الكشف الأمثل للأنظمة المتعددة الدخل – المتعددة الخرج في أنظمة التعديل الفراغي ذات مخطط الكوكبة M-PSK

د. م. محمد عبد الرزاق بكار[1]

الملخص

تقترح هذه الورقة البحثية خوارزمية كشف ذات تعقيد منخفض لأنظمة التعديل الفراغي (SM) والتي تستخدم مخطط كوكبة الرموز ($M-\mathrm{PSK}$)، رياضياً، قمنا بتحليل المعادلة الرياضية لكاشف الأرجحية العظمى (ML)، تم توظيف نتائج التحليل الرياضي مع الاستفادة من مزايا مخطط الكوكبة للرموز ($M-\mathrm{PSK}$) من أجل تقدير قيم الرموز المرسلة، أظهرت نتائج المحاكاة أنّ الخوارزمية المقترحة تمتلك قيمة معدل الخطأ نفسها لكاشف الأرجحية العظمى(ML)، بالإضافة إلى أنّها خفّضت بشكل كبير التعقيد الحسابي لتنفذيها.

تم التحقق من نتائج الخوارزمية المقترحة (LC) بالمحاكاة باستخدام برنامج ماتلاب.

الكلمات المفتاحية: التعديل الفراغي (SM)– مخطط الكوكبة ($M-\mathrm{PSK}$)– كاشف الأرجحية العظمى(ML)– التعقيد المنخفض– الخوارزمية (LC).

---

[1] مدرس في قسم هندسة الاتصالات - كلية الهندسة المعلوماتية - جامعة الاتحاد الخاصة.

Optimum detection for Multiple Input – Multiple Output systems in spatial modulation systems with M-PSK constellation

Dr. Mohammad Bakkar[(1)]

Abstract

This paper proposes a low complexity detection algorithm for M-PSK (M-ary Phase Shift Keying) in spatial modulation (SM) systems. Mathematically, we analyzed the formula for the maximum likelihood (ML). The mathematical analysis result was employed with features M-PSK constellation diagram to estimate values of the transmitted symbols. Simulation results showed that the proposed algorithm has the same performance (BER) as the ML- detector and significant reduces computational complexity. The results of the Low-Complexity (LC) algorithm is presented and validated by simulations with MATLAB.

Keywords: spatial modulation (SM) – constellation diagram (M-PSK) – maximum likelihood (ML) – low complexity – Low-Complexity (LC) algorithm.

[(1)]Lecturer in the Department of Communication Engineering - Faculty of Informatics Engineering - Ittihad Private University (IPU).

1-المقدمة:

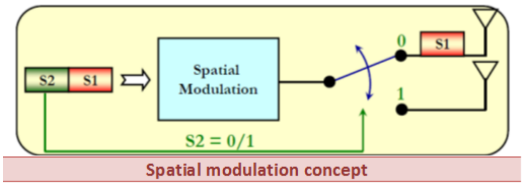
يؤدي توظيف تقنية تعدّد المداخل والمخارج، والمسماة MIMO، والتي سنطلق عليها تجاوزاً الأنظمة متعدّدة الهوائيات في أنظمة الاتصالات اللاسلكية إلى زيادة خطية في معدل الإرسال [1-3] من خلال استخدام تقنية التضميم الفراغي Spatial Multiplexing، وهذه الزيادة تتناسب مع العدد الأصغر من أعداد الهوائيات في المرسل والمستقبل [1-2]، وكذلك تؤدي الأنظمة المتعدّدة الهوائيات إلى تحسين الوثوقية [3] من خلال استخدام تقنية التنوع diversity، وذلك بسبب تحسّن نسبة الإشارة إلى الضجيج، ومن ثمّ زيادة مجال التغطية في أنظمة الاتصالات الخلوية [1]، ويمكن لأنظمة الاتصالات اللاسلكية متعدّدة الهوائيات أن تعطي تحسناً إضافياً عند إجراء التكييف المناسب لإشارة الإرسال من خلال استخدام تقنية تشكيل الحزمة Beam forming، وذلك بشرط توفر معلومات عن حالة القناة عند المرسل (CSIT) Channel State Information Transmitter [1].

تستفيد أنظمة الاتصالات اللاسلكية متعدّدة المداخل والمخارج من تعدّد الهوائيات في كل من طرفي الاتصال المرسل والمستقبل، والمبدأ الأساسي لـ MIMO هو أن الإشارات المرسلة من كلّ هوائيات الإرسال، يتم استقبالها على كل هوائي استقبال، فيتم بذلك تقليل احتمال حدوث الخفوت العميق، مما يؤدي إلى تقليل احتمال انقطاع الخدمة outage probability، ومن ثمَّ يتحسن الأداء وفق معدل الخطأ Bit Error Rate (BER)، أو وفق معدل نقل المعطيات، وذلك طبقاً للتقنية المتبعة في توظيف تعدّد الهوائيات.

في أنظمة MIMO، إحدى التقنيات الحديثة المتبعة لزيادة الفعّالية الطيفية وتقليل التعقيد في المرسل والمستقبل هي تقنية التعديل الفراغي (المكاني) (SM) Spatial Modulation، والتي سيتم التركيز عليها في هذه الورقة البحثية.

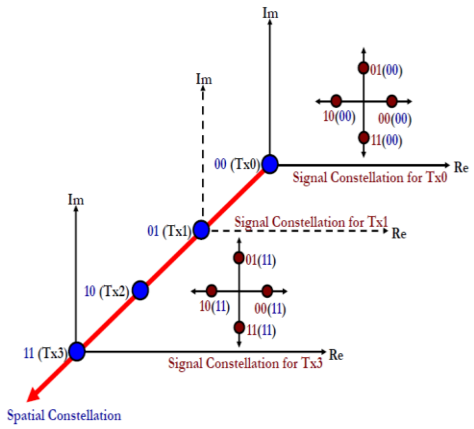
2- دراسة نظام التعديل الفراغي Spatial Modulation:

يقوم التعديل الفراغي بتفعيل هوائي إرسالٍ وحيدٍ في كل لحظة إرسال، وذلك بحسب معلومات المدخل، وبوضوح أكثر فإن تسلسل بتّات المعلومات المرسلة مرتبط برقم الهوائي، ويتم الاستفادة من استقلال خفوت القنوات المرتبطة بهوائيات الإرسال، وكمثال عليها نذكر مثلاً التعديل بإزاحة المكان Space Shift Keying (SSK) [4-5]. وعلى الرغم من أن الخرج (الفعّالية الطيفية) يزداد فقط لوغاريتمياً مع عدد هوائيات الإرسال[1,6]، فإن التعديل الفراغي قادر على خفض تعقيد كل من المرسل والمستقبل. وكذلك الوصول إلى فعالية طيفية عالية بمساعدة عدد كافٍ وكبير من الهوائيات [1,6-8]، يمثل الشكلان (1) و(2) توضيحاً للتعديل الفراغي [9].



الشكل (1): مبدأ التعديل الفراغي لهوائيين

من الشكل (1) والذي يُعبّر عن التعديل BPSK بحيث نتعامل مع خانتين متعاقبتين من تسلسل معطيات الدخل، الخانة الأولى تحدد رقم الهوائي الذي سوف يُرسل عليه الخانة الثانية، فمثلاً إذا كانت قيمة الخانة الأولى (0) تُرسل قيمة الخانة الثانية (0 أو 1) على الهوائي الأول، أمّا إذا كانت قيمة الخانة الأولى هي (1) تُرسل قيمة الخانة الثانية (0 أو 1) على الهوائي الثاني.

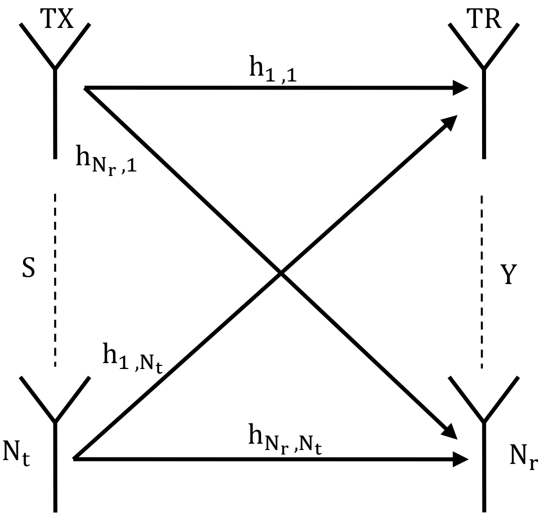


الشكل (2): مبدأ التعديل الفراغي لأربع هوائيات

من الشكل (2) والذي يُعبّر عن التعديل QPSK بحيث نتعامل مع أربع خانات متعاقبة من تسلسل معطيات الدخل، الخانات الأولى والثانية تحدد رقم الهوائي الذي سوف يُرسل عليه الخانات الثالثة والرابعة، فمثلاً إذا كانت الخانات الأولى والثانية هي (00) تُرسل الخانات الثالثة والرابعة على الهوائي الأول، وإذا كانت الخانات الأولى والثانية هي (01) تُرسل

الخانات الثالثة والرابعة على الهوائي الثاني، وإذا كانت الخانات الأولى والثانية هي (10) تُرسل الخانات الثالثة والرابعة على الهوائي الثالث، وإذا كانت الخانات الأولى والثانية هي (11) تُرسل الخانات الثالثة والرابعة على الهوائي الرابع، ومن ثمَّ في كل لحظة زمنية تُرسل المعطيات فقط على هوائي واحد وتبقى الهوائيات الأخرى دون إرسال. نلحظ أن هذه التقنية تحقق فعّالية طيفية لنظام الاتصال، وبخاصة عند زيادة عدد هوائيات الإرسال. فمثلاً في الشكل (1) نرسل خانة واحدة ونستقبل خانتين، أما في الشكل (2) فإننا نرسل خانتين ونستقبل أربع خانات، فقط مطلوب من المستقبل أن يكشف رقم الهوائي المُرسل للمعلومة المستقبلة. توجد عدة خوارزميات كشف تستخدم في هذه التقنية.

يبين الشكل (3) نموذج القناة في أنظمة الـ MIMO والمؤلف من N_t مرسل و N_r مستقبل كما يأتي:



الشكل (3): نموذج القناة في أنظمة الـ MIMO

بفرض أنّ القناة بطيئة، عندئذ يُعبّر عن علاقة شعاع الرموز المستقبلة بالصيغة الرياضية الآتية [10-12]:

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{H}\,\boldsymbol{x} + \boldsymbol{n} = \boldsymbol{H}\,\boldsymbol{s} + \boldsymbol{n} \qquad (1)$$

حيث $\boldsymbol{y}$: شعاع الرموز المستقبلة ذو الأبعاد $_r \times 1$ ، $\boldsymbol{H}$: هي مصفوفة القناة ذات الأبعاد $N_r \times N_t$ وتعطى بالعلاقة الرياضية الآتية:

$$\boldsymbol{H} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{pmatrix}$$

$\boldsymbol{x}$: تمثل الشعاع المرسل ذو الأبعاد $N_t \times 1$ حيث يحتوي على رموز من مخطط الكوكبة (التوضّع) للتعديل الرقمي المستخدم، $\boldsymbol{n}$: شعاع الضجيج الأبيض AWGN ذو الأبعاد $N_r \times 1$، $\boldsymbol{S}$: شعاع الرموز المُرسلة ذو الأبعاد $N_t \times 1$ وقيمه هي من مجموعة رموز التعديل الرقمي $\boldsymbol{S} \in \{s_1, s_2, \dots . s_M\}$، حيث M: رتبة التعديل الرقمي المستخدم.

في أنظمة التعديل الرقمي يكون مرسل وحيد فعّال في حالة كل عملية إرسال، ومن ثمَّ يمكن التعبير عن العلاقة الرياضية (1) بالصيغة الآتية [10-12]:

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{h_i}\,\boldsymbol{s} + \boldsymbol{n} \qquad (2)$$

حيث $\boldsymbol{h_i}$: العمود i في مصفوفة القناة $\boldsymbol{H}$ والذي يُعبّر عن رقم الهوائي الفعّال في الإرسال.

3- تقنيات الكشف في أنظمة التعديل الفراغي:

تمتاز أنظمة التعديل الفراغي بفعالة طيفية كبيرة وبخاصة عند زيادة عدد هوائيات الإرسال، لأننا نقوم بتقسيم قطار المعطيات الرقمية في دخل المرسل إلى بلوكات من المعطيات بعدد خانات متساوية، يعتمد طول كل بلوك على رتبة التعديل الرقمي وعدد هوائيات الإرسال ،ويعطى طول كل بلوك معطيات وفق العلاقة الآتية [6,13-14]:

$$\mathrm{r} = \log_2 \mathrm{N_t} + \log_2 \mathrm{M} \;\; \text{(bits)} \qquad (3)$$

حيث r: عدد خانات كل بلوك معطيات، ويُعبّر عنها أيضاً بعدد الخانات المنقولة في قناة الاتصال bits per channel use (bpcu)، N_t: عدد هوائيات الإرسال، M: رتبة التعديل الرقمي.

تستخدم عدد الخانات الأولى $log_2 N_t$ لتحديد رقم الهوائي الذي سيتم ارسال الرمز عليه، أمّا الخانات الثانية $log_2 M$ فتستخدم لتحديد الرمز (من مخطط كوكبة الرموز) الذي سيتم ارساله على الهوائي الفعّال.

بعد تشكيل بلوك المعطيات نقوم بإرسال الرمز المحدد بالمقطع الثاني من بلوك المعطيات على رقم الهوائي المحدد في المقطع الأول من بلوك المعطيات نفسه في جهة المرسل، في جهة الاستقبال يتم كشف جزء المعطيات المرسل لكل بلوك والجزء الآخر من البلوك نفسه والذي لم يرسل أصلاً يتم كشفه، والذي يُعبّر عن رقم الهوائي الفعّال في المرسل.

3-1 كاشف الأرجحية العظمى (ML) Maximum Likelihood:

يُعدّ كاشف الأرجحية العظمى من الكواشف الفعّالة في عملية الكشف، إلاّ أنه يعدُّ من الكواشف ذات التعقيد الحسابي الكبير، ويعطى بالعلاقة الرياضية الآتية [12]:

$$\hat{s} = \arg\min \|\boldsymbol{Y} - \boldsymbol{HS}\|_F^2 \qquad (4)$$

في أنظمة التعديل الفراغي تستبدل $\boldsymbol{H}$ بـ $\boldsymbol{h_i}$ حيث $\boldsymbol{h_i}$: تمثل ثوابت القناة في العمود i في المصفوفة $\boldsymbol{H}$ والتي تُعبّر عن ثوابت القناة بين هوائي الإرسال الفعّال i (رقم الهوائي الذي يتم عليه إرسال الرموز) وكافة هوائيات الاستقبال، F : هو نظيم فروبينيوس Frobenius norm، كذلك تستبدل $\boldsymbol{Y}$ بـ $\boldsymbol{y}$ لأنها تتغير ببعد وحيد في أنظمة التعديل الفراغي خلال فترة الاستقبال ومن ثمَّ $\boldsymbol{y}$ هو شعاع، أمّا $\boldsymbol{Y}$ فهو مصفوفة ببعدين، كلٌّ بعد أكبر من واحد.

كذلك في أنظمة التعديل الفراغي المطلوب كشف رقم الهوائي الفعّال مع الرمز المرسل عليه بحيث تصبح العلاقة (4) بالشكل الآتي [12]:

$$[\hat{\imath}\,, \hat{s}] = \arg\min_{i,s}(\|\boldsymbol{y} - \boldsymbol{h_i}s\|_F^2) \qquad (5)$$

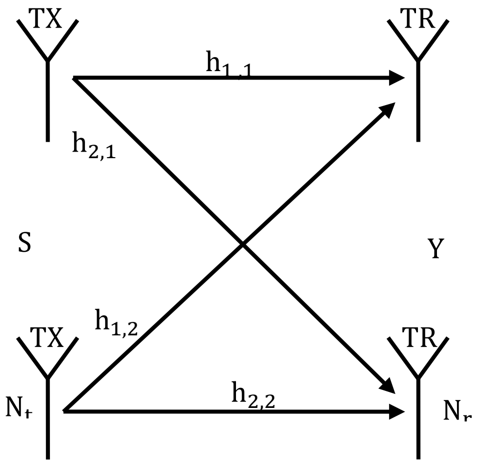
$$[\hat{\imath}\,, \hat{s}] = \arg\min_{i,s}\left\{\sum_{j=1}^{N_r}\left|y_j - h_{j,i}s\right|^2\right\} \qquad (6)$$

<u>مثال(1):</u> ليكن لدينا نظام 2×2 MIMO يستخدم تقنية الإرسال بالتعديل الفراغي لرموز معدلة رقمياً QPSK ويفرض أن البلوك المراد إرساله هو: $q_t = [100]$ ، وكانت ثوابت القناة $\boldsymbol{H}$ كما يأتي:

$$\boldsymbol{H} = \begin{pmatrix} 0.85 + 0.03i & 0.39 + 0.22i \\ -0.72 - 0.05i & -1.32 + 0.13i \end{pmatrix}$$

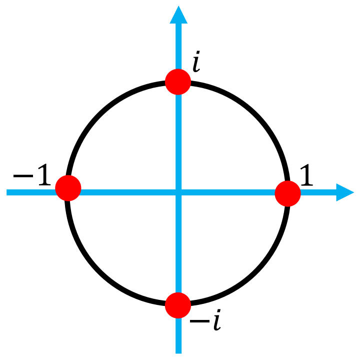
المطلوب كشف التسلسل المرسل في جهة المستقبل باستخدام خوارزمية ML علماً أن channel state information (CSI) معروفة عند المستقبل؟

<u>الحل(1):</u> يبين الشكل (4) نظام الإرسال المدروس 2×2 MIMO − SM:



الشكل (4): نظام الإرسال المدروس $2 \times$ MIMO

يبين الشكل (5) مخطط الكوكبة (التوضّع) Constellation لرموز التعديل QPSK:



الشكل (5): مخطط التوضّع للتعديل QPSK

يبين الجدول (1) التمثيل العقدي والقيم الرقمية المقابلة لرموز التعديل QPSK:

الجدول (1) التمثيل العقدي والقيم الرقمية المقابلة لرموز التعديل QPSK

الرموز	القيم الرقمية	التمثيل العقدي للرموز
S_1	00	1
S_2	01	i
S_3	10	-1
S_4	11	$-i$

في تقنية الإرسال بالتعديل الفراغي ومن البلوك المراد إرساله $q = [100]$، أول خانة مرسلة تحدد رقم الهوائي الفعّال وكون أول خانة مرسلة هي (1)، فإن الهوائي الفعّال هو الهوائي الثاني، وتكون $h_i = h_2$ وتعطى قيمتها بالعمود الثاني من المصفوفة $\boldsymbol{H}$ وفق الآتي:

$$h_2 = \begin{pmatrix} 0.39 + 0.22i \\ -1.32 + 0.13i \end{pmatrix}$$

والخانتين الثانية والثالثة هما (00) يحددان الرمز المرسل من مخطط التوضّع للتعديل QPSK ومن ثمَّ الرمز المرسل هو: $s_1 = 1 + 0i = 1$.

في الاستقبال:

من العلاقة (2) وبتجاهل الضجيج الأبيض تكون الإشارة المستقبلة وفق العلاقة الآتية:

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{h_i}\, s = h_2\, s_1 \quad \Rightarrow$$

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.39 + 0.22i \\ -1.32 + 0.13i \end{pmatrix} \times (1)$$

الإشارة المستقبلة عند الهوائي الأول تعطى بالعلاقة (1,1):

$$y_1 = h_{1,2}\, s_1 \qquad (1,1)$$
$$y_1 = (0.39 + 0.22i) \times (1)$$
$$y_1 = 0.39 + 0.22i$$

الإشارة المستقبلة عند الهوائي الثاني تعطى بالعلاقة (1,2):

$$y_2 = h_{2,2}\, s_1 \qquad (1,2)$$
$$y_2 = (-1.32 + 0.13i) \times (1)$$
$$y_2 = -1.32 + 0.13i$$

في عملية الكشف في جهة الاستقبال وبالاعتماد على العلاقة (6) نجد:

أ- في حال كان الهوائي الفعّال (المُرسل) هو الهوائي الأول أيّ $i = 1$ تكون الإشارة المكشوفة كما يأتي:

$$E_1 = \sum_{j=1}^{2} |y_j - h_{j,1}s|^2 = |y_1 - h_{1,1}s|^2 + |y_2 - h_{2,1}s|^2$$

a) في حال كان الرمز المرسل هو $s_{1_1} = 1$ تكتب علاقة الكشف كما يأتي:

$$E_{1,1} = \sum_{j=1}^{2} |y_j - h_{j,1}s_1|^2 = |y_1 - h_{1,1}s_1|^2 + |y_2 - h_{2,1}s_1|^2$$
$$= |0.39 + 0.22i - (0.85 + 0.03i)(1)|^2 + |-1.32 + 0.13i - (-0.72 - 0.05i)(1)|^2$$
$$E_{1,1} = 0.6401$$

b) في حال كان الرمز المرسل هو $s_{2_2} = i$ تكتب علاقة الكشف كما يأتي:

$$E_{1,2} = |y_1 - h_{1,1}s_2|^2 + |y_2 - h_{2,1}s_2|^2$$
$$E_{1,2} = 3.1727$$

c) في حال كان الرمز المرسل هو $s_{3_3} = -1$ تكتب علاقة الكشف كما يلي:

$$E_{1,3} = |y_1 - h_{1,1}s_3|^2 + |y_2 - h_{2,1}s_3|^2$$
$$E_{1,3} = 5.7681$$

d) في حال كان الرمز المرسل هو $s_{4_4} = -i$ تكتب علاقة الكشف كما يأتي:

$$E_{1,4} = |y_1 - h_{1,1}s_4|^2 + |y_2 - h_{2,1}s_4|^2$$
$$E_{1,4} = 3.2355$$

ب- في حال كان الهوائي الفعّال (المُرسل) هو الهوائي الثاني أيّ $i = 2$ تكون الإشارة المكشوفة كما يأتي:

$$E_2 = \sum_{j=1}^{2} |y_j - h_{j,2}s|^2 = |y_1 - h_{1,2}s|^2 + |y_2 - h_{2,2}s|^2$$

a) في حال كان الرمز المرسل هو $s_{1_1} = 1$ تكتب علاقة الكشف كما يأتي:

$$E_{2,1} = \sum_{j=1}^{2} |y_j - h_{j,2}s_1|^2 = |y_1 - h_{1,2}s_1|^2 + |y_2 - h_{2,2}s_1|^2$$
$$= |0.39 + 0.22i - (0.39 + 0.22i)(1)|^2 + |-1.32 + 0.13i - (-1.32 + 0.13i)(1)|^2$$
$$E_{2,1} = 0$$

b) في حال كان الرمز المرسل هو $s_{2_2} = i$ تكتب علاقة الكشف كما يأتي:

$$E_{2,2} = |y_1 - h_{1,2}s_2|^2 + |y_2 - h_{2,2}s_2|^2$$
$$E_{2,2} = 3.9196$$

c) في حال كان الرمز المرسل هو $s_{3_3} = -1$ تكتب علاقة الكشف كما يأتي:

$$E_{2,3} = |y_1 - h_{1,2}s_3|^2 + |y_2 - h_{2,2}s_3|^2$$
$$E_{2,3} = 7.8392$$

d) في حال كان الرمز المرسل هو $s_{4_4} = -i$ تكتب علاقة الكشف كما يأتي:

$$E_{2,4} = |y_1 - h_{1,2}s_4|^2 + |y_2 - h_{2,2}s_4|^2$$
$$E_{2,4} = 3.9196$$

العودة إلى العلاقة الرياضية (6) نكتب ما يأتي:

$$[\hat{\imath}\,, \hat{s}] = \arg\min_{i,s} \left\{ \sum_{j=1}^{N_r} |y_j - h_{j,i}s|^2 \right\}$$
$$[\hat{\imath}\,, \hat{s}] = \arg\min_{i,s} \{E_{1,1}; E_{1,2}; E_{1,3}; E_{1,4}; E_{2,1}; E_{2,2}; E_{2,3}; E_{2,4}\}$$
$$[\hat{\imath}\,, \hat{s}] = \arg\min_{i,s} \{0.6401; 3.1727; 5.7681; 3.2355; 0; 3.9196; 7.8392; 3.9196\}$$
$$[\hat{\imath}\,, \hat{s}] = \{0\} = \{E_{2,1}\} \;\Rightarrow\; \hat{\imath} = 2 \;;\; \hat{s} = s_1$$

مما سبق نستنتج أن الهوائي الفعّال هو الهوائي الثاني، والرمز المرسل عليه هو $_1$ ، ومن ثمَّ يكون التسلسل الرقمي المستقبل هو: $q_r = [100]$ وهو التسلسل الرقمي المُرسل نفسه.

3-2 اقتراح كاشف ذي تعقيد حسابي منخفض Low Complexity (LC) بالاعتماد على كاشف الأرجحية العظمى Maximum Likelihood (ML):

من العلاقة الرياضية (5) نستطيع كتابتها بالصيغة الآتية:

$$[\hat{\imath}\,,\hat{s}] = \arg\min_{i,s}(\|\boldsymbol{y}-\boldsymbol{h_i}s\|_F^2) = \arg\min_i\left(\min_s(\|\boldsymbol{y}-\boldsymbol{h_i}s\|_F^2)\right) \qquad (7)$$

من العلاقة الرياضية السابقة نعالج الجزء الداخلي من العلاقة بحيث نكتب:

$$[\hat{s}] = \arg\min_s(\|\boldsymbol{y}-\boldsymbol{h_i}s\|_F^2)$$

$$[\hat{s}] = \arg\min_s(\|\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}} - s\|_F^2) \qquad (8)$$

حيث: $\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}} = \boldsymbol{h_i^H}\boldsymbol{y}/\|\boldsymbol{h_i}\|_F^2$ وهو يُعبّر عن الرمز المستقبل، $\boldsymbol{h_i^H} = (\boldsymbol{h_i}^*)^T$: هي المصفوفة الهرميتية ،وهي منقول مرافق المصفوفة $\boldsymbol{h_i}$، بفرض أنّ $\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}} = r_i e^{j\theta_i}$ ، حيث: $s = e^{j\varphi}$ هو أحد رموز التعديل الرقمي المستخدم، إذا استطعنا تقدير طور الرمز المستقبل $\hat{\varphi}_i$ من خلال الزاوية θ_i نكون قد قمنا بتقدير الرمز المستقبل وهو: $\hat{s} = s(\hat{\varphi}\ \ ) = e^{j\hat{\varphi}_i}$.

من أجل ذلك سوف نستخدم عدة توابع في برنامج الماتلاب كما يأتي:

بفرض $\psi_{\hat{\varphi}_i} = \theta_i/(2\pi/M)$، حيث M: هي رتبة التعديل الرقمي، نقوم بتدوير $\psi_{\hat{\varphi}_i}$ إلى أقرب رقم صحيح من خلال تابع في الماتلاب $round\ (\psi_{\hat{\varphi}_i})$ ثم نستخدم التابع $mod\ (x,y)$ الذي يعطي قيمة باقي قسمة x/y فمثلاً: $(mod\ (5,8) = 5\ ,\ mod\ (8,8) = 0)$

لذلك لحساب $\hat{\varphi}_i$ نكتب العلاقة الآتية:

- $[\hat{\varphi}_i] = mod\big(round(\psi_{\hat{\varphi}_i}), M\big) \times \frac{2\pi}{M} \qquad (9)$

وبالتالي يكون الرمز المُقدّر هو: $s(\hat{\varphi}_i) = e^{j\hat{\varphi}_i}$،

بالتعويض بالعلاقة (7) تصبح كما يلي:

$$[\hat{\imath}] = \arg\min_i(\|\boldsymbol{y}-\boldsymbol{h_i}s(\hat{\varphi}_i)\|_F^2) \qquad (10)$$

$$\|\boldsymbol{y}-\boldsymbol{h_i}s(\hat{\varphi})\|_F^2 = \|\boldsymbol{y}\|_F^2 + \|\boldsymbol{h_i}\|_F^2|s(\hat{\varphi}_i)|^2 - 2\Re\left(\boldsymbol{h_i^H}\boldsymbol{y}\big(s(\hat{\varphi}_i)\big)^*\right)$$

$$= \|\boldsymbol{y}\|_F^2 + \|\boldsymbol{h_i}\|_F^2 - 2\|\boldsymbol{h_i}\|_F^2\Re\left(\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}}\big(s(\hat{\varphi}_i)\big)^*\right)$$

$$\|\boldsymbol{y}-\boldsymbol{h_i}s(\hat{\varphi})\|_F^2 = \|\boldsymbol{y}\|_F^2 + \|\boldsymbol{h_i}\|_F^2\left(1 - 2\Re\left(\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}}\big(s(\hat{\varphi}_i)\big)^*\right)\right) \qquad (11)$$

حيث $\Re$: هو الجزء الحقيقي للعدد العقدي.

من العلاقتين (10)، (11) نكتب ما يلي:

$$[\hat{\imath}] = \arg\min_i\left(\|h_i\|_F^2\left(1 - 2\Re\left(\tilde{y}_i\big(s(\hat{\varphi}_i)\big)^*\right)\right)\right) \qquad (12)$$

مما سبق نستطيع تلخيص الخوارزمية المقترحة للكشف ذات التعقيد المنخفض:

- For $i = 1: N_t$
- نحسب $\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}}$ حيث:

$$\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}} = \boldsymbol{h_i^H}\boldsymbol{y}/\|\boldsymbol{h_i}\|_F^2$$

- باستخدام العلاقة (9) نحسب $\hat{\varphi}_i$
- باستخدام $\hat{\varphi}_i$ نحسب الرمز المرسل من العلاقة: $s(\hat{\varphi}_i) = e^{j\hat{\varphi}_i}$
- من العلاقة (12) نحسب J_i حيث:

$$J_i = \|\boldsymbol{h_i}\|_F^2\left(1 - 2\Re\left(\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}}\big(s(\hat{\varphi}_i)\big)^*\right)\right)$$

- End for
- أوجد القيمة الصغرى لـ J_i ثم استنتج كلاً من $\hat{\imath}$ ، $\hat{s}_{\hat{\imath}}$.

مثال(2): المطلوب من المثال (1) كشف التسلسل المرسل في جهة المستقبل باستخدام الخوارزمية المقترحة (LC) علماً أن channel state information (CSI) معروفة عند المستقبل.

الحل(2): نطبق الخوارزمية (LC) على النظام 2×2 MIMO − SM لرموز معدلة رقمياً QPSK وبفرض أن البلوك المراد إرساله هو: $q_t = [100]$، وكانت ثوابت القناة $\boldsymbol{H}$ كما يأتي:

$$\boldsymbol{H} = \begin{pmatrix} 0.85 + 0.03i & 0.39 + 0.22i \\ -0.72 - 0.05i & -1.32 + 0.13i \end{pmatrix}$$

الإشارة المستقبلة هي:

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{h_i}\ s = h_2\ s_1 \Rightarrow \begin{pmatrix} y_1 \\ y2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.39 + 0.22i \\ -1.32 + 0.13i \end{pmatrix} \times (1)$$

$$\boldsymbol{y} = \begin{pmatrix} y_1 \\ y2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.39 + 0.22i \\ -1.32 + 0.13i \end{pmatrix}$$

- For $i = 1: 2$
- نحسب $\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}}$ من خلال العلاقة:

$$\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}} = \boldsymbol{h_i^H}\boldsymbol{y}/\|\boldsymbol{h_i}\|_F^2$$

من أجل $i = 1$ يكون:

$$\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{1}} = (0.85 - 0.03i \quad -0.72 + 0.05i) \times \begin{pmatrix} 0.39 + 0.22i \\ -1.32 + 0.13i \end{pmatrix} / (|0.85 + 0.03i|^2 + |-0.72 - 0.05i|^2)$$

$$\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{1}} = (1.282 + 0.016i)/1.244$$

$$\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{1}} = (1.030 + 0.013i)$$

- نحسب $\hat{\varphi}_1$ من العلاقة (9):

نحسب θ_1 كما يأتي:

$$\theta_1 = \tan^{-1}\left(\frac{\Im(\tilde{y}_1)}{\Re(\tilde{y}_1)}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{0.013}{1.030}\right) = 0.723^0 \Rightarrow$$

$$\psi_{\hat{\varphi}_1} = \frac{0.723^0}{\left(\frac{360}{4}\right)} = 0.008$$

$$[\hat{\varphi}_1] = \left(mod(round(0.008), 4) \times \frac{2\pi}{4}\right)$$
$$[\hat{\varphi}_1] = \left(mod(0,4) \times \frac{2\pi}{4}\right)$$
$$[\hat{\varphi}_1] = \left(0 \times \frac{2\pi}{4}\right) = 0^0$$
$$[\hat{\varphi}_1] = 0^0 \Longrightarrow s(0^0) = s_1(\hat{\varphi}_1) = 1 + 0i$$

- نحسب $_1$ من العلاقة (12) حيث:

$$J_1 = \|\boldsymbol{h_1}\|_F^2 \left(1 - 2\Re\left(\widetilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{1}}\left(s_1(\hat{\varphi}_1)\right)^*\right)\right)$$
$$J_1 = 1.244\left(1 - 2\Re\left((1.030 + 0.013i)(1 - 0i)\right)\right)$$
$$J_1 = 1.244\left(1 - 2(1.030)\right)$$
$$J_1 = -1.318$$

- نحسب $\widetilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}}$ من خلال العلاقة:

$$\widetilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}} = \boldsymbol{h}_{\boldsymbol{i}}^{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{y}/\|\boldsymbol{h_i}\|_F^2$$

من أجل $i = 2$ يكون:

$$\widetilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{2}} = (0.39 - 0.22i \quad - 1.32 - 0.13i) \times \begin{pmatrix} 0.39 + 0.22i \\ -1.32 + 0.13i \end{pmatrix} / (|0.39 + 0.22i|^2 + |-1.32 + 0.13i|^2)$$
$$\widetilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{2}} = (1.960)/1.960$$
$$\widetilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{2}} = 1$$

- نحسب $\hat{\varphi}_2$ من العلاقة (9):

نحسب θ_2 كما يأتي:

$$\theta_2 = \tan^{-1}\left(\frac{\Im(\tilde{y}_2)}{\Re(\tilde{y}_2)}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{0}{1}\right) = 0^0 \Longrightarrow$$
$$\psi_{\hat{\varphi}_2} = \frac{0^0}{\left(\frac{360}{4}\right)} = 0$$
$$[\hat{\varphi}_2] = \left(mod(round(0), 4) \times \frac{2\pi}{4}\right)$$
$$[\hat{\varphi}_2] = \left(mod(0,4) \times \frac{2\pi}{4}\right)$$
$$[\hat{\varphi}_2] = \left(0 \times \frac{2\pi}{4}\right) = 0^0$$
$$[\hat{\varphi}_2] = 0^0 \Longrightarrow s(0^0) = s_1(\hat{\varphi}_2) = 1 + 0i$$

- نحسب $_2$ من العلاقة (12) حيث:

$$J_2 = \|\boldsymbol{h_2}\|_F^2 \left(1 - 2\Re\left(\widetilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{2}}\left(s_1(\hat{\varphi}_2)\right)^*\right)\right)$$
$$J_2 = 1.960\left(1 - 2\Re\left(1(1 - 0i)\right)\right)$$
$$J_2 = 1.960(1 - 2)$$
$$J_2 = -1.960$$

- End for
- أوجد القيمة الصغرى لـ J_i ثم استنتج كلاً من $\hat{\imath}$ ، $\hat{s}_{\hat{\imath}}$، مما سبق نجد أنّ القيمة الصغرى هي J_2، ومنه نستنتج $\hat{\imath} = 2$ ، $\hat{s} = s_1 = 1$، ومن ثمَّ يكون البلوك المستقبل هو: $q_r = [100]$.

4- تحليل التعقيد الحسابي لكل من كاشف الأرجحية العظمى (ML) والكاشف منخفض التعقيد (LC):

4-1 تحليل التعقيد الحسابي لكاشف الأرجحية العظمى (ML) [12]:

نلحظ من العلاقة الرياضية (5) $[\hat{\imath}, \hat{s}] = arg\, min_{i,s}\|\boldsymbol{y} - \boldsymbol{h_i}s\|_F^2$ أنّ عملية البحث في فضاء N_tM بسبب تغيرات i والتي تُعبّر عن N_t و s التي تُعبّر عن M ، أمّا حساب عمليات الضرب لحساب القيمة $\boldsymbol{h_i}s$ هو جداء عددين عقديين يتطلب لحسابه أربع عمليات ضرب ،وبما أنّ $\boldsymbol{h_i}$ هي عمود واحد بعدد أسطر قدرها $\boldsymbol{N_r}$ ومن ثمَّ يكون عدد عمليات الضرب الحسابية المطلوبة لحساب $\boldsymbol{h_i}s$ هو $4N_r$، من جهة أخرى يمكن كتابة ما يأتي: $\|\boldsymbol{y} - \boldsymbol{h_i}s\|_F^2 = \left(\Re(\boldsymbol{y} - \boldsymbol{h_i}s)\right)^2 + \left(\Im(\boldsymbol{y} - \boldsymbol{h_i}s)\right)^2$ ، نلحظ من هذه العلاقة الرياضية لحساب الجزء الحقيقي والجزء التخيلي نحتاج إلى عمليتي ضرب، وبما أنّ $\boldsymbol{y}$ هي عمود واحد بعدد أسطر قدرها N_r ومن ثمَّ يكون عدد عمليات الضرب الحسابية المطلوبة لحساب $\left(\Re(\boldsymbol{y} - \boldsymbol{h_i}s)\right)^2 + \left(\Im(\boldsymbol{y} - \boldsymbol{h_i}s)\right)^2$ هو: $4N_r + 2N_r = 6N_r$ ومن ثمَّ يكون عدد عمليات الضرب الحسابية المطلوبة لحساب المقدار $[\hat{\imath}, \hat{s}] = \arg\min_{i,s}\|\boldsymbol{y} - \boldsymbol{h_i}s\|_F^2$ هو: $6N_rN_tM$.

4-2 تحليل التعقيد الحسابي للكاشف منخفض التعقيد (LC):

من أجل i معروفة، يتم حساب $\widetilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}}$ من العلاقة $\widetilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}} = \boldsymbol{h}_{\boldsymbol{i}}^{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{y}/\|\boldsymbol{h_i}\|_F^2$ ، لحساب $\boldsymbol{h}_{\boldsymbol{i}}^{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{y}$ كما يأتي: $\boldsymbol{h}_{\boldsymbol{i}}^{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{y} = \left(\Re(\boldsymbol{h}_{\boldsymbol{i}}^{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{y}) + \Im(\boldsymbol{h}_{\boldsymbol{i}}^{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{y})\right)$ ومن ثمَّ يحتاج لحسابه عدد عمليات ضرب حسابية مطلوبة قدرها $4N_r$ ، أيضاً لحساب $\|\boldsymbol{h_i}\|_F^2$ كما يأتي:

$$\|\boldsymbol{h_i}\|_F^2 = \left(\Re(\boldsymbol{h_i})\right)^T\Re(\boldsymbol{h_i}) + \left(\Im(\boldsymbol{h_i})\right)^T\Im(\boldsymbol{h_i})$$

يحتاج عدد عمليات ضرب حسابية مطلوبة قدرها 2_r، ومن ثمَّ يكون عدد عمليات الضرب الحسابية المطلوبة لحساب $\widetilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}}$ كما يأتي:

$$\widetilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{i}} = \frac{\boldsymbol{h}_{\boldsymbol{i}}^{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{y}}{\|\boldsymbol{h_i}\|_F^2} = \frac{1}{\|\boldsymbol{h_i}\|_F^2}\Re\left(\boldsymbol{h}_{\boldsymbol{i}}^{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{y}\right) + \frac{1}{\|\boldsymbol{h_i}\|_F^2}\Im\left(\boldsymbol{h}_{\boldsymbol{i}}^{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{y}\right)$$

هو $4N_r + 2N_r + 2 = 6N_r + 2$ ، ثم نقوم بحساب $\hat{\varphi}$ من أجل ذلك يتطلب حساب $\psi_{\hat{\varphi}}$ من العلاقة

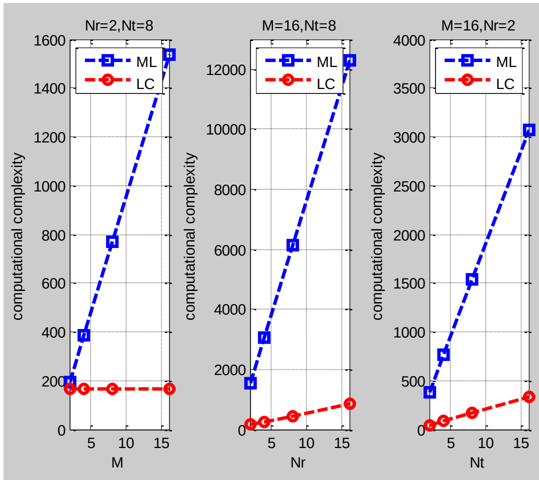
$$\psi_{\hat{\varphi}} = \theta_i * \frac{1}{(2\pi/M)}$$

حيث تحتاج إلى عملية ضرب واحدة لأن i معروفة كما ذكرنا سابقاً، ومن ثمَّ لحساب $\hat{\varphi}$ من العلاقة (9) نحتاج إلى

3 عمليات ضرب، عند حساب $\hat{\varphi}$ نحسب $\hat{s}_{\hat{\iota}}$ حيث لا تحتاج عملية حسابه أيّ عملية ضرب، بعد ذلك نحسب $J_i = \|\boldsymbol{h}_i\|_F^2\left(1-2\Re\left(\tilde{\boldsymbol{y}}_i\left(s(\hat{\varphi})\right)^*\right)\right)$ حيث نحتاج إلى 4 عمليات ضرب كما يأتي: إنّ $\|\boldsymbol{h}_i\|_F^2$ محسوبة سابقاً لذلك يطلب حساب $\Re\left(\tilde{\boldsymbol{y}}_i\left(s(\hat{\varphi})\right)^*\right) = \Re(\tilde{\boldsymbol{y}}_i)\Re\left(s(\hat{\varphi})\right) + \Im(\tilde{\boldsymbol{y}}_i)\Im\left(s(\hat{\varphi})\right)$ تحتاج إلى 2 عملية ضرب ومن ثمَّ $J_i = \|\boldsymbol{h}_i\|_F^2\left(1-2\Re\left(\tilde{\boldsymbol{y}}_i\left(s(\hat{\varphi})\right)^*\right)\right)$ يحتاج إلى 4 عمليات ضرب، ومن ثمَّ يكون عدد عمليات الضرب لتنفيذ الخوارزمية LC هو:

$$(6N_r+2+3+4)N_t = (6N_r+9)N_t$$

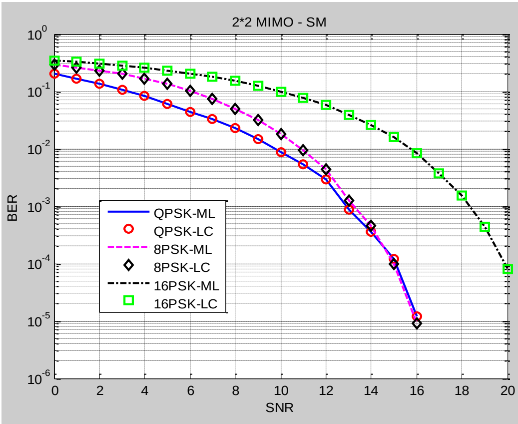
من أجل البارامترات الآتية: $N_r = 2,4,8,16$، $N_t = 2,4,8,16$، $M = 2,4,8,16$، يبين الشكل (6) عمليات التعقيد الحسابية لتنفيذ الخوارزميتين ML ، LC.



الشكل (6): عمليات التعقيد الحسابية لتنفيذ الخوارزميتين ML ، LC

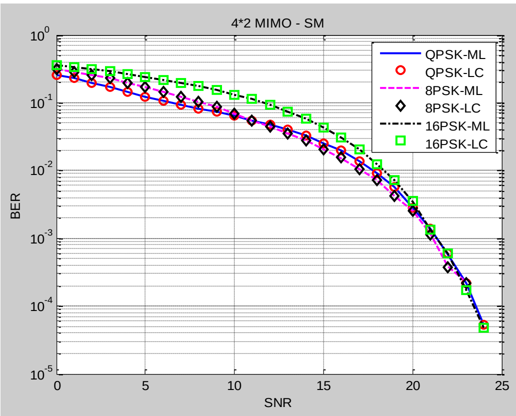
5- حساب معدّل الخطأ لكلا الخوارزميتين ML، LC:

تم التحقق من أداء الخوارزمية LC على أنظمة التعديل الرقمية QPSK, 8PSK, 16PSK باستخدام البارامترات $N_r = 2\,, N_t = 2$ في قناة خفوت رايلي المسطحة Flat Rayleigh والمقارنة مع أداء الخوارزمية ML حيث تم حساب معدّل خطأ البت BER مع نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR (dB) كما هو مبين بالشكل (7).



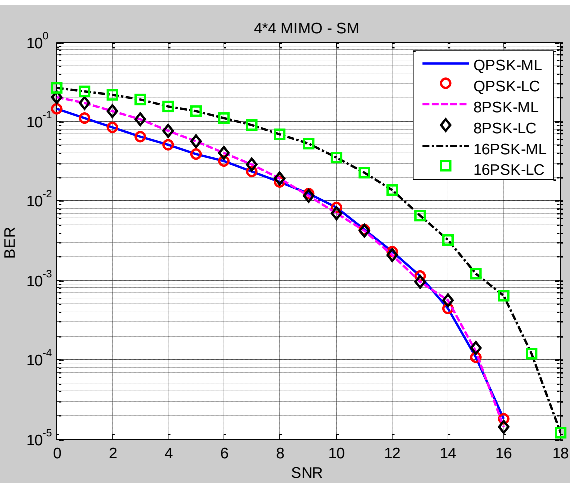
الشكل (7): BER مع SNR لكلا الخوارزميتين ML، LC للنظام 2*2MIMO

أيضاً تم التحقق من أداء الخوارزمية LC على أنظمة التعديل الرقمية QPSK, 8PSK, 16PSK باستخدام البارامترات $N_r = 2\,, N_t = 4$ في قناة خفوت رايلي المسطحة والمقارنة مع أداء الخوارزمية ML كما هو مبين بالشكل (8).



الشكل (8): BER مع SNR لكلا الخوارزميتين ML، LC للنظام 4*2MIMO

أيضاً تم التحقق من أداء الخوارزمية LC من أجل $N_r = 4\,, N_t = 4$ كما هو مبين بالشكل (9).



الشكل (9): BER مع SNR لكلا الخوارزميتين ML ، LC للنظام 4*4MIMO

6- النتيجة:

بعد دراسة وإجراء محاكاة لكلا الخوارزميتين ML، LC المطبقة على النظام MIMO-SM وذلك باستخدام برنامج Matlab وجدنا ما يأتي:

1- بينت النتائج أن الخوارزمية LC أقل تعقيداً من الخوارزمية ML بشكل كبير من حيث عدد العمليات الحسابية لتنفيذ كل خوارزمية.

2- بينت النتائج أن الخوارزمية ML يزداد تعقيد تنفيذها الحسابي بزيادة رتبة التعديل الرقمي M وفق العلاقة الرياضية $6N_rN_tM$، في حين أن رتبة التعديل الرقمي M لا تؤثر إطلاقاً في زيادة التعقيد الحسابي لتنفيذ الخوارزمية LC وفق العلاقة الرياضية $(6N_r+9)N_t$.

3- تم إجراء محاكاة لكلا الخوارزميتين ML، LC وتم اختبارهما على الأنظمة 2*2MIMO-SM، 4*2MIMO-SM، 4*4MIMO-SM، بينت النتائج أن معدّل الخطأ لكلا الخوارزميتين متطابق، مما يقودنا إلى استخدام الخوارزمية LC في الكشف الأمثل لأنظمة التعديل الفراغي MIMO-SM.

مسرد المصطلحات:

الضجيج الأبيض	**Additive White Gaussian Noise "AWGN"**
تشكيل الحزمة	**Beam forming**
التعديل الرقمي الثنائي بإزاحة الطور	**Binary Phase Shift Keying "BPSK"**
معدل خطأ البت	**Bit Error Rate "BER"**
عدد الخانات المنقولة في قناة الاتصال	**bits per channel use "bpcu"**
معلومات حالة القناة	**Channel State Information "CSI"**
معلومات حالة القناة عند المرسل	**Channel State Information Transmitter "CSIT"**
مخطط الكوكبة (التوضّع)	**Constellation**
الديسبل (وحدة قياس)	**Decibel (ratio in log scale) "dB"**
التنوع	**Diversity**
نظيم فروبينيوس	**Frobenius norm "F"**
معهد مهندسي الكهرباء والإلكترون	**Institute of Electrical and Electronics "IEEE"**
التعقيد الحسابي المنخفض	**Low Complexity "LC"**
التعديل الرقمي بإزاحة الطور الميمي	**M-ary Phase Shift Keying "M-PSK"**
برنامج ماتلاب	**Matlab**
كاشف الأرجحية العظمى	**Maximum Likelihood "ML"**
الأنظمة متعدّدة الدخل–متعدّدة الخرج	**Multiple Input - Multiple Output "MIMO"**
احتمال انقطاع الخدمة	**Outage probability**
التعديل الرقمي بإزاحة الطور	**Phase Shift Keying "PSK"**
التعديل الرقمي بإزاحة الطور التربيعي	**Quadrature Phase Shift Keying "QPSK"**
نسبة الإشارة إلى الضجيج	**Signal-to-Noise Ratio "SNR"**
التعديل بإزاحة المكان	**Space Shift Keying "SSK"**
التعديل الفراغي (المكاني)	**Spatial Modulation "SM"**
التضميم الفراغي	**Spatial Multiplexing**

REFERENCES

[1] YANG, D. "Closed-Loop Multiple Antenna Aided Wireless Communications Using Limited Feedback", A thesis for the degree of Doctor of Philosophy, University of Southampton, 192p, 2010.

[2] TELATAR, I. E. "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", European Transactions on Telecommunications, vol. 10, pp. 585–595, 1999.

[3] HANZO L., ALAMRI O., EL-HAJJAR M., and WU N. "Near-Capacity Multi-Functional MIMO Systems: Sphere-Packing, Iterative Detection and Cooperation", John Wiley & Sons Ltd, 718p, 2009.

[4] RENZO, M. D., HAAS H., GHRAYEB A., SUGIURA S., and HANZO L. "Spatial Modulation for Multiple–Antenna Communication", Wiley encyclopedia of the IEEE, pp. 1–26, 2015.

[5] CHAU Y., and YU S. "Space modulation on wireless fading channels", IEEE Veh. Technol. Conf.-Fall, pp. 1668–1671, 2001.

[6] MESLEH R. Y., HAAS H., SINANOVIC S., AHN C.W., and YUN S., " Spatial Modulation", IEEE transactions on vehicular technology, vol. 57, no. 4, pp. 2228–2241, July 2008.

[7] JEGANATHAN J., GHRAYEB A., SZCZECINSKI L., and CERON A. "Space shift keying modulation for MIMO channels", IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 8, no. 7, pp. 3692–3703, July 2009.

[8] MESLEH R., HAAS H., AHN C. W., and YUN S. "Spatial modulation - a new low complexity spectral efficiency enhancing technique", in First International Conference on Communications and Networking in China,(Beijing), pp. 1–5, Oct. 2006.

[9] RENZO D. R., HAAS H., and GHRAYEB A. "spatial modulation for MIMO wireless systems", IEEE wireless communications and networking conference WCNC 2013,Shanghai,China, April 7-10-2013.

[10] RAJASHEKAR R., HARI K. V. S., and HANZO L. "Reduced-Complexity ML Detection and Capacity-Optimized Training for Spatial Modulation Systems", IEEE Transactions on Communications, pp. 1–14, January 2014.

[11] TIAN T., LI Z., ZHOU M., and YANG X. "M-Algorithm-Based Optimal Detectors for Spatial Modulation", Journal of Communications Vol. 10, No. 4, pp. 245–251, April 2015.

[12] ZHANG X., ZHAO G., LIU Q., ZHAO N., and JIN M. "Enhanced M-algorithm-based Maximum Likelihood Detectors for Spatial Modulation", Int. J. Electron. Communications. (AEÜ), pp. 1361–1367, 2016.

[13] ZHANG X., ZHANG Y., LIU C., and JIA H. "Low-Complexity Detection Algorithms for Spatial Modulation MIMO Systems ", Hindawi, Journal of Electrical and Computer Engineering, pp. 1–7, Volume 2018.

[14] DATTA T., and CHOCKALINGAM A. "On Generalized Spatial Modulation", IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC): PHY, pp. 2753–2758, 2013.

Received	2020/06/23	إيداع البحث
Accepted for Publ.	2020/11/01	قبول البحث للنشر