面

在测试中，选用 GPSL1CA 信号的频点，设置用户状态为静止，用户的大地坐标为 (40° 116' 1000)，仿真时间为 2013 年 6 月 25 日 0 时 0 分 0 秒，对 TMB 的振荡频率和衰减系数设置不同的数值，得到的不同的定位结果如表 1 所示。表格中 f_d 单位为 MHz, σ 单位为 MNepers/sec。

表 1 不同 TMB 参数下的定位结果

测试信号	指标	XYZ 坐标/m
$f_d = 0$	均值误差	(0.035 9, 1.491 4, 3.006 4)
	标准差	(0.675 4, 1.008 7, 1.359 4)
$f_d = 5$	均值误差	(-29.865 0, 24.402 3, 15.491 6)
	标准差	(0.382 0, 0.364 5, 0.487 7)
$f_d = 6$	均值误差	(-22.210 9, 18.240 3, 11.565 2)
	标准差	(0.222 8, 0.235 4, 0.414 7)
$f_d = 9$	均值误差	(-17.952 5, 14.905 8, 9.600 8)
	标准差	(0.375 8, 0.408 5, 0.728 2)

可以看出，随着振荡频率和衰减系数的增大，其定位误差在逐渐减小。这是因为码振荡中大于阈值的点在逐渐的减小，从而使得码逐渐趋向于正常的码信号。从表 1 可以看出定位的标准差较小，可见定位具有较高的稳定性。

用采样器将模拟器输出的信号进行采样做相关分析，得到如图 11 所示的相关图。其中图 (a) 为正常和畸变信号相关图的比较，图 (b) 是对图 (a) 的畸变信号相关图的放大比较。

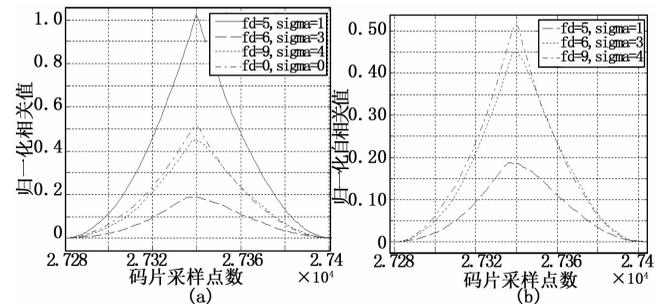


图 11 FPGA 相关图分析