

## تصحيح الأخطاء الطورية المحتملة في نظام الاتصالات والملاحة البحرية ذات التعديل DQPSK

الدكتورة هالة عبد الحليم محمودي\*

(تاريخ الإيداع 5 / 3 / 2014. قُبِلَ للنشر في 17 / 6 / 2014)

### □ ملخص □

تكمن أهمية البحث في وضع طريقة جديدة في مجال التردد الأساسي للمعالجة والتصحيح للأخطاء الطورية الناتجة عن تأثير قناة الاتصال البحرية في الإشارة الرقمية المرسله ووضع معيار لتقويم فعالية أداء الطريقة. ويتم ذلك بوضع نظام محاكاة حاسوبي لنظام الاتصال البحري الرقمي في مجال التردد الأساسي، إذ يعدّ التصحيح الطوري جزءاً من المستقبل. يوفر نظام المحاكاة عرضاً بيانياً لمخططات الإشارة المرسله والإشارة المستقبلية المتضمنة الأخطاء الطورية وكذلك الإشارة بعد تصحيح هذه الأخطاء وذلك من أجل بارامترات معينة لها، كما يمكن عرض هذه المخططات دون الضجيج الأبيض وبوجوده وذلك لتقدير تأثيره في التصحيح الطوري. كما تتضمن نتائج هذا البحث عرضاً جدولياً للنتائج الحسابية لمعيار جودة التصحيح الطوري من أجل قيم متعددة لبارامترات الأخطاء الطورية.

**الكلمات المفتاحية:** الاتصالات البحرية، الإبدال الرباعي التفاضلي لإزاحة الطور، الخطأ الطوري، تصحيح الطور، حلقة الإقفال الطوري.

\* مدرسة - قسم الهندسة البحرية - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة تشرين - اللاذقية - سورية.

## Correction of probable phase errors by the maritime navigation and communication system used DQPKS

Dr. Hala Abd Alhalim Mahmoudi\*

(Received 5 / 3 / 2014. Accepted 17 / 6 / 2014)

### □ ABSTRACT □

The research aims the development of a new base band method to process and correct the phase errors caused as the influence of the maritime channel on the received signal. An another aim by this research is to make criterion to evaluate the efficiency of the correction quality by using the new method. The aim will be realized as a computer based simulation for the digital maritime communication system in base band. The simulation of the phase correction is a part of the receiver. The simulation establishes graphical presentation of the transmitted signal and the distorted signal with phase errors. The signal after correcting the errors can also be graphical presented for deferent parameters of the phase errors. The effect of the white noise is included in the graphical presentation to estimate its influence on the phase correction. The results of this research include tablet presentation of the computed quality criterion of the phase correction for variety parameters of the phase errors.

**Keywords:** Maritime Communication, DQPSK ,Phase Error ,Phase correction, PLL

---

\* Assistant Professor, Department of maritime engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Tishreen University, Lattakia, Syria.

**مقدمة:**

تستخدم تجهيزات الاتصالات الملاحية البحرية اللاسلكية بمختلف مجالاتها الترددية بمثابة قناة اتصال طبقات الغلاف الجوي الأيونوسفيري (ionosphere) إذ يعد انتشار الأمواج عبرها في معظم الأحيان نمط انتشار سماوي (sky wave propagation) كما ذكر في [1],[2],[3],[4]. تعد قناة الاتصال هذه عشوائية (stochastic channel) لأنها تسبب تداخلات عشوائية في الإشارة المستقبلية بسبب التداخل متعدد المسار (multipath interference) كما تضيف إلى الإشارة المستقبلية ضجيجاً أبيضاً ذا توزيع غوسي (Additive White Gaussian Noise) [5]. وجميع هذه التأثيرات تظهر في شكل أخطاء طورية للإشارة المستقبلية (phase error) التي تنعكس في نهاية المطاف على صحة المعلومات المستقبلية. ولما كانت المعلومات البحرية المتبادلة في غاية الأهمية بسبب خصوصيتها كمعلومات استغاثة أو معلومات تحذيرات ملاحية مختلفة ومعلومات كوارث بحرية أو تعديلات الخطوط الملاحية البحرية وغيرها؛ فإنه من الضروري الدراسة والتحليل للأخطاء الطورية محتملة الحدوث، والبحث عن طرق تصحيحها بأعلى كفاءة ممكنة وبأبسط التقنيات؛ وهذا شكّل السبب الأساسي لهذا البحث.

**أهمية البحث وأهدافه:**

تكمن أهمية البحث في وضع طريقة جديدة في مجال التردد الأساسي لمعالجة وتصحيح الأخطاء الطورية الناتجة عن تأثير قناة الاتصال البحرية في الإشارة الرقمية المرسله ووضع معيار لتقويم فعالية الطريقة. ويهدف إلى وضع نظام محاكاة حاسوبي لنظام الاتصال البحري الرقمي في مجال التردد الأساسي، حيث يعدّ التصحيح الطوري جزءاً من المستقبل. يوفر نظام المحاكاة عرضاً بيانياً لمخططات الإشارة المرسله والإشارة المستقبلية ذات الأخطاء الطورية، وكذلك الإشارة بعد تصحيح هذه الأخطاء وذلك من أجل بارامترات معينة لها، كما يمكن عرض هذه المخططات دون الضجيج الأبيض وبوجوده مما يسهل الحكم على فعالية طريقة التصحيح. إضافة إلى ذلك تتضمن نتائج هذا البحث عرضاً جدولياً للنتائج الحسابية لمعيار جودة التصحيح من أجل قيم متعددة لبارامترات الأخطاء الطورية. إن ما يميز الطريقة الجديدة في هذا البحث أنها موضوعة في مجال التردد المنخفض إذ يكون تحقيقها العملي سهلاً نسبياً بينما الطرق الموجودة في المراجع موضوعة في مجال التردد العالي مما يفرض شروط تحقيق عملي صعب وعالي الدقة.

**طرائق البحث ومواده:**

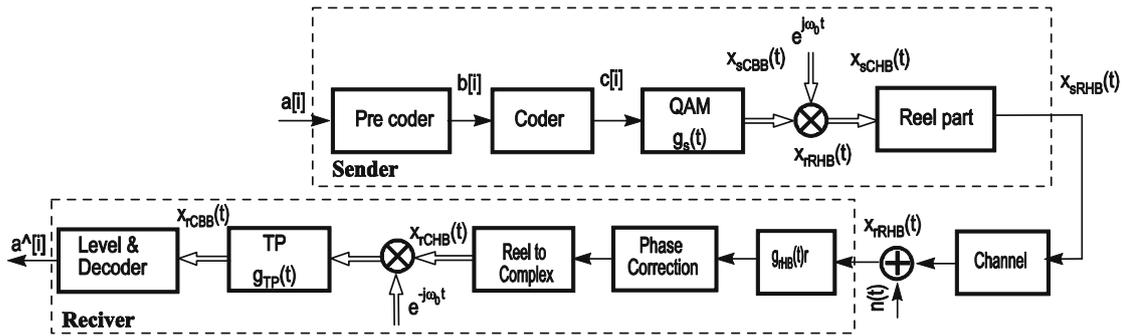
الخطوة الأولى لتنفيذ هذا البحث هي تعديل البنية العامة لمنظومة الاتصال البحري الرقمي المعروفة في مجال التردد العالي (high band or bandpass) إلى بنية عامة في مجال التردد المنخفض أو الأساسي (base band or lowpass) وذلك باستخدام الطرق الرياضية التي تضبط عملية النقل من مجال التردد العالي إلى مجال التردد المنخفض [4]. يراد هنا ببنية منظومة الاتصال في مجال التردد العالي منظومة الاتصال المتضمنة في المرسل مرحلة تحميل الإشارة المفيدة على الحامل ذي التردد العالي  $f_0$  والإجراءات التي تليها حتى بث الإشارة؛ والمتضمنة في المستقبل مرحلة استقبال الإشارة ذات التردد العالي وإجراءات تخفيض ترددها لبدء معالجتها بغية استخلاص الإشارة المفيدة منها كما في الشكل (1). ويقصد ببنية المنظومة في مجال التردد المنخفض في المرسل إجراءات بناء الإشارة المفيدة لتتضمن ترميزاً معيناً وخصائص طيفية بشكل يتلاءم مع قناة الاتصال المعنية وذلك قبل

مرحلة التعديل بالحامل والبث؛ ويقصد بها في المستقبل المعالجة بعد تخفيض تردد الإشارة المستقبلية لإزالة أثر الضجيج الأبيض وتصحيح التشوهات الناتجة عن قناة الاتصال المعنية وصولاً إلى كشف الإشارة المفيدة كما في الشكل (2). يمكن الإيجاز بأن دراسة منظومة الاتصال في مجال التردد المنخفض هي دراسة مراحل ما قبل البث وما بعد مرحلة الاستقبال الأولى مع الحفاظ على الخصائص الزمنية والطيفية للإشارة المفيدة، وعليه لا تدرس ضمن هذا المجال طرق البث اللاسلكي أو أنماط الانتشار. ولقد اختير مجال التردد المنخفض لإنجاز هذا البحث لأن التحقيق العملي للدارات الإلكترونية بشكل عام ينجز فيه بتقنيات أقل تعقيداً من تقنيات التحقيق العملي في مجال التردد العالي كما هو معروف. أما الخطوة الثانية فتركز على حصر أنواع الأخطاء الطورية محتملة الحدوث بسبب قناة الاتصال البحرية الرقمية والتعبير عنها ببارامترات قابلة للبرمجة الحاسوبية، حيث تُنتج هذه الأخطاء الطورية تشويهاً طورياً في الإشارة المستقبلية مقارنة بالإشارة المرسلة. رصدت بعض أنواع هذه الأخطاء الطورية في المؤسسة العامة للتأهيل والتدريب البحري (سورية-اللاذقية) كما استخدمت أنواع أخطاء من دراسات إحصائية للقناة البحرية اللاسلكية. ويتم في الخطوة الثالثة تطوير طريقة تصحيح الأخطاء الطورية في مجال التردد المنخفض. يعتمد تطوير هذه الطريقة على تحويل بعض الطرق المعروفة في مجال التردد العالي إلى مجال التردد المنخفض وفقاً للقواعد الرياضية التي تعالج هذا التحويل؛ ثم دمج طريقتين منهما وتطوير هذا الدمج للوصول إلى طريقة جديدة فعالة تحقق هدف البحث؛ ومن ثم وضع معيار لتقويم فعالية الطريقة الجديدة. تمثل الخطوة الرابعة تنفيذاً للمراحل السابقة من خلال محاكاة حاسوبية لجميع أجزاء منظومة الاتصال البحري الرقمي تضبط فيها بارامترات كل جزء من النظام وتعرض مخططات الإشارة على مدخله ومخرجه لتوفير مقارنة بيانية لمخططات الإشارة المستقبلية قبل تصحيح الأخطاء الطورية وبعده لتُقارن مع الإشارة المرسلة الأصلية وهذا يوفر عرضاً واضحاً يمكن من خلاله الحكم على فعالية تصحيح الأخطاء الطورية.

### 1 منظومة الاتصال البحري الرقمي:

#### 1.1 بنية منظومة الاتصال البحري الرقمي في مجال التردد العالي:

يبين الشكل (1) البنية العامة لمنظومة الاتصال البحري الرقمي في مجال التردد العالي.



الشكل 1: بنية منظومة الاتصال البحري في مجال التردد العالي

#### 1.1.1 المرسل:

في المرسل يتم ترميز نبضات المنبع الرقمي  $a[i]$  ترميزاً أولياً  $b[i]$  يليه ترميز متعدد القيم  $c[i]$  إذ تدخل هذه القيم المرمزة إلى مرشح تشكيل نبضة الإرسال  $g_s(t)$  الذي يحدد الخصائص الطيفية للإشارة المرسلة. ويُعدُّ تشكيل النبضة المرسلة الأساس في التعديل (Quadrature Amplitude Modulation) (QAM) كتعديل مطالي للمركبتين

المتعامدتين للحامل العقدي، حيث تعرف الإشارة على مخرج المعدل QAM بالإشارة المرسله العقدي في مجال التردد المنخفض  $x_{s_{CEB}}(t)$ . تتم عملية تحميل هذه الإشارة على الحامل ذي التردد الزاوي  $\omega_c$  أي عملية نقلها إلى مجال التردد العالي بضربها بالحامل العقدي  $e^{j\omega_c t}$  فتنتج الإشارة المرسله العقدي في مجال التردد العالي  $x_{s_{CHE}}(t)$  وعن طريق استخلاص القسم الحقيقي فقط من هذه الإشارة نحصل على الإشارة المرسله الحقيقية في مجال التردد العالي  $x_{r_{RHE}}(t)$ .

### 1.1.2 قناة الاتصال:

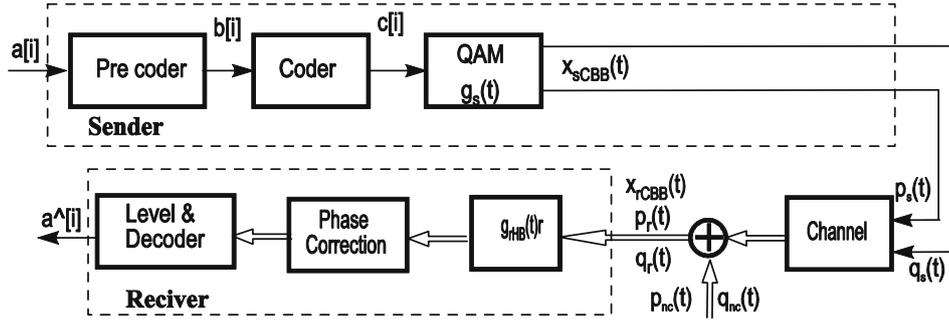
تشوه قناة الاتصال البحري الإشارة المرسله هو بفعل عدة مؤثرات منها: الضجيج الأبيض الذي يتراكب على مطال الإشارة المرسله والضجيج الطوري الذي يتراكب على طورها. لدراسة هذين المؤثرين يمكن اعتبار قناة الاتصال دون ذاكرة، أي لا تؤخذ بعين الاعتبار استطالة رموز الإشارة المرسله بسبب تأثير التداخل متعدد المسار [5]، الذي يفترض أنه خارج نطاق هذا البحث. نحصل في مخرج القناة على الإشارة المستقبله الحقيقية في مجال التردد العالي  $x_{r_{RHE}}(t)$  المحملة بالأخطاء الطورية (الضجيج الطوري) والضجيج الأبيض.

### 1.1.3 المستقبل:

المرحلة الأولى في المستقبل هي التخلص من الضجيج الأبيض بأفضل طريقة ويتم ذلك باستخدام مرشح استقبال مؤلف (matched filter) على شكل النبضة المرسله  $s_{r_{RE}}(t)$ . يلي ذلك مرحلة تصحيح الأخطاء الطورية (phase correction). على مخرج مرحلة تصحيح الأخطاء الطورية تتواجد الإشارة المستقبله الحقيقية في مجال التردد العالي  $x_{r_{RHE}}(t)$  بإضافة تحويل هيلبرت  $HT\{x_{r_{RHE}}(t)\}$  إليها نحصل على الإشارة المستقبله العقدي في مجال التردد العالي أي الإشارة التحليلية (analytic signal)  $x_{r_{CHE}}(t)$ . والمرحلة الثانية في المستقبل هي إعادة الإشارة إلى مجال التردد المنخفض وذلك بضرب الإشارة المستقبله العقدي في مجال التردد العالي  $x_{r_{CHE}}(t)$  بالحامل العقدي  $e^{-j\omega_c t}$  فنحصل على الإشارة المستقبله العقدي في مجال التردد المنخفض  $x_{r_{CEB}}(t)$  وتستخدم هذه الإشارة للكشف وفك الترميز ومن ثم الحصول على سلسلة النبضات الرقمية المكشوفة في المستقبل.

## 1.2 بنية منظومة الاتصال البحري الرقمي في مجال التردد المنخفض:

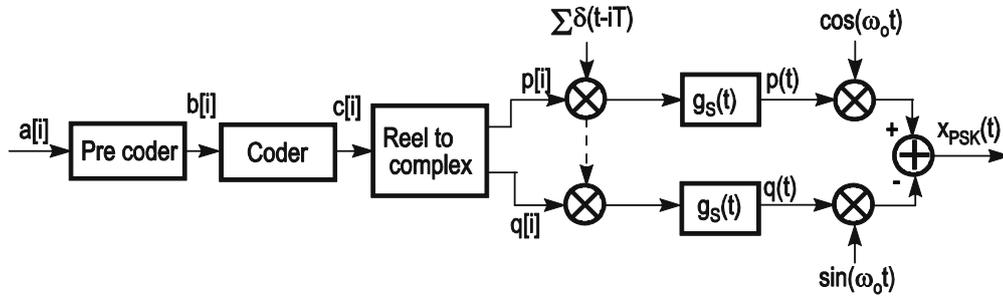
إن تحول بنية منظومة الاتصال البحري الرقمي من مجال التردد العالي إلى المنخفض يتم وفقاً للخطوات الآتية: يستغنى في المرسل عن عملية ضرب الإشارة  $x_{s_{CEB}}(t)$  بالحامل العقدي  $e^{j\omega_c t}$  وعن استخلاص القسم الحقيقي للحصول على الإشارة  $x_{s_{RHE}}(t)$ . ويقصد بذلك الاستغناء عن تحويل الإشارة من مجال التردد المنخفض إلى التردد العالي. وفي المستقبل يستغنى عن استخدام تحويل هيلبرت للإشارة  $x_{r_{RHE}}(t)$  للحصول على الإشارة  $x_{r_{CHE}}(t)$  وعن ضرب هذه الإشارة بالحامل العقدي  $e^{-j\omega_c t}$ . ويقصد بذلك الاستغناء عن إعادة الإشارة من مجال التردد العالي إلى التردد المنخفض. تستخدم فقط المركبتان المتعامدتان (القسم الحقيقي والقسم التخيلي) لكل من الإشارة المرسله العقدي  $p_s(t), q_s(t)$  والإشارة المستقبله العقدي  $p_r(t), q_r(t)$ . يستخدم نموذج مكافئ للقناة في مجال التردد المنخفض ويعبر عن الضجيج الأبيض بضجيج عقدي في مجال التردد المنخفض ذي مركبتين متعامدتين  $p_{ns}(t), q_{ns}(t)$ . بفرض أن مرشح الاستقبال  $s_{r_{RE}}(t)$  ذا خصائص طيفية متناظرة حول التردد المركزي فيمكن استبداله بمكافئه في مجال التردد المنخفض  $s_{r_{RE}}(t)$ . ويبين الشكل (2) البنية العامة لمنظومة الاتصال البحري الرقمي في مجال التردد المنخفض.



الشكل 2: بنية منظومة الاتصال البحري في مجال التردد المنخفض

### 1.3 الإشارة الرقمية المرسلية:

ضمن هذا البحث اختير التعديل بالإبدال الرباعي لإزاحة الطور (Quadratic Phase Shift Keying) لتوليد الإشارة المرسلية، وبسبب استخدام المرمز التفاضلي أو الفرقية (difference coder) تعرف الإشارة المعدلة بالمختصر (DQPSK). ويبين الشكل (3) بنية المرسل الرقمي لتوليد الإشارة DQPSK. تكون هذه الإشارة ذات مطال ثابت عند استخدام مرشح تشكيل نبضة مربعة (rect) وهذا يجعل طيف الإشارة عريضا. تستخدم عادة المرشحات ذات الحافة الملتفة (Kosinus Roll-off Filter) بعامل  $0 \leq r_f \leq 1$  لتشكيل نبضة تحقق شرط نايكويست الأول من أجل تضيق عرض حزمة الإشارة طيفيا مما يُدخل على الإشارة تعديلاً مطالياً، إذ إن الحصول على حزمة طيفية ضيقة يتم على حساب خسارة ثبات مطال الإشارة [5], [4]. يبين الجدول (1) نبضات المنبع الرقمي والاحتمالات الأربعة للمرمز التفاضلي ومسميات الترميز متعدد القيم والمركبتين المتعامدتين  $p_i, q_i$  الموافقتين لكل رمز وقيم الطور  $\varphi_i(t)$  المنسوبة إليه [4].



الشكل 3: بنية المرسل الرقمي لتوليد إشارة DQPSK

الجدول 1: القيم الطورية للإشارة DQPSK من أجل الثابت  $\lambda = \frac{\pi}{4}$

الطور المقابل للرمز	مسميات الرموز	نبضات المرمز التفاضلي	نبضات المنبع الرقمي
$\varphi_i(t) ; i=0,1,2,3$	$q_i \in \{-1,1\} p_i \in \{-1,1\}$	$c_i$	$a_i \in \{-1,1\}$
$+\pi/4$	+1 +1	-3	-1
$+3\pi/4$	-1 +1	-1	+1
$-\pi/4$	+1 -1	+3	+1
$-3\pi/4$	-1 -1	+1	-1

بفرض  $s$  عدد الخانات التي تشكل رمزا،  $T_{bit}$  زمن نبضة المنبع الرقمي،  $T$  زمن الرمز الواحد،  $M$  عدد الرموز فإن المعطيات المنخفضة للإشارة DQPSK هي:  $T = sT_{bit} = 2 T_{bit}$ ,  $M = s^2 = 4$ . وفقا للشكل (3) تنشأ الإشارة المرسله العقدية في مجال التردد المنخفض وفقا للمعادلات الآتية [5]:

$$\varphi_i = \frac{\pi}{2}i + \lambda; \lambda = \frac{\pi}{4} \text{ or } 0; i = 0,1,2,3 \quad \varphi_i|_{\lambda=\frac{\pi}{4}} \in \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{-3\pi}{4}, \frac{-\pi}{4} \right\} \equiv c_i \in \{-3, -1, 1, 3\} \quad (1)$$

$$x_{sCBB}(t) = [(p_i + jq_i)] \sum_{i=-\infty}^{i=\infty} \delta(t - iT) * g_s(t) \quad (2)$$

$$x_{sCBB}(t) = \sum_{i=-\infty}^{i=\infty} p_i \delta(t - iT) + j \sum_{i=-\infty}^{i=\infty} q_i \delta(t - iT) \quad (3)$$

$$x_{sCBB}(t) = \cos\varphi_s(t) + j\sin\varphi_s(t) = p_s(t) + jq_s(t) = e^{j\varphi_s(t)} \quad (4)$$

تُحمل هذه الإشارة على الحامل أي تُنقل إلى مجال التردد العالي بضربها بالحامل العقدي فنحصل على الإشارة المرسله العقدية في مجال التردد العالي وفقا للمعادلات الآتية:

$$x_{sCHB}(t) = [p_s(t) + jq_s(t)][\cos\omega_0 t + j\sin\omega_0 t] \quad (5)$$

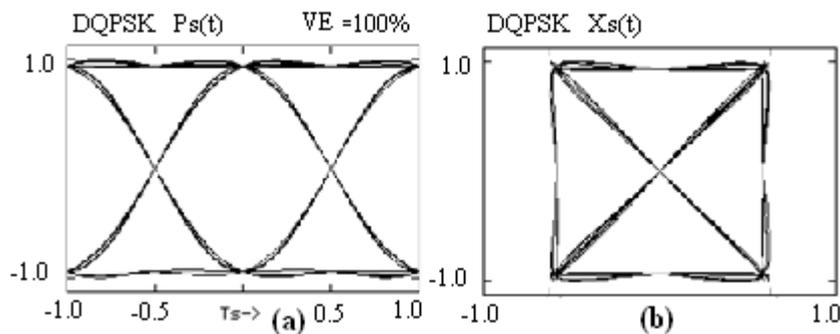
$$= [\cos\varphi_s(t) + j\sin\varphi_s(t)][\cos\omega_0 t + j\sin\omega_0 t] \quad (6)$$

$$= \cos\varphi_s(t)\cos\omega_0 t - \sin\varphi_s(t)\sin\omega_0 t + j[\cos\varphi_s(t)\sin\omega_0 t + \sin\varphi_s(t)\cos\omega_0 t] \quad (7)$$

$$x_{sCHB}(t) = \text{Re}\{x_{sHB}(t)\} + j\text{Im}\{x_{sHB}(t)\} \quad (8)$$

$$x_{sRHB}(t) = \text{Re}\{x_{sCHB}(t)\} = \cos[\omega_0 t + \varphi_s(t)] = \cos\varphi_s(t)\cos\omega_0 t - \sin\varphi_s(t)\sin\omega_0 t \quad (9)$$

تمثل المعادلة (9) القسم الحقيقي للإشارة المرسله الحقيقية. ويمثل  $\varphi_s(t)$  طور الإشارة المرسله المفيد وفقا للجدول (1)، و  $[p_s(t), jq_s(t)]$  المركبتين المتعامدتين للإشارة المرسله العقدية في مجال التردد المنخفض، و  $g_s(t)$  تابع النقل لمرشح تشكيل النبضة. ويبين الشكل (4) مخطط الإشارة المرسله DQPSK (المخطط الطوري ومخطط العين).



الشكل 4: مخطط العين (a) المخطط الطوري (b) للإشارة DQPSK من أجل الثابت  $\lambda = \frac{\pi}{4}$

## 2 الأخطاء الطورية المحتملة في قناة الاتصال البحري الرقمية:

إضافة إلى الضجيج الأبيض الذي يترافق على الإشارة المرسلية نتيجة انتقالها عبر قناة الاتصال البحرية، تحدث أيضاً تشوهات في طور الإشارة المرسلية المعدلة تعديلاً طورياً رقمياً. فتظهر هذه التشوهات الطورية نتيجة لتراكب طور ضجيجي  $\varphi_n(k)$  على طور الإشارة المرسلية المفيدة  $\varphi_s(k)$  فيكون طور الإشارة المستقبلية  $\varphi_r(k)$  حاصل جمع هذين الطورين كالآتي:  $\varphi_r(k) = \varphi_s(k) + \varphi_n(k)$ . تعرف مركبة الطور الضجيجي بالخطأ الطوري ومن أنواع الأخطاء الطورية المعروفة للقناة البحرية الرقمية:

**القفزة الطورية  $\varphi_n(k) = \Delta\theta$** : وهي تمثل خطأ طورياً ذا قيمة ثابتة  $\Delta\theta$  ويسبب انزياحاً (دوراناً) للمخطط الطوري للإشارة المرسلية وتقاطعات في فتحة العين كما في الشكل (12a,b).

**الانزياح الترددي  $\varphi_n(k) = k\Delta\theta = 2\pi k\Delta f T$** : وهو يمثل الخطأ الطوري الناتج عن وجود انزياح ترددي ثابت قدره  $\Delta f$  عن تردد الإشارة المفيدة ويسبب دوراناً للمخطط الطوري مع وجود انحرافات فيه كما يسبب شبه انغلاق في فتحة العين كما في الشكل (13a,b).

**التذبذب الطوري  $\varphi_n(k) = \Delta\theta \cos(2\pi k f_j T)$** : ينتج هذا الخطأ الطوري عندما يكون الطور الضجيجي متذبذباً بشكل تحيبي بتردد  $f_j$  المسمى تردد الذبذبة الطورية ويسبب دوراناً للمخطط الطوري مع وجود انحرافات فيه، كما يسبب شبه انغلاق في فتحة العين كما في الشكل (14a,b).

**الخطأ الطوري العشوائي  $\varphi_n(k) = \Delta\theta n(k)$** : يحدث هذا الخطأ الطوري عندما يتراكب على الطور الضجيجي مركبة عشوائية  $n(k)$ . تمثل هذه المركبة العشوائية إشارة غوسية محدودة الحزمة من خلال مرشح تمرير حزمة. يسبب الخطأ الطوري العشوائي دوراناً للمخطط الطوري مع وجود انحرافات فيه كما يسبب انغلاقاً تاماً في فتحة العين كما في الشكل (15a,b).

## 3 طرق تصحيح الأخطاء الطورية في مجال التردد العالي:

إن الهدف الرئيس لهذا البحث هو تطوير طريقة جديدة رقمية لتصحيح الأخطاء الطورية تعمل في مجال التردد المنخفض. والطرق المذكورة في المراجع تشابهية وتعمل في مجال التردد العالي نذكر منها: طريقة الترشيح، وطريقة الإقفال الطوري وحلقة كوستاس (Costas Loop) [1],[5] كما ذكرت طريقة واحدة تعمل في مجال التردد المنخفض هي طريقة رقمية تعتمد مبدأ الكشف مع تغذية راجعة [4],[6]. وضعت الطريقة الجديدة الرقمية التي تعمل في مجال التردد المنخفض لتتناسب الإشارة DQPSK في هذا البحث وفقاً للتسلسل التالي: الانطلاق من طريقة الإقفال الطوري التشابهية في مجال التردد العالي إلى طريقة رقمية DPLL في مجال التردد العالي. ثم تحويل طريقة الإقفال الطوري الرقمية من مجال التردد العالي إلى مجال التردد المنخفض. والاستفادة بعد ذلك من أساسيات طريقة الترشيح لتدمج مع طريقة الإقفال الطوري الرقمية في مجال التردد المنخفض للحصول على الطريقة الجديدة.

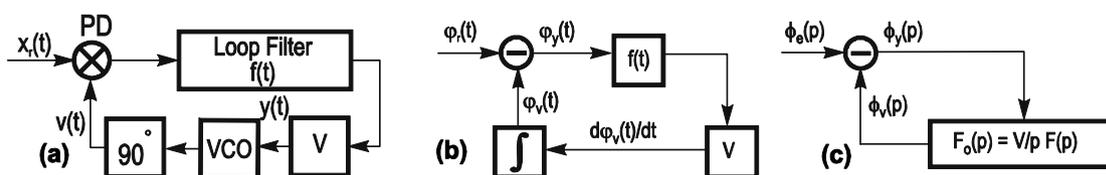
### 3.1 حلقة الإقفال الطوري التشابهية في مجال التردد العالي:

تعد هذه الحلقة جزءاً من المستقبل وتتكون من مميز طوري (Phase Discriminator) ومرشح تمرير منخفض (Low Pass filter) ومذبذب محكوم بالجهد (Voltage Controlled Oscillator) (VCO) وللحلقة عامل تضخيم نرمز له بـ  $V$  كما في الشكل (5a). يضبط المذبذب VCO عادة على التردد الحامل ويولد إشارة مرجعية تحيبيية بإزاحتها بمقدار  $90^\circ$  نحصل على الإشارة  $v(t) = \sin[\omega_c t + \varphi_v(t)]$ . على مدخل المميز الطوري توجد إلى جانب الإشارة المرجعية الإشارة المستقبلية:

$$x_r(t) = \cos[\omega_0 t + \varphi_r(t)] = \cos[\omega_0 t + \varphi_s(t) + \varphi_n(t)] \quad (10)$$

ويمثل  $\varphi_r(t)$  طور الإشارة المستقبلية و  $\varphi_s(t)$  طور الإشارة المفيدة و  $\varphi_n(t)$  طور الضجيج و  $\varphi_v(t)$  طور الإشارة المرجعية. فنتنتج على مخرج المميز الطوري الإشارة وفقاً للمعادلة (11):

$$\begin{aligned} x_r(t)v(t) &= \cos[\omega_0 t + \varphi_r(t)] \sin[\omega_0 t + \varphi_v(t)] \\ &= \sin[\varphi_r(t) - \varphi_v(t)] + \sin[2\omega_0 t + \varphi_r(t) - \varphi_v(t)] \end{aligned} \quad (11)$$



الشكل 5: حلقة الإقفال الطوري التشابهية في مجال التردد العالي

يمر مرشح الحلقة المركبة الأولى فقط فنحصل عند مخرج المرشح على التكامل بالطي التالي:

$$y(t) = V \sin[\varphi_r(t) - \varphi_v(t)] * f(t) = V \sin \varphi_y(t) * f(t) \quad (12)$$

يعبر  $f(t)$  عن تابع النقل لمرشح التمرير المنخفض و  $\varphi_y(t)$  عن طور إشارة خرج مرشح التمرير المنخفض. في معظم حالات التشغيل تكون الزاوية صغيرة مما يسمح باستنتاج نموذج خطي للحلقة:

$$\sin \varphi_y(t) \approx \varphi_y(t) \Rightarrow y(t) \approx V \varphi_y(t) * f(t) \quad (13)$$

عند وجود انزياح ترددي بين تردد الحامل وتردد الإشارة المرجعية  $\Delta\omega = \omega_v - \omega_0$  وباعتبار التردد مشتق الطور يمكن أن نكتب كما يوضح الشكل (5b):

$$\omega_v = \omega_0 + \Delta\omega = \omega_0 + \frac{d\varphi_v(t)}{dt} = \omega_0 + y(t) = \omega_0 + V \varphi_y(t) * f(t) \quad (14)$$

إذاً تحت شرط الخطية تصبح معادلات النظام وتوابع النقل باعتبار  $G_v(p)$  تابع النقل للطور و  $G_y(p)$  تابع

النقل للطور الضجيجي كما يلي:

$$\varphi_y(t) = \varphi_r(t) - \varphi_v(t) \Rightarrow \Phi_y(p) = \Phi_r(p) - \Phi_v(p) \Rightarrow G_y(p) = \frac{\Phi_y(p)}{\Phi_r(p)} = \frac{1}{1 + F_o(p)} \quad (15)$$

$$\frac{d\varphi_v(t)}{dt} = V \varphi_y(t) * f(t) \Rightarrow p \Phi_v(p) = V \Phi_y(p) F(p) \Rightarrow G_v(p) = \frac{\Phi_v(p)}{\Phi_r(p)} = \frac{F_o(p)}{1 + F_o(p)} \quad (16)$$

وفقاً للشكل (5c) وباعتبار  $F(p)$  تابع النقل لمرشح الحلقة فسيكون تابع النقل للحلقة المفتوحة  $F_o(p)$  الذي

تحدد مرتبته مرتبة (analog PLL) في مجال التردد العالي كما يلي:

$$F_o(p) = \frac{\Phi_v(p)}{\Phi_y(p)} = \frac{V}{p} F(p) \quad (17)$$

$$F(p) = 1, \quad F_o(p) = \frac{V}{p} \Rightarrow \text{analog PLL first order} \quad (18)$$

$$F(p) \text{ first order}, \quad F_o(p) = \frac{V}{p} F(p) \Rightarrow \text{analog PLL second order} \quad (19)$$

يمكن استخدام التابع  $G_y(p)$  لحساب قيمة الخطأ المتبقي  $\varphi_y$  عند وجود انزياح ترددي  $\Delta\omega$  الذي يوافق طوراً

في شكل تابع متصاعد (ramp) كما يلي:

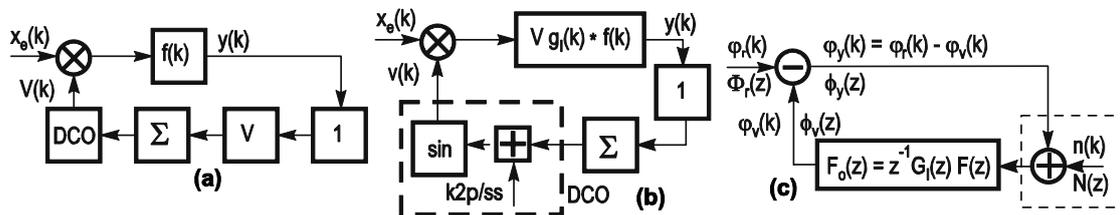
$$\varphi_r(t) = \Delta\omega t \Leftrightarrow \Phi_r(p) = \frac{\Delta\omega}{p^2} \quad (20)$$

وذلك وفقا لنظرية النهاية لتابع لابلاس الموضحة في المعادلة التالية:

$$\varphi_y = \lim_{t \rightarrow \infty} \varphi_y(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \Phi_y(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p G_y(p) \Phi_r(p) \quad (21)$$

### 3.2 حلقة الإقفال الطوري الرقمية في مجال التردد العالي:

لتحويل حلقة الإقفال الطوري التشابهية في مجال التردد العالي إلى حلقة رقمية (DPLL) في مجال التردد العالي افترض أن الإشارات متقطعة واستخدم تحويل Z بدلا من تحويل لابلاس واستبدل المكامل بجامع، واستبدل التفاضل بالمشقق، و أدخل على الحلقة تأخير زمني وأصبح VCO مذبذباً محكوما رقمياً (Digital controlled Oscillator) (DCO). وعليه تصبح بنية الحلقة DPLL كما في الشكل (6).



الشكل 6: حلقة الإقفال الطوري الرقمية في مجال التردد العالي

بفرض  $T_0$  دور الحامل و  $S_s$  عدد العينات خلال دور واحد و  $k$  رقم العينة فيمكن بشكل مشابه للحلقة

التشابهية استنتاج المعادلات التالية من أجل توابع النقل للمكامل  $G_i(z)$  و  $\varphi_i(k)$ :

$$\frac{t}{T_0} = \frac{k}{S_s} \Rightarrow \omega_0 t = \frac{2\pi}{T_0} t = \frac{2\pi}{S_s} k \quad (22)$$

$$x_r(k) = \cos \left[ \frac{2\pi}{T_0} k + \varphi_r(k) \right] , \quad v_r(k) = \sin \left[ \frac{2\pi}{T_0} k + \varphi_v(k) \right] \quad (23)$$

$$y(k) = V \sin [\varphi_r(k) - \varphi_v(k)] * f(k) = V \sin \varphi_y(k) * f(k) \quad (24)$$

$$\sin \varphi_y(k) \approx \varphi_y(k) \Rightarrow y(k) \approx V \sin \varphi_y(k) * f(k) \quad (25)$$

$$F_o(z) = \frac{\Phi_v(z)}{\Phi_y(z)} = z^{-1} G_l(z) F(z) \quad (26)$$

$$\varphi_y(k) = \varphi_r(k) - \varphi_v(k) \Rightarrow \Phi_y(z) = \Phi_r(z) - \Phi_v(z) \Rightarrow G_y(z) = \frac{\Phi_y(z)}{\Phi_r(z)} = \frac{1}{1 + F_o(z)} \quad (27)$$

$$\varphi_v(k) = \varphi_y(k) * f_0(k) \Rightarrow \Phi_v(z) = \Phi_y(z) F_o(z) \Rightarrow G_v(z) = \frac{\Phi_v(z)}{\Phi_y(z)} = \frac{F_o(z)}{1 + F_o(z)} \quad (28)$$

$$F(z) = 1 , \quad F_o(z) = G_l(z) \Rightarrow \text{digital PLL first order} \quad (29)$$

$$F(z) \text{ first order} , \quad F_o(z) = z^{-1} G_l(z) F(z) \Rightarrow \text{digital PLL second order} \quad (30)$$

$$F(z) \text{ second order} , \quad F_o(z) = z^{-1} G_l(z) F(z) \Rightarrow \text{digital PLL third order} \quad (31)$$

$$\varphi_y = \lim_{k \rightarrow \infty} \varphi_y(k) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) \Phi_y(z) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) G_y(z) \Phi_r(z) \quad (32)$$

تبين نتيجة الحساب وجود خطأ متبقي من أجل مرشح حلقة DPLL من المرتبتين الأولى والثانية أما في حالة المرتبة الثالثة فيزول الخطأ المتبقي وتصبح قيمته صفراً.

$$\varphi_r(k) = \Delta\omega \Rightarrow \vartheta_r(z) = \frac{z\Delta\omega}{(z-1)^2} \Rightarrow \text{DPLL third order: } \varphi_y|_{\varphi_r(k)=\Delta\omega} = 0 \quad (33)$$

لدراسة تأثير الضجيج في الحلقة DPLL افترضنا وجود ضجيج غوسي محدود الحزمة  $x_n(k)$ :

$$x_n(k) = a_n(k)\cos[\omega_0 k + \varphi_n(k)] \quad (34)$$

فنحصل عند مخرج الضارب على الجداء التالي:  $[x_r(k)+x_n(k)]v(k)$  وعلى مخرج المرشح نحصل من هذا الجداء فقط على القسم ذي التردد المنخفض:

$$y(k) = \frac{1}{2}\{\sin[\varphi_r(k) - \varphi_v(k)] + a_n(k)\sin[\varphi_n(k) - \varphi_v(k)]\} \quad (35)$$

$$n(k) = a_n(k)\sin[\varphi_n(k) - \varphi_v(k)] \Rightarrow y(k) = \frac{1}{2}[\sin\varphi_y(k) + n(k)] \quad (36)$$

تحت شرط الخطية استنتجت معادلات النظام التالية إذ يمثل  $N(z)$  تحويل Z لإشارة الضجيج  $n(k)$  و

$G_n(z)$  تابع النقل للضجيج أي أن الضجيج يعالج أيضا من قبل مرشح الحلقة DPLL كما يبين الشكل (6c):

$$\sin\varphi_y(k) \approx \varphi_y(k) \Rightarrow y(k) \approx \sin\varphi_y(k) + n(k)$$

(37)

$$\vartheta_y(z) = \vartheta_r(z) - \vartheta_v(z) \quad , \quad \vartheta_v(z) = [\vartheta_y(z) + N(z)]F_0(z) \quad (38)$$

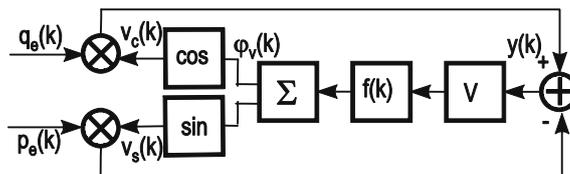
$$G_n(z) = \frac{\vartheta_y(z)}{N(z)} \Big|_{\vartheta_r(z)=0} = \frac{-F_0(z)}{1 + F_0(z)} = -G_v(z) \quad (39)$$

### 3.3 حلقة الإقفال الطوري الرقمية في مجال التردد المنخفض:

للحصول على حلقة الإقفال الطوري الرقمية في مجال التردد المنخفض جُعلت قيمة التردد  $\omega_0 = 0$  في حلقة

الإقفال الطوري الرقمية في مجال التردد العالي؛ وهذا يقتضي التعامل مع بنية عقدية للحلقة، واستخدمنا المركبتين

المتعامدتين كما في الشكل (7) وحصلنا على الإشارة  $y(k)$  وفقا للمعادلات التالية:



الشكل 7: بنية حلقة الإقفال الطوري الرقمية في مجال التردد المنخفض

$$x_{r_{CBB}}(k) = p_r(k) + jq_r(k) = \cos\varphi_r(k) + j\sin\varphi_r(k) \quad (40)$$

$$v_{CBB}(k) = v_c(k) + jv_s(k) = \cos\varphi_v(k) + j\sin\varphi_v(k) \quad (41)$$

$$y(k) = q_r(k)v_c(k) - p_r(k)v_s(k) = \sin\varphi_r(k)\cos\varphi_v(k) - \cos\varphi_r(k)\sin\varphi_v(k) \quad (42)$$

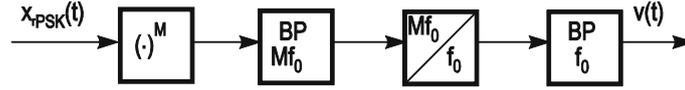
$$y(k) = \sin[\varphi_r(k) - \varphi_v(k)] = \sin\varphi_y(k) \quad (43)$$

وبشكل مشابه للفقرة 3.2 استنتجت المعادلات التالية وتبقى البنية الخطية وفقا للشكل (6c) صالحة لهذه الحلقة.

$$\omega_v = \frac{d\varphi_v(t)}{dt} = V\varphi_v(t) * f(t) \equiv \sin\varphi_v(k) \approx \varphi_v(k) \Rightarrow \omega_v \approx V\varphi_v(k) * f(k) \quad (44)$$

### 3.4 طريقة الترشيح في مجال التردد العالي:

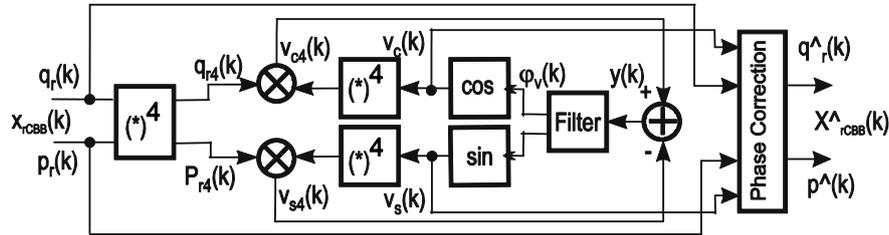
تستخدم طريقة الترشيح عادة مع إشارات PSK متعددة المستويات للحصول على مركبة طيفية تمثل التردد الحامل عن طريق إيجاد الأس  $M$  للإشارة ثم ترشيح المركبة  $Mf_0$  وتقسيم التردد على عدد المستويات  $M$  للحصول على الإشارة ذات التردد  $f_0$  كما يوضح الشكل (8).



الشكل 8: طريقة الترشيح للإشارة DQPSK

### 3.5 الطريقة المطورة Filter-PLL للتصحيح الطوري في مجال التردد المنخفض:

تعتمد الطريقة المطورة في هذا البحث من أجل الإشارة DQPSK على الدمج بين حلقة الإقفال الطوري الرقمية في مجال التردد المنخفض كما هي معروضة في الفقرة 6.3 مع جزء من طريقة الترشيح كما ذكر في الفقرة 6.4 لذلك أطلقنا عليها طريقة Filter-PLL للتصحيح الطوري في مجال التردد المنخفض التي تتضمن مرحلة تمهيدية للحصول على الأس الرابع للإشارة المستقبلية تليها الحلقة DPLL التي ترفع فيها إشارة المذبذب للأس الرابع، ثم مرحلة التصحيح الطوري للحصول على الإشارة المصححة كما في الشكل (9).



الشكل 9: بنية طريقة Filter-PLL للتصحيح الطوري في مجال التردد المنخفض

نحصل على المعادلة ذات الأس الرابع للإشارة المستقبلية من تربيعها مرتين متتالين كما يلي:

$$[x_{r_{CBB}}(k)]^4 = [p_r(k) + jq_r(k)]^4 = \cos 4\varphi_r(k) + j\sin 4\varphi_r(k) \quad (45)$$

داخل الحلقة DPLL يجب إيجاد الأس الرابع أيضاً للإشارة المرجعية فتنتج إشارة التحكم  $y(k)$ :

$$[v_{CBB}(k)]^4 = [v_c(k) + jv_s(k)]^4 = \cos 4\varphi_v(k) + j\sin 4\varphi_v(k) \quad (46)$$

$$y(k) = q_{r4}(k)v_{c4}(k) - p_{r4}(k)v_{s4}(k) \quad (47)$$

$$y(k) = \sin 4\varphi_r(k)\cos 4\varphi_v(k) - \cos 4\varphi_r(k)\sin 4\varphi_v(k) \quad (48)$$

$$y(k) = \sin[4\varphi_{r4}(k) - 4\varphi_{v4}(k)] = \sin 4\varphi_y(k) \quad (49)$$

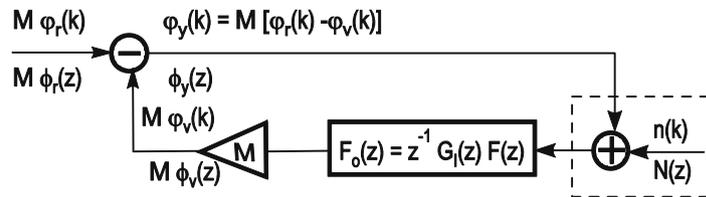
تستخدم إشارة المذبذب ذات المركبتين المتعامدتين  $v_c(k), v_s(k)$  للتصحيح الطوري فنحصل على الإشارة المصححة طورياً عندما يصبح  $\varphi_r(k) = \varphi_v(k)$  إذ تنتج المركبتان المتعامدتان  $\hat{p}_r(k), \hat{q}_r(k)$  والإشارة المستقبلية في مجال التردد المنخفض  $\hat{x}_{r_{CBB}}(k)$  بعد التصحيح وفقاً للتالي:

$$\hat{\beta}_r(k) = p_r(k)v_c(k) - q_r(k)v_s(k) = \cos[\varphi_r(k) - \varphi_v(k)] = \cos\varphi_s(k) \quad (50)$$

$$\hat{q}_r(k) = q_r(k)v_c(k) - p_r(k)v_s(k) = \sin[\varphi_r(k) - \varphi_v(k)] = \sin\varphi_s(k) \quad (51)$$

$$\hat{x}_{r_{\text{CEB}}}(k) = \hat{\beta}_r(k) + j\hat{q}_r(k) = \cos\varphi_s(k) + j\sin\varphi_s(k) \equiv x_{s_{\text{CEB}}}(k) \quad (52)$$

تحت شرط الخطية نحصل على البنية الخطية للطريقة المطورة كما في الشكل (10) وتستنتج معادلات النظام:



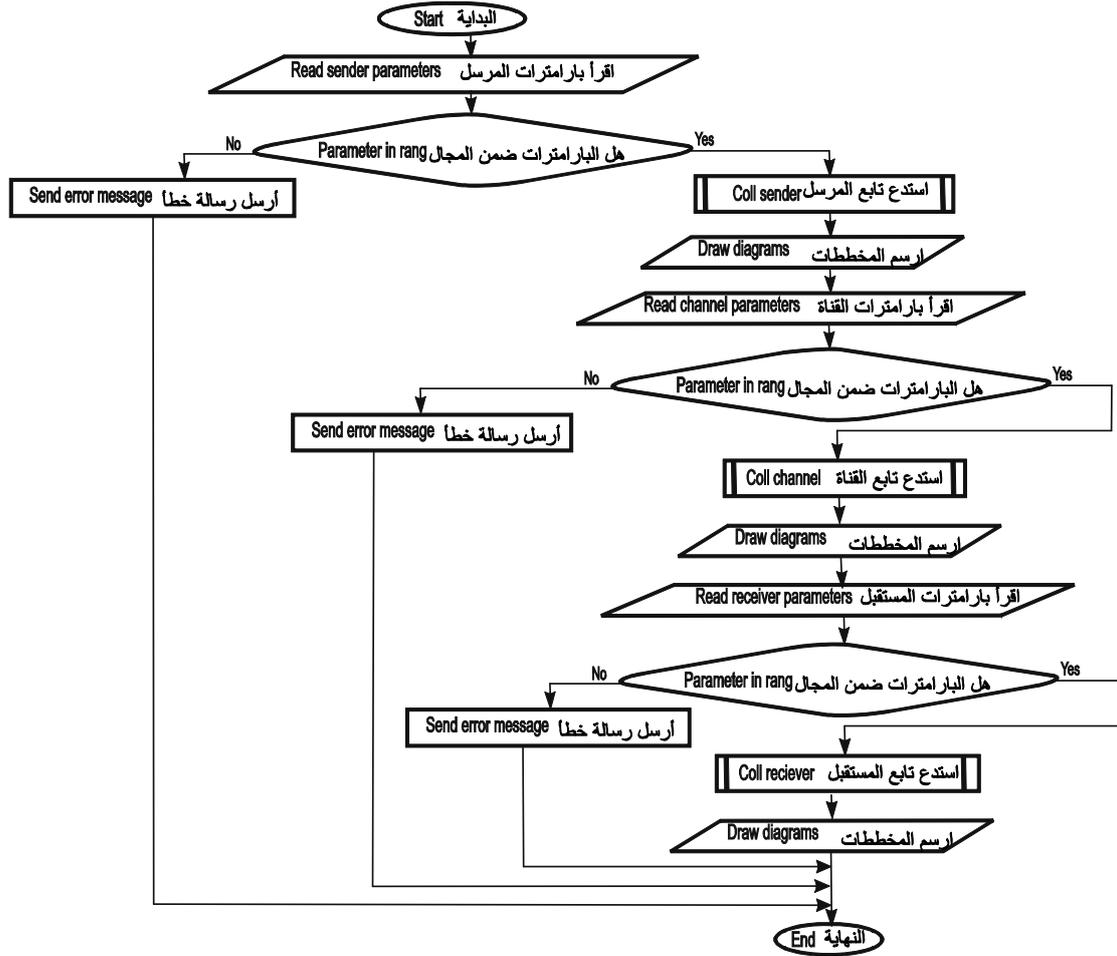
الشكل 10: البنية الخطية لطريقة Filter-PLL لتصحيح الطوري في مجال التردد المنخفض

$$\Theta_y(z) = \Theta_r(z) - \Theta_v(z) \Rightarrow G_y(z) = \frac{\Theta_y(z)}{M\Theta_r(z)} = \frac{1}{1 + MF_0(z)} \quad (53)$$

$$\Theta_v(z) = \Theta_y(z)F_0(z) \Rightarrow G_v(z) = \frac{\Theta_v(z)}{M\Theta_r(z)} = \frac{F_0(z)}{1 + MF_0(z)} \quad (54)$$

### النتائج والمناقشة:

لاختبار طريقة Filter-PLL في تصحيح الأخطاء الطورية الناتجة عن قناة الاتصال البحرية الرقمية تم وضع نظام محاكاة حاسوبي باستخدام MATLAB يعمل وفقاً للخوارزمية العامة المبينة في الشكل (11). فتسمح المحاكاة بعرض بياني لمخططات الإشارة المرسلية والإشارة المستقبلية المشوهة بالأخطاء الطورية والضجيج الأبيض ثم الإشارة المصححة طورياً على مخرج المستقبل. بمثابة معيار لفعالية التصحيح نعرف النسبة المئوية لفتحة العين العامودية VE بأنها النسبة المئوية لأصغر قيمة للإشارة المصححة إلى أكبر قيمة للإشارة المصححة كما في المعادلة التالية:  $VE = \frac{\text{Min}\{f(k)\}}{\text{Max}\{f(k)\}}$  وقد اتخذت معياراً لبيان جودة التصحيح الطوري.



الشكل 11: الخوارزمية العامة لنظام المحاكاة الحاسوبي لمنظومة الاتصال البحري الرقمي

## تصحيح خطأ القفزة الطورية:

يبين الشكل (12c,d) مخططات الإشارة المستقبلية المصححة طورياً ويلاحظ بوضوح بالمقارنة مع مخططات الإشارة المستقبلية قبل التصحيح الطوري وفقاً للشكل (12a,b) أن طريقة التصحيح Filter-PLL قد تمكنت من إزالة انزياح المخطط الطوري وكذلك التقاطعات في فتحة العين لتصل VE إلى القيمة 99.9%. بمقارنة الشكل (12c,d) مع الشكل (4a,b) نلاحظ التطابق بين مخططات الإشارة المصححة مع مخططات الإشارة المرسل؛ وهذا يشير إلى الفعالية العالية لتصحيح خطأ القفزة الطورية.

## تصحيح خطأ الانزياح الترددي:

يبين الشكل (13c,d) مخططات الإشارة المستقبلية المصححة طورياً ويلاحظ بوضوح بالمقارنة مع مخططات الإشارة المستقبلية قبل التصحيح الطوري وفقاً للشكل (13a,b) أن طريقة التصحيح Filter-PLL قد تمكنت من إزالة دوران وانحرافات المخطط الطوري والانغلاق في فتحة العين لتصبح VE 76.36%. بمقارنة الشكل (13c,d) مع الشكل (4a,b) نلاحظ شبه التطابق بين مخططات الإشارة المصححة مع مخططات الإشارة المرسل، وهذا يشير إلى الفعالية العالية لتصحيح خطأ الانزياح الترددي.

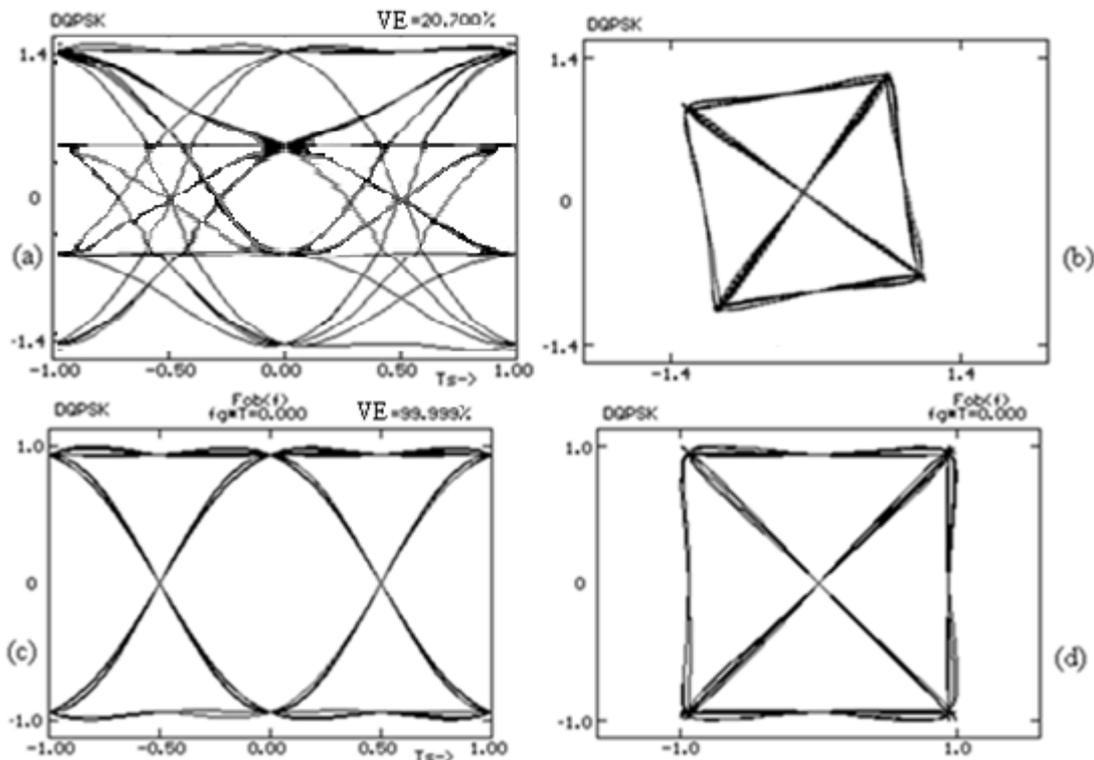
**تصحيح خطأ التذبذب الطوري:**

يبين الشكل (14c,d) مخططات الإشارة المستقبلية المصححة طورياً ويلاحظ بالمقارنة مع مخططات الإشارة المستقبلية قبل التصحيح الطوري وفقاً للشكل (14a,b) أن طريقة التصحيح Filter-PLL قد تمكنت من إزالة دوران وانحرافات المخطط الطوري والانغلاق الشديد في فتحة العين لتصبح VE 73.483%. بمقارنة الشكل (14c,d) مع الشكل (4a,b) نلاحظ تطابقاً واضحاً بين مخططات الإشارتين المصححة والمرسلة، وهذا يشير إلى فعالية عالية في تصحيح خطأ التذبذب الطوري.

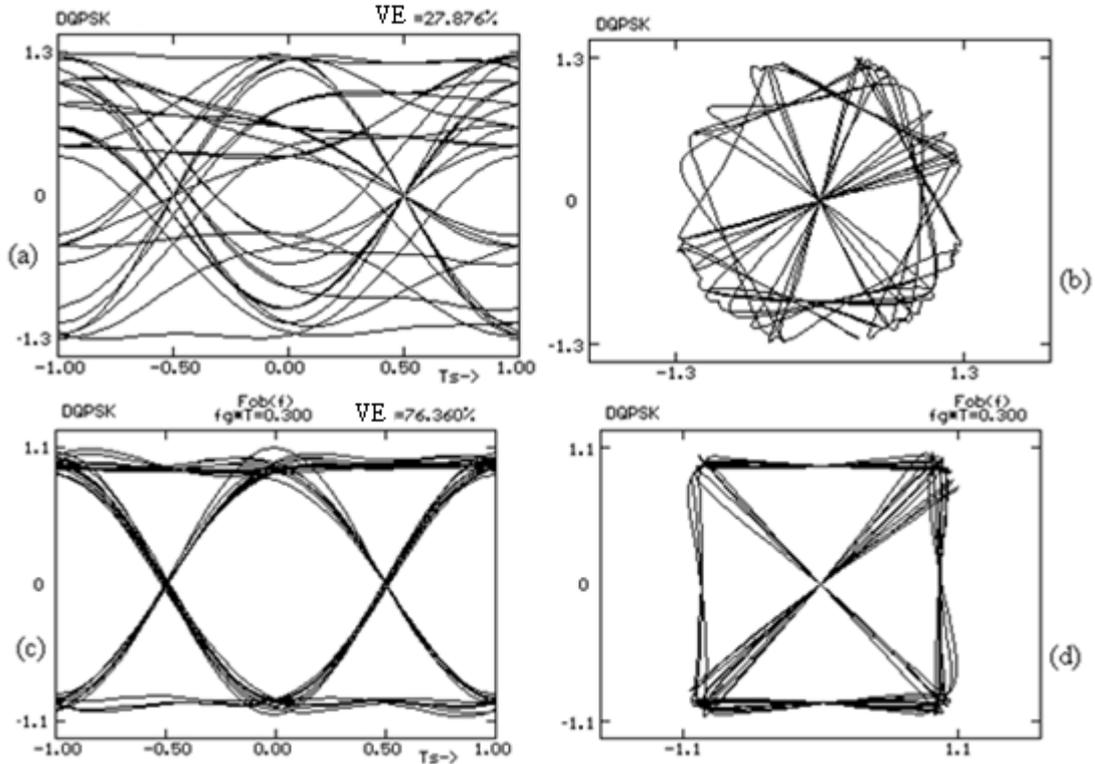
**تصحيح الخطأ الطوري العشوائي:**

يبين الشكل (15c,d) مخططات الإشارة المستقبلية المصححة طورياً وبالمقارنة مع مخططات الإشارة المستقبلية قبل التصحيح الطوري وفقاً للشكل (15a,b) يلاحظ أن طريقة التصحيح Filter-PLL قد تمكنت من إزالة دوران وانحرافات المخطط الطوري والانغلاق شبه التام في فتحة العين لتصبح VE 67.62%. بمقارنة الشكل (15c,d) مع الشكل (4a,b) نلاحظ تحسناً واضحاً جداً لمخططات الإشارتين المصححة والمرسلة، وهذا يشير إلى فعالية مقبولة لتصحيح الخطأ الطوري العشوائي.

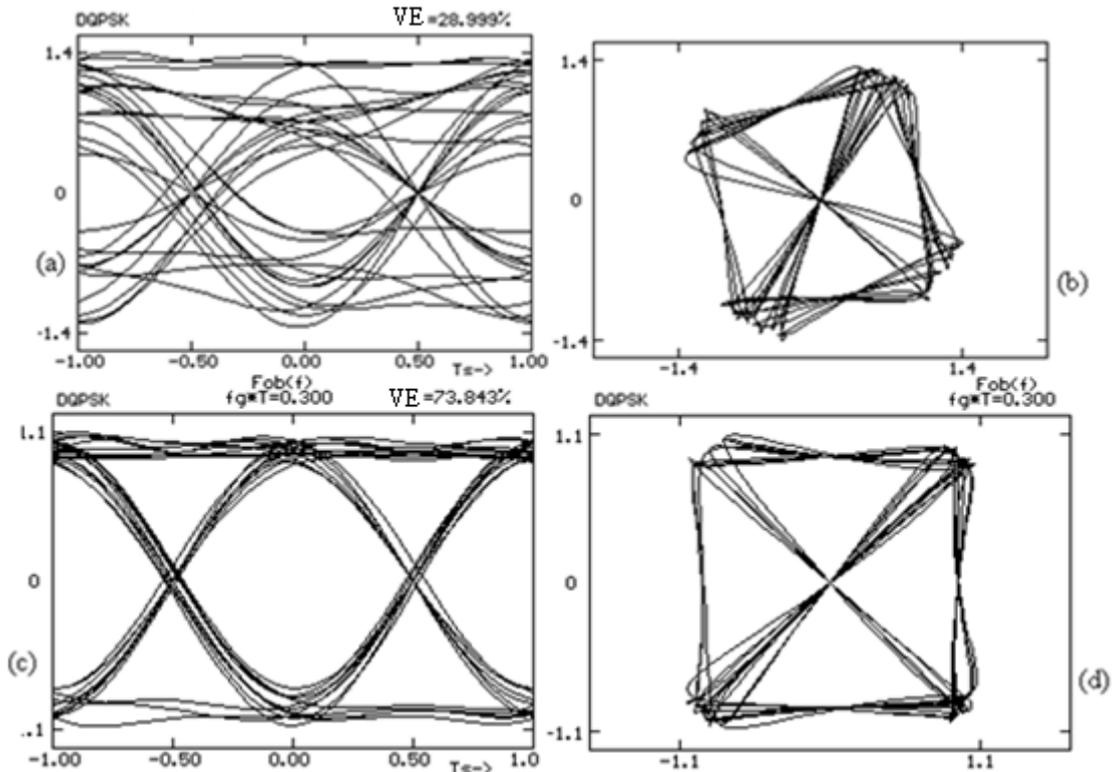
يظهر الشكل (16) أثر وجود ضجيج أبيض على مدخل المستقبل عند تصحيح خطأ طوري عشوائي، ويتبين أنه حتى بعد التصحيح الطوري تكون القيم الطورية الأربعة في المخطط الطوري غير متباعدة وفتحة العين صغيرة حتى القيمة 14.05% من أجل نسبة إشارة إلى الضجيج قدرها 20dB على مدخل المستقبل.



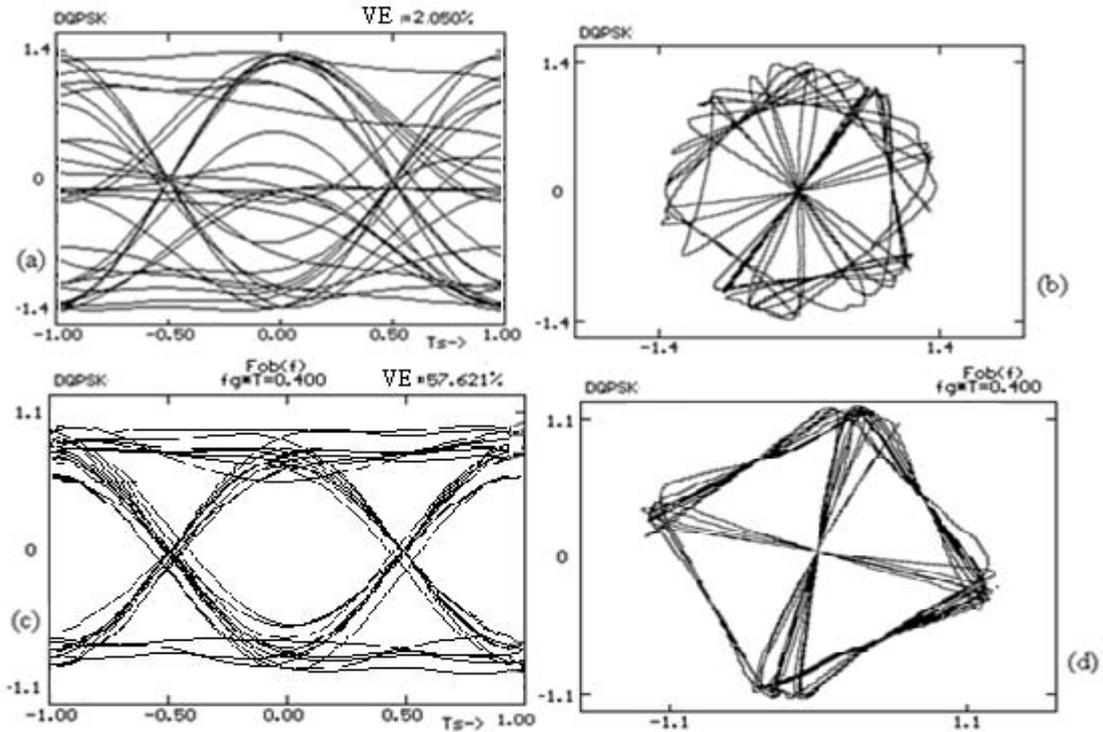
الشكل 12: تصحيح خطأ فقرة طورية  $\Delta\Phi=10^\circ$  بطريقة Filter-PLL



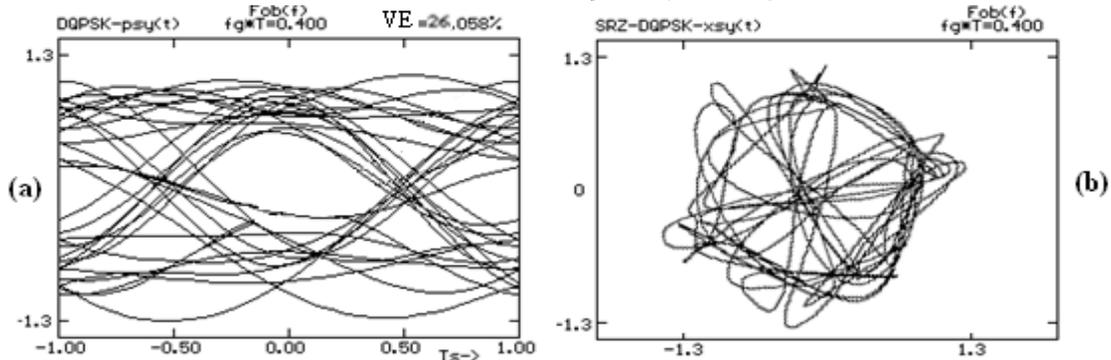
الشكل 13: تصحيح خطأ إنزياح ترددي  $\Delta\Phi=30^\circ$ ,  $\Delta fT=0.13$  بطريقة Filter-PLL



الشكل 14: تصحيح خطأ تذبذب طوري  $\Delta\Phi=30^\circ$ ,  $f_jT=0.062$  بطريقة Filter-PLL



الشكل 15: تصحيح خطأ طوري عشوائي  $\Delta\Phi=60^\circ$ ,  $f_g T=0.1$  بطريقة Filter-PLL



الشكل 16: تصحيح خطأ طوري عشوائي  $\Delta\Phi=10^\circ$ ,  $f_g T=0.1$  بوجود ضجيج (SNR=20dB)

الجدول 2:  $VE\{p_r(t)\}$  بعد التصحيح و  $VE\{p_r(t)\}$  قبل التصحيح لقفزة طورية بقيمة مختلفة من دون ضجيج أبيض

بعد التصحيح $VE\{p_r(t)\}$ [%]				الضجيج الطوري: قفزة طورية					
				الضجيج الأبيض: لا يوجد					
				30°	40°	50°	60°	70°	$\Delta\Phi$
التصحيح الطوري بطريقة Filter-DPLL	مرشح عريض الحزمة	$f_g T$	0.0	75.175	67.655	67.477	74.991	81.296	
			0.1	73.962	66.318	7465.5	74.348	82.971	
	مرشح ضيق الحزمة	$f_g T$	0.0	99.901	99.901	99.901	99.902	99.903	
			0.1	98.313	98.312	98.313	98.313	98.313	
قبل التصحيح $VE\{p_r(t)\}$ [%]				26.795	8.749	8.749	26.795	46.631	

الجدول 3:  $VE\{\beta_r(t)\}$  بعد التصحيح و  $VE\{p_r(t)\}$  قبل التصحيح لانزياح ترددي بقيم مختلفة من دون ضجيج أبيض

بعد التصحيح $VE\{\beta_r(t)\}$ [%]				الضجيج الطوري: انزياح ترددي الضجيج الأبيض: لا يوجد						
				30°		50°		70°		$\Delta\Phi$
				0.6540	0.1309	0.6450	0.1309	0.6450	0.1309	$\Delta fT$
التصحيح الطوري بطريقة	مرشح عريض الحزمة	$f_gT$	0.1	50.304	50.763	25.921	22.275	17.273	2.403	
			0.3	50.251	50.891	26.089	22.311	16.535	2.603	
Filter-DPLL	مرشح ضيق الحزمة	$f_gT$	0.1	90.419	84.261	87.026	71.234	84.557	45.66	
			0.3	86.730	76.360	82.417	69.098	79.084	61.061	
قبل التصحيح $VE\{p_r(t)\}$ [%]				28.335	28.999	0.886	5.523	2.114	6.965	

الجدول 4:  $VE\{\beta_r(t)\}$  بعد التصحيح و  $VE\{p_r(t)\}$  قبل التصحيح لتذبذب طوري بقيم مختلفة من دون ضجيج أبيض

بعد التصحيح $VE\{\beta_r(t)\}$ [%]				الضجيج الطوري: تذبذب طوري الضجيج الأبيض: لا يوجد						
				30°		50°		70°		$\Delta\Phi$
				0.0315	0.0625	0.0315	0.0625	0.0315	0.0625	$f_jT$
التصحيح الطوري بطريقة	مرشح عريض الحزمة	$f_gT$	0.1	8.257	16.082	0.946	9.185	2.273	5.451	
			0.3	7.841	15.475	0.394	1.122	1.487	2.245	
Filter-DPLL	مرشح ضيق الحزمة	$f_gT$	0.1	82.869	26.912	73.762	3.520	3.129	2.201	
			0.3	83.521	73.843	80.692	60.233	75.963	26.279	
قبل التصحيح $VE\{p_r(t)\}$ [%]				27.065	27.876	1.578	1.578	1.034	10.705	

الجدول 5:  $VE\{\beta_r(t)\}$  بعد التصحيح و  $VE\{p_r(t)\}$  قبل التصحيح لطور عشوائي بقيم مختلفة من دون ضجيج أبيض

بعد التصحيح $VE\{\beta_r(t)\}$ [%]				الضجيج الطوري: طور عشوائي الضجيج الأبيض: لا يوجد						
				30°		50°		70°		$\Delta\Phi$
				0.1	0.3	0.1	0.3	0.1	0.3	$f_{gr}T$
التصحيح الطوري بطريقة	مرشح عريض الحزمة	$f_gT$	0.3	3.790	1.769	1.949	0.648	9.330	0.6643	
			0.5	3.350	1.600	1.335	0.387	8.984	0.566	
Filter-DPLL	مرشح ضيق الحزمة	$f_gT$	0.3	64.417	1.769	16.433	4.701	8.867	7.045	
			0.5	64.775	4.820	44.861	0.481	4.719	8.660	
قبل التصحيح $VE\{p_r(t)\}$ [%]				5.505	0.915	2.364	3.410	12.141	0.217	

تبين الجداول (2,3,4,5) فتحة العين العامودية %VE للإشارة المصححة تحت تأثير أنواع مختلفة من التشويه الطوري ومن أجل قيم مختلفة لبارامترات مرشح الحلقة دون وجود ضجيج أبيض. لقد اختير تردد القطع المنسوب  $f_g T$  لمرشح الحلقة كبارامتر لعرض النتائج لأن عرض حزمة هذا المرشح تحدد الخصائص الطيفية للحلقة وتؤثر في قيمة الخطأ المتبقي ومعالجة الضجيج. وتبين أن التصحيح يكون جيداً من أجل  $\frac{\pi}{2} \ll \Delta \theta$  لتحقق شرط خطية الحلقة PLL من أجل قيم صغيرة للخطأ الطوري، وأن فعاليته تتخفض مع ازدياد قيم البارامترات الأخرى للخطأ الطوري المعني.

### الاستنتاجات والتوصيات:

تظهر نتائج البحث أن طريقة Filter-PLL المطورة لتصحيح الأخطاء الطورية كجزء من المستقبل في نظام المحاكاة المبرمج ضمن هذا البحث تعمل بفعالية جيدة جداً لتصحيح الأخطاء الطورية المدروسة دون وجود ضجيج أبيض، وأن فعاليتها تتأثر مباشرة ببارامترات مرشح الحلقة وبوجود الضجيج الأبيض. من مقارنة قيمة  $VE\{p_r(t)\}$  قبل التصحيح وقيمة  $VE\{p_r(t)\}$  بعد التصحيح تمكن ملاحظة التحسين في الاستقبال نتيجة التصحيح الطوري. كذلك يمكن استنتاج إلى أي مدى يكون هذا التصحيح مجدياً في تحسين الإشارة المستقبلية، مع ملاحظة انخفاض فعالية التصحيح في حال تقارب القيمتين. ذكر في [4] أن حلقة الإقفال الطوري أقل حساسية للتأثر بالضجيج الأبيض من الحلقات التي تعمل بمبدأ مشابه في مجال التردد العالي. ولكن إجراء مقارنة للطريقة المطورة في هذا البحث مع طرق أخرى يتطلب دراسة الطرق الأخرى في مجال التردد المنخفض وتقييمها بالمعيار نفسه المستخدم في هذا البحث ومن ثم إجراء المقارنة بين الطرق.

### المراجع:

- [1] Wang, Q.; Chen, Q.; Bhoragava, V.; Mason, L. J.: Block and Decoded Error Probabilities of DPSK in AWGN; IEEE Transactions on Communication; December 1994; pp. 3065-3068.
- [2] de Sousa, M.M.; Gancalves Pelas, E.: Digital selective calling system for controlling of communications by terrestrial waves on the Maritime Mobile Service; Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2011 SBMO/IEEE MTT-S International Date of Conference: Oct. 29 2011-Nov. 1 2011 Page(s): 612 – 617.
- [3] Bag, S.; Wengerter, ch.; Gaspard, J.; Jakoby, R.: WSSUS - channel models for broadband mobile communication systems; Vehicular Technology Conference, 2002. VTC Spring 2002. IEEE 55th (Volume:2 ) Date of Conference: 2002 Page(s): 894 - 898 vol.2.
- [4] Kammeyer ,K. D.: Nachrichtenübertragung; B.G. teubner; Stuttgart; 1992.
- [5] Kammeyer ,K. D.: Ein Verfahren zur digitalen Demodulation frequenz-modulierter Signale; AEÜ; Band3; Heft7(8, 1982); S. 292-298.
- [6] Valcic, s.; Mrak, Z.; Kezic, D.: Comparison of new technologies for data exchange in the maritime HF frequency band; Information & Communication Technology Electronics & Microelectronics (MIPRO), 6th International Convention on Date of Conference: 20-24 May 2013 Page(s): 498 – 502.
- [7] Proakis, j.: Digital Communication; McGraw-Hill International Editions; 1995.