

تحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج لإشارات الطيف المنشور بالتعاقب المباشر باستخدام المرشحات التوافقية الرقمية

الدكتور مالك محمد*

الدكتور كمال أبو طيخ**

نسيم احمد***

تاريخ الإيداع 12 / 2 / 2013. قُبل للنشر في 18 / 7 / 2013

▽ ملخص ▽

تعد تقانات الطيف المنشور شائعة الاستخدام في أغلب أنظمة الاتصال المدنية والعسكرية، وهي في تطور مستمر، وتختلف آلية استخدامها وفقاً لبنية النظام. سنقوم باعتماد طريقة مبنية على أحد أنواع تقانات الطيف المنشور وهي تقانة الطيف المنشور بالتعاقب المباشر (Direct Sequence Spread Spectrum)، حيث يقوم نشر الطيف بالتعاقب المباشر على استخدام سلسلة عشوائية من النبضات (chips) تدعى سلسلة النشر أو كود النشر ذات عرض أقل بكثير من عرض نبضة المعطيات الأصلية، واستخدام هذه السلسلة لاستعادة المعطيات الأصلية في طرف المستقبل باستخدام المرشحات التوافقية (matched filter).

تقوم جميع أنظمة الاتصالات الموجودة حالياً باستعادة المعطيات الأصلية على مستوى بت واحد من المعطيات وفي هذه الحالة لا يتحسن الأداء بوجود الضجيج.

سنقوم في دراستنا على تجميع المعطيات في المستقبل على مستوى 2bits حيث يتم تجميع استطاعة 2bits متعاقبة لاتخاذ قرار واحد بدلاً من استخدام استطاعة بت واحد لكل قرار، وبالنتيجة تحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج بالمقارنة مع طريقة المعالجة على مستوى 1bit.

سيتم تطبيق هذه الدراسة على نظام اتصالات الجيل الثالث UMTS، إذ سيتم تصميم مرحلة العصبية الأساسية، ومرحلة عصبية التمرير (التردد المتوسط)، والتأكد من النتائج.

الكلمات المفتاحية: نشر الطيف، نشر الطيف بالتعاقب المباشر، المرشحات التوافقية.

* مدرس - قسم الاتصالات والالكترونيات - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة تشرين - اللاذقية - سورية.

** أستاذ مساعد - قسم الاتصالات والالكترونيات - كلية الهندسة الالكترونية - أكاديمية الأسد للهندسة العسكرية - حلب - سورية.

*** طالب دراسات عليا (ماجستير) - قسم الاتصالات والالكترونيات - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة تشرين - اللاذقية - سورية.

Enhancing signal to noise rate for direct sequence spread spectrum with digital matched filter

Dr. malek Mohammed*
Dr. Kamal Abotabek**
Nasem Ahmed***

(Received 12 / 2 / 2013. Accepted 18 / 7 / 2013)

▽ ABSTRACT ▽

The spread spectrum techniques are widely used in most civil and military systems of communication. They are developing constantly and their machinery “ method “ is different according to the system nature. We are going to choose a method depending on one of the spread spectrum technique types which is direct sequence spread spectrum(DSSS), this method uses random series of chips called spread series or spread code whose width is much less than that of the original data chip, and uses this series to recall the original data on the receiver side by using matched filter .

All the current existing systems of communication recall the original data on one bit level of data, but here the performance is not improved when there is noise specially Additive white .

In our study, we are going to processing data in the receiver on 2bits, where sequent power of 2bits is collected to take one decision instead of using power of 1bit capacity for each decision, consequently, improving the signal to noise rate compared to 1bit level processing method.

This study is going to be applied in the third generation system of communication (UMTS) to design the base band and the pass band then checking the results.

Keywords: spread spectrum, direct sequence spread spectrum, matched filter.

*Assistant Professor, Department of Communication and Electronic Engineering, Faculty of Mechanical and Electrical Engineering, Tishreen University, Lattakia, Syria.

**Associate Professor, Department of Communication and Electronic Engineering, Faculty of Electrical Engineering, Assad Academia, Aleppo, Syria.

***Postgraduate Student, Department of Communication and Electronic Engineering, Faculty of Mechanical and Electrical Engineering, Tishreen University, Lattakia, Syria.

مقدمة:

يعد نظام الاتصال الذي يؤمن السرية ومقاومة التشويش في بيئات ذات نقاوة منخفضة من الأنظمة ذات الجودة العالية. وتوجد ثلاث بيئات تؤدي إلى انخفاض جودة الاتصال، وهي بيئة الضجيج الأبيض الغاوصي الجمعي (AWGN)، والبيئة ذات التداخل المحدود (وهي غالباً ما تكون قناة التشويش)، وبيئة الخفوت (خفوت رالي) [1]. لذلك لابد من استخدام العديد من التقانات المتطورة لبناء هذا النظام وتحسين جودته.

تقانة الاتصال الوحيدة التي تحسن الأداء في كل من البيئتين الأخيرتين هي تقانة نشر الطيف، والتي تستخدم بشكل واسع في أجهزة الاتصالات الشخصية، من مثل الخلايا الهاتفية وشبكات (LAN) فضلاً عن قدرتها على تحقيق سرية الاتصال، لكن لا يتحسن أداؤها، في جميع أنظمة الاتصال التي تستخدم هذه التقانة، بوجود الضجيج الأبيض الغاوصي الجمعي، حيث تتم معالجة المعطيات المستقبلية في نهاية مرحلة التردد المتوسط على مستوى بت واحد فقط. سنقوم في هذه الدراسة بمعالجة المعطيات المستقبلية على مستوى 2 بت بدلاً من البت الواحد باستخدام المرشحات التوافقية، ودراسة تأثيرها في نسبة الإشارة إلى الضجيج (SNR) في نظام الاتصال UMTS الخليوي.

أهمية البحث وأهدافه:

تأتي أهمية البحث من قدرة تقانة الطيف المنشور على تقديم العديد من الميزات المهمة لأنظمة الاتصالات اللاسلكية المستخدمة في التطبيقات العسكرية والمدنية، إذ تعتبر هذه التقانة من التقانات المتقدمة والمعقدة، وهي في تطور مستمر. ويهدف هذا البحث إلى إمكانية تحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج لأحد أنواع تقانات الطيف المنشور وهي تقانة الطيف المنشور بالتعاقب المباشر حيث أظهرت جميع الدراسات والتطبيقات أن نشر الطيف لا يحسن تلك النسبة باعتبار أن كل من النشر وفك النشر يبقى على مستوى البت الواحد. ولذلك سوف نقوم باتباع طريقة تجميع المعطيات على مستوى 2 بت في طرف المستقبل وأخذ نسبة الإشارة إلى الضجيج على خرج المرشح التوافقي ومقارنتها بطريقة تجميع المعطيات على مستوى 1 بت.

طرائق البحث وموارده:**1. موارد البحث**

يعتمد هذا البحث على تصميم عدة مراحل (مرحلة العصبية الأساسية ومرحلة التردد المتوسط وتصميم المرشح التوافقي)، حيث سوف يتم تصميم هذه المراحل باستخدام الأدوات البرمجية والتجريبية الآتية:

- 1- بيئة التصميم الرياضي والمحاكاة Matlab
- 2- بيئة تصميم Hardware وتدعى DSP Builder
- 3- بيئة تصميم Hardware وتدعى Quartus والتي تعتمد لغتي البرمجة VHDL و Verilog.

2. نشر الطيف

يعرف نشر الطيف كأى تقانة تعديل، ولكنه يتميز بما يأتي:

- 1- يحتل عرض عصبية أكبر من عرض العصبية الأساسي اللازم لإرسال المعطيات الأصلية.
- 2- يستخدم إشارة عشوائية مزيفة (pseudorandom) تدعى كود النشر ومنفصلة عن المعطيات للحصول على عرض عصبية متزايدة [4][3][2].

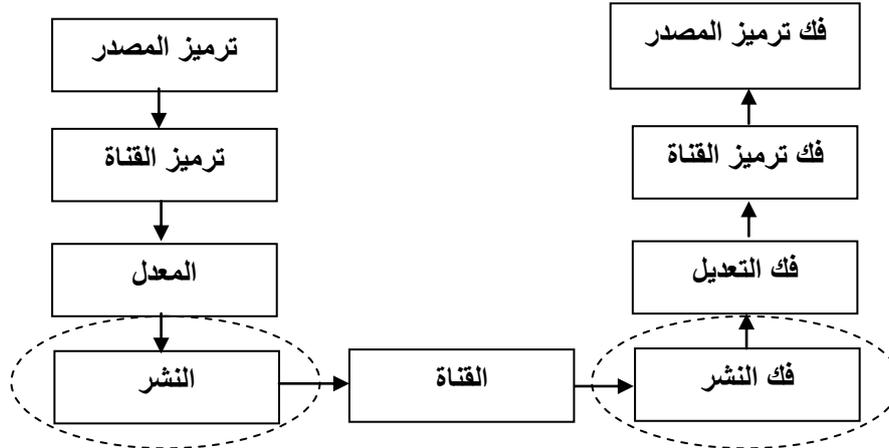
يستعيد المستقبل الإشارة الأصلية بترايط الإشارة المستقبلية مع نسخة محلية متزامنة لموجة النشر (spreading waveform) بعملية تدعى فك النشر كما يظهر في الشكل رقم (1).

يمكن أن يطبق النشر إما في مرحلة التردد المتوسط أو في مرحلة العصبية الأساسية (Baseband) وهو الأكثر شيوعاً [5]. ويوجد عدة أنواع لنشر الطيف وأهمها:

- 1- DS-SS: تقانة نشر الطيف بالتعاقب المباشر (direct-sequence spread spectrum)
- 2- FS-SS: تقانة نشر الطيف بالقفز الترددي (frequency-hopped spread spectrum)
- 3- أنواع هجينة من النوعين السابقين، ولكن نوع له أهميته واستخدامه.

تشتق الفوائد الأساسية لتقانات نشر الطيف من خاصيتين: عرض العصبية الواسع (بمعنى الكثافة الطيفية الكهربائية منخفضة)، والطبيعة العشوائية المزيفة للإشارة. وبذلك الخاصيتين نضمن مقاومة التداخل المقصود (التشويش).

تضمن الخواص السابقة إمكانية إخفاء الإشارة عن المستقبلات غير المرغوبة (احتمال الاعتراض المنخفض LPI)، ومقاومة للخفوت المتعدد المسارات، وتحسين قدرة الوصول المتعدد (CDMA)، وتحقيق سرية الاتصال. تتميز تقانة نشر الطيف بالتعاقب المباشر بإمكانية تحقيق الفوائد السابقة وخاصة بانفرادها بالكثافة الطيفية الكهربائية المنخفضة.



الشكل رقم (1): المخطط الصندوقي لنظام اتصالات رقمي مع النشر/ فك النشر

2-1. نشر الطيف بالتعاقب المباشر (DS-SS)

يعتبر النشر بالتعاقب المباشر الشكل الأكثر شيوعاً من تقانات نشر الطيف المستخدمة اليوم [27][5][2]. حيث ينجز النشر عريض العصبية من خلال استخدام سلسلة رمز بمعدل عالي مسماة موجة النشر (Spreading Waveform) [3]. تضرب موجة النشر هذه مباشرة بجدول رمز المعلومات، ولكون موجة النشر تملك معدلاً أعلى بكثير من معدل المعلومات، فإن عرض العصبية سوف يزداد. الشكل الأبسط لتقانة DS-SS يستخدم تعديل BPSK مع النشر BPSK والمبين بالشكل رقم (2)

نلاحظ من الشكل رقم (2) أن العمليتين ضمن المستطيل المخطط هما النشر (في المرسل)، وفك النشر (في المستقبل) وهو يكافئ نظام BPSK المعياري ومستقبل المرشح التوافقي بإضافة عمليات النشر وفك النشر، إذ إن

المستقبل هو نسخة مرابط من المرشح التوافقي بشرط أن تستخدم النبضات المربعة وبالتالي يستبدل المكامل بالمرشح المتوافق مع شكل النبضة المستخدم.

تعطى الإشارة المرسل في نظام DS-SS مع التعديل والنشر من نوع BPSK بالعلاقة الآتية:

$$\begin{aligned} S(t) &= \sqrt{2P} a(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_d(t)) \\ &= \sqrt{2P} a(t) b(t) \cos(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (1)$$

حيث f_c التردد الحامل، P استطاعة إرسال حزمة التمرير (pass band) و $\theta_d(t)$ إزاحة الصفحة الثنائية بسبب سلسلة المعلومات.

وبما أن إزاحات الصفحة (0 -180) تقابل ضرب الحامل بـ (-1,+1) فإنه بإمكاننا استبدال التعديل بقطار النبضات المعدلة التي تعدل الحامل خطياً.

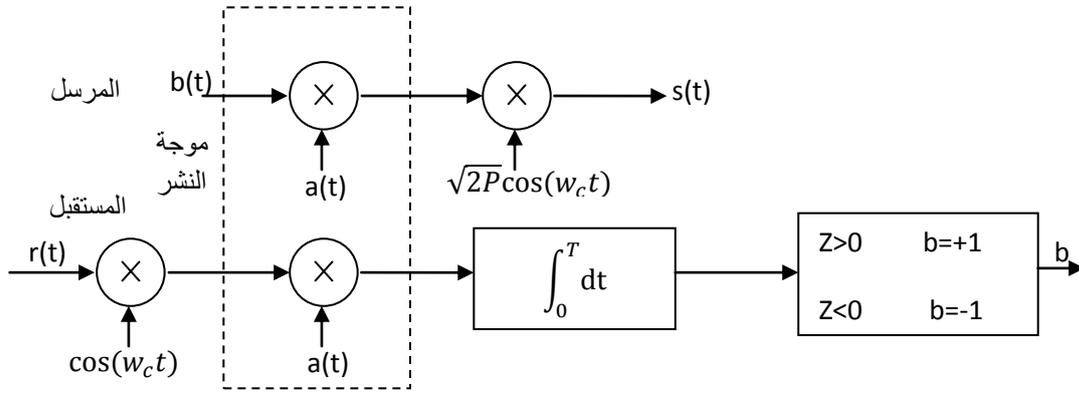
$$b(t) = \sum_{i=0}^{\infty} b_i p_b(t - iT_b) \quad (2)$$

إذ إن $b_i \in (-1, +1)$ تمثل بتات المعلومات، وكل بت يملك مدة T_b و $p_b(t)$ شكل النبضة المستخدمة من أجل موجة المعلومات (waveform) التي نختارها مربعة.

$a(t)$ هي موجة النشر حيث أن كل رمز (ويدعى الشريحة (chip)) يملك مدة زمنية T_c . ويساوي T_b/N حيث N عامل تمديد عرض العصابة والذي يتعلق بريح المعالجة وهو حتماً أكبر من 1. وتعطى موجة النشر بالعلاقة:

$$a(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i p_c(t - iT_c) \quad (3)$$

إذ إن $a_i \in (-1, +1)$ تمثل سلسلة النشر و $p_c(t)$ هي شكل نبضة الشريحة (chip) (والتي نختارها مربعة أيضاً).



الشكل رقم (2): المخطط الصندوقي للمرسل والمستقبل من أجل التعديل والنشر BPSK

تعطى الإشارة المستقبلة بوجود الضجيج الأبيض الغوسي بالعلاقة:

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) + n(t) \\ &= \sqrt{2P} a(t) b(t) \cos(2\pi f_c t) + n(t) \end{aligned} \quad (4)$$

تعطى قيمة القرار Z بعد الاستنتاج بالعلاقة الآتية:

$$Z = \frac{\sqrt{2PT_b}}{2} b_0 + n \quad (5)$$

بافتراض أن المعطيات الأصلية هي نبضات مربعة بعرض T_b و n هو بسبب AWGN.

2-2. الكثافة الطيفية الكهربائية

يتحقق انخفاض الكثافة الطيفية الكهربائية للإشارة المرسلية بزيادة عدد شرائح سلسلة النشر خلال دور واحد يساوي طول بت المعلومات الأصلية، وتعني زيادة عدد الشرائح زيادة طول كود النشر وهذا ما يحقق زيادة المناعة من التشويش [5]، حيث ترتبط زيادة عدة شرائح سلسلة النشر بعاملين:

- 1- عرض عتبة الإرسال المتوفرة (وبمعنى آخر، سعة القناة).
- 2- طول نبضة المعلومات الأصلية (بت أو رمز) بالنسبة للكود القصير.

نلاحظ أن طول الكود القصير يساوي طول بت المعلومات بينما الكود الطويل يمتد أكثر من ذلك وفي هذه الحالة تختلف الدراسة.

3. المرشحات التوافقية

تشبه الإشارة المستقبلية في مستقبل الاتصالات الرقمية بسبب الضجيج الأبيض الغاوسي (AWGN) الذي يملك كثافة طيفية كهربائية ثابتة نظرياً على طول عرض عتبة لانهائية مقارنة مع عرض عتبة الإشارة المطلوبة. باعتبار أن الإشارة المستقبلية تعطي بالعلاقة:

$$r(t) = x(t) + n(t) \quad (6)$$

حيث $x(t)$ الإشارة المرسلية و $n(t)$ هي (AWGN) الذي نمذج كعملية عشوائية غاوسية مع كثافة طيفية كهربائية

$$P_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad (7)$$

تعتبر العملية الحرجة في أي مستقبل هي الترشيح الذي يحدد عرض عتبة الإشارة المستقبلية وكذلك طاقة الضجيج. وبالتالي فإن عرض عتبة المرشح لها تأثير مباشر على أداء المستقبل.

المطلوب زيادة نسبة الإشارة إلى الضجيج (SNR) على خرج المرشح، ولنجد المرشح المثالي [5] (أي الذي يزيد (SNR)) سنختار الإشارة في المجال الترددي. يمكن التعبير عن الإشارة المطلوبة في المجال الترددي بعد الترشيح بمرشح يملك استجابة نبضية $h(t)$ وفقاً للمعادلة:

$$\tilde{X}(f) = X(f)H(f) \quad (8)$$

حيث $H(f) = f\{h(t)\}$ وهو تابع نقل المرشح

تعطى الكثافة الطيفية الكهربائية للضجيج على خرج المرشح بالعلاقة

$$P_{\tilde{n}}(f) = P_n(f)|H(f)|^2 \quad (9)$$

الآن، يمكن أن نكتب الخرج بلحظة أخذ العينة باستخدام تحويل فورييه العكسي بالمعادلة الآتية

$$\tilde{x}(T) = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{X}(f)e^{-j2\pi fT} df \quad (10)$$

تعطى طاقة الضجيج على خرج المرشح من الكثافة الطيفية الكهربائية وفقاً للمعادلة

$$\overline{\tilde{n}^2(t)} = \int_{-\infty}^{+\infty} P_{\tilde{n}}(f) df = \int_{-\infty}^{+\infty} P_n(f)|H(f)|^2 df \quad (11)$$

نلاحظ أن طاقة الضجيج لا تعتمد على لحظة أخذ العينات أي زمن الرمز أو البت. عندئذ تعطى القيمة

(SNR) على خرج المرشح بالعلاقة

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \frac{|\tilde{x}(T)|^2}{\overline{\tilde{n}^2(t)}} \quad (12)$$

المطلوب إيجاد المرشح الذي يملك $H(f)$ الذي يزيد $(S/N)_{out}$ ، وبالتالي ندخل المرشح في المعادلة الآتية:

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{out}} &= \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{X}(f) e^{-j2\pi f T} df \right|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_n(f) |H(f)|^2 df} \\ &= \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) H(f) e^{-j2\pi f T} df \right|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_n(f) |H(f)|^2 df} \end{aligned} \quad (13)$$

ولزيادة قيمة المعادلة (13)، نطبق لا مساواة (Schwarz) [6]

$$\left| \int_{-\infty}^{+\infty} A(f) B(f) df \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{+\infty} |A(f)|^2 df \int_{-\infty}^{+\infty} |B(f)|^2 df \quad (14)$$

بالتالي يمكن أن نكتب

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{out}} &\leq \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} P_n(f) |H(f)|^2 df \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|X(f)|^2}{P_n(f)} df}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_n(f) |H(f)|^2 df} \\ &\leq \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|X(f)|^2}{P_n(f)} df \end{aligned} \quad (15)$$

يحدد (SNR) الناتج بالمعادلة السابقة، ولكن تتحقق الأعظمية بشرط $A(f) = KB^*(f)$ وبالتالي تصبح (SNR) أعظمية عندما:

$$H(f) = K \frac{X^*(f) e^{-j2\pi f T}}{P_n(f)} \quad (16)$$

إذاً، المرشح المثالي (الذي يزيد (SNR) بلحظة أخذ العينات (T)) هو الذي يملك استجابة ترددية متناسبة مباشرة مع الإشارة المطلوبة وعكسياً مع الكثافة الطيفية الكهربائية للضجيج وتتضمن تأخيراً مساوياً لمدة الرمز أو البيت (T) لكي تزيد طاقة الإشارة لحظة أخذ العينة. الثابت K لا يملك تأثيراً على أداء المرشح.

من أجل حالة خاصة مهمة وهي الضجيج الأبيض تصبح المعادلة (16) بالشكل الآتي :

$$H(f) = K \frac{X^*(f) e^{-j2\pi f T}}{N_0/2} \quad (17)$$

وبالتالي المرشح المثالي هو الذي يتوافق مع الإشارة المطلوبة. أي استجابته النبضية هي نسخة معكوسة زمنياً من الإشارة المطلوبة.

وبإعادة كتابة المعادلة (12)، فإن SNR على خرج المرشح التوافقي [8][7] مع الضجيج الأبيض تصبح

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{max}} &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|X(f)|^2}{P_n(f)} df \\ &= \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df \\ &= \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt \\ &= \frac{2E_s}{N_0} \end{aligned} \quad (18)$$

حيث E_s هي طاقة الإشارة المطلوبة على كامل مدة الرمز.

نجد من المعادلة الأخيرة أيضاً أن زيادة قيمة E_s تؤدي إلى زيادة SNR.

3-1. الكشف والعتبة المثالية

وجدنا في الفقرة السابقة أن المرشحات التوافقية هي المرشحات المثالية التي تعطي على خرجها أعلى نسبة لمستوى الإشارة إلى الضجيج. ولكن كيف نحدد الكاشف والعتبة المثالية؟ [9][10][11].

يعتبر الكاشف المثالي هو الجهاز الذي يخمن الرمز المرسل (أولبت في الحالة الثنائية) باستخدام خرج المرشح التوافقي لكي يخفض احتمال الخطأ للرمز (P_e) . فمن أجل الحالة الثنائية، ليكن خرج المرشح التوافقي لإشارة مطلوبة عندما يرسل الرمز 1 هو S_{01} ، و S_{02} عندما يرسل الرمز 2. وفي حالة الضجيج AWGN فإن خرج المرشح التوافقي $y(T)$ المشروط على إرسال الرمز 1 هو متغير عشوائي غاوسي بمتوسط S_{01} و تشتت σ^2 ، وخرجه المشروط على إرسال الرمز 1- هو متغير عشوائي غاوسي بمتوسط S_{02} و تشتت σ^2 . وبالتالي يكتب احتمال الخطأ بالصيغة:

$$P_e = P_r\{e|s_1\}P_r\{s_1\} + P_r\{e|s_2\}P_r\{s_2\} \quad (19)$$

يعطى تابع احتمال الخطأ بعد الاستنتاج بالعلاقة:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{(S_{01}-S_{02})^2}{4\sigma^2}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\right) \quad (20)$$

أما في حالة BPSK فإن تابع احتمال الخطأ يعطى بالعلاقة:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (21)$$

تعطى عتبة الكشف لهذه الحالة ($S_{01}=S_{02}$) بالعلاقة:

$$V_T = \frac{S_{01}+S_{02}}{2} = \frac{S_{01}-S_{01}}{2} = 0 \quad (22)$$

3-2. أداء نشر الطيف بالتعاقب المباشر بوجود الضجيج

بحساب القيمة المتوسطة والتشتت للقرار Z في المعادلة (5) نستنتج تابع الاحتمال:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E\{Z\}^2}{\text{var}\{Z\}}}\right) \quad (23)$$

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{T_b \frac{22P}{4}}{\frac{N_0 T_b}{4}}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (24)$$

بمقارنة تابع الاحتمال الناتج مع تابع الاحتمال للتعديل BPSK من دون وجود النشر والمعطى بالعلاقة (21)

سوف نجد أن الطيف المنشور بالتعاقب المباشر لا يحسن الأداء بوجود AWGN [2][5].

3-3. طرق المعالجة

نوضح الآن الفرق بين طرق المعالجة التي يمكن تطبيقها باستخدام المرشحات التوافقية [12].

3-3-1. المعالجة على مستوى 1 بت

تتم هذه المعالجة بتجميع طاقة بت واحد فقط، حيث يتم التمييز بين كل بت 1- أو 1+ حسب خرج المرشح إما 64- أو 64+ عن طريق الترابط بين الكود الأصلي المولد محلياً والإشارة القادمة على مدخل المرشح.

لتوضيح هذه العملية نفرض أنه لدينا كود بطول 6 شرائح [1-1+1+1-1] نضربه في جهة الإرسال ب [1+] فيبقى بالصيغة نفسها. ويعكس الصيغة عندما نضربه ب [-1] فيصبح [1+1-1-1+1+1].

تطبق في طرف الاستقبال عملية الترابط لبت (1+) كما يأتي:

					الكود الأصلي	+1	-1	+1	+1	-1	-1
+1	-1	+1	+1	-1	-1	انزياح البت المستقبل (+1)					→

						+1	-1	+1	+1	-1	-1
					لحظة التطابق	+1	-1	+1	+1	-1	-1
					عملية الضرب	x	x	x	x	x	X
					نتائج الضرب	+1	+1	+1	+1	+1	+1
					المجموع						(+6)

أما عملية الترابط لبت (-1) يصبح مجموع ناتج الضرب هو (-6) وبالتالي البت على دخل المرشح هو (-1)

3-3-2. المعالجة على مستوى 2 بت

تتم هذه المعالجة بتجميع طاقة 2بت متتاليين, وهذا يؤدي إلى زيادة الطاقة المستخدمة للتمييز بين المستويات الأربعة (-1_-1) أو (+1_+1) أو (-1_+1) أو (+1_-1), حيث تصبح بكل عملية معالجة الترابط السابقة نفسها, ولكن بحاجة إلى مرابطين.

المرابط الأول: طول الكود يصبح 12 وبالصيغة $[+1-1+1+1-1-1+1+1+1+1-1-1]$

تعالج كل 2 بت على مدخل المرشح فتصبح النتائج بالشكل الآتي:

التتابع (+1_+1) فمجموع ناتج الضرب بعملية الترابط هو (+12)

التتابع (-1_-1) فمجموع ناتج الضرب بعملية الترابط هو (-12)

التتابع (-1_+1) فمجموع ناتج الضرب بعملية الترابط هو (0)

التتابع (+1_-1) فمجموع ناتج الضرب بعملية الترابط هو (0)

يتم التمييز على خرج المرابط بين (+1_+1) و (-1_-1) فقط

المرابط الثاني: طول الكود 12 وبالصيغة $[-1+1-1-1+1+1+1+1+1+1-1-1]$ فتصبح النتائج كما يأتي:

التتابع (+1_+1) فمجموع ناتج الضرب بعملية الترابط هو (0)

التتابع (-1_-1) فمجموع ناتج الضرب بعملية الترابط هو (0)

التتابع (-1_+1) فمجموع ناتج الضرب بعملية الترابط هو (+12)

التتابع (+1_-1) فمجموع ناتج الضرب بعملية الترابط هو (-12)

وبالتالي يتم التمييز على خرج المرابط الثاني بين البتين المختلفين.

بالمقارنة بين طريقتي المعالجة السابقتين نجد ما يأتي:

1- زيادة مستوى التمييز بين البتات فمن أجل كود بطول 64 تصبح مستويات التمييز بالطريقة الثانية (+128)

و (-128) بدلاً من (+64 و -64) بالطريقة الأولى. وهذا يعني زيادة الطاقة المستخدمة في المعالجة (أي زيادة E_s).

2- مستوى العتبة في كل من الطريقتين هو الصفر.

3- زمن المعالجة واحد.

لمعرفة إمكانية تطبيق هذه المعالجة لابد من دراسة لأنظمة الاتصال المستخدمة.

4. دراسة لنظام الاتصال الخلوي (UMTS)

تعطى عرض نبضة المعلومات في بعض الأنظمة الخلوية السابقة بمقدار $3.96\mu s$ [14]. فمن اجل عامل ربح بمقدار 64 (عامل الربح = عرض نبضة المعلومات الأصلية / عرض شريحة سلسلة النشر)، أو (عامل الربح = عرض العصبية بعد النشر / عرض العصبية قبل النشر) يجب أن يكون عرض الشريحة بمقدار $0.061\mu s$ $(=3.96/64)$ فيكون معدل سلسة النشر (16.16Mcps) وبالتالي عرض العصبية النهائية بعد النشر أكبر من 20MHz .

أما بالنسبة لنظام الجيل الثالث UMTS (الذي يطبق تقنية نشر الطيف بالتعاقب المباشر)، كودات النشر مخصصة من اجل الفصل بين أنواع المعطيات المرسله في هذا النظام والتي تسمى بـ (channelization codes) [15][16][17][18][19].

نجد أن عرض نبضة المعلومات الأصلية تساوي $(16.67\mu s)$. ومن اجل عامل الربح 64 تعطى قيم النظام الأساسية كما يأتي:

عرض الشريحة = $0.260\mu s$, معدل سلسلة النشر = 3.84Mcps , عرض العصبية النهائية بعد النشر تقريباً 5MHz .

من خلال المقارنة بين الحالتين السابقتين نجد أن زيادة عرض نبضة المعلومات الأصلية يقدم أداء أفضل من أجل قيم معينة للكثافة الطيفية الكهربائية وممانعة التشويش من دون الحاجة لزيادة كبيرة في عرض عصبية الإرسال.

النتائج والمناقشة:

يتألف التصميم العملي من المرسل والمستقبل.

5-1. المرسل:

يوضح الشكل رقم (3) المخطط الصندوقي للمرسل ويتألف من مرحلتين:

5-1-1. مرحلة العصبية الأساسية:

يوضح الشكل (4) مرحلة العصبية الأساسية [14][17] (Baseband) وتتألف من:

1- المعطيات:

مؤلفة من قناتين:

قناة تحكم بالمعطيات بمعدل 2.5Kbps .

قناة نقل المعطيات بمعدل 12.5kbps .

2- معالجة المعطيات:

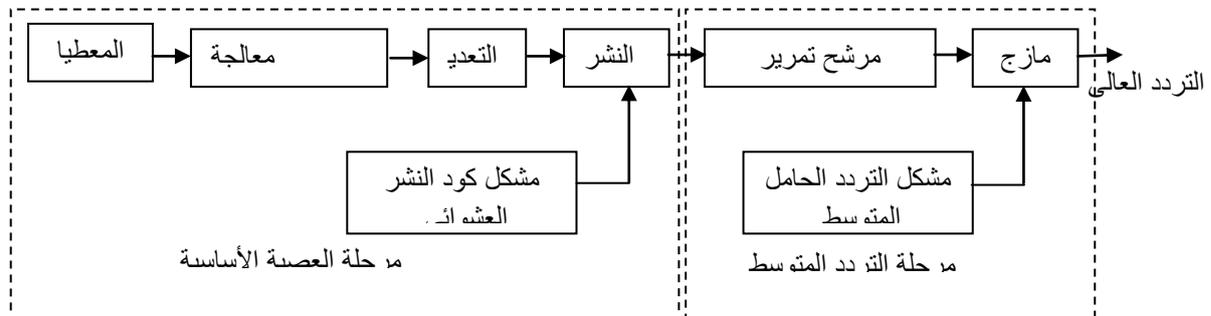
تتألف من عدة مراحل: إرفاق بتات CRC, إرفاق بت الزيل, ترميز القناة, التصفيف الأولي, تقطيع الإطار الراديوي, توافق المعدل, التصفيف النهائي, وأخيراً تشكيل ما يسمى القناة الفيزيائية المخصصة للمعطيات.

تصبح القناة الفيزيائية المخصصة للمعطيات (بعد عمليات المعالجة السابقة) بمعدل 60kbps والقناة الفيزيائية

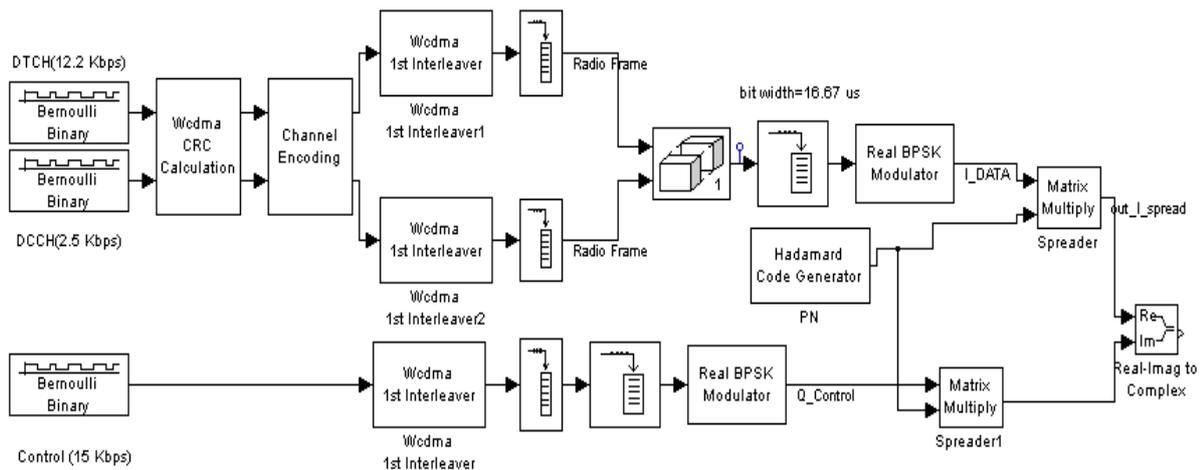
المخصصة للتحكم ذات المعدل 15kbps .

يتم إرسال هذه القنوات وفقاً لطبيعة الوصلة (link).

ترسل القنوات الفيزيائية المخصصة (معطيات / تحكم) على التسلسل في الوصلة الأمامية downlink (من القاعدة إلى المستخدم) [13][15][19].



الشكل رقم (3): المخطط الصندوقي للمرسل



الشكل رقم (4): تصميم مرحلة العنصر الأساسية مع التعديب والنشر (Baseband)

ترسل القنوات الفيزيائية المخصصة (معطيات / تحكم) على التفرع (القسم الحقيقي, القسم التخيلي بالترتيب) في الوصلة العكسية uplink (من المستخدم إلى القاعدة) [13][15][19] وهي موضوع البحث.

3- التعديب والنشر:

يمكن تلخيص أنواع التعديب والنشر بالجدول رقم (1):

الجدول رقم (1): أنواع التعديل والنشر

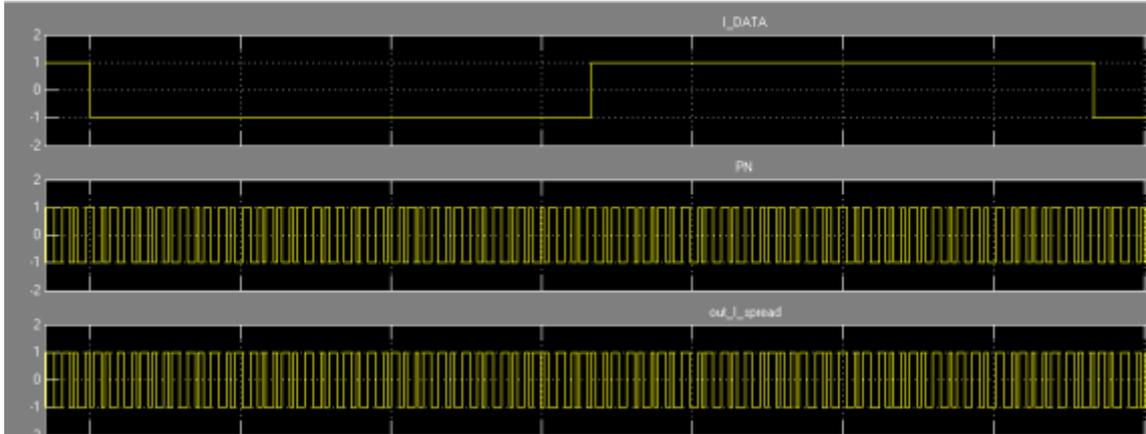
التعديل	النشر
BPSK	BPSK
MPSK	BPSK
BPSK	QPSK
QPSK	QPSK
QPSK	ثنائي القناة QPSK
MPSK	QPSK

يختلف ترتيب أنواع التعديل بحسب الغرض المطلوب ولكن بحسب معدل الخطأ البتي (BER) يتبين أن BPSK يقدم أداء أفضل بوجود الضجيج الأبيض الغاوصي [20][5] وتابع احتمالته معطى العلاقة (21). يوضح الجدول رقم (1) أن النشر لا يتجاوز QPSK وبما أن الدراسة على نظام الاتصال UMTS ونوع الوصلة هي uplink فإن النشر QPSK عبارة عن BPSK بكل فرع من فروع الوصلة [18].

4- مشكل كود النشر العشوائي:

توجد عدة أنواع من هذه المشكلات وأهمها: كود باركر، الكود الذهبي، كود LMS [15][14] بينت دراسات سابقة أن كودات باركر مع النشر من نوع BPSK يقدم نتيجة أفضل لقيمة BER بوجود الضجيج الأبيض الغاوصي [20].

تصبح السلسلة الناتجة بمعدل (3.84Mcps) باستخدام كود بطول 64 شريحة مع معدل المعطيات (60 kbps) كما يوضح الشكل رقم (5).



الشكل رقم (5): عملية النشر بكود عشوائي بطول 64 شريحة

5-1-2. مرحلة التردد المتوسط:

يوضح الشكل رقم (6) مرحلة التردد المتوسط (IF) [22][21] ويتألف من:

1- مرشح التمرير المنخفض: يستخدم المرشح في هذه المرحلة لحفظ الإشارة في عرض العصابة المخصصة، ولزيادة معدلات الإرسال وتقليل أخطاء الإرسال.

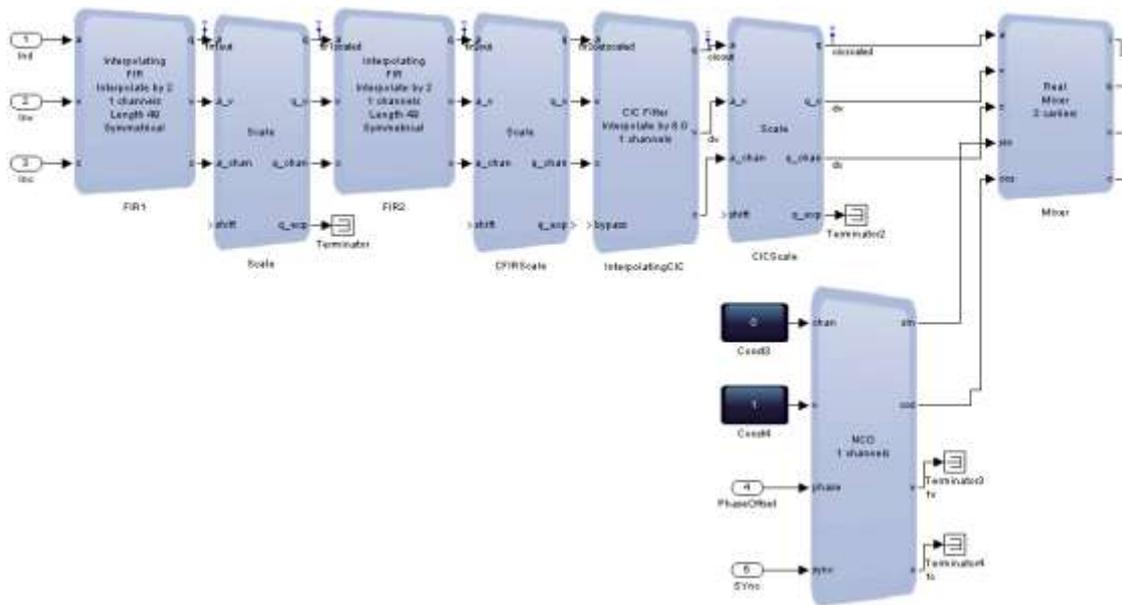
يجب أن تتوافق الزيادة في معدل الإرسال مع قيمة التردد الحامل لمرحلة التردد المتوسط (122.88MHz)، وبالتالي زيادة معدل الإرسال بمقدار $\times 32$ الناتج عن النسبة (122.88/3.84).

تصميم مرشح التمرير المنخفض بواسطة مرشحات الاستجابة النبضية المحدودة (FIR) [23] بعامل رفع معدل الإرسال $\times 32$ يعني زيادة مرتبة هذا المرشح وزيادة عدد المصادر المستخدمة بتشكيله وخاصة الضواري. لذلك سيتم تصميم مرشح التمرير المنخفض المطلوب من خلال تجزيته إلى ثلاثة مرشحات متعاقبة وتتألف من:

1- مرشح التمرير المنخفض يستخدم لتشكيل النبضة من نوع تجيب التمام (Raised cosine) و لرفع معدل الإرسال بـ $\times 2$.

2- مرشح تعويض يستخدم لتعويض استجابة المرشح الثالث (CIC) [25] و لرفع معدل الإرسال بـ $\times 2$.

3- مرشح Cascaded Integrator-Comb (CIC) [24][25] يستخدم فقط لرفع معدل الإرسال بـ $\times 8$. يتميز هذا المرشح بتركيبته المؤلفة من الجوامع والطوارح فقط أي لا يملك ضواري. وهذا ما يقلل من عدد المصادر الذي يستهلكها.



الشكل رقم (6): تصميم مرحلة التردد المتوسط

ونبين فيما يأتي مقارنة بين المرشح بمرحلة واحدة والمرشحات المتعاقبة:

يعتبر مرشح التمرير المنخفض بعامل رفع (interpolation) 32 عبارة عن مرشح بطول 768 وبالتالي 744 ضارب و 713 جامع.

المرشحات المتعاقبة:

يعد مرشح التمرير المنخفض بعامل رفع 2 هو مرشح بطول 48 وبالتالي 24 ضارب و 23 جامع.

يعد مرشح التعويض بعامل رفع 2 أيضاً مرشح بطول 48 وبالتالي 24 ضارب و 23 جامع.

يعد مرشح CIC بعامل رفع 8 وعدد المقاطع 5 والتأخير 2 مرشح بـ 0 ضارب و10 جامع. وبالنتيجة، تستهلك هذه المرشحات المتعاقبة 48 ضارب و56 جامع فقط بالمقارنة مع 744 ضارب و713 جامع في المرشح بعامل رفع 32.

2- الهزاز المتحكم به رقمياً (NCO): يقوم بتوليد إشارتي (sin و cos) بشكل رقمي [26].

3- المازج: يقوم بضرب رقمي للمعطيات مع الإشارات الناتجة من الهزاز (NCO).

يختلف خرج المازج بحسب نوعه والمعطيات على دخله (حقيقي أو مركب)

المركب [29]: المعطيات على دخله مركبة فقط (يستخدم عند العمل على أكثر من قناة) والخرج مركب (حقيقي

وتخيلي) ويعطى بالعلاقات:

$$i = a * \cos - b * \sin$$

$$q = a * \sin + b * \cos$$

حيث a,b هي المعطيات

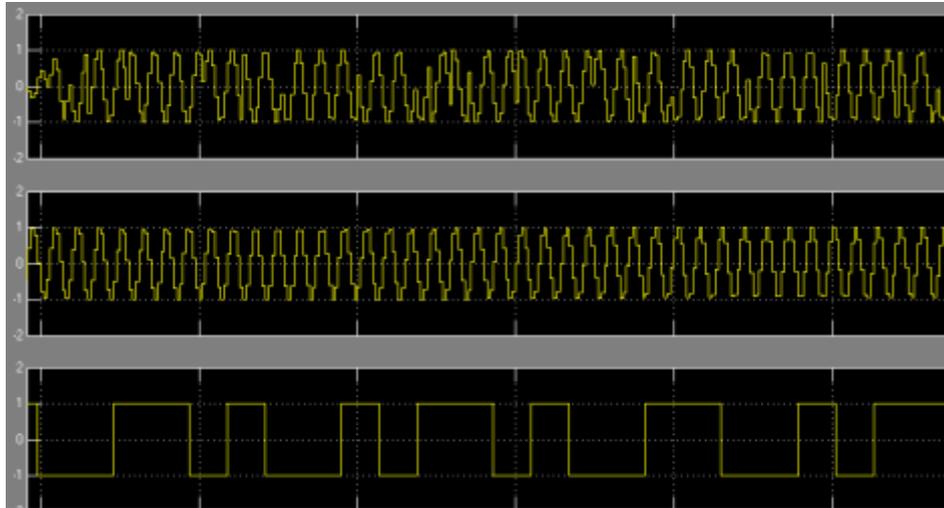
الحقيقي [28]: المعطيات على دخله حقيقية فقط (يستخدم عند العمل على قناة وحيدة) و الخرج مركب ويعطى

بالعلاقات:

$$i = a * \cos$$

$$q = a * \sin$$

يوضح الشكل رقم (7) الجزء الحقيقي $i = a * \cos$ لخرج مرحلة التردد المتوسط في مرحلة الإرسال.



الشكل رقم (7): القسم الحقيقي $i = a * \cos$ لخرج مرحلة التردد المتوسط

ملاحظة: لا يوجد تطابق لقلب الصفحة في الجزء الأول من الشكل مع حواف انتقال المعطيات وذلك بسبب التأخير الذي تسببه المرشحات.

للتخلص مما يسمى الدقة الكاملة (Full Precision) التي تزيد من استهلاك المصادر بوضع بلوك الـ SCALE

[30] على خرج كل كتلة رئيسية كما يظهر في الشكل رقم (6) وبالتالي نحصل على دقة محددة على كل خرج.

5-2. الاستقبال:

تتم عملية عكسية لمرحلة الإرسال حيث تستبدل عمليات interpolating للمرشحات المتعاقبة بعمليات decimating ويصبح ترتيبها كالاتي (مازج - الهزاز المتحكم به رقمياً - مرشح CIC - مرشح التعويض - مرشح تشكيل النبضة).

تضاف في نهاية مرحلة الاستقبال عملية استعادة المعطيات الأصلية باستخدام المرشحات التوافقية. حيث يتم إضافة AWGN على مدخل المستقبل ودراسة تأثير الضجيج على خرج المرشحات التوافقية لحالات التجميع (1bit- 2bits).

كما ذكرنا سابقاً أنه يتم إرسال المعطيات الأصلية على أحد فروع الوصلة العكسية، ونوع التعديل والنشر BPSK فإن $E_b = E_s$ وبالتالي زيادة E_b يعني زيادة E_s وبالتالي زيادة SNR. تبين الجداول رقم (2) و(3) نتائج المعالجة على مستوى 1 بت و2 بت.

الجدول رقم (2): المعالجة على مستوى 1 بت

SNR على مدخل المستقبل	ناتج الترابط على خرج المرشح	طاقة الإشارة على خرج المرشح E_s	خرج المرشح $\frac{2E_s}{N_0}$	احتمال الخطأ P_{e-1}
0dB	62.8334	0.9817	2.930	0.1609
-1	62.7500	0.9804	1.9244	0.1888
-3	62.4167	0.9752	0.9746	0.2422
-5	62.0000	0.9687	-0.0988	0.2900
-7	61.5000	0.9609	-2.1278	0.3307
-9	60.8334	0.9505	-4.1629	0.3647
-10	60.5000	0.9453	-6.2102	0.3792
-11	60.0000	0.9375	-7.2340	0.3925
-12	59.5834	0.9309	-9.3007	0.4042
-13	59.0000	0.9218	-10.3433	0.4149
-14	58.4167	0.9127	-11.3864	0.4244
-15	57.7500	0.9023	-12.4362	0.4329
-16	57.0000	0.8906	-13.4929	0.4404
-17	56.1667	0.8776	-14.5567	0.4474
-18	55.1667	0.8619	-15.6762	0.4537
-19	54.0834	0.8450	-16.7211	0.4589
-20	52.9167	0.8268	-17.8157	0.4638
-21	51.5834	0.8059	-18.9269	0.4681
-22	50.0800	0.7825	-20.7380	0.4741
-23	48.3334	0.7552	-21.2091	0.4755
-24	46.4167	0.7252	-22.3951	0.4786
-25	44.3334	0.6927	-23.5842	0.4813
-26	41.9167	0.6549	-24.8280	0.4838
-27	39.2500	0.6132	-26.1137	0.4860
-28	36.1667	0.5651	-27.4684	0.4881
-29	32.8333	0.5130	-28.8885	0.4899
-30	32.0000	0.5000	-30.0000	0.4911

الجدول رقم (3): المعالجة على مستوى 2 بت

الفرق بين P_{e-1} و P_{e-2}	احتمال الخطأ P_{e-2}	خرج المرشح $\frac{2E_S}{N_0}$	طاقة الإشارة على خرج المرشح E_S	نتائج الترابط على خرج المرشح	SNR على مدخل المستقبل
-0.0795	0.0814	5.9060	1.9479	124.6667	0dB
-0.0817	0.1071	4.8915	1.9414	124.2500	-1
-0.0793	0.1629	2.8590	1.9270	123.3333	-3
-0.0713	0.2187	0.8149	1.9075	122.0833	-5
-0.0608	0.2699	-1.2387	1.8841	120.5833	-7
-0.0502	0.3145	-3.3084	1.8541	118.6667	-9
-0.0450	0.3342	-4.3512	1.8359	117.5000	-10
-0.0405	0.3520	-5.3976	1.8164	116.2500	-11
-0.0350	0.3692	-6.5242	1.7642	114.8333	-12
-0.0320	0.3829	-7.5112	1.7695	113.2500	-13
-0.0282	0.3962	-8.55822	1.7408	111.4167	-14
-0.0254	0.4075	-9.6608	1.7096	109.4167	-15
-0.0218	0.4186	-10.6608	1.6744	107.1667	-16
-0.0191	0.4283	-11.8500	1.6367	104.7500	-17
-0.0165	0.4372	-13.0174	1.5898	101.7500	-18
-0.0134	0.4455	-14.2479	1.4934	95.5833	-19
-0.0123	0.4515	-15.2745	1.4843	95.0000	-20
-0.0164	0.4577	-16.4653	1.4205	90.9167	-21
-0.0081	0.4660	-18.3689	1.3502	86.4167	-22
-0.0073	0.4682	-18.9489	1.2708	81.3333	-23
-0.0059	0.4727	-20.2828	1.1822	75.6667	-24
-0.0046	0.4767	-21.6474	1.0820	69.2500	-25
-0.0035	0.4803	-23.1162	0.9713	62.1667	-26
-0.0033	0.4827	-23.2349	0.9451	60.4864	-27
-0.0023	0.4858	-24.9350	0.8044	51.4816	-28
-0.0041	0.4878	-27.2577	0.7468	47.7952	-29
-0.0014	0.4897	-28.7309	0.6697	42.8608	-30

الاستنتاجات والتوصيات:

توضح النتائج السابقة تزايد قيمة الطاقة الناتجة على خرج المرشح التوافقي (الذي يبلغ طوله ضعفي طول المرشح على مستوى 1bit) بعد معالجة المعطيات المستقبلية على مستوى 2bits وهذا يؤدي إلى زيادة قيمة SNR الموصوفة بالمعادلة (18) بالمقارنة مع قيمة SNR بالطريقة الأولى، وبزيادة قيمة SNR نجد انخفاض قيمة خطأ الرمز P_e الموصوف بالمعادلة (24)، وكذلك تبين النتائج الفرق بقيم الخطأ بين طريقتي المعالجة. نلاحظ من النتائج النهائية تحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج باستخدام طريقة المعالجة على مستوى 2 بت بالمقارنة مع طريق المعالجة على مستوى 1 بت والذي أدى بدوره إلى تحسن قيمة احتمال الخطأ. نقترح بأن نقوم بزيادة فعالية التشويش المتبعة في هذا البحث حيث أظهرت دراسات حديثة أن النشر على مستوى 2 بت يحقق فعالية أكبر بكثير من 1 بت وبالتالي البحث عن إمكانية تحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج ضمن الآلية المقترحة.

المراجع:

- [1] T.S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, second ed, 2002,10-180.
- [2] D.Torrieri, *Principles of Spread-Spectrum Communication Systems*. New York, NY: Springer, 2005,25-200.
- [3] M.Simon; J.Omura; R.Scholtz; B.K.Levitt, *Spread Spectrum Communications Handbook*. New York, NY: McGraw-Hill, electronic ed, 2002,100-230.
- [4] R.Peterson; R. Ziemer; D.Borth, *Introduction to Spread Spectrum Communications*. Prentice-Hall, 1995,135-165.
- [5] R,Michael. Buehrer, *Spread Spectrum Communications*. 2007,364
- [6] C.Langton, *linear time innvarint (LTI) system and matched filter*. 2003. www.compextoreal.com,15.
- [7] C.Bancroft, *Introduction to matched filters*, 2002,25.
- [8] P. Paris, *Wireless Communications*,2008,254.
- [9] J.Proakis, *Digital Communications*. New York, NY: McGraw-Hill, fourth ed., 2001,938
- [10] M.Pursley, *Introduction to Digital Communications*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2005,423.
- [11] B.Sklar, *Digital Communications*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2000,953.
- [12] K.Chapman; P.Hardy; A.Miller; M.George, *CDMA Matched Filter Implementation in Virtex Devices*, 2000,12.
- [13] Cellular Mobile Systems and Services .*GSM Radio – Part 1: Physical Channel Structure*, 2009,16.
- [14] Technical Specification Group Radio Access Network. *User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD)*, 2010,265.
- [15] Technical Specification Group Radio Access Network. *Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD)*, 2011,91.
- [16] Technical Specification Group Radio Access Network. *UTRA repeater radio transmission and reception* , 2011,36.
- [17] Technical Specification Group Radio Access Network. *Multiplexing and channel coding (FDD)*, 2010,116.
- [18] Technical Specification Group Radio Access Network. *Spreading and modulation (FDD)*, 2010,39.
- [19] Technical Specification Group Radio Access Network. *Physical layer procedures (FDD)*, 2011,58.

- [20] N,B. Kanirkar; J,N. Sarvaiya *BER Vs SNR Performance Comparison of DSSSCDMA FPGA Based Hardware with AWGN Spreading Codes & Code Modulation Techniques*, 2009,14.
- [21] Altera. AN 442, *Tool Flow for Design of Digital IF for Wireless Systems*, 2007,50
- [22] Altera. AN 511, *Polyphase Modulation Using a FPGA for High-Speed Applications*, 2008,14.
- [23] Altera. User Guide, *FIR Compiler*, 2009,94.
- [24] Altera. User Guide, *CIC MegaCore Function*, 2009,40.
- [25] Altera. User Guide, *Understanding CIC Compensation Filters*, 2007,17.
- [26] Altera. User Guide, *NCO MegaCore Function*, 2009,52.
- [27] Altera. FS 14, *Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) Modem Reference Design*, 2001,34.
- [28] Altera. *DSP Builder Advanced, Real Mixer*, 2009,55.
- [29] Altera. *DSP Builder Advanced, complex Mixer*, 2009,74.
- [30] Altera. *DSP Builder Advanced, Scale*, 2009,90.