

تحليل أداء تقنيات الحلقة المغلقة في أنظمة الهوائيات المتعددة MIMO في ظروف التشغيل العملية

د. غدير ماضي*

(تاريخ الإيداع 5 / 12 / 2016. قُبل للنشر في 7 / 3 / 2017)

□ ملخص □

إن توظيف عدد من الهوائيات في طرفي الإرسال والاستقبال لتشكيل ما يعرف بأنظمة الهوائيات متعددة المداخل والمخارج MIMO أسهم بشكل كبير بتحسين وثوقية الإرسال وزيادة معدل نقل المعطيات. الأمر الذي جعل هذه الأنظمة تمثل العمود الفقري في عالم الاتصالات اللاسلكية للعقد الأخير، مما أفسح الطريق أمام تطوير وابتكار تقنيات كثيرة في هذا المجال، وهذا ما تتطلب العمل الدائم على تحليل أبرز هذه التقنيات ومقارنة أدائها. يتناول هذا البحث عدة تقنيات تعتمد أنظمة الـ MIMO ذات الحلقة المغلقة كالتقنية P-OSM التي تعمل على تعظيم المسافة الأقليدية الصغرى بين رموز الإشارة في طرف الاستقبال بهدف تخفيض معدل خطأ البت، كذلك التقنيتين X, Y Precoders اللتين تعملان على تحسين ربح التنويع لأنظمة الـ MIMO. يهدف البحث لدراسة وتحليل أداء التقنيات السابقة من حيث معدل خطأ البت ودرجة التعقيد ضمن ظروف التشغيل العملية لأنظمة الاتصالات اللاسلكية بوجود قناة راجعة محدودة من المستقبل للمرسل. أظهرت النتائج إمكانية التشغيل العملي لتقنية P-OSM بشكل أبسط مقارنة مع التقنيات الأخرى بسبب أدائها الجيد ودرجة تعقيدها المنخفضة.

الكلمات المفتاحية: أنظمة الهوائيات المتعددة، الترميز المسبق، القناة اللاسلكية، القناة الراجعة المحدودة.

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

Performance analysis of closed-loop MIMO techniques in practical scenarios

Dr. Ghadir MADI *

(Received 5 / 12 / 2016. Accepted 7 / 3 / 2017)

□ ABSTRACT □

The employment of multiple antennas at the transmission and reception side for the formation of a MIMO system contributed significantly to improve the reliability of transmission and increase the data rate. In the last decade, this system represented the backbone of wireless communications which paved the way for the development of many techniques in this area. Therefore, there is a need to study the most important of these techniques and compare its performance analysis.

This research deals with several closed-loop MIMO techniques : (P-OSM) which maximizes the minimum Euclidean distance in the received signal constellation in order to reduce the bit error rate, (X and Y Precoders) which improve the diversity gain of MIMO system. The aim is to study and analysis the performance of previous techniques in practical scenarios of wireless communication systems in the presence of limited feedback channel. The results shows the possibility of practical employment of the P-OSM technique in a simple way compared to other techniques due to its good performance and low complexity order.

Keywords: Multiple antenna systems MIMO, Precoding, Wireless channel, Limited feedback channel.

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

مقدمة:

تسير عجلة الاتصالات اللاسلكية على مدى السنوات الماضية بسرعة هائلة، في محاولة لمجاراة متطلبات المستخدمين في الحصول على وصلات اتصال لاسلكية ذات سرعات عالية. الأمر الذي وضع الباحثين في هذا المجال أمام العديد من التحديات التقنية المعقدة مثل ارتفاع معدلات نقل المعطيات، الوسط اللاسلكي المشترك، التداخل والخوفات. تبنت العديد من معايير الاتصالات الحديثة مثل: الجيل الرابع (LTE) والجيل الخامس أنظمة الهوائيات متعددة المداخل والمخارج (MIMO) Multiple Input Multiple Output لميزاتها العديدة من ربح التنوع Diversity Gain، و ربح التنضيد المكاني Spatial Multiplexing Gain التي تسمح بزيادة معدلات نقل المعطيات وتحسين وثوقية الإرسال والكفاءة الطيفية [1,2,3]. الأمر الذي جعل هذه الأنظمة تمثل محور الدراسات الحديثة، حيث تعددت الأبحاث والدراسات وأبتكرت العديد من التقنيات في هذا المجال بهدف استغلال ميزاته بالشكل الأمثل. من أهم التقنيات المطروحة حالياً للبحث في أنظمة MIMO هي تقنية الترميز المسبق Precoding التي تعمل مع أنظمة MIMO ذات الحلقة المغلقة. يتم تصنيف أنظمة MIMO حسب معرفة معلومات حالة القناة (CSI) Channel State Information في المرسل الى أنظمة ذات حلقة مفتوحة Open loop تكون فيها حالة القناة معروفة فقط في المستقبل وأنظمة ذات حلقة مغلقة Closed loop تكون فيها حالة القناة معروفة في المرسل والمستقبل معا [2]. يقوم المستقبل في أنظمة الاتصالات جميعها بتخمين حالة القناة عن طريق خوارزميات التخمين Estimation Algorithms، ثم يقوم باستغلال هذه المعلومات لكشف الإشارة المستقبلية. تحتاج أنظمة MIMO لمعلومات حالة القناة بالمستقبل كما في الأنظمة السابقة، لكن يتم الحصول على معلومات حالة القناة في المرسل أيضاً بإضافة قناة راجعة من المستقبل إلى المرسل. عملياً، من الصعب الحصول على معلومات حالة القناة بشكل تام Full CSI في المرسل بسبب حجمها الكبير وخاصةً في القنوات ذات التغيرات السريعة، وهذا ما استلزم استخدام طرق القناة الراجعة المحدودة Limited Feedback Channel [4].

تعمل تقنية الترميز المسبق Precoding على الاستفادة من معرفة حالة القناة في المرسل من أجل تحسين أداء أنظمة MIMO عبر تصميم معايير Criterias محددة مثل: تخفيض متوسط مربع الخطأ Minimize the Mean Square Error، تعظيم نسبة الإشارة الى الضجيج Maximize Signal to Noise Ratio [5]... الخ ونظراً لأهمية الفائدة العملية الكبيرة التي تقدمها تقنية الترميز المسبق ما تزال في مجال الدراسات الحديثة النشطة. حيث تتواجد حالياً الكثير من الرموز المسبقة Precoders المتوقع تطبيقها في المستقبل [2,3].

وهذا ما وضعنا أمام السؤال الآتي : كيف يمكن المفاضلة بين تقنيات الترميز المسبق التي يمكن اعتمادها

ضمن ظروف التشغيل العملية لشبكات الاتصالات الحديثة ؟

أهمية البحث وأهدافه:

يعتمد البحث على دراسة تقنيات الترميز المسبق الآتية X, Y Precoders و P-OSM Precoder حيث تعتبر من تقنيات الحلقة المغلقة المميزة التي تقدم أداء جيداً في أنظمة MIMO حسب الأبحاث التي تم إجراؤها [6,7,8,9]. بالمقابل لا يوجد دراسة واضحة تقارن بين أداء التقنيتين X, Y Precoders من جهة والتقنية P-OSM Precoder من جهة أخرى، لذلك يهدف البحث لتحليل أداء هذه التقنيات ومقارنة الأداء فيما بينها ضمن ظروف

الاستخدام العملية المعتمدة حالياً في شبكات الاتصالات اللاسلكية من حيث معدل خطأ البت (BER : Bit Error Rate) و تعقيد الحساب الرياضي لكل تقنية.

تتلخص أهداف البحث في النقاط الآتية:

- دراسة وتحليل النموذج الرياضي لكل من التقنيات X, Y Precoders و P-OSM Precoder.
- استنتاج ملخص يعرض طريقة تشغيل كل تقنية بعد معرفة المعلومات العائدة من المستقبل الى المرسل وذلك تمهيدا لتخفيض حجم هذه المعلومات عند إرسالها إلى المرسل بعملية تعرف بالتكميم Quantization.
- مقارنة أداء التقنيات السابقة في ظروف التشغيل المثالية Full CSI من حيث معدل خطأ البت BER.
- تحليل أداء التقنيات السابقة ضمن ظروف التشغيل العملية بوجود قناة راجعة محدودة Limited feedback channel بين المستقبل والمرسل واستخدام عملية التكميم ودراسة التعقيد الرياضي لكل تقنية.

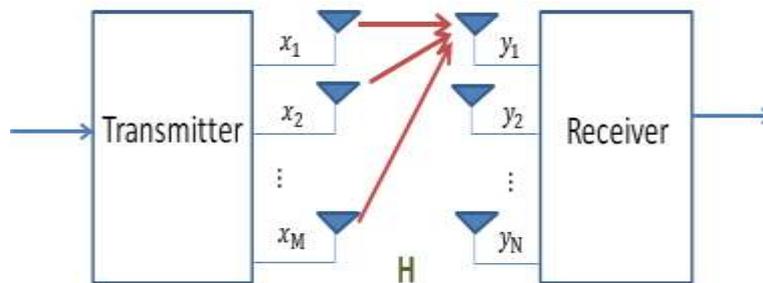
طرائق البحث ومواده:

1-تعاريف أساسية:

إن استخدام هوائيات متعددة في طرف الاستقبال، كما هو معروف منذ زمن طويل، يمكن أن يحسن الاستقبال إما عبر اختيار الإشارة الأقوى أو بدمج الإشارات المستقلة في إشارة واحدة باستخدام تقنيات دمج خاصة [1,2]. في منتصف تسعينات القرن الماضي قام كل من Foschini [10] و Telatar [11] بالعديد من الأبحاث، أثبتوا من خلالها أن استخدام هوائيات متعددة بطرفي الإرسال والاستقبال معاً تدعى بأنظمة الهوائيات المتعددة المداخل والمخارج MIMO يعطي فوائد هامة جداً.

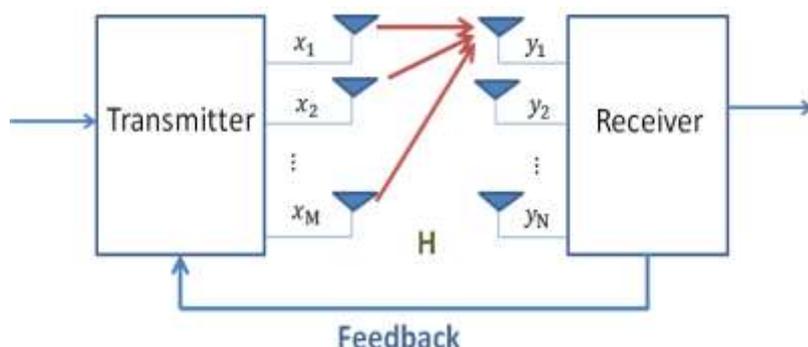
تحتوي أنظمة MIMO على مجموعة من الهوائيات (هوائيين أو أكثر) في المرسل والمستقبل كما هو مبين بالشكل (1) مفصولة بمسافات أكبر من نصف طول الموجة المرسله بغية الحصول على التنوع المكاني Space Diversity الذي يحسن بشكل ملحوظ من معدل خطأ البت في البيئات الغنية بالتبعثر مقارنة بأنظمة الهوائيات ذات المدخل والمخرج الوحيد Single Input Single Output (SISO) [12,13].

كما تعمل أنظمة MIMO على زيادة معدل نقل المعطيات، من خلال استغلال المسارات المتعددة المستقلة بين المرسل والمستقبل، ومنه زيادة عدد تدفقات المعطيات التي يمكن إرسالها بنفس اللحظة [12]. الأمر الذي جعل أنظمة MIMO أساساً لمعظم معايير الاتصالات اللاسلكية الحديثة مثل 5G, LTE Advanced, IEEE 802.11A التي تعد أحدث تقنيات الـ Wi-Fi... الخ [14,15].



الشكل (1): نظام الاتصال اللاسلكي MIMO

- تصنف أنظمة MIMO حسب معرفة معلومات حالة القناة في المرسل الى صنفين أساسيين :
1. أنظمة MIMO تعتمد الحلقة المفتوحة Open loop: في هذا النوع تكون معلومات حالة القناة CSI معروفة لدى المستقبل فقط.
 2. أنظمة MIMO تعتمد الحلقة المغلقة Closed loop: في هذا النوع تكون معلومات حالة القناة CSI معروفة لدى كل من المرسل والمستقبل عن طريق قناة راجعة Feedback من المستقبل الى المرسل كما هو مبين بالشكل (2).



الشكل (2): أنظمة MIMO ذات الحلقة المغلقة

يمكن تمثيل النموذج الرياضي لأنظمة MIMO بفرض أن عدد هوائيات الإرسال M وعدد هوائيات الاستقبال N بالعلاقة الآتية [2] :

$$Y = HX + n \quad (1)$$

$$Y = [Y_1, Y_2, \dots, Y_N]^T \text{ شعاع الإشارة المستقبلية.}$$

$$X = [X_1, X_2, \dots, X_M]^T \text{ شعاع الإشارة المرسلية.}$$

H : مصفوفة قناة الاتصال وتعبّر عن $N \times M$ مسار تمثل الاستجابات النبضية Impulse Response للقناة

بين المرسل والمستقبل وتأخذ الشكل الآتي:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix}$$

حيث إن h_{ij} يعبر عن القناة بين الهوائي i من مجموعة الهوائيات المستقبلية والهوائي j من مجموعة الهوائيات

المرسلية بمعنى آخر تمثل h_{ij} الاستجابة النبضية للقناة بين زوج الهوائيات السابق [2].

$n = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$ شعاع الضجيج الأبيض الغوسي الجمعي (Additive White Gaussian Noise) المضاف عند كل هوائي مستقبل.

كاشف الاحتمالية العظمى Maximum-Likelihood detection:

يستغل المستقبل في أنظمة MIMO معلومات حالة القناة المخمنة من أجل استخلاص الإشارة المرسلية من

الإشارة المستقبلية عبر أحد طرق كشف الإشارة المستقبلية، ومن أهم هذه الطرق هو الكاشف Maximum-Likelihood (ML)

(Likelihood) الذي يعمل على مبدأ البحث بجميع احتمالات كلمة الترميز الممكنة قبل اتخاذ قرار الكشف حسب

العلاقة الآتية [1]:

$$\hat{X} = \operatorname{argmin}_{X \in S} \|Y - HX\|^2 \quad \hat{X} = \operatorname{argmin}_{X \in S} \|Y - HX\|^2 \quad (2)$$

\hat{X} : تعبر عن الإشارة المخمنة للإشارة المرسل.

Y : تمثل الإشارة المستقبلية وفق المعادلة (1).

H : تمثل حالة القناة المخمنة باستخدام خوارزميات التخمين.

S : تمثل جميع احتمالات كلمة الترميز المرسل.

$\|\cdot\|$: المقياس الإقليدي Euclidean norm.

إن كاشف ML معقد حسابياً وتعقيده يتناسب أسياً مع عدد الرموز المرسل ويُعبر عن درجة تعقيده بـ M^b حيث M إن M تمثل حجم التعديل Constellation Size، و b تمثل عدد الرموز المرسل بنفس الوقت عبر هوائيات الإرسال (أو يمثل عدد التدفقات المستقلة للمعطيات) لكنه يعتبر الكاشف الأفضل من حيث أداء معدل الخطأ (BER) مقارنة بالكواشف [16].

2- الترميز المسبق Precoding في أنظمة MIMO

على الرغم من الميزات العديدة التي تقدمها أنظمة MIMO إلا أنها حساسة تجاه ظروف الإرسال السيئة كالخفوت وتداخل العينات (ISI) Inter Symbol Interference [2,17]. تستطيع عملية الترميز المسبق Precoding تحسين أداء أنظمة MIMO لتتلاءم مع شروط القناة المتغيرة، من خلال معرفة معلومات حالة القناة بشكل تام Full CSI بالمرسل وإجراء مجموعة من العمليات على الإشارة قبل إرسالها في قناة الاتصال اللاسلكية [5, 18] وبهذا يختلف الترميز المسبق عن الترميز التقليدي المتعارف عنه في أنظمة الاتصالات. كما تسمح معرفة معلومات حالة القناة في المرسل بتصميم مرمر مسبق Precoder يحسن بارامترا معنا من بارامترات أنظمة الاتصالات مثل: تخفيض متوسط مربع الخطأ Minimize the Mean Square Error، تعظيم نسبة الإشارة إلى الضجيج Maximize Signal to Noise Ratio [5]، تعظيم المسافة الإقليدية الصغرى Minimum Euclidean Distance بين نقاط الإشارة في طرف الاستقبال [8]،... الخ عبر إيجاد مجموعة من الحلول الرياضية المتكيفة مع معلومات حالة القناة المختلفة.

تعتمد تقنية الترميز المسبق على تحويل قناة MIMO إلى قنوات فرعية مستقلة وتعتبر طريقة التقسيم بالقيم المنفردة Singular Value Decomposition (SVD) إحدى أهم الطرق في فصل قناة MIMO لقنوات مستقلة ومتوازية دون أي تداخل فيما بينها. إن عملية SVD هي باختصار عملية رياضية تقول أنه يمكن تقسيم أي مصفوفة A إلى جداء ثلاث مصفوفات، ويعبر عن ذلك رياضياً كما يلي [18]:

$$A = U \cdot \Sigma \cdot V^H \quad A = U \cdot \Sigma \cdot V^H \quad (3)$$

U و V مصفوفتان وحدويتان (Unitary Matrix)، Σ مصفوفة قطرية تحوي القيم المنفردة (singular value) للمصفوفة A .

حيث:

$$H^H \text{ العامل الهرميتي لمصفوفة } H \text{ و هو منقول المرافق لهذه المصفوفة.}$$

تسمى المصفوفة B مثلاً مصفوفة وحدوية إذا حققت العلاقة الآتية $B \cdot B^H = B^H \cdot B = I$ حيث

I مصفوفة الوحدة (Identity Matrix).

تُطبق العملية السابقة على مصفوفة القناة $H [N \times M]$ المخزنة في المستقبل في أنظمة MIMO ذات الحلقة المغلقة للقيام بالترميز المسبق Precoding بحيث تقسم مصفوفة القناة وفقاً للعلاقة (3) إلى $H = U \cdot \Sigma \cdot V^H$ وتكون المصفوفة القطرية Σ التي تحوي القيم المنفردة $\{\sigma_i\}$ لمصفوفة القناة H بأبعاد $[N \times M]$ حيث إن:

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \sigma_3 \geq \dots \geq \sigma_{\min(N,M)} \geq 0$$

إن عدد القيم المنفردة غير الصفرية يعبر عن رتبة المصفوفة (Rank) ويرمز لها بـ R_H وتعطى رياضياً

كالآتي:

$$R_H \leq \min(N, M)$$

النموذج الرياضي لعملية الترميز المسبق في أنظمة MIMO

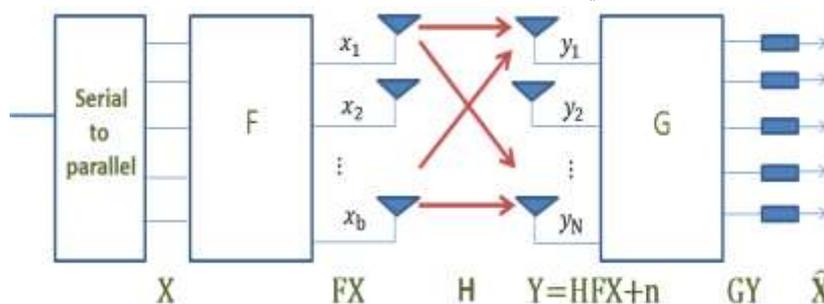
بفرض لدينا نظام MIMO مع عدد هوائيات إرسال M وعدد هوائيات استقبال N ، وبفرض أن b تمثل عدد تدفقات المعطيات المستقلة Independent Data Stream التي يتم إرسالها بنفس الوقت عبر هوائيات الإرسال، وأن معاملات القناة معروفة لدى كل من المستقبل والمرسل، يوصف نموذج تقنية الترميز المسبق الموضح بالشكل (3) وفق المعادلة الآتية [19]:

$$Y = GHFX + G_n \quad Y = GHFX + G_n \quad (4)$$

F : تعبر عن مصفوفة الترميز المسبق Precoding بأبعاد $[M \times b]$.

G : تعبر عن مصفوفة فك الترميز المسبق Decoding بأبعاد $[b \times N]$.

b : عدد تدفقات المعطيات المستقلة التي يمكن إرسالها باللحظة نفسها $b = R_H \leq \min(N, M)$.



الشكل (3): تقنية الترميز المسبق Precoding

من خلال عملية الـ SVD وباستخدام عدد من العلاقات الرياضية الموضحة في [8]، يمكن تحويل مصفوفة

الترميز المسبق إلى $F = F_v F_d$ ومصفوفة فك الترميز المسبق إلى $G = G_d G_v$

إن F_v, G_v عبارة عن مصفوفتين وحدويتين تنتجان من تطبيق SVD على مصفوفة القناة H حيث $F_v = V$

$G_v = U^H$, [8]. بينما G_d, F_d مصفوفتان تعبران عن المتغيرات التي يحتاجها المصمم لحسابهما من أجل تحسين

بارامتر محدد في نظام الاتصالات اللاسلكية. ويشار للتحويل السابق بالتحويل الافتراضي Virtual Transformation.

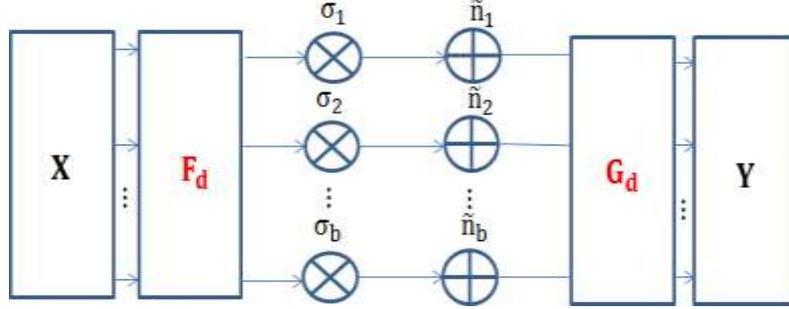
يصبح نموذج النظام في العلاقة (4) بالشكل الآتي:

$$Y = G_d H_v F_d X + G_d \tilde{n} \quad Y = G_d H_v F_d X + G_d \tilde{n} \quad (5)$$

$\tilde{n} = G_v n$: شعاع الضجيج الافتراضي بأبعاد $[b \times 1]$.

السابقة بالشكل القطري الآتي:
 $H_v = G_v H F_v$: مصفوفة القناة الافتراضية بأبعاد $[b \times b]$. وبالإعتماد على الشكل (4) يمكن كتابة المعادلة

$$H_v = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_b) \quad H_v = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_b) \quad (6)$$



الشكل (4): تحليل قناة MIMO لقنوات متوازية مستقلة

أي إنه بتطبيق SVD على مصفوفة قناة MIMO يمكننا تحليلها لـ $b = R_H \leq \min(M, N)$ قناة فرعية افتراضية مستقلة ومتوازية، ومن خلال عملية الترميز المسبق سيتم حساب مصفوفات الترميز المسبق لتحسين بارامتر محدد في النظام، وإرسالها عبر القناة الراجعة إلى المرسل.
سنستعرض فيما يلي الرموز المسبقة Precoders المستخدمة في الدراسة.

• الرموز المسبقة X, Y Precoders

تعتمد هذه التقنية على استخدام عملية الـ SVD السابقة ومن ثم تصميم مصفوفات الترميز المسبق لتحسين أداء النظام. تم اقتراح هذه التقنية في [6] من أجل تحسين ربح تنوع أنظمة MIMO عن طريق مزاجية القنوات الفرعية ذات ربح التنوع المنخفض مع القنوات الفرعية ذات ربح التنوع العالي، كما أوجدوا الحل المناسب لها اعتماداً على حالة القناة المتغيرة.

تتألف المصفوفة F_d في X, Y Precoders من مصفوفات حقيقية متعامدة A_k ذات أبعاد 2×2 تقوم بترميز معلومات كل زوج من القنوات الفرعية المقترنة. تكون المصفوفات A_k من أجل المرمز المسبق X-Precoder مميزة بزاوية وحيدة θ ، وتأخذ الشكل الآتي [6]:

$$A_k = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) \\ -\sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix}, \quad k = 1, \dots, N/2$$

$$A_k = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) \\ -\sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix}, \quad k = 1, \dots, N/2 \quad (7)$$

k : تمثل أزواج القنوات المقترنة.

N : عدد هوائيات الاستقبال.

تعطى القيمة الدقيقة لـ θ_k من أجل تعديل 4-QAM بالشكل الآتي:

$$\theta_k = \begin{cases} \pi/4 & \beta_k \leq \sqrt{3} \\ \tan^{-1} \left[(\beta_k^2 - 1) - \sqrt{(\beta_k^2 - 1)^2 - \beta_k^2} \right] & \beta_k > \sqrt{3} \end{cases} \quad (8)$$

$\beta_k \triangleq \frac{\sigma_{ik}}{\sigma_{jk}}$ رقم الشرط Condition Number من أجل زوج k .

σ_{ik} : ربح القناة الفرعية i .

σ_{jk} : ربح القناة الفرعية j .

بينما تكون المصفوفات A_k من أجل المرمز المسبق Y precoder مثلثية يسرى عليها، مميزة ببارامترين

a_k, b_k يتعلقان بالطاقة المخصصة للقنوات الفرعية المقترنة وتأخذ الشكل الآتي [6]:

$$A_k = \begin{bmatrix} a_k & 2a_k \\ 2b_k & 0 \end{bmatrix}, k = 1, \dots, N/2 \quad A_k = \begin{bmatrix} a_k & 2a_k \\ 2b_k & 0 \end{bmatrix}, k = 1, \dots, N/2 \quad (9)$$

يعطى الحل الأفضل لـ Y-Precoder بالشكل الآتي:

$$(a_k, b_k) = \begin{cases} \left(\left(\sqrt{\frac{12P_T}{N(\mathcal{M}-1)}}, 0 \right) \right) & \beta_k^2 \geq \frac{\mathcal{M}-1}{3} \\ \left(\left(\sqrt{\frac{4P_T}{3N(\beta_k^2 + \mathcal{M}')}} , \beta_k \sqrt{\frac{P_T}{N(\beta_k^2 + \mathcal{M}')}} \right) \right) & \beta_k^2 < \frac{\mathcal{M}-1}{3} \end{cases}$$

$$(a_k, b_k) = \begin{cases} \left(\left(\sqrt{\frac{12P_T}{N(\mathcal{M}-1)}}, 0 \right) \right) & \beta_k^2 \geq \frac{\mathcal{M}-1}{3} \\ \left(\left(\sqrt{\frac{4P_T}{3N(\beta_k^2 + \mathcal{M}')}} , \beta_k \sqrt{\frac{P_T}{N(\beta_k^2 + \mathcal{M}')}} \right) \right) & \beta_k^2 < \frac{\mathcal{M}-1}{3} \end{cases} \quad (10)$$

حيث إن $\mathcal{M}' = \frac{\mathcal{M}-1}{9}$.

يمكن فصل كاشف ML المستخدم في المستقبل إلى k كاشف مستقل من أجل كل زوج من أزواج القنوات الفرعية المقترنة، والتي تُفصل بدورها إلى ML كاشف مستقل من أجل المركبات الحقيقية والتخييلية للرموز المرسل على كل زوج، ومنه تخفيض درجة تعقيد ML إلى $b \times \mathcal{M}$ بدلا من \mathcal{M}^b .

يمكن أن نلخص طريقة تشغيل التقنية السابقة في النظام MIMO كما يلي:

يقوم المستقبل باستقبال الإشارة المرسل وتخمين حالة القناة الحالية للحصول على مصفوفة القناة H ، ومن ثم تطبيق عملية الـ SVD على مصفوفة القناة وإيجاد F_v والبارامترات θ_k و β_k . يتم بعد ذلك إرسال هذه المعلومات كاملة إلى المرسل عبر القناة الراجعة، حيث يقوم المرسل بدوره بحساب مصفوفة الترميز المسبق F_d حسب المرمز المستخدم وفقا للعلاقات السابقة ويضربها بالإشارة المرسل ثم إلى هوائيات الإرسال.

من الجدير بالذكر أن عملية التقسيم بالقيم المنفردة SVD عملية رياضية ليست بسيطة أبداً ولها تعقيد كبير [20] وهناك العديد من المرمزات المسبقة الأخرى التي لا تعتمد في عملها على SVD في تحليل قناة MIMO إلى

قنوات مستقلة ومن ثم تطبيق مصفوفات الترميز المسبق المفترضة لتحسين بارامتر ما. من هذه الرموز المسبقة :
الرمز المسبق P-OSM Precoder الذي نشره فيما يلي.

• الرمز المسبق P-OSM Precoder

اقترحت فكرة التنضيد المكاني المتعامد (OSM) Orthogonalized Spatial Multiplexing في [21] من أجل أنظمة MIMO ذات الحلقة المغلقة لتحقيق تعامد بين الرموز المرسله عبر إجراء عملية تدوير رياضية في المرسل، وذلك من أجل هوائيين فقط بالإرسال $M = 2$ ، حيث يتم إرسال $b = 2$ تدفقي معطيات مستقلين باستخدام التحويل الآتي [21] :

$$E(X, \varphi) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi} \end{bmatrix} S(X) \quad E(X, \varphi) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi} \end{bmatrix} S(X) \quad (11)$$

φ : زاوية طور الدوران وتطبق على هوائي الإرسال الثاني لتحقيق متطلبات التعامد للرموز المرسله.

$X = [X_1, X_2]^T$: شعاع الإشارة المرسله

$$S(X) = \begin{bmatrix} S_1(X) \\ S_2(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Re[X_1] + j\Re[X_2] \\ \Im[X_1] + j\Im[X_2] \end{bmatrix} \text{ بالشكل}$$

حيث إن $\Re(X_i)$, $\Im(X_i)$ (القسم الحقيقي والتخيلي لـ X_i على التوالي).

ومنه يتم إعادة كتابة معادلة النظام MIMO المعطاة سابقا بالعلاقة (1) كما يلي :

$$Y = HE(X, \varphi) + n = H_\varphi S(X) + n \quad Y = HE(X, \varphi) + n = H_\varphi S(X) + n \quad (12)$$

$$H_\varphi = H \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi} \end{bmatrix} : \text{تمثل مصفوفة القناة من أجل } S(X).$$

انطلاقا من العلاقة (12) تم الاعتماد على تمثيل جديد للنظام يعتمد على فصل القسم الحقيقي عن القسم التخيلي لإشارات نظام MIMO يسمى تمثيل القيمة الحقيقية Real-valued representation [21].
يعطى تمثيل القيمة الحقيقية للعلاقة (12) بالشكل الآتي:

$$Y = \begin{bmatrix} \Re[Y] \\ \Im[Y] \end{bmatrix} = H_\varphi S(X) + n \quad Y = \begin{bmatrix} \Re[Y] \\ \Im[Y] \end{bmatrix} = H_\varphi S(X) + n \quad (13)$$

$$= \begin{bmatrix} \Re[H_\varphi] & -\Im[H_\varphi] \\ \Im[H_\varphi] & \Re[H_\varphi] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Re[S(X)] \\ \Im[S(X)] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Re[n] \\ \Im[n] \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \Re[H_\varphi] & -\Im[H_\varphi] \\ \Im[H_\varphi] & \Re[H_\varphi] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Re[S(X)] \\ \Im[S(X)] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Re[n] \\ \Im[n] \end{bmatrix}$$

تسمح طريقة التنضيد المكاني المتعامد (OSM) السابقة بتخفيض درجة تعقيد الكاشف ML من \mathcal{M}^b إلى $b \times \mathcal{M}$ من خلال فصل X_1 عن X_2 بفضل وجود زاوية الدوران φ التي ستحقق التعامد بين الرموز المرسله. تم حساب الزاوية φ اعتمادا على معرفة حالة القناة في المستقبل H كما يلي [21] :

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{A}{B} \right) \mp \frac{\pi}{2} \quad (14)$$

$$A = \sum_{i=1}^N |h_{i1}| |h_{i2}| \sin(\angle h_{i2} - \angle h_{i1}) \quad \text{حيث}$$

$$B = \sum_{i=1}^N |h_{i1}| |h_{i2}| \cos(\angle h_{i2} - \angle h_{i1})$$

يمثل الرمز \angle زاوية العدد العقدي و $|\cdot|$ طولته.

قام الباحثون بعد ذلك بإضافة تقنية ترميز مسبق تحسن من أداء OSM تعتمد على تعظيم المسافة الإقليدية الصغرى بين نقاط الإشارة المستقبلية (d_{\min}) Minimum Euclidean Distance [7]، مما يؤدي بدوره إلى تحسين أداء معدل خطأ البت لأنظمة MIMO. ومن هنا جاءت تسميته P-OSM أي Precoding-OSM. يُعبر البارامتر d_{\min} عن المسافة الإقليدية الصغرى بين نقاط التعديل، كما يدخل في حساب أغلب علاقات احتمال الخطأ لأنظمة الاتصالات [22]. وبالنتيجة فإن أي تحسين في هذا البارامتر ينعكس مباشرة على تحسين معدل خطأ البت.

يمكن إعادة التعبير عن نموذج النظام بعد إضافة الترميز المسبق كما يلي :

$$Y = H_{\varphi} P S(X) + n \quad Y = H_{\varphi} P S(X) + n \quad (15)$$

P: مصفوفة حقيقية تمثل مصفوفة الترميز المسبق المضافة لها أبعاد $[4 \times 4]$ وتأخذ الشكل

$$P = \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_1 \end{bmatrix}, \text{ حيث إن } P_1 \text{ مصفوفة حقيقية ثنائية البعد. تم حساب هذه المصفوفة في [7] بحيث يتم}$$

تعظيم d_{\min} كما يلي :

$$P_1 = \begin{bmatrix} R_{\varphi 1} & 0 \\ 0 & R_{\varphi 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D & 0 \\ 0 & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{\varphi 2} & 0 \\ 0 & R_{\varphi 2} \end{bmatrix}$$

$$P_1 = \begin{bmatrix} R_{\varphi 1} & 0 \\ 0 & R_{\varphi 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D & 0 \\ 0 & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{\varphi 2} & 0 \\ 0 & R_{\varphi 2} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$D = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & \sqrt{2-L^2} \end{bmatrix}, \quad R_{\varphi i} = \begin{bmatrix} \cos \varphi i & -\sin \varphi i \\ \sin \varphi i & \cos \varphi i \end{bmatrix} : \text{ حيث}$$

أي لتعظيم d_{\min} نحتاج لحساب ثلاث بارامترات وهي: φ_1, φ_2, L حيث يتم حساب φ_1 بشكل مباشر من H_{φ} بعد معرفة حالة القناة في المستقبل بينما يتم اختيار كل من φ_2, L من جداول معطاة في [7] اعتماداً على بارامتر k يحسب بعد معرفة حالة القناة في المستقبل.

ملاحظة: تم اقتراح الحل السابق للرمز المسبق P-OSM في أنظمة MIMO تحوي هوائيين فقط في الإرسال $M = 2$ ، يمكن تشغيل P-OSM مع عدد هوائيات إرسال $M > 2$ وذلك بإضافة خوارزمية اختيار بين هوائيات الإرسال Antenna Selection Algorithm.

يمكن أن نلخص طريقة تشغيل الرمز المسبق P-OSM في النظام MIMO كما يلي :

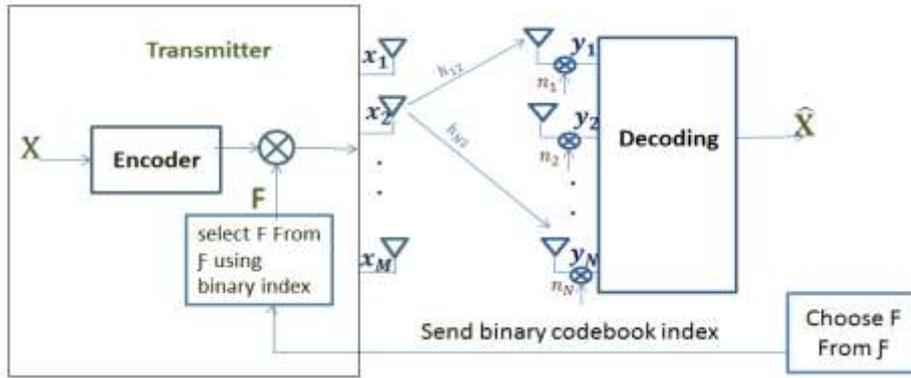
يقوم المستقبل باستقبال الإشارة المرسله وتخمين حالة القناة الحالية للحصول على مصفوفة القناة H ، ومن ثم يقوم بحساب زاوية الدوران φ ثم يحسب الزاوية φ_1 و البارامتر K . يتم بعدئذ إرسال هذه المعلومات كاملةً الى المرسل عبر القناة الراجعة، يقوم المرسل بدوره بإيجاد الزاوية φ_2 والبارامتر L من الجداول المعطاة في [7] وفقاً لقيمة K ويحسب بعد ذلك مصفوفة الترميز المسبق P التي ستعظم d_{\min} وفق العلاقات السابقة ويضربها بالإشارة المرسله ثم إلى هوائي الإرسال.

النتائج والمناقشة:

قمنا في هذا البحث بمقارنة أداء التقنيات السابقة في الظروف المثالية أي عندما تكون معلومات حالة القناة CSI معروفة بشكل تام في المرسل (Full-CSI)، وفي ظروف التشغيل العملية. حيث بسبب التغيرات السريعة للقناة والكم الكبير من المعلومات العائدة للمرسل من المستقبل الحصول على CSI تامة لديه؛ لذلك نحن بحاجة إلى تخفيض حجم هذه المعلومات من خلال عملية التكميم Quantization للحصول على قناة راجعة محدودة [4,23].

تقوم فكرة التكميم الرئيسية لتقنيات الترميز المسبق التي تعتمد SVD (أي Precoders X, Y) على اختيار المستقبل مصفوفة الترميز المسبق الأفضل من مجموعة منتهية من مصفوفات الترميز المسبق تدعى (F) Codebook معروفة لدى كل من المرسل والمستقبل تبعاً لمعلومات حالة القناة الحالية، ومن ثم إرسال دليل هذه المصفوفة فقط بالترميز الثنائي إلى المرسل عبر القناة الراجعة المحدودة، كما هو مبين في الشكل (5) [4,9]. بفرض لدينا Codebook مؤلف من أربع مصفوفات ترميز مسبق، يتم ترميز كل مصفوفة من مصفوفات الترميز المسبق بعدد بتات 2 bit وإرسال دليل المصفوفة الأفضل، بدلاً من إرسال المصفوفة كاملةً.

$$F = \{\tilde{F}_0, \tilde{F}_1, \tilde{F}_2, \tilde{F}_3\}$$



الشكل (5): تطبيق تقنية القناة الراجعة المحدودة

استناداً إلى التحليل الرياضي الذي يصف عمل التقنيات المدروسة، X, Y precoder، و P-OSM، والاستفادة من ملخص التشغيل المشروح سابقاً لكل تقنية نجد ما يأتي:

- إن المعلومات العائدة إلى المرسل في تقنية X-precoder هي الزاوية θ_k والمصفوفة F_v بينما في تقنية Y-precoder تكون المصفوفة F_v أيضاً. يتم تكميم المصفوفة F_v كما في [9] حيث يقوم المستقبل باختيار المصفوفة الأفضل من Codebook معروف لدى كل من المرسل والمستقبل $F_v = \{\tilde{F}_{v0}, \tilde{F}_{v1}, \tilde{F}_{v2}, \tilde{F}_{vj}\}$ حيث إن $j = 2^{n_1}$. أي يتم إرسال دليل المصفوفة التي تم اختيارها عبر القناة الراجعة إلى المرسل باستخدام n_1 بت، بينما يتم تكميم الزاوية θ_k بالاعتماد على قوانين التكميم التقليدية Uniform Quantization.
- أي إن عدد البتات الكلي المرسل عبر القناة الراجعة المحدودة في X-precoder هو :

$$n = n_1 + n_2$$

تمثل n_1 عدد البتات المستخدمة لترميز مصفوفات الـ Codebook و n_2 عدد البتات المستخدمة لتكميم الزاوية θ_k ،

بينما يكون عدد البتات الكلي المرسل عبر القناة الراجعة المحدودة في Y-precoder هو :

$$\mathbf{n} = \mathbf{n}_1$$

• أما بالنسبة للمرمز المسبق P-OSM الذي لا يعتمد على SVD فإن طريقة تكميمه مختلفة نوعاً ما وهي عملية بسيطة جداً مقارنة مع استخدام مبدأ الـ Codebook السابق، لأننا نحتاج فقط لإرسال القيمة المكتملة للزوايا φ_1, φ والبارامتر K عبر القناة الراجعة إلى المرسل. حيث يتم تكميم الزوايا بالاعتماد على قوانين التكميم التقليدية. أي إن عدد البتات الكلي المرسل عبر القناة الراجعة المحدودة في تقنية P-OSM هو :

$$\mathbf{n} = \mathbf{n}_3 + \mathbf{n}_4 + \mathbf{n}_5$$

تمثل \mathbf{n}_3 عدد البتات المستخدمة لتكميم الزاوية φ و \mathbf{n}_4 عدد البتات المستخدمة في تكميم الزاوية φ_1 و \mathbf{n}_5 عدد البتات المستخدم لإرسال البارامتر K .

2- إعدادات النموذج المستخدم في المحاكاة:

اعتماداً على النموذج الرياضي للتقنيات السابقة، تم نمذجة نظام اتصالات لاسلكي متعدد الهوائيات يعتمد تقنيات الحلقة المغلقة الآتية P-OSM Precoders , Y, and X باستخدام برنامج الماتلاب Matlab، وفقاً للفرضيات :

نظام MIMO 2×2 أي عدد هوائيات الإرسال \mathbf{M} = عدد هوائيات الاستقبال $\mathbf{N} = 2$
عدد الرموز المرسله بنفس الوقت عبر هوائيات الإرسال أي عدد تدفقات المعطيات المستقلة $\mathbf{b} = 2$.
القناة اللاسلكية هي قناة ذات خفوت مسطح منمذجة وفق Rayleigh تتعرض الى ضجيج أبيض غوسي مضاف AWGN.

للتعديل المستخدم 4-QAM.

الكاشف المستخدم في المستقبل هو كاشف الاحتمالية العظمى ML.

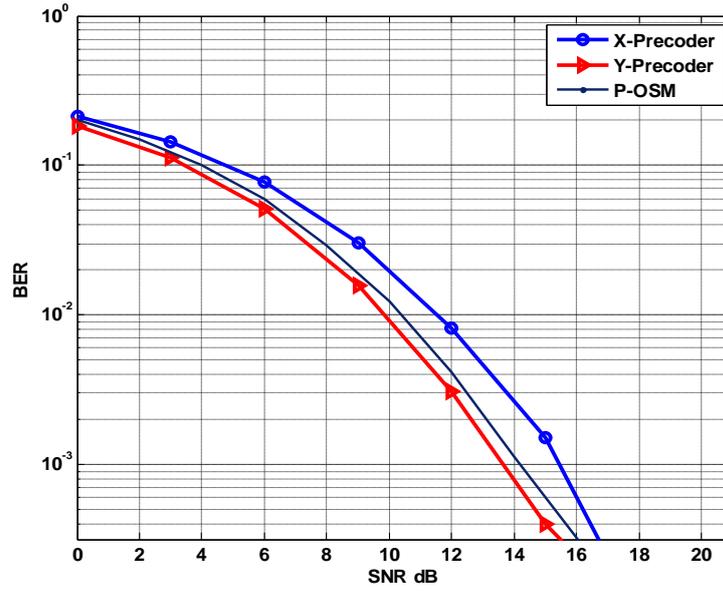
عدد الرموز المرسله المستخدمة في النموذج 10000 عينة.

اعتمدنا في تقييم أداء هذه التقنيات على استخدام معدل خطأ البت BER كتابع لنسبة استطاعة الإشارة إلى استطاعة الضجيج SNR بالإضافة إلى درجة تعقيد الكاشف ML وتعقيد الحساب الرياضي لكل تقنية.

3- النتائج:

3-1 مقارنة أداء معدل خطأ البت للتقنيات المدروسة بحالة (Full CSI) في المرسل

يبين الشكل (6) معدل خطأ البت (BER) في الظروف المثالية أي عندما تكون معلومات حالة القناة CSI معروفة بشكل كامل في المرسل (Full CSI). نلاحظ تفوق أداء المرمز المسبق Y-Precoder بشكل بسيط مقارنة مع P-OSM، بينما يظهر هذا التفوق بشكل أكثر مقارنة مع X-Precoder. على سبيل المثال، يستطيع المرمر المسبق Y-Precoder تحقيق معدل خطأ $\text{BER} = 10^{-3}$ بقيمة SNR أقل بحوالي 1.8 dB مقارنة مع X-Precoder، بالمقابل ينقلص هذا الفارق إلى حوالي 0.3 dB مقارنة مع P-OSM.



الشكل (6) مقارنة أداء BER للمرمزات المسبقة المستخدمة في الحالة المثالية

نتنقل الآن للحالة الأهم وهي دراسة الأداء في ظروف التشغيل العملية لنظام الاتصالات حيث لا يمكن توفير CSI كاملة في المرسل بل يتم تخفيض حجم هذه المعلومات عن طريق مفهوم التكسيم تمهيدا لإرسالها عبر القناة الراجعة المحدودة.

3-2 مقارنة أداء معدل خطأ البت للتقنيات المدروسة بإضافة قناة راجعة محدودة

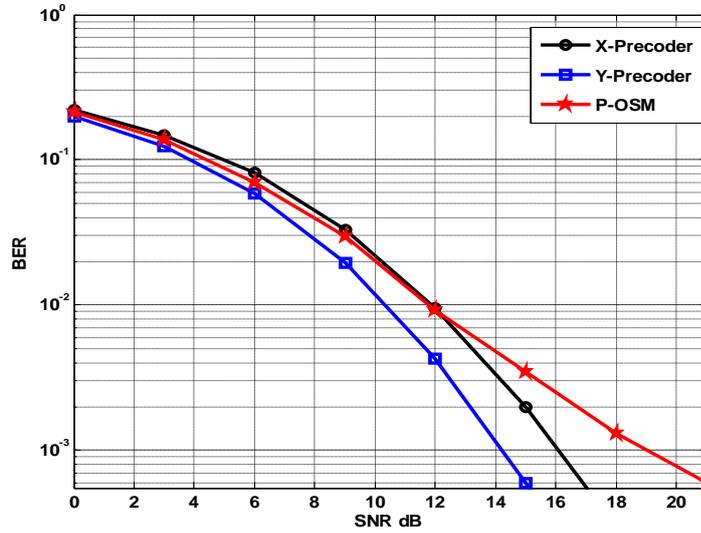
تم الحصول على النتائج بافتراض ثلاث قيم مختلفة لعدد البتات الكلية n المتوفرة في القناة الراجعة المحدودة (3 و 4 و 6 بت)، مع العلم أن استخدام مثل هذا العدد يعتبر حالات واقعية موجودة بأنظمة الاتصالات الحالية. حيث أن المعيار Wi-Max (802.16e) يعمل إما باستخدام 3 bit (8 مداخل لا Codebook) أو باستخدام 6 bit بالقناة الراجعة المحدودة (64 مدخل لا Codebook)، كما يمكن أن نجد استخدام 4 bit في المعيار LTE [15,24].

- الحالة $n = 3 \text{ bit}$

يبين الشكل (7) معدل خطأ البت للمرمزات المسبقة بإضافة قناة راجعة محدودة بعدد بتات كلي $n = 3 \text{ bit}$. تم توزيع هذه البتات المتوفرة كما يلي: (X-Precoder : $n_1 = 2 \text{ bit}, n_2 = 1 \text{ bit}$)، (Y-Precoder : $n_1 = 3 \text{ bit}$)، (P-OSM : $n_3 = 1 \text{ bit}, n_4 = 1 \text{ bit}, n_5 = 1 \text{ bit}$). وفقا للشكل (7)، يحقق Y-Precoder أفضل معدل خطأ بينما يتدهور أداء P-OSM بشكل كبير مقارنة مع بقية التقنيات. يعطي المرمز المسبق Y-Precoder $BER = 10^{-3}$ بقيمة SNR أقل بحوالي 2 dB مقارنة مع X-Precoder و 5 dB مقارنة P-OSM.

يفسر تدهور أداء المرمز المسبق P-OSM بتوفر بت واحد فقط ($n_3 = 1 \text{ bit}$) لتكسيم زاوية الدوران φ وإرسالها إلى المرسل وهذا غير كاف لأن هذه الزاوية تؤمن التعامد بين الرموز المرسلّة الأمر الذي يمكن المستقبل من فصلها عن بعضها عند الاستقبال. وفقا لذلك، يؤدي عدم تأمين قيمة مقبولة لهذه الزاوية في الإرسال إلى الإخلال

بشرط التعامد وبالنتيجة عدم تمكن المستقبل من فصل الرموز المرسلّة عن بعضها مما يزيد من معدل خطأ البت كما هو ملاحظ على الشكل (7).



الشكل (7) مقارنة أداء BER للرموز المسبقة بوجود قناة راجعة محدودة بعدد بتات كلي $n = 3 \text{ bit}$

- الحالة $n = 4 \text{ bit}$

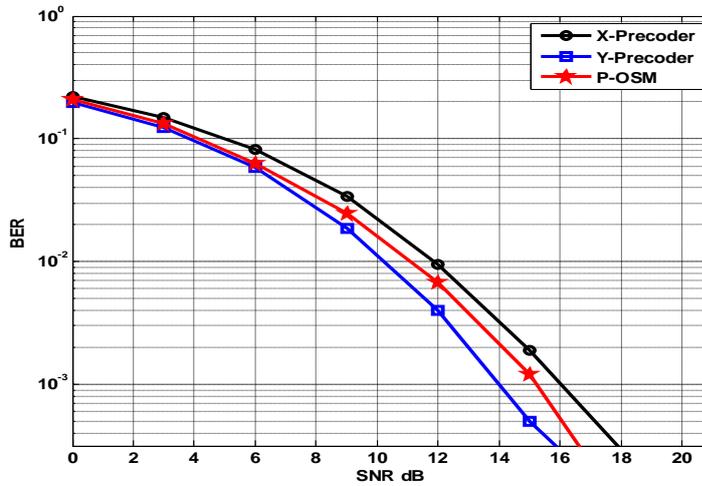
يوضح الشكل (8) معدل خطأ البت للرموز المسبقة بإضافة قناة راجعة محدودة بعدد بتات كلي

$n = 4 \text{ bit}$. أصبح توزيع هذه البتات المتوفرة كما يلي: (X-Precoder : $n_1 = 2 \text{ bit}, n_2 = 2 \text{ bit}$),

(Y-Precoder : $n_1 = 4 \text{ bit}$), (P-OSM : $n_3 = 2 \text{ bit}, n_4 = 1 \text{ bit}, n_5 = 1 \text{ bit}$).

نلاحظ أن الرموز المسبقة Y-Precoder، X-Precoder تحافظ على نفس الأداء فيما بينها كما الحالة

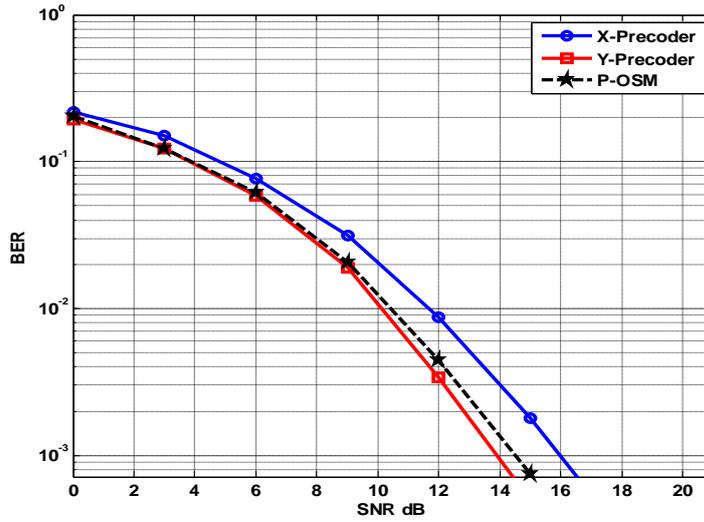
السابقة ($n = 3 \text{ bit}$)، بينما يظهر التحسن الكبير لأداء P-OSM وذلك بسبب إضافة بت جديد لتكميم زاوية الدوران φ ($n_3 = 2 \text{ bit}$) وإرسالها إلى المرسل.



الشكل (8) مقارنة أداء BER للرموز المسبقة بوجود قناة راجعة محدودة بعدد بتات كلي $n = 4 \text{ bit}$

- الحالة $n = 6 \text{ bit}$

تم زيادة عدد البتات الكلية المتوفرة في القناة الراجعة المحدودة إلى $n = 6 \text{ bit}$ بحيث توزع هذه البتات المتوفرة كما يلي : (X-Precoder : $n_1 = 4 \text{ bit}, n_3 = 2 \text{ bit}$) ، (Y-Precoder : $n_1 = 6 \text{ bit}$) ، (P-OSM-Precoder : $n_3 = 3 \text{ bit}, n_4 = 2 \text{ bit}, n_5 = 1 \text{ bit}$) . يستعرض الشكل (9) معدل خطأ البت في هذه الحالة. وفقا لهذا الشكل، لا يوجد أي تغيير جوهري في أداء الرموز المسبقة مقارنة مع الحالة السابقة ($n = 4 \text{ bit}$) . بالنسبة للرمز المسبق P-OSM، يتحسن الأداء بشكل طفيف مع زيادة عدد البتات المخصصة لتكميم زاوية الدوران φ إلى ($n_4 = 3 \text{ bit}$) وعدد البتات المخصصة لتكميم الزاوية φ_1 إلى ($n_5 = 2 \text{ bit}$) .



الشكل (9) مقارنة أداء BER للرموز المسبقة بوجود قناة راجعة محدودة بعدد بتات كلي $n = 6 \text{ bit}$

3-3 مقارنة التقنيات المدروسة من حيث درجة تعقيد الكاشف ML وتعقيد الحساب الرياضي

تتمثل درجة تعقيد الكاشف ML بعدد عمليات البحث ضمن مخطط التعديل (Constellation) اللازمة لكشف الرموز المرسله وفقا للعلاقة (2) وتساوي إلى (M^b عملية بحث) حيث إن M تمثل حجم التعديل وهي تساوي هنا 4 من أجل التعديل المستخدم 4-QAM بينما $b = 2$ رمز مرسل بنفس الوقت عبر هوائيات الإرسال.

بعض تقنيات الترميز المسبق لأنظمة MIMO [8]، والتي ليست بمجال دراستنا حاليا، لا تستطيع فصل تدفق المعطيات الأول (الرمز الأول) عن تدفق المعطيات الثاني (الرمز الثاني)، لذلك يجب تطبيق الكاشف ML على الرمزين بشكل مترافق (conjoint detection) مما يعطي درجة التعقيد السابقة أي M^b .

تستطيع الرموز المسبقة المستخدمة في الدراسة X, Y and P-OSM Precoders فصل تدفق المعطيات الأول عن تدفق المعطيات الثاني ثم تطبيق الكاشف ML على كل رمز لوحده مما يعطي درجة تعقيد أقل من الحالة الكلاسيكية السابقة وتساوي إلى $M \times b = 4 \times 2 = 8$ عملية بحث. أي أن درجة تعقيد الكاشف ML لهذه الرموز متساوية.

من جهة ثانية، يمكن تقسيم تعقيد الحساب الرياضي لهذه التقنيات إلى قسمين :

1. تعقيد الحساب الرياضي التي تتضمن طريقة معالجة المعطيات المرسله في كل رمز مسبق.
2. تعقيد الحساب الرياضي التي تتضمن عملية التكميم.

اعتمادا على التحليل الرياضي المذكور سابقا، نجد أن التقنية X, Y Precoders تعتمد على استخدام عملية التقسيم بالقيم المنفردة (SVD) لمصفوفة القناة، تتم هذه العملية بشكل مستمر مع كل تغير في حالة القناة. تعتبر عملية الـ SVD معقدة من ناحية الحساب الرياضي والذي ينعكس بدوره على تعقيد التنفيذ العملي لهذه العملية [20]. بالمقابل، يستخدم المرمز المسبق P-OSM طريقة معالجة مختلفة لا تعتمد تقسيم مصفوفة القناة بالقيم المنفردة، حيث يقوم بحساب زاوية الدوران ϕ مباشرة من مصفوفة القناة وفق العلاقة (14) و فصل القسم الحقيقي عن القسم التخيلي لإشارات نظام MIMO، الأمر الذي يعطي ميزة تفضيلية لهذه التقنية مقارنة مع التقنيات السابقة من حيث عدم استخدام الـ SVD.

يعتمد تكميم التقنية X, Y Precoders على مبدأ بناء Codebook للمصفوفة F_V ومن ثم البحث ضمن هذا الـ Codebook عن أفضل قيمة لـ F_V وإرسال دليل هذه المصفوفة فقط بالترميز الثنائي إلى المرسل عبر القناة الراجعة المحدودة. يتمثل تعقيد الحساب الرياضي أثناء تكميم هذه التقنيات بعملية البحث ضمن الـ Codebook، تتم هذه العملية بشكل مستمر مع كل تغير في حالة القناة كما عملية الـ SVD ويزداد تعقيد البحث بازدياد حجم الـ Codebook.

أما بالنسبة لتكميم التقنية P-OSM، فهي أبسط بكثير من تكميم تقنية X, Y Precoders. يعزى ذلك لعدم اعتماد الـ P-OSM على استخدام عملية الـ SVD حيث يتم بكل بساطة تكميم الزاويتين ϕ و ϕ_1 باستخدام التكميم التقليدي وإرسال الدليل الثنائي الناتج إلى المرسل عبر القناة الراجعة المحدودة.

الاستنتاجات والتوصيات:

تناول هذا البحث دراسة وتحليل بعض تقنيات الحلقة المغلقة في أنظمة MIMO ضمن ظروف التشغيل العملية بوجود قناة راجعة محدودة من المستقبل للمرسل. ونلخص ما توصلنا إليه بالنقاط الآتية:

أعطت التقنيات Y-Precoder, X-Precoder, أداء جيدا عند توفر $n = 3 \text{ bit}$ فقط في القناة الراجعة مقارنة مع الـ P-OSM الذي انخفض أدائه بشكل كبير بسبب توفر بت واحد فقط لتكميم زاوية الدوران ϕ . أشارت النتائج أيضا لتفوق تقنية Y-Precoder الذي حقق $BER = 10^{-3}$ بقيمة SNR أقل بحوالي 2 dB مقارنة مع X-Precoder و 5 dB مقارنة مع P-OSM.

بزيادة عدد البتات المتوفر في القناة الراجعة إلى 4 أو 6 بت، حققت التقنية P-OSM تحسنا كبيرا في أداء معدل خطأ البت وذلك بسبب إضافة بت جديد لتكميم زاوية الدوران ϕ . بينما حافظت تقنية Y-Precoder على أفضل معدل خطأ حسب الشكلين (8) و (9).

حققت التقنيات Y-Precoder, X-Precoder, P-OSM نفس درجة تعقيد الكاشف ML : 8 عمليات بحث.

أظهرت الدراسة بساطة تقنية P-OSM مقارنة مع التقنيات الأخرى، من حيث :

- عدم اعتمادها على عملية الـ SVD المعقدة حسابيا،

- وكذلك عدم اعتمادها على مبدأ التكميم ببناء الـ Codebook الذي يتطلب إجراء عملية بحث معقدة ضمنه

للحصول على أفضل قيمة للمصفوفة F_V .

- وفقاً لما سبق، يمكن استخدام تقنية Y-Precoder في أنظمة الاتصالات MIMO التي تفرض قيوداً صارمةً على عدد البتات المتوفر في القناة الراجعة من مرتبة 3 بت أو 2 بت وذلك على الرغم من بساطة تقنية P-OSM، إلا أنها أعطت أداءً سيئاً لمعدل الخطأ في هذه الحالة.

-في أنظمة الاتصالات MIMO التي تسمح بتوفر عدد بتات أكبر من 3 بت، يمكن اعتماد تقنية P-OSM التي أعطت أداءً متقارباً مع Y-Precoder من حيث معدل خطأ البت مع فارق بحدود 0.5 dB لصالح Y-Precoder (الشكلين (8) و (9) من أجل $BER = 10^{-3}$)، إلا أن هذا الفارق يمكن إهماله مقارنة مع التبسيط الموجود في عمل تقنية P-OSM (عدم وجود SVD و Codebook).

المراجع:

- [1] ANDREWS, J. G; GHOSH, A; MUHAMED, R. *Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking*. 1nd ed., Prentice Hall, 2007, 496.
- [2] Clerckx, B, Oestges, C. *MIMO Wireless Networks: Channels, Techniques and Standards for Multi-Antenna, Multi-User and Multi-Cell Systems*. Academic Press (Elsevier), Oxford, UK, Jan 2013, 752.
- [3] VASHI, R. CHOKSI, A. SEVAK, M. M. *A Performance Comparison of Spatial Multiplexing MIMO*. International Journal of Computer Applications, Vol. 125, No. 3, 2015, 6-9.
- [4] LOVE, D. J., HEALTH, R. W., LAU, V. K. N., GESBERT, D., RAO, B. D., ANDREWS, M. *An overview of limited feedback in wireless communication systems,* Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, vol. 26, no. 8, 2008. pp. 1341–1365.
- [5] VRIGNEAU, B; LETESSIER, J; ROSTAING, P; COLLIN, L; BUREL, G. *Statistical comparison between max-dmin, max-SNR and MMSE Precoders*. The 40th IEEE Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, USA 2006, 1611-1614.
- [6] MOHAMMED, S. K; VITERBO, E; CHOCKALINGAM, A; HONG, Y. *MIMO precoding with X-Codes and Y-Codes*. IEEE Transactions On Information Theory. Vol. 57, No. 6, 2011, 3542-3566.
- [7] KIM, Y; LEE, H; PARK, S; LEE, I. *Optimal precoding for orthogonalized spatial multiplexing in closed-loop MIMO systems*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Vol. 26, No. 8, 2008, 1556-1566.
- [8] NGO, Q; BERDER, O; SCALAR, P. *General minimum Euclidean distance-based precoder for MIMO wireless systems*. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Springer International Publishing, 2013, 1-12.
- [9] حبيب، رزان، ماضي، غدير. *تطبيق المرمز المسبق X and Y Precoder في أنظمة الهوائيات المتعددة MIMO بإضافة قناة راجعة محدودة*. مجلة جامعة تشرين للبحوث والدراسات العلمية، 38 (6)، 2016.
- [10] FOSCHINI, J. G; GANS, J. M. *On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas*. Wireless Personal Communications, Vol. 6, No. 3, 1998, 311-335.
- [11] TELATAR, E. *Capacity of multi-antenna Gaussian channels*. European Transactions On Telecommunications, Vol. 10, No. 6, 1999, 585-595.

- [12] MAHEY, R; MALHOTRA, J. *On MIMO Channel Modeling for the Mobile Wireless Systems*. International Journal of Future Generation Communication and Networking. INDIA. Vol. 8, No. 5, 2015. 23-38.
- [13] BROWN, T; KYRITSI, P; ED CARVALHO, E. *Practical Guide to MIMO Radio Channel: With MATLAB Examples*. Wiley, USA, 2012, 296.
- [14] BEJARANO, O; KNIGHTLY, E. W; PARK, M. *IEEE 802.11ac: From Channelization to Multi-User MIMO*. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 51, NO. 10, 2013. 84-90.
- [15] SHARMA,V. *MIMO Techniques in Downlink LTE Networks: A Review*. International Journal of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering, Vol. 4, No. 2, 2015, 325-327.
- [16] MA, X., ZHANG, W. *Performance analysis for MIMO systems with lattice-reduction aided linear equalization*. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 56, no. 2, February 2008, 309-318.
- [17] CHETHAN, B; RAVISIMHA, B.N ; KURIAN, M. Z. *The effects of Inter Symbol Interference (ISI) and FIR Pulse Shaping Filters: A survey*. International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 3, No. 5, 2014. 9411-9416.
- [18] BIGLIERI, E. CALDERBANK , R., CONSTANTINIDES, A., GOLDSMITH, A., PAULRAJ, A. *MIMO Wireless Communications*. Cambridge University Press , New York, 2007, 343.
- [19] CHEHADE, T; COLLIN, L; ROSTAING, P; RADOI, E ; BAZZI, O. *Power Allocation Optimization: Linear Precoding Adapted to NB-LDPC Coded MIMO Transmission*, International Journal of Antennas and Propagation, Vol.3, No. 4, 2015, 1-11.
- [20] MAJUMDER, S., SHAW, A.K., SARKAR, S.K. J. *Hardware Implementation of Singular Value Decomposition*. *Inst. Eng. India Ser. B*, 2016, 97: 227.
- [21] LEE, H; PARK,S; LEE,I. *Orthogonalized Spatial Multiplexing for Closed-Loop MIMO Systems*. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 55, No. 2, 2007, 1044-1052.
- [22] GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, first edition ,California, 2005, 644.
- [23] CHENG, P; RUI, Y; GUO, Y. J; GUIZANI, M; CHEN, Z. *Limited Feedback Unitary Precoding for MIMO Full Stream Transmission*. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* . Vol. 63, No. 8, 2014, 4092-4096.
- [24] TRAN, M; NIX, A; DOUFEXI, A. *Mobile WiMAX: Impact of Mobility on the Performance of Limited Feedback Linear Precoding*. *IEEE 71st Vehicular Technology Conference*, Taiwan, 2010, 1-5.