

## خوارزمية جديدة لتوليد تردد أخذ عينات تكيفي للمعالجات المضمنة

د. م. محمد ملحم\*

(تاريخ الإيداع 2021/ 10/ 21 . قُبِلَ للنشر في 2021/ 12/ 23 )

### □ ملخص □

تتكامل الفيزياء والحوسبة في تكنولوجيا اليوم، وتشكل الحساسات المكون الأساسي في هذا التكامل، فهي تنقل كميات كبيرة من القيم الفيزيائية والبيانات إلى منصات الحوسبة ليتم معالجتها. من ناحية أخرى، تصرف المعالجات المضمنة معظم وقتها في قراءة إشارات الحساسات بالمقارنة مع زمن الحوسبة، إذن من الواضح إن تأثير الحساسات على أداء المعالجات المستخدمة كبيراً جداً. بالتالي أمثلة زمن قراءة الحساسات (زمن أخذ العينات) سينعكس إيجابياً على أداء المعالجات، ومن ناحية أخرى على صحة المعلومات في الإشارة. نقترح في هذا البحث خوارزمية حسابية لتوليد تردد أخذ عينات متكيف مع التغيرات المفاجئة في إشارة الحساسات في الحالة الدائمة، تعتمد الخوارزمية المقترحة على التغير من المرتبة الأولى (المشتق الأول) في إشارة الحساس. يتم تنفيذ واختبار الخوارزمية في بيئة النمذجة Ptolemy II.

الكلمات المفتاحية: Embedded processor, Adaptive sampling frequency, Adaptive Polling, ADC

\* مدرس في قسم هندسة النظم الحاسوبية والالكترونيات - كلية تكنولوجيا المعلومات والاتصالات - جامعة طرطوس - سوريا.

## A New Algorithm to Generate Adaptive Sampling Frequency for Embedded Processors

**Dr. Eng. Mohammed Molhem\***

(Received 21 /10 / 2021 . Accepted 23 /12 / 2021)

### □ ABSTRACT □

The Physics and computing are integrated in today's technology, and the sensors are the main component in this integration. The sensors transmit large amount of physical values and big data to computing platforms for processing. On the other hand, the embedded processors spend most of their time reading the sensor signals compared to the computing time. It is clear that the impact of the sensors on the performance of the processors is very large, thus, the enhancement of reading time of sensors (sampling rate) will positively affect the performance of the processors, On the other hand on the correctness of the information in the reference. In this paper, we propose a computational algorithm to generate an adaptive sampling frequency to capture the sudden changes in the sensor signal in the steady-state. The proposed algorithm depends on the first derivative of the sensor signal, and then we implement and test this algorithm in Ptolemy II Modeling Environment.

**Key Words:** Embedded processor, Adaptive sampling frequency, Adaptive Polling, ADC

---

\*Assistant Professor, Department of Computer and Electronic Systems Engineering, Faculty of Information Technology and Communications, Tartous University, Syria.

## 1- مقدمة

تشير تكنولوجيا اليوم إلى عمق الارتباط بين العالم الفيزيائي وعالم الحوسبة من خلال الحساسات sensors والمشغلات الميكانيكية actuators، وهذا التكامل ظهر في عدة أشكال، مثل أنترنت الأشياء Internet of things (IoT) و industrial 4.0 والإنترنت الصناعي Industrial Internet، والتخاطب بين الآلات Machine-to-Machine (M2M) وأنترنت كل شيء Internet of Everything... إلخ. إذن نحن أما ترليونات الحساسات التي تربط العالم الفيزيائي مع عالم الحوسبة والمعلومات، جميع الأنظمة السابقة بالجوهر أنظمة فيزيائية محوسبة Cyber-Physical Systems (CPS) [1]. أهم بارمتر في الأنظمة CPS هو الزمن time، وتتحدد المتطلبات الزمنية في الأنظمة CPS في القيود التالية، التردد frequency، والترتيب chronological والآنية simultaneity والتأخير latency والتأكيد الزمني temporal assurance ويرتبط الأخير بالأمان والوثوقية [2].

أهم بارمتر بالنسبة لنا في هذا البحث هو التردد، فهو مرتبط بالظواهر الفيزيائية والسلوك البشري الذي يصعب التنبؤ به زمنياً. أما بالنسبة للحساسات فيجب قراءتها بمعدل عينات مناسب يخضع لنظرية شانون نايكوست للتعين Nyquist-Shannon sampling theorem، وتنص على أن يكون معدل أخذ العينات ضعف تردد الإشارة بالحد الأدنى ( $f_s \geq 2f$ ) حيث  $f$  تردد الإشارة و  $f_s$  تردد أخذ العينات، ونطلق على ( $f_N = 2f$ ) بتردد نايكوست. الزمن بالنسبة للمعالج أكثر تعقيداً، فهو مرتبط بالبنية العتادية والبرمجية في آنٍ معاً. عتادياً، يتضمن عدد التعليمات بالدورة، وتأخير النفاذ إلى الذاكرة، وعرض النطاق، وتقنية الاستبدال في الذواكر المخبأة [2] [3]. أما برمجياً، فالزمن مرتبط بنظام التشغيل وخوارزميات الجدولة، بالإضافة إلى زمن الورد البيئي للأحداث وزمن التنفيذ الأسوأ، ومعدل أخذ العينات الأصغري والأعظمي، وزمن الحوسبة الأصغري الذي يربط الدخل بالخرج [4].

يرتبط زمن أخذ العينات من إشارة الحساسات بعدة أشياء، منها (1) مقدار الخطأ المسموح في الإشارة (طبيعة الإشارة)، و(2) مقدار التغير في الإشارة fluctuation وهذا مرتبط بمعدل نايكوست، (3) نوع المعالجات المضمنة المستخدمة وسرعتها، و(4) الزمن الحقيقي، و(5) طبيعة التطبيق. يصرف المهندسون وقتاً لا بأس به لإختبار زمن أخذ العينات الأفضل لحساس أو إشارة ما. من الممكن أن يكون زمن أخذ العينات أو زمن الإقتراع polling time مقبولاً لنظام ولكن من دون الأخذ بالحسبان بعض العوامل مثل الإستجابة في الزمن الحقيقي، وعندها لن يكون الزمن المحدد هو الأفضل.

من ناحية أخرى، إن مقدار الاستخدامية في المعالجات cpu utilization، وتأثير الحساس على قدرة capacity وأداء المعالج، مسألة مهمة عند التصميم، وخاصة عندما ينفذ المعالج أكثر من وظيفة (إدارة شبكة من الحساس). بالتالي زمن أخذ العينات يجب أن يأخذ بالحسبان التالي. (1) يعطي تردد أخذ عينات المرتفع دقة أعلى وزمن استجابة أفضل، (2) يحفظ تردد أخذ عينات المنخفض زمن المعالج من دون تأثير للضجيج، (3) تخفيض التآرج jitter.

لا يوجد تردد أخذ عينات ثابت لكل التطبيقات، فالتردد الجيد هو الذي يجمع التجربة والتحليل الرياضي لإشارة الحساس وطبيعة إشارة الحساس. يوجد عدة مقاربات نظامية لتحديد تردد أخذ عينات، (1) خصائص الحساس المستخدم في التطبيق، و(2) الضجيج، (3) وأعلى وأخفض معدل أخذ عينات للمعالج [5].

أي مقدار فيزيائي يمكن تعريفه كتابع للزمن  $x(t)$ ، ويتم قراءته على مدخل المعالج المضمن عن طريق أخذ عينات لنحصل على إشارة متقطعة discrete signal. عندما يكون أخذ العينات منتظم uniform sampling، فإن

الزمن بين العينات  $T$  ثابت، ويدعى بفترة التعيين  $\text{sampling interval}$  [1]. تعطى الإشارة المتقطعة الناتجة عن التعيين على النحو الآتي:

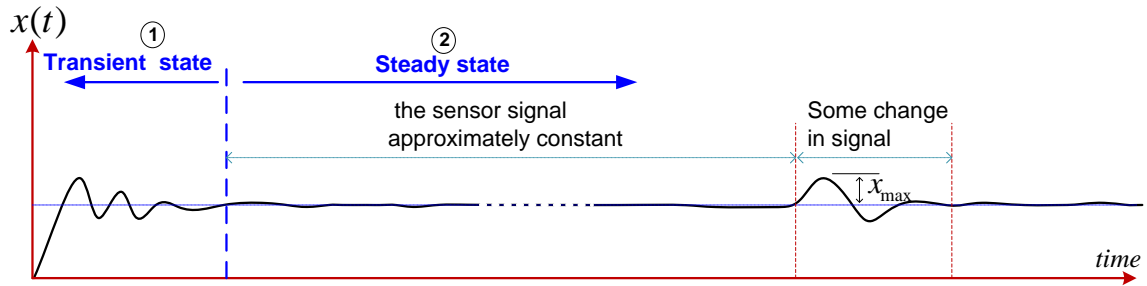
$$s: \mathbb{Z} \rightarrow \mathbb{R},$$

$$\forall n \in \mathbb{Z}, \quad s(n) = f(x(nT)) \quad (1)$$

حيث  $\mathbb{Z}$  مجموعة الأعداد الصحيحة. المقدار الفيزيائي  $x(t)$  يتم مراقبته في الأوقات  $t = nT$  وهي أزمنة أخذ العينات. معدل أخذ العينات  $1/T$  sampling rate ويقدر بالعينة بالثانية  $\text{samples per second}$  أو بالهرتز Hertz، وهو (Hz) دورة بالثانية  $\text{cycles per second}$ . نبين في الفقرات التالية مشكلة وهدف البحث، وخطوات تصميم خوارزمية حسابية للحصول على تردد أخذ عينات متكيف مع التغيرات المفاجئة لإشارة الحساسات.

## 2- مشكلة البحث

عند استخدام الحساسات في أنظمة CPS، فإن إشارة الحساس تمر بحالتين بشكل عام، وهما، (1) الحالة الإنتقالية  $\text{transient state}$  وهي الحالة التي ينتقل فيها خرج الحساس من القيمة الابتدائية (الصفريّة) إلى قيمة عمل النظام. أما الثانية (2)، وهي الحالة الدائمة  $\text{steady state}$  وهي حالة عمل النظام عند قيم أسمية، ويمكن أن نطلق عليها حالة ثبات أو استقرار النظام، وفيها تأخذ بارمترات النظام شكلاً وقيماً محددة. يبين الشكل (1) الحالات الافتراضية لتغير إشارة حساس  $x(t)$  ما أثناء عمل النظام لفترة زمنية طويلة.



الشكل(1): المراحل الافتراضية لتغير إشارة حساس

تكون إشارة الحساس في الحالة الدائمة شبه ثابتة إلا في بعض الأحيان تحدث بعض التغيرات المفاجئة، فإذا كان المعالج يعمل بمعدل أخذ العينات  $\text{sampling rate}$  ثابت (متوسط أو منخفض) فإن هذا التغير المفاجئ في الإشارة لن يتم لحظه من قبل المعالج أو سيصل إلى المعالج مشوهاً. إلا إذا كان تردد أخذ العينات أعظمي، ففي هذه الحالة سيتم قراءة هذا التغير في الإشارة. فنحن أمام حالتين، إما تردد أخذ عينات منخفض يتناسب مع ثبات الإشارة والمعالج يعمل من دون إرهاق (مع فقد للإشارة)، أو تردد أخذ عينات أعظمي والمعالج يعمل بكامل قدرته (من دون فقد للإشارة). أو بكلمة أخرى، بمأن الحالة الدائمة هي فترة العمل الأطول فيجب استخدام تردد أخذ عينات أصغري نظراً لثبات واستقرار الإشارة عند قيم محددة.

### 3- هدف البحث

من أجل ضمان الاستخدام الأمثل للمعالجات المضمنة وتحسين أدائها، نعمل في هذا البحث على تطوير خوارزمية حسابية تعتمد على المشتق الأول لإشارة الحساس، بهدف حساب تردد أخذ عينات متكيف مع التغيرات المفاجئة للإشارة في الحالة الدائمة.

### 4- الدراسة المرجعية

يوجد الكثير من الأبحاث التي اهتمت بتصميم تردد أخذ العينات في العديد من التطبيقات، وخاصة في أنظمة CPS نظراً لأهمية الزمن فيها. نوجز فيمايلي مجموعة من الدراسات والأبحاث التي طرحت أفكار مختلفة للحصول على تردد أخذ عينات متكيف adaptive sampling rate.

تقدم الدراسة [6] خوارزمية انتقاء الذروة peak-picking algorithm تعتمد فيها على المشتق الثاني (عتبة الخطأ) لإشارة الدخل التمثيلية، للحصول على معدل أخذ عينات متكيف، يطبق على شبكات الحساسات في المشافي لمراقبة المرضى، والهدف ضبط كمية المعطيات الواردة من المرضى والمحافظة على دقتها.

تستخدم الدراسة [7] اسلوب أخذ العينات الانضغاطي (CS) compressive sampling في الرادارات، وتعمل هذه الطريقة على اعتماد أزمدة أخذ عينات مختلفة لكل نبضة من نبضات الرادار حيث يتم ضغط كل نبضة في عينة واحدة، فيكون معدل أخذ العينات مساوي إلى عدد نبضات الرادار، وبمقارنة هذه الطريقة بطرق الاستخلاص العشوائي random demodulation قللت الطريقة الجديدة تعقيد الأجهزة المستخدمة وكانت النتائج التجريبية أفضل.

اقترحت الدراسة [8] نظام تكيفي مزود بحلقة تغذية عكسية، يعمل هذا النظام على إنتاج عينات رقمية تقارن مع العينات المسجلة من إشارة الدخل وبناء على قيمة الخطأ بين عينة الدخل والعينة المولدة يتم تعديل حجم خطوة القراءة. تستخدم الدراسة [9] مبدلات متكيفة بمعدل أخذ عينات متكيف تقوم على أساس Level Crossing Sampling Scheme (LCSS)، حيث يغير معدل أخذ العينات وفقاً للخصائص المحلية لإشارة الدخل، حيث يتم استغلال عدم انتظام إشارة العينة لإنتاج السمات المحلية للإشارة، يتم استخدام هذه السمات لتحديد أجزاء الإشارة ذات الصلة، وبناء على خصائص كل جزء يتم تكيف تردد إعادة تشكيل النظام، مما يتيح إعادة تشكيل البيانات بنفس المعدلات أو أقل بالمقارنة مع النهج الكلاسيكي.

تعتمد الدراساتين [10] [11] على المركبات الترددي للإشارة في بناء مجموعة كتل من المرشحات التمرير المنخفض المبنية على أساس معدل نايكوست، ومن ثم يتم استعادة الإشارة الأصلية من العينات غير منتظمة لهذه الكتل بشكل دوري. أما الدراسة [12] فقد بينت امكانية استخدام ترددات أخذ عينات منخفضة 1kHz لقراءة إشارات الطاقة الكهربائية بواسطة معالجات متوسطة القوة. تتمتع الإشارات الكهربائية المقاسة (جذر المتوسط التربيعي rms للتيار، والجهد، ومقدار الطاقة المستهلكة) بتوافقيات متعددة ومستقرة، حيث تحقق هذه الطريقة توازناً بين قوة المعالجات (المنخفضة) والدقة في حساب أهم مؤشرات غشارات الطاقة الكهربائية RMS وعامل تشوه الإشارة الجبية THD.

تقدم الدراسة [13] بروتوكول إقتراح polling protocol يعتمد على مرشح كامن لتوليد معدلات قراءة مستقرة لشبكة من الحساسات اللاسلكية الموزعة، يتبع هذا البروتوكول التغيرات الديناميكية في توليد معدلات قراءة للحساسات. تقترح الدراسة [14] طريقة لأخذ العينات بناءً على نشاط activity الإشارة (activity-dependent sampling)،

ولهذا يتم استخدام مجموعة من المبدلات ودارات تعقب التغير في الإشارة في شبكة من الحساسات، بحيث تكون معظم الحساسات غير النشطة في حالة راحة idle معظم الوقت.

تقدم الدراسة [15] طريقة لأخذ العينات من إشارة غير محدودة النطاق على أساس الزمن بدلاً من السعة amplitude. حيث تقوم بترميز أزمنة تعيين sampling time الإشارة بتسلسل غير منتظم، ومن ثم إستعادة الإشارة من المعلومات الزمنية. استوتحت هذه الطريقة من الطبيعة وكيف ترمز الخلايا العصبية المعلومات.

تُضيف الدراسة [16] إلى الدراسات [10] و[11] استخدام مبدلات الضبط الذاتي Self-Reset ADC(SR-ADC) التي تعمل على استعادة الإشارة من عينات معيارية متفرقة من مرشحات التمرير المنخفض. اعتمدت الدراسة [17] في أخذ العينات على تعديل عتبة النطاق الميت deadband بشكل تكيفي. أما الدراسة [18] فاعتمدت على تكيف الزمن  $t$  في الإشارة  $s(t)$  لتخمين التردد التكيفي بطريقتين، الأولى باستخدام الجمع والطرح المتزامن (SAS) synchronous addition and subtraction، والثانية باستخدام مرشح النظم notch filter.

تقدم الدراسة [19] مجموعة من نظريات النطاق الزمني المحلي المستخدمة في تعيين sampling إشارات تمثيلية من خلال استيفاء لاغرانج مع استخدام معدل أخذ عينات تكيفي. تستعرض الدراسة [20] خوارزمية تشيكين Chaikin's algorithm لتوليد منحنى تقريبي من عينات غير منتظمة لإشارة معينة.

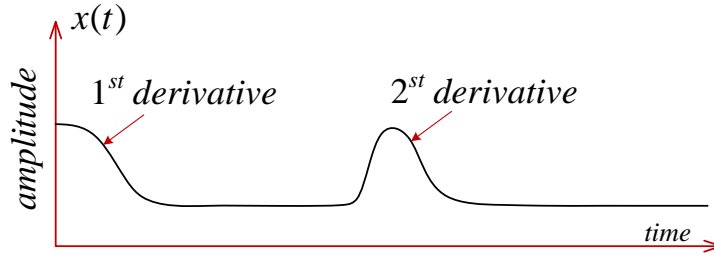
تقدم الدراسة [21] تقنية لتعيين المحيط التكيفي وهي منصات تعيين متعددة الحساسات، وتستخدم لذلك خوارزمية التفاضل الأعظمي (MDA) maximum differential algorithm. أما الدراسة [22] فتقدم نظام تعيين معطيات باستخدام خوارزميات تعيين غير منتظم. وأخيراً تقدم الدراسة [23] خوارزميات تشكيل إشارة بوجود شروط التعيين (MSVR) multi-source variable-rate، في الأنظمة Vehicular CPS واسعة النطاق. حيث تعاني هذه الأنظمة من كثافة المعطيات وتنوع السيارات والحساسات، حيث تُستعاد الإشارة بواسطة خوارزمية ميل الطريق وتخمين زاوية الرصيف وإمكانية الوصول إلى نظام تحديد المواقع GPS ومحدد التعيين MSVR.

## 5- الخوارزمية المقترحة لحساب تردد أخذ العينات

يتضمن تصميم الخوارزمية المقترحة على عدة مراحل ابتداءً من تحليل إشارة الحساس إلى حساب تردد أخذ العينات الموافق لتغيرات الإشارة، ومن ثم الصياغة النهائية للخوارزمية.

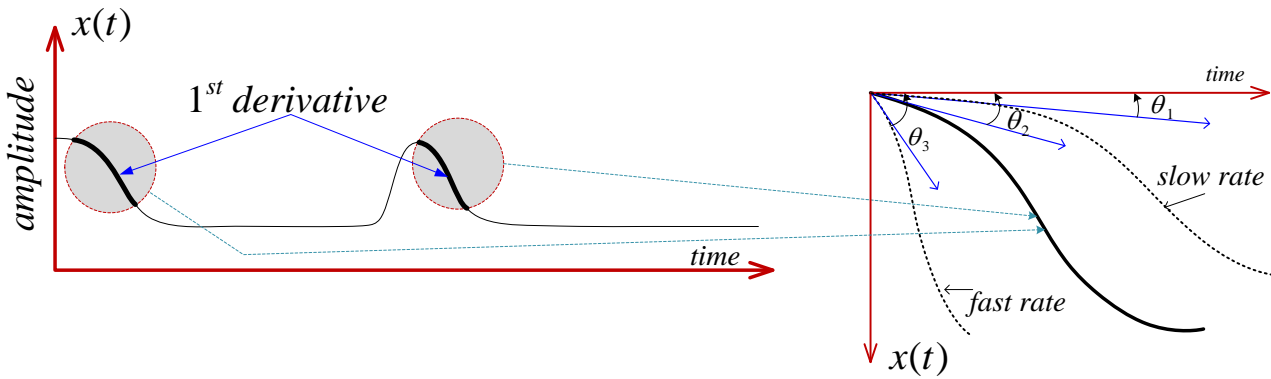
### 1-5 دراسة تحليلية لإشارة خرج الحساس

بفرض أن  $x(t)$  هي إشارة خرج تمثيلي analog لحساس ما وتمثل القيمة الكهربائية المقابلة للمقدار الفيزيائي. تختلف رتبة تغير الإشارة بحسب طبيعة الإشارة والتطبيق، فهي تكون إما من المرتبة الأولى  $\frac{dx}{dt}$  أو الثانية  $\frac{d^2x}{dt^2}$  كما هو مبين في الشكل (2)، أو من الممكن أين يكون التغير من المرتبة  $\frac{d^n x}{dt^n}$  حيث  $n$  عدد صحيح منتهي.



الشكل(2): إشارة حساس يظهر فيها تغيرين من المرتبة الأولى والمرتبة الثانية

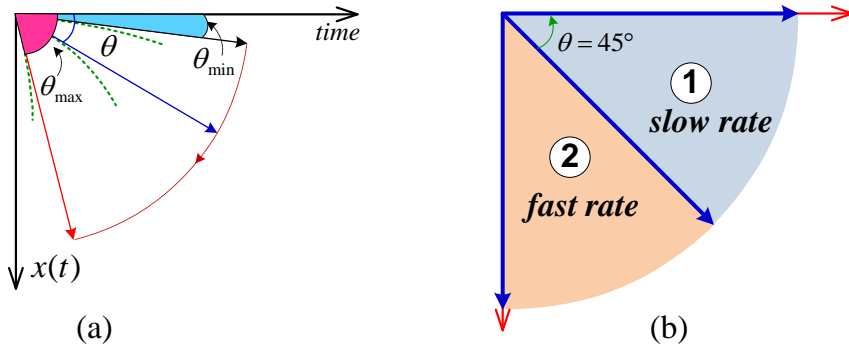
التغير من المرتبة الثانية هو تغيرين من المرتبة الأولى، بالتالي فإن أي رتبة للتغير هي تركيب من مجموعة من التغيرات من المرتبة الأولى. أن شدة التغير ممكن أن تكون بطيئة أي معدل تغير بطيء slow rate، ومن الممكن أن تكون سريعة fast rate كما هو مبين في الشكل(3).



الشكل(3): إشارة بمعدل تغير بطيء slow rate ومعدل تغير سريع fast rate

ترتبط شدة التغير بزواوية الميل عن الأفق كما نلاحظ في الشكل(3)، فكلما كان التغير سريع كانت الزاوية أكبر، وكلما كان التغير بطيء كانت الزاوية أصغر. بالتالي تحديد الزاوية سيساعد على تحديد تردد أخذ العينات، فكلما صغرت الزاوية يجب أن ينخفض معدل أخذ العينات، وكلما زادت الزاوية فإن معدل أخذ العينات يجب أن يزداد ليواكب التغير السريع للإشارة.

نفترض أن  $\theta_{min}$  هي قيمة الزاوية التي يكون عندها تردد أخذ العينات أصغري، و  $\theta_{max}$  هي الزاوية التي سيكون عندها تردد أخذ العينات أعظمي، وهذا مرتبط بطبيعة الإشارة والتطبيق.



الشكل(4): شكل يبين حالتي التغير السريع والتغير البطيء للإشارة بحسب زاوية الميل (المشتق الأول)

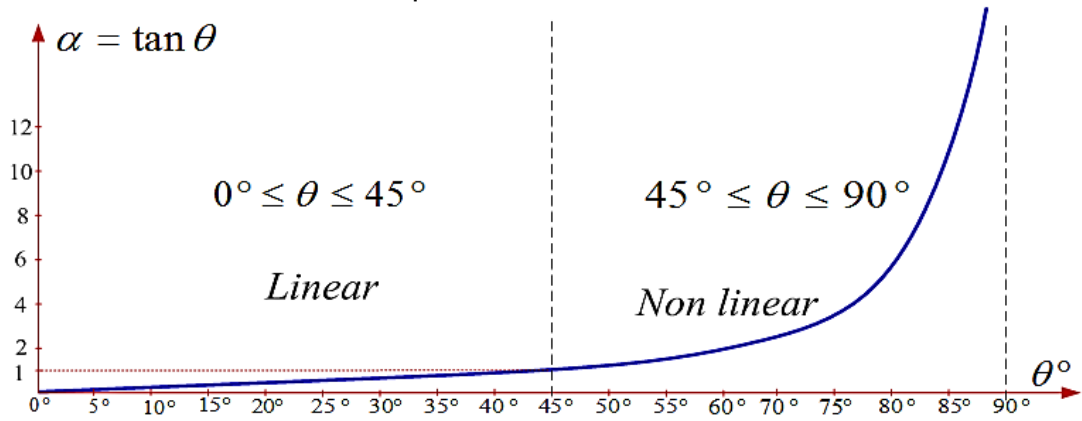
يعبر المشتق الأول لأي منحنى تابع عن ميل المماس في نقطة الاشتقاق، وهذا الميل هو ظل الزاوية الموافقة الشكل (4). لذلك نعرف البارامتر  $\alpha$  على النحو الآتي:

$$\alpha = \tan \theta \quad (2)$$

حيث  $\alpha$  مقدار ميل المماس لمنحنى الإشارة في لحظة التغير، تأخذ  $\alpha$  قيمها ضمن المجال  $[0, \infty[$  بحسب قيم زاوية الميل  $\theta$  على النحو الآتي:

$$\alpha = \begin{cases} [0, 1] & 0^\circ \leq \theta \leq 45^\circ \\ ]1, \infty[ & 45^\circ < \theta \leq 90^\circ \end{cases} \quad (3)$$

نفترض بحسب العلاقة (3) أن الإشارة تتغير بشكل بطيء slow rate عندما تكون زاوية الميل ضمن المجال  $0^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$ ، وتدخّل الإشارة بحالة تغير سريع fast rate عندما تكون زاوية الميل ضمن المجال  $45^\circ < \theta \leq 90^\circ$ . بالتالي نحصل على منطقتين لتغير الإشارة كما هو مبين في الشكل (4.b). ترتبط  $\alpha$  بالزاوية  $\theta$  بالعلاقة (2)، وتكون هذه العلاقة شبه خطية عندما تتغير الزاوية ضمن المجال  $0^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$ ، ومن ثم تبدأ الخطية بالنشوء ضمن المجال  $45^\circ < \theta \leq 90^\circ$  كما هو مبين في الشكل (5).



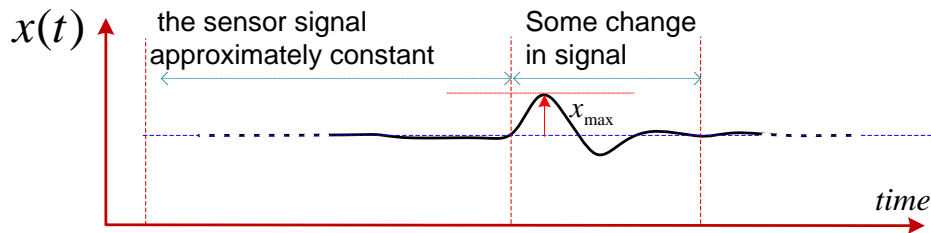
الشكل (5): طبيعة علاقة  $\alpha$  مع الزاوية  $\theta$  ضمن المجال  $0^\circ < \theta \leq 90^\circ$

## 2-5 حساب المعامل $\alpha$

بحسب الحالة التي يتم مناقشتها في هذا البحث، تكون الإشارة شبه مستقرة أو ثابتة، يأخذ التغير الآني في الإشارة الشكل الجيبي كما هو مبين في الشكل (6)، بالتالي يمكن وصف هذا التغير بالعلاقة الآتية:

$$x(t) = x_{max} \sin \omega t \quad (4)$$

حيث  $\omega = 2\pi f$ ، و  $f$  هو تردد الإشارة لحظة التغير.



الشكل (6): التغير الآني في إشارة الحساس أثناء الحالة الدائمة

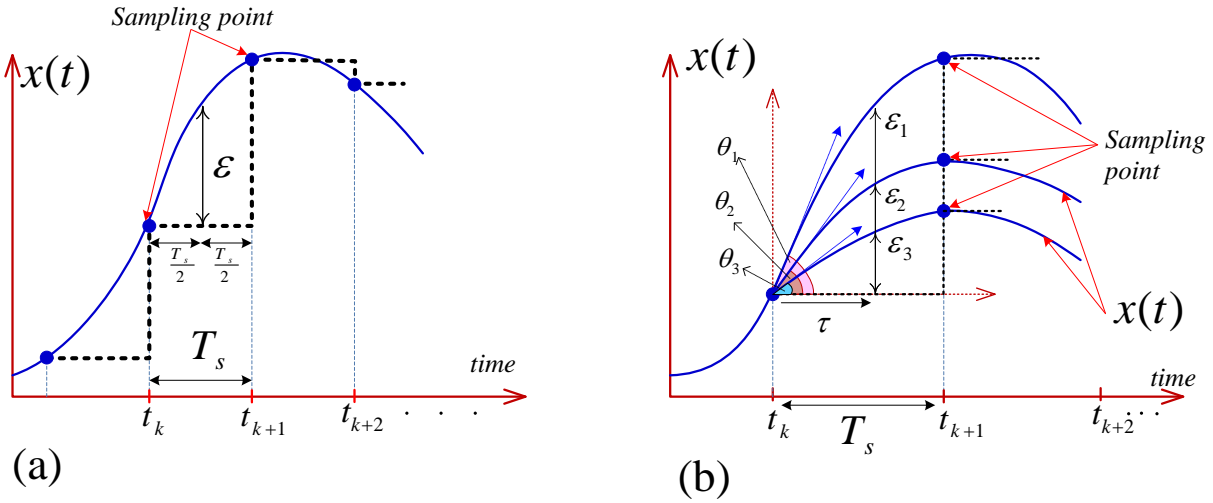


حيث  $x_{max}$  هي المطال الأعظمي للتغير. لنأخذ الجبهة الصاعدة (المشتق الأولى) للإشارة أثناء التغير كما هو مبين في الشكل (7.a). يعمل المعالج المضمن في النظام على أخذ عينات من الإشارة كل وحدة زمنية أي بتردد أخذ عينات  $f_s$ . نفترض أن  $\varepsilon$  هو مقدار الخطأ أو الفرق بين الإشارة الحقيقية وقيمة العينة عند الزمن  $t$ ، ويمكن صياغتها كقيمة جبرية بالعلاقة الآتية:

$$\varepsilon(t) = |x(t) - x_s(t)| \quad (5)$$

حيث  $x_s(t)$  قيمة العينة من الإشارة، و  $x(t)$  هي الإشارة الحقيقية.

يرتبط الخطأ  $\varepsilon$  بشدة التغير في الإشارة وبزاوية الميل  $\theta$  كما هو مبين في الشكل (6.b)، فإذا اعتبرنا  $t_k$  مبدأ للزمن فإن الخطأ  $\varepsilon$  يصبح تابعاً للزمن  $\tau$  في طور التغير، ويكتب  $\varepsilon(\tau)$ .



الشكل (7): علاقة الخطأ الناتج من التعيين مع زاوية الميل (المشتق الأول)

وكلما زادت زاوية الميل  $\theta$  كلما كان التغير أكبر والخطأ الناتج أكبر كالاتي:

$$\theta_1 > \theta_2 > \theta_3 \Rightarrow \varepsilon_1(\theta) > \varepsilon_2(\theta) > \varepsilon_3(\theta)$$

تستخدم ثلاث طرق للحصول على إشارة مستمرة dc من إشارة تمثلية ac [24]، وهي:

1. rms (root mean square)-to-dc conversion
2. peak detection
3. ac-to-MAV (mean absolute value) conversion

في الحالة الثالثة، يسلك الخطأ سلوك خطي [24]، ومن ناحية أخرى، يعتمد التبديل ac/MAV على العلاقة الخاصة بين جذر المتوسط التربيعي لموجة جيبية ومتوسط قيمتها المطلقة بعد التصحيح. نحصل على MAV من إشارة جيبية  $x(t)$  على النحو الآتي:

$$x_s(MAV) = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} x_{max} \sin \omega t dt = \frac{2 x_{max}}{\pi} \quad (6)$$

من أجل التغيرات الصغيرة ذات الشكل الجيبية، يمكن تقييم الخطأ  $\varepsilon(\tau)$  من خلال قياسه في منتصف المسافة بين  $t_k$  و  $t_{k+1}$  كما هو مبين في الشكل (7). بالتالي فإن متوسط القيمة المطلقة MAV للإشارة قيمة العينة المقروءة من قبل المعالج المضمن. تصبح قيمة الخطأ بحسب العلاقتين (5) و (6) على النحو الآتي:

$$\varepsilon(\tau) = \left| x(\tau) - \frac{2 x_{max}}{\pi} \right| \quad (7)$$

من أجل فترات زمنية  $T_s$  صغيرة، يمكن مقارنة الإشارة الجيبية بمنشورها وفق تايلور على النحو الآتي:

$$x(\tau) = x_{max} \sin \omega\tau = x_{max} \left( \omega\tau - \frac{\omega^3\tau^3}{3!} + O(\tau^5) \right) \quad (8)$$

تصبح قيمة الخطأ على الشكل الآتي:

$$\varepsilon(\tau) = \frac{2 x_{max}}{\pi} - x_{max} \left( \omega\tau - \frac{\omega^3\tau^3}{3!} \right) \quad (9)$$

من الشكل (7.b) والعلاقة (2)، وتقريب مقبول عند التغيرات الصغيرة، تصبح قيمة المعامل  $\alpha$  على النحو

الآتي:

$$\alpha = \tan \theta = \frac{\varepsilon}{\tau}, \quad 0 \leq \tau \leq T_s \quad (10)$$

يتم قياس الخطأ في منتصف المجال  $[t_k, t_{k+1}]$  أي  $\tau = T_s/2$  بالتالي

$$\varepsilon(T_s/2) = \frac{2 x_{max}}{\pi} - x_{max}\omega \frac{T_s}{2} \left( 1 - \omega^2 \frac{T_s^2}{24} \right) \quad (11)$$

ويصبح المعامل  $\alpha$  على الشكل الآتي:

$$\alpha = \tan \theta = \frac{\varepsilon}{T_s/2} = \frac{4 x_{max}}{\pi T_s} - x_{max}\omega \left( 1 - \omega^2 \frac{T_s^2}{24} \right) \quad (12)$$

### 3-5 حساب تردد أخذ العينات $f_s$

افترضنا أن تردد إشارة الحساس signal frequency أثناء حدوث التغير هو  $f$  بحسب العلاقة (4)، ونفترض أيضاً أن تردد المعالج Processor frequency المستخدم هو  $f_p$ . يقدم المعالج تردد أخذ عينات أعظمي Maximum sampling frequency  $f_{smax}$  و تردد أخذ عينات أصغري Minimum sampling frequency  $f_{smin}$ .

إذا كان تردد أخذ العينات الحالي  $f_s$  المستخدم في تعيين الإشارة، فإن هذا التردد سيأخذ القيم الآتية:

$$f_s = \begin{cases} f_{smin} & \theta = \theta_{min} \\ f_{smax} & \theta = \theta_{max} \end{cases} \quad (13)$$

من العلاقة (3) والشكل (4.b) فإن حدود التغير بين البطيء والسريع للإشارة ستكون هي أطراف المجال

$\theta \in [0, \frac{\pi}{4}]$  بالتالي تؤول العلاقة (13) إلى

$$f_s = \begin{cases} f_{smin} & \theta = 0^\circ \\ f_{smax} & \theta \geq 45^\circ \end{cases}$$

وبدلالة  $\alpha$  العلاقة (2) يصبح تردد أخذ العينات على النحو الآتي:

$$f_s = \begin{cases} f_{smin} & \alpha \leq 0 \\ f_{smax} & \alpha \geq 1 \end{cases} \quad (14)$$

لدينا في النظام الشكل (4.b) حالتين، الحالة الأولى (1) يكون  $f_s < f_{smax}$  وفي الحالة الثانية (2)

$f_s = f_{smax}$ ، نعبّر عنهما رياضياً على الشكل الآتي:

$$\begin{cases} \text{state 1} & f_{smin} \leq f_s < f_{smax}, & 0 \leq \alpha \leq 1 \\ \text{state 2} & f_s = f_{smax}, & \alpha > 1 \end{cases} \quad (15)$$

يمكن صياغة تردد أخذ العينات في الحالة الأولى state1 بالعلاقة الخطية التالية، وهي تربط تغير

التردد  $f_s$  بالمعامل  $\alpha$  بشكل خطي.

$$f_s = \alpha \cdot f_{smax} + (1 - \alpha) \cdot f_{smin} \quad (16)$$

حيث  $\alpha$  معامل يحسب بالعلاقة (11). نوضح فيمايل التغير الخطي للعلاقة (16).

$$\theta = 0^\circ \Leftrightarrow \alpha = \tan 0^\circ = 0, \Rightarrow f_s = f_{smin}$$

$$\theta = 45^\circ \Leftrightarrow \alpha = \tan 45^\circ = 1, \Rightarrow f_s = f_{smax}$$

نعيد صياغة العلاقة (12) باستخدام  $\omega = 2\pi f$  و  $T_s = 1/f_s$  ، فتصبح

$$\alpha = \frac{4 x_{max}}{\pi} f_s - x_{max} 2\pi f \left( 1 - \frac{(2\pi f)^2}{24 f_s^2} \right) = x_{max} \left[ 1.3 f_s - 6.3 f \left( 1 - 1.6 \frac{f^2}{f_s^2} \right) \right]$$

الشكل النهائي لحساب تردد أخذ العينات المتكيف لإشارة الحساس هو الآتي:

$$f_s = \begin{cases} \alpha \cdot f_{smax} + (1 - \alpha) \cdot f_{smin}, & 0 \leq \alpha \leq 1 \\ f_{smax}, & \alpha > 1 \end{cases} \quad (17)$$

حيث

$$\alpha = x_{max} \left[ 1.3 f_s - 6.3 f \left( 1 - 1.6 \frac{f^2}{f_s^2} \right) \right] \quad (18)$$

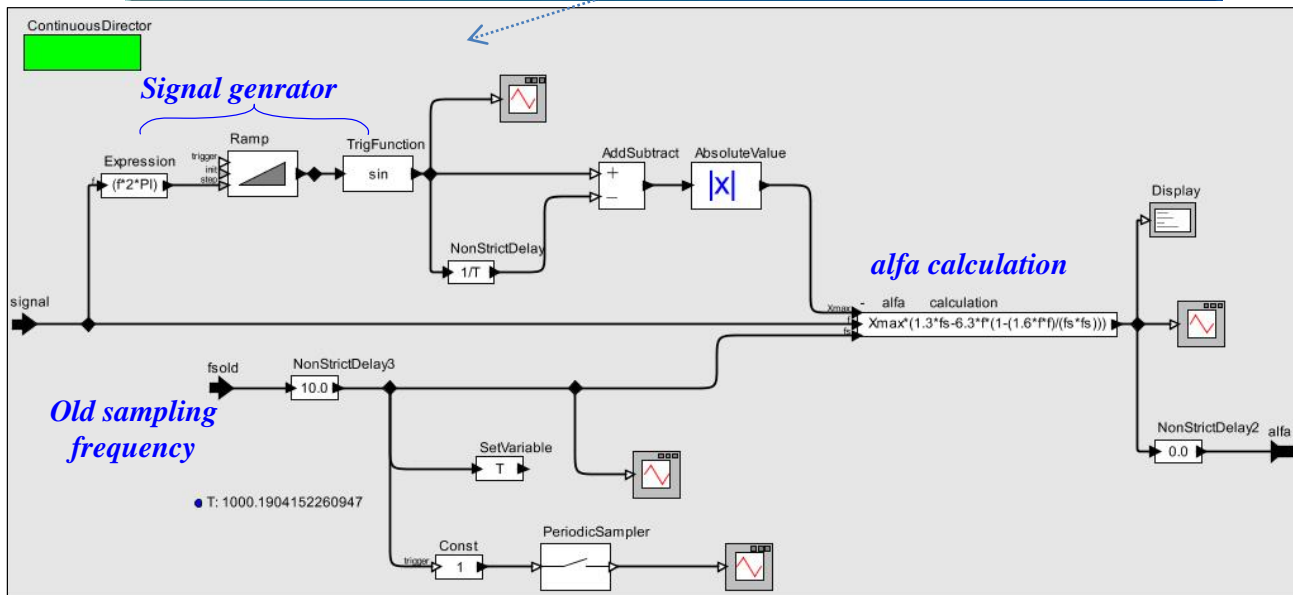
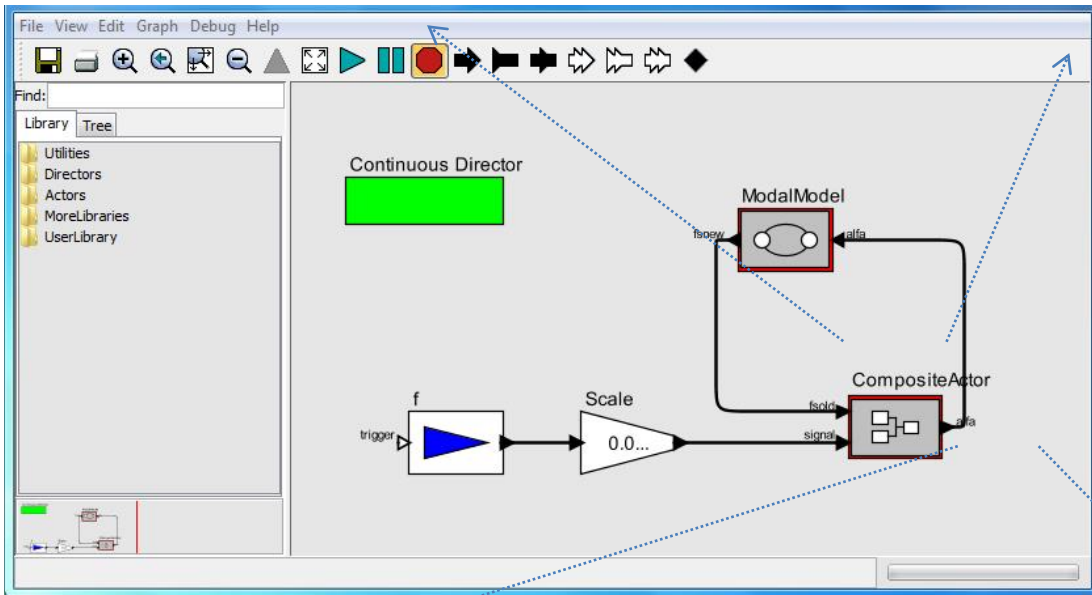
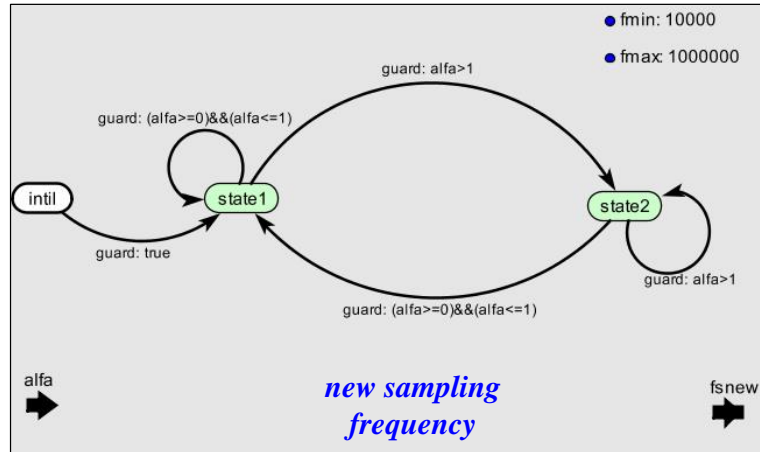
فيمايلي pseudo code للخوارزمية المقترحة.

**Algorithm:** first derivative adaptive sampling frequency

```
//initialize selection of candidates;
fsmx, fsmn, f;
do {
//Calculate  $\alpha$ 
return  $x_{max} \left[ 1.3 f_s - 6.3 f \left( 1 - 1.6 \frac{f^2}{f_s^2} \right) \right]$ ;
//Calculate  $f_s$ 
if ( $0 \leq \alpha \leq 1$ ) then
return  $\alpha \cdot f_{smax} + (1 - \alpha) \cdot f_{smin}$ ;
else
return  $f_{smax}$ ;
}
```

## 6- تحقيق واختبار الخوارزمية

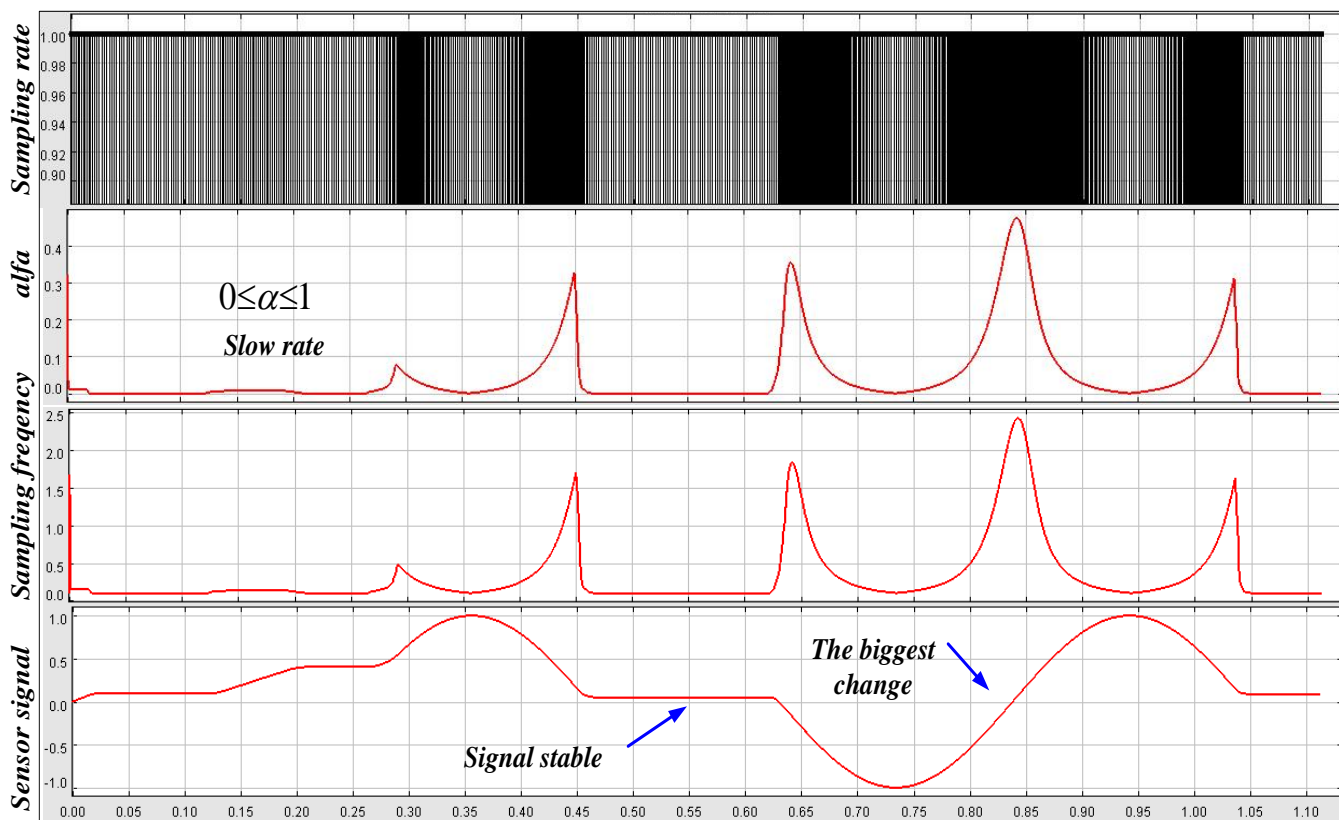
تم تنفيذ واختبار الخوارزمية باستخدام البيئة (Ptolemy II, Version 10.0.1\_20141218) [25]، وهي بيئة مصممة بلغة java ومناسبة لتصميم واختبار أنواع مختلفة من النماذج والخوارزميات. بفرض أن المعالج المستخدم في النظام هو من ATmega328 بتردد ساعة 16 MHz، وهو متحكم صغري يستخدم في بعض التطبيقات الصغيرة والمتوسطة، وتقدم هذه المعالجات بحسب دقة resolution التبديل المستخدمة تردد أخذ عينات أعظمي  $f_{smax} = 1\text{MHz}$  وتردد أخذ عينات أصغري  $f_{smin} = 10\text{kHz}$ . يبين الشكل (8) الكتل المستخدمة لتنفيذ الخوارزمية، وهي عبارة عن كتلتين، الأولى تمثل حالات النظام وهما (state1) slow rate و (state2) fast rate ويتم فيها توليد تردد أخذ العينات  $f_s$  المناسب (العلاقة (17)) بناءً على قيم  $\alpha$  (العلاقة (18))، والكتلة الثانية ويتم فيها توليد قيم  $\alpha$  بناءً على المشتق الأول لإشارة الحساس.



الشكل(8): تحقيق الخوارزمية المقترحة ضمن بيئة بتولومي Ptolemy II

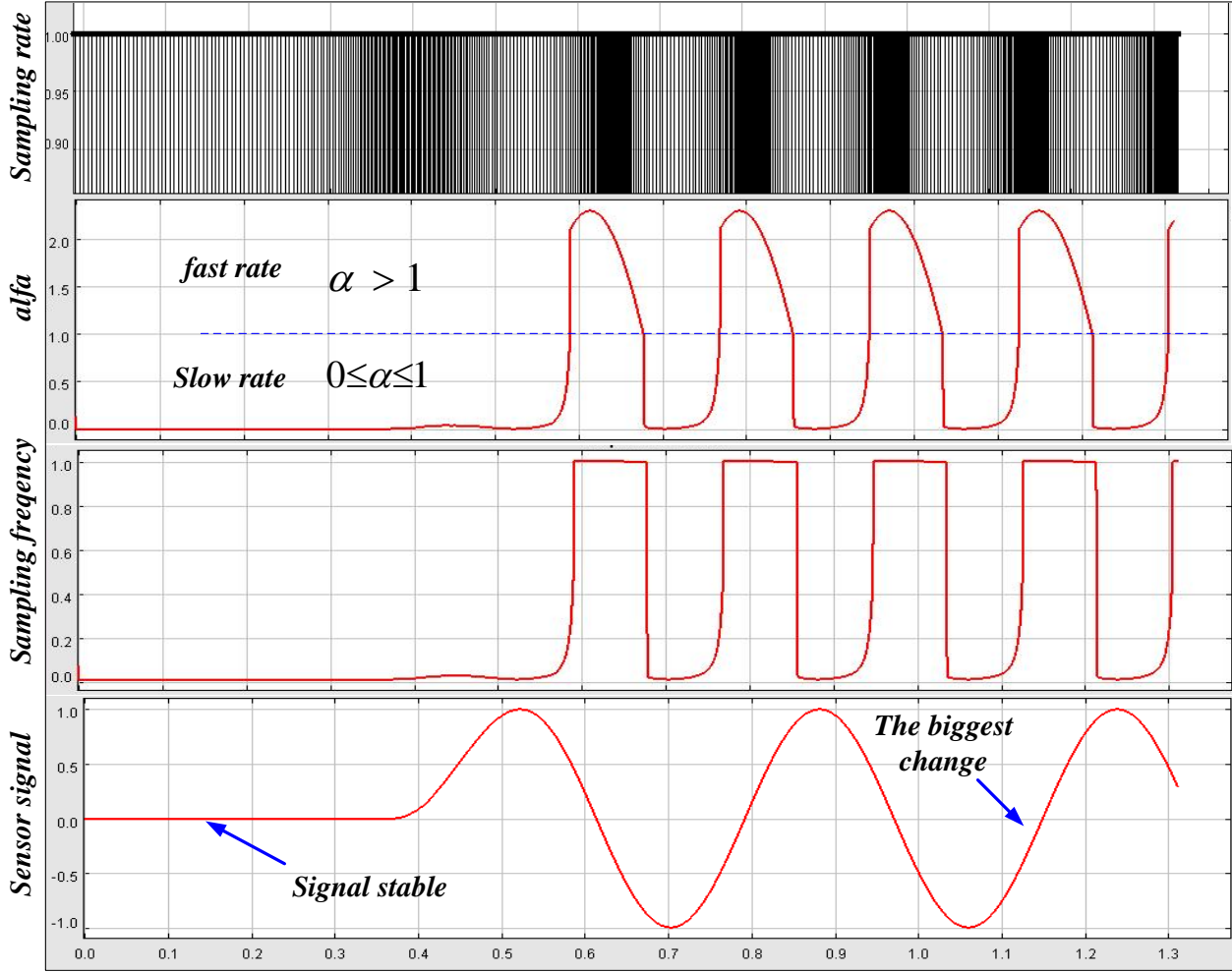
تم اختبار حالات عمل الخوارزمية على مرحلتين، ففي الشكل(9) تم اختبار حالة التغيرات البطيئة slow rate حيث  $0 \leq \alpha \leq 1$ ، بينت النتائج إزدياد تردد أخذ العينات عند إزدياد شدة تغير الإشارة، ويترافق ذلك بإزدياد كثافة العينات المأخوذة للإشارة عند إزدياد شدة تغير الإشارة، حيث نلاحظ العلاقة الخطية التي تربط المعامل  $\alpha$  بالتردد  $f_s$  إذ للإثنين شكل التغير نفسه.

أما في الشكل (10)، فيبين نتائج الإختبار للحالة الثانية، حالة التغيرات السريعة fast rate ( $0 < \alpha$ )، في هذه الحالة يتم استخدام أعظم تردد أخذ عينات للمعالج، وتصبح العلاقة غير خطية في جزء منها (state2) بين المعامل  $\alpha$  والتردد  $f_s$ .



الشكل(9): نتائج اختبار الخوارزمية في الحالة الأولى  $0 \leq \alpha \leq 1$ ، حيث نلاحظ إزدياد تردد أخذ العينات sampling frequency مع الجبهة الصاعدة والهابطة لإشارة الحساس (معدل تغير كبير) وهذا واضح في معدل العينات sampling rate حيث تزداد كثافة

العينات مع الجهة الهابطة والصاعدة للإشارة بشكل متدرج مع زيادة معدل تغير الإشارة، أما في حال ثبات إشارة الحساس فإن تردد أخذ العينات ينخفض إلى قيمة صغرى وذلك بحسب قيمة  $\alpha$  والعلاقة(18).

الشكل(10): نتائج اختبار الخوارزمية في الحالة الأولى  $\alpha \leq 1$ 

في هذه الحالة تكون كثافة العينات أكبر لأن العلاقة (18) تسلك سلوك غير خطي ويكون تردد أخذ العينات أعظمي وعلى نطاق أضيق من الحالة الخطية في الشكل(9).

## 7- الاستنتاجات والتوصيات

اقترحت الدراسة السابقة خوارزمية لحساب تردد أخذ عينات متكيف مع تغيرات الإشارة المفاجئ، حيث تم تصميم الخوارزمية بناءً على المشتق الأول للإشارة.

بينت النتائج السابقة صلاحية الخوارزمية، فهي تعمل على زيادة تردد أخذ العينات  $f_s$  بشكل خطي مع ازدياد ميل إشارة الحساس في الحالة الأولى (عندما يكون التغير بطيء) بالتوازي مع إزدياد كثافة العينات أثناء التغير. الخوارزمية المقترحة بسيطة، وهي تساهم في تحسين أداء واستخدامية المعالج المضمن في النظام، إذ أن تخفيض تردد أخذ العينات  $f_s$  يقلل من استهلاك الطاقة. بالإضافة إلى تقليل مساحة الذاكرة المستخدمة

لحفظ عينات الإشارة غير الضرورية أثناء الحالة الدائمة، وتوفير المساحة لتخزين المزيد من العينات أثناء التغير المفاجئ للإشارة.

قدم هذا البحث خوارزمية تردد أخذ عينات متكيف بشكلها العام، مع ترك الباب مفتوحاً على تطوير هذه الخوارزمية وتوجيهها باتجاه تطبيقات محددة لها خصوصية من حيث الطبيعة والشروط المحيطة، سنعمل في الأبحاث القادمة على تطوير الخوارزمية لتغطي جميع شروط ومتطلبات أنظمة CPS نظراً لخصوصية الزمن فيها.

## المراجع

- [1] . E. A. Lee , S. A. Seshia; Introduction to Embedded Systems - A Cyber-Physical Systems Approach, Second Edition; MIT Press, 2017.
- [2] . A. Shrivastava, P. Derler, Y. L. Baboud, K. Stanton, M. Khayatian, H. A. Andrade, M. Weiss, J. Eidson, S. Chandhoke; Time in Cyber-Physical Systems, University of California, Berkeley, 2016.
- [3] . E. A. Lee , S. A. Edwards; Precision Timed (PRET) Computation in Cyber-Physical Systems; high confidence software platforms for Cyber-Physical Systems, 2007.
- [4] . P. Marwedel; Embedded Systems/ Foundations of Cyber-Physical Systems, and the Internet of Things, Springer, 2018.
- [5] . P. E. Allen, D. R. Holberg; CMOS Analog Circuit Design; Oxford, 2002.
- [6] . R. Rieger, J. T. Taylor; An Adaptive Sampling System for Sensor Nodes in Body Area Networks; IEEE, 2009.
- [7] . Q. Feng, J. Huang, S. Liang, L. Kang; A Pulse Repetition Rate Compressive Sampler for Radar Target Detection ;IEEE Sensors Letters, 2020.
- [8] . C. Wang; An Adaptive System for Robust Analog Signal Sample/Hold; IEEE, 2008.
- [9] . S. M. Qaisar, R. Yahiaoui, T. Gharbi; An Efficient Signal Acquisition with an Adaptive Rate A/D Conversion; IEEE, 2013.
- [10] . M. Mishali, Y. C. Eldar, J.A. Tropp; Efficient Sampling of Sparse Wideband Analog Signals; IEEE, 2008.

- [11] . M. Mishali, Y. C. Eldar; From Theory to Practice: Sub-Nyquist Sampling of Sparse Wideband Analog Signals; IEEE, 2010.
- [12] . M. Jaraczewski, R. Mielnik, T. Gebarowski, M. Sułowicz; Low-Frequency Signal Sampling Method Implemented in a PLC Controller Dedicated to Applications in the Monitoring of Selected Electrical Devices; Electronics, 2021.
- [13] . M. Koutsoubelias, A. Argyriou, S.Lalis; Scalable and Adaptive Polling Protocol for Concurrent Wireless Sensor Data Flows; IEEE, 2018.
- [14] . I. Homjakovs; Signal Activity-Dependent Analog-to-Digital Conversion; IEEE, 2014.
- [15] . R. Alexandru; P. L. Dragotti; Time-Based Sampling And Reconstruction Of Non-Bandlimited Signals; IEEE, ICASSP, 2019.
- [16] . A. Bhandari, F. Krahmer, R. Raskar; Unlimited Sampling Of Sparse Signals; IEEE, ICASSP, 2018.
- [17] . Y. Y. Liu, L. Feng; Stability Analysis and Stabilization for Sampled-data Systems Based on Adaptive Deadband-triggered Communication Scheme; IEEE, 2019.
- [18] . Y.Tadokoro, K. Noguchi, N. Kudoh; New Adaptive Frequency Estimation Methods Using Variable Sampling Processing; IEEE, 2000.
- [19] . X. Wang, Y. Wan; Adaptive Analog Signal Sampling Through Lagrange Interpolation; IEEE, 2017.
- [20] . M. Petkovski, S. Bogdanova, M. Bogdanov; An Example of Adaptive Sampling and Reconstruction of Signals: Application of Chaikin's Algorithm; IEEE, 2007.
- [21] . Q. Li, J. Gao, S. Guan, B. Zhang, Z. Leng; The Application of Maximum Differential Algorithm in Adaptive Ocean Sampling; IEEE, 2013.
- [22] . J. Czaczkowska, M. Kondratiuk, E. Pawluszewicz; Control System with Adaptive Nonuniform Sampling Switch Algorithms; IEEE, 2016.
- [23] . A. Fox, B.V.K. V. Kumar, F. Ba; Multi-source Variable-rate Sampled Signal Reconstructions in Vehicular CPS; IEEE, 2016.
- [24] . R. Pallas-Areny, J.G.Webster; Sensors And Signal Conditioning; WILEY, 2001.
- [25] . Claudius Ptolemaeus, Editor; System Design, Modeling, and Simulation using Ptolemy II; [Http://ptolemy.org/systems](http://ptolemy.org/systems); 2014.