

## تحليل تأثير اقتران الهوائيات المتبادل على أداء المرمرزين المسبقين ZF و Max-SNR في أنظمة الهوائيات المتعددة MIMO

د. غدير ماضي\*

(تاريخ الإيداع 1 / 3 / 2018. قُبِل للنشر في 16 / 5 / 2018)

### □ ملخص □

تتجه شبكات الاتصالات اللاسلكية الحديثة لتوظيف المزيد من الهوائيات للاستفادة قدر الإمكان من تقنيات أنظمة الهوائيات المتعددة (MIMO) Multiple Input Multiple Output. لكن مع ازدياد عدد الهوائيات تظهر مشكلة اقتران الهوائيات المتبادل التي ستؤثر على أداء تقنيات أنظمة MIMO العاملة حالياً في شبكات الاتصالات اللاسلكية كالمرمرزين المسبقين (ZF) Zero Forcing و Max-SNR.

يتناول هذا البحث مسألة الاقتران المتبادل الناتج بفعل التبادل الكهرومغناطيسي بين الهوائيات المتجاورة وألية تأثيره على عمل المرمرزين المسبقين ZF و Max-SNR في أنظمة MIMO. أظهرت النتائج انخفاضاً واضحاً في أداء المرمرزين المدروسين من جهة عند مسافات فاصلة صغيرة بين الهوائيات، ومن جهة أخرى إمكانية الحد من مشكلة اقتران الهوائيات المتبادل بزيادة المسافة الفاصلة الأمر الذي ليس دائماً متاحاً في أنظمة MIMO.

**الكلمات المفتاحية:** أنظمة الهوائيات المتعددة، اقتران الهوائيات المتبادل، الترميز المسبق.

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

## Effect analysis of mutual antenna coupling on ZF and Max-SNR precoders in MIMO systems

Dr. Ghadir MADI \*

(Received 1 / 3 / 2018. Accepted 16 / 5 / 2018)

### □ ABSTRACT □

Modern wireless networks tend to employ more antennas to profit as much as possible from MIMO techniques. But as the number of antennas increases, the problem of antenna mutual coupling will affect the performance of MIMO systems currently operating in wireless networks such as zero forcing (ZF) and Max-SNR precoders.

This research treats the issue of mutual coupling resulting from the electromagnetic interaction between adjacent antennas and its effect on the work of the ZF and Max-SNR precoders in MIMO systems. The results showed a clear decrease in the performance of the two precoders at small spacing between the antennas. It also showed the possibility of reducing the problem of antenna mutual coupling by increasing the antenna spacing which is not always available in MIMO systems.

**Keywords:** Multiple antenna systems, Mutual coupling, Precoding.

---

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

## مقدمة:

يشهد قطاع الاتصالات اللاسلكية الخلوية تطوراً مضطرباً في التقنيات المستعملة لتحقيق متطلبات المستخدمين المتزايدة على سرعات أعلى وحجم تبادل معلومات أكبر وتحسين وثوقية الإرسال. تعد تقنية الهوائيات المتعددة المداخل والمخارج MIMO من بين التقنيات التي يمكن أن تتحمل العبء الأكبر في تحقيق الأداء المطلوب [1]. تسمح أنظمة الهوائيات المتعددة MIMO بزيادة كبيرة في كفاءة استخدام الطيف الترددي وبالنتيجة زيادة معدل إرسال المعطيات من خلال تحقيق قنوات مستقلة ومتوازنة لنقل المعطيات بين المرسل والمستقبل دون استخدام ترددات جديدة أو تقسيم زمني إضافي وهذا ما يعرف بريح التنضيد المكاني Spatial Multiplexing. كما تسمح بالحد من تأثير الخفوت في قناة الاتصال اللاسلكية متعددة المسارات من خلال تحقيق واستغلال التنوع المكاني Spatial Diversity الناتج من إضافة عدة هوائيات [2]. لذلك بدأت شبكات الجيل الرابع من الاتصالات اللاسلكية والمعروف اختصاراً بـ (LTE) Long Term Evolution وشبكات الجيل الرابع المتقدم LTE-Advanced باستخدام أنظمة الهوائيات المتعددة لزيادة معدل الإرسال بصورة كبيرة مقارنة مع الجيل الثالث حيث سمح المعيار LTE باستخدام من 2 حتى 4 هوائيات في الجهاز المحمول وما يصل إلى 8 هوائيات في المحطات الأرضية [2,3]. أبعد من ذلك، يتم حالياً البحث فيما يسمى بأنظمة الهوائيات المتعددة الكثيفة Massive MIMO. إذ من المتوقع زيادة عدد الهوائيات في المحطات الأرضية بصورة كبيرة بحيث يكون العدد أكبر من عدد المتصلين في أي لحظة [1,4].

تعاني أنظمة الهوائيات المتعددة من مشكلة اقتران الهوائيات المتبادل Antenna Mutual Coupling الناتجة بسبب تأثير الحقل الكهربائي المتولد في هوائي ما على الهوائيات المتجاورة نتيجة قرب المسافة ويزداد تأثير الاقتران مع التوجه المستمر لزيادة عدد الهوائيات في أنظمة الاتصالات اللاسلكية لتحقيق متطلبات المستخدمين [5,6]. من جهة أخرى، تناولت العديد من الأبحاث إمكانية اعتماد الرمزين المسبقين (ZF) Zero Forcing و Max-SNR كتقنيتين واعدتين في أنظمة الهوائيات المتعددة MIMO من حيث قدرتهما على تحسين الأداء وإمكانية تطبيقهما بتعقيد أقل من غيرها من التقنيات وبشكل خاص عند ازدياد عدد الهوائيات [7,8]. لذا يتمحور بحثنا الحالي حول مشكلة اقتران الهوائيات المتبادل وارتباطها بالمسافة الفاصلة بين الهوائيات وكيفية تأثيرها على أداء الرمزين المسبقين Max-SNR و ZF.

## أهداف البحث وأهميته:

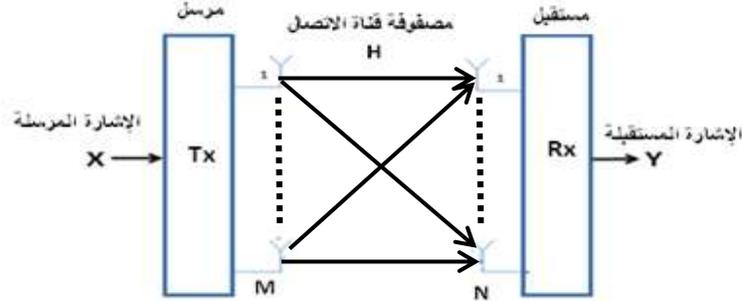
تزداد الصعوبات والتحديات في التقنيات المعتمدة في أنظمة MIMO مع الاستمرار بزيادة عدد الهوائيات المستخدمة لتحقيق معدلات نقل أعلى وريح تنوع أكبر [1,4]. يهدف هذا البحث لدراسة مشكلة اقتران الهوائيات المتبادل من حيث ارتباطها بالمسافة الفاصلة بين الهوائيات كتابع لطول موجة التردد المستخدم  $\lambda$  وعدد الهوائيات وتأثيرها على أداء الرمزين المسبقين Max-SNR و ZF من حيث معدل خطأ البت (BER) Bit Error Rate.

## طرائق البحث ومواده:

### 1- أنظمة الهوائيات المتعددة:

بالإضافة عدة هوائيات مفصولة عن بعضها بمسافات محددة عند كل من المرسل والمستقبل يمكن إضافة بعد آخر لمنظومة الاتصال وهو البعد المكاني أو الفراغي (Space dimension) وتشكيل ما يسمى بنظام الهوائيات

المتعددة MIMO كما يظهر الشكل (1) [2]. يسمح ذلك بتحقيق التنوع المكاني الذي يخفض من معدل خطأ البت في ظل وجود الخفوت في قناة الاتصال اللاسلكية المتعددة المسارات مقارنة مع أنظمة الهوائيات ذات المدخل والمخرج الوحيد Single Input Single Output (SISO) [9].



الشكل (1): النظام MIMO

بافتراض  $M$  هي عدد هوائيات الإرسال و  $N$  هي عدد هوائيات الاستقبال، يعبر عن النموذج الرياضي لنظام الهوائيات المتعددة كما يأتي [2]:

$$Y = H.X + n \quad (1)$$

$Y = [Y_1, Y_2, \dots, Y_N]^T$  متجه أو شعاع الإشارة المستقبلة حيث يشير الرمز  $T$  للمنقول.

$X = [X_1, X_2, \dots, X_M]^T$  شعاع الإشارة المرسلة.

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

– مصفوفة قناة الاتصال  $H$ :

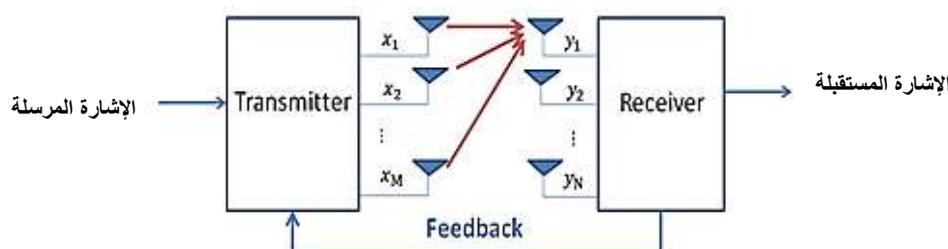
تتشكل قناة الاتصال في النظام MIMO من تجمع عدة قنوات SISO تصل بين كل زوج هوائيات (مرسل – مستقبل)، والتي تعتبر كل منها قناة لاسلكية متعددة المسارات. تتمذج رياضياً باستخدام مفهوم الاستجابة النبضية Impulse Response ويرمز لها بالرمز  $h_{ij}$  الذي يمثل متغيراً عشوائياً يتبع توزيعاً احتمالياً معيناً كتوزيع ريليه Rayleigh distribution وتوزيع رايس Rice distribution. يستخدم نموذج رايس في حالة وجود خط نظر مباشر Line of sight بين المرسل والمستقبل أما في الحالة العامة عند عدم وجود خط نظر مباشر فيستخدم نموذج ريليه [2,9]. لذلك تمثل  $H$  مصفوفة قناة الاتصال للنظام MIMO وتحوي الاستجابات النبضية للقناة بين المرسل والمستقبل وتأخذ الشكل الآتي [2]:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (2)$$

يعبر  $h_{ij}$  عن استجابة قناة الاتصال بين هوائي الإرسال  $i$  وهوائي الاستقبال  $j$ . عندما تكون عناصر مصفوفة قناة الاتصال مستقلة عن بعضها البعض ولا وجود لترايط كبير بينها تتحول القناة إلى ما يشبه مجموعة من القنوات المتعددة والمتوازية بين المرسل والمستقبل وهذا ما يسمح للنظام MIMO بزيادة عدد تدفقات المعطيات التي يمكن إرسالها بنفس اللحظة [10,11].

## - الترميز المسبق:

يتم تصنيف أنظمة الهوائيات المتعددة 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. 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 Feedback channel من المستقبل إلى المرسل كما هو مبين في الشكل (2) [2,12].

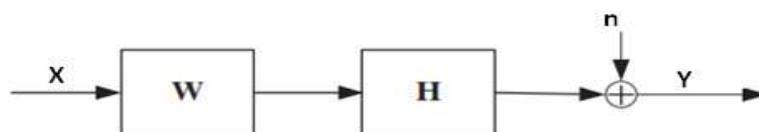


الشكل (2): أنظمة MIMO ذات الحلقة المغلقة

يسمح ذلك بتطبيق تقنية الترميز المسبق Precoding التي تعمل على استغلال معرفة حالة القناة في المرسل من أجل تحسين أداء أنظمة MIMO من خلال إجراء مجموعة من عمليات المعالجة على الإشارة قبل إرسالها في قناة الاتصال اللاسلكية. بمعنى آخر، يتم تصميم رمزا مسبقا Precoder يحسن بارامترا معيناً من بارامترات أنظمة الاتصالات مثل: تخفيض متوسط مربع الخطأ Minimize the Mean Square Error، تكبير نسبة الإشارة الى الضجيج (SNR) Maximize Signal to Noise Ratio، تكبير المسافة الإقليدية الصغرى Minimum Euclidean Distance بين نقاط الإشارة في طرف الاستقبال،... الخ عبر إيجاد مجموعة من الحلول الرياضية المتكيفة مع معلومات حالة القناة المختلفة [2,12,13]. ونظراً لأهمية الفائدة العملية الكبيرة التي تقدمها تقنية الترميز المسبق فهو مستخدم بشكل واسع في أنظمة الاتصالات اللاسلكية والخلوية الحديثة [1,3,4,7].

## 2- المرمز المسبق ZF:

يلعب المرمز المسبق ذو التصفير الإجباري Zero Forcing أو اختصاراً ZF دوراً هاماً في أنظمة الهوائيات المتعددة MIMO، ومن المتوقع ازدياد أهمية استخدام هذا المرمز المسبق خصوصاً مع ازدياد عدد الهوائيات لما يقدم من أداء شبه مثالي من حيث تحقيق السعة العظمى للنظام MIMO وإلغاء التداخل بين القنوات المستقلة والمتوازية [7,14]. يقوم المرمز المسبق ZF باستغلال معلومات حالة القناة CSI في المرسل ومعالجة الإشارة من خلال ضربها بمصفوفة الترميز المسبق  $W$  كما يوضح الشكل (3).



الشكل (3): المرمز المسبق ZF

يوصف نموذج تقنية الترميز المسبق الموضح بالشكل السابق وفقاً للمعادلة الآتية [14]:

$$Y = H \cdot W \cdot X + n \quad (3)$$

يهدف المرزيم المسبق ZF لإلغاء التداخل بين القنوات المشكلة للنظام MIMO من خلال إلغاء تأثير قناة الاتصال على الإشارة المرسله أي يقوم بالتصغير الإجباري للتداخل ومن هنا جاء الاسم Zero Forcing. ومن أجل تحقيق ذلك يستغل المرزيم المسبق ZF توفر معلومات حالة القناة في المرسل ويحسب مقلوب مصفوفة القناة  $H$  ثم يضربها بالإشارة قبل إرسالها، أي أن المصفوفة  $W$  تساوي [14]:

$$W = H^{-1} \quad (4)$$

**ملاحظة:** في حال لم تكن مصفوفة القناة مربعة (أي  $M = N$ ) وقابلة للعكس، يحسب المرزيم المسبق ZF شبه مقلوب مصفوفة القناة Pseudo Inverse كما في العلاقة الآتية [14]:

$$W = H^H \cdot (H \cdot H^H)^{-1} \quad (5)$$

حيث  $H^H = (H^*)^T$  هي المصفوفة الهرميتية وتساوي منقول مرافق مصفوفة القناة.

### 3- المرزيم المسبق Max-SNR:

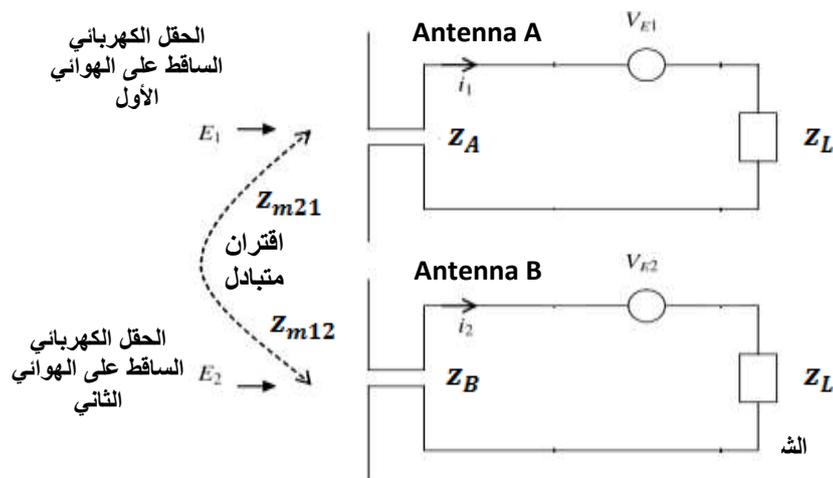
يتميز هذا المرزيم بقدرته على تحقيق ربح التنوع الأعظمي للنظام MIMO المتمثل بالجداء ( $M \times N$ )، الأمر الذي يسمح بتخفيض معدل خطأ البت في أنظمة الاتصالات اللاسلكية في ظل وجود الخفوت [2,8]. يمكن توصيف المرزيم Max-SNR رياضياً باستعمال نفس المعادلة (3)، طبعاً مع اختلاف طريقة حساب مصفوفة الترميز المسبق  $W$ . إذ تحسب هذه المصفوفة اعتماداً على معلومات حالة القناة بحيث يتم الحصول على أكبر قيمة لنسبة استطاعة الإشارة إلى استطاعة الضجيج SNR في المستقبل ومن هنا يأتي الاسم Max-SNR [8,15]. يعتمد الحساب السابق على تطبيق مبدأ التقسيم بالقيم المنفردة (SVD) Singular Value Decomposition لمصفوفة القناة  $H$  والمشروح بشكل مفصل في [12]. سنطوي هنا مباشرة الحل الرياضي للمرزيم Max-SNR دون الدخول بتفاصيل الخطوات الرياضية الموضحة في [2,15]، حيث تصبح المعادلة الخاصة بالمرزيم Max-SNR بالشكل الآتي:

$$Y = \sigma_{Max} \cdot X + n \quad (6)$$

$\sigma_{Max}$ : القيمة المنفردة العظمى Singular Value لمصفوفة القناة  $H$  بعد تطبيق عملية التقسيم SVD. يحقق الحل السابق أكبر قيمة ممكنة للنسبة SNR في الإشارة المستقبلية تبعاً لمعلومات حالة القناة المتوفرة بالإضافة لتحقيقه ربح التنوع الأعظمي. إن الميزات السابقة جعلت من المرزيم Max-SNR تقنية واحدة من تقنيات النظام MIMO وهي مستخدمة في الجيل الرابع (LTE, LTE-Advanced) كما أنها مرشحة للاستخدام في الجيل الخامس [2,3,8].

### 4- اقتران الهوائيات المتبادل:

تظهر مشكلة اقتران الهوائيات المتبادل عند وجود عدة هوائيات بجانب بعضها البعض بشكل متقارب، إذ يولد التيار المار بأحد الهوائيات جهداً في الهوائي المجاور. بمعنى آخر، يغير الحقل الكهربائي المتولد في أحد الهوائيات توزع التيار في الهوائي المجاور مما يسبب تأثير مخطط الإشعاع وممانعة الدخل لكل هوائي بفعل الهوائي المجاور ويسمى هذا التبادل الكهرومغناطيسي باقتران الهوائيات المتبادل Antenna Mutual Coupling [16].



يوضح الشكل (4) ظاهرة الاقتران المتبادل بافتراض وجود هوائيين فقط. في حال عدم وجود اقتران متبادل (حالة هوائي واحد مثلاً)، تتألف ممانعة الهوائي فقط من الممانعة الذاتية للهوائي (ممانعة دخل الهوائي) بينما تتغير هذه الممانعة في حال وجود الاقتران لتصبح مزيجاً من ممانعة دخل الهوائي بالإضافة للممانعة المتبادلة [16,17] كما يظهر الشكل السابق حيث:

$Z_A$  : ممانعة الهوائي الأول (ممانعة دخل الهوائي)،  $Z_B$  : ممانعة الهوائي الثاني،  $Z_L$  : ممانعة الحمل.

$Z_{m21}$  و  $Z_{m12}$  : الممانعتين المتبادلتين الناتجتين بفعل تأثير الحقل الكهربائي في كل هوائي على الآخر.

تتأثر أنظمة الهوائيات المتعددة MIMO وفقاً لما تقدم بمشكلة اقتران الهوائيات من خلال اضطراب شكل المخطط الإشعاعي وممانعة الدخل بفعل التبادل الكهرومغناطيسي بين الهوائيات. ومن المتوقع ازدياد أهمية هذا التأثير مع التوجه لزيادة عدد الهوائيات أكثر فأكثر في أنظمة الاتصالات اللاسلكية لتحقيق متطلبات المشتركين [5,6]. لذا قامت العديد من الدراسات بنمذجة ظاهرة الاقتران المتبادل بين عدد من الهوائيات رياضياً عن طريق استخدام مصفوفة الاقتران المتبادل Mutual Coupling Matrix والتي تمثل كما يأتي بافتراض مصفوفة هوائيات متماثلة بعدد  $M$  سواء كانت في الإرسال أو في الاستقبال [6,18,19,20]:

$$C = (Z_A + Z_L)(Z + Z_L \cdot I_M)^{-1} \quad (7)$$

$Z_A$  و  $Z_L$  هي ممانعة الهوائي والحمل على التوالي،  $I_M$  هي مصفوفة الوحدة (Identity Matrix) بأبعاد  $M \times M$ . بينما تمثل  $Z$  مصفوفة الممانعات المتبادلة Mutual Impedance Matrix الناتجة بسبب الاقتران المتبادل بين الهوائيات. تحدد قيم الممانعتين  $Z_A$  و  $Z_L$  فيزيائياً حسب نوع الهوائيات المستخدمة في دائرة الإرسال أو الاستقبال في حين تأخذ مصفوفة الممانعات المتبادلة  $Z$  الشكل الآتي [6,19]:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1M} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{M1} & Z_{M2} & \cdots & Z_{MM} \end{bmatrix} \quad (8)$$

لحساب قيم عناصر

من أكثر الطرق الرياضية استعمالاً

مصفوفة الممانعات المتبادلة  $Z$  هي طريقة القوة المحركة الكهربائية المتحرضة Induced Electromotive Force (EMF) المعتمدة بكثرة في الهوائيات المصفوفية إذ تحسب قيم العناصر  $z_{mn}$  (حيث  $1 \leq n, m \leq M$ ) وفقاً للمعادلات الآتية [6,17,19]:

$$z_{mn} = 30[0.5772 + \ln(2KL) - C_i(2KL) + jS_i(2KL)], \quad m = n \quad (9)$$

$$z_{mn} = 30[2C_i(Kd) - C_i(u_1) - C_i(u_2)] - j30[2S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2)], \quad m \neq n \quad (10)$$

حيث:

$L$  هو طول الهوائي و  $K = \frac{2\pi}{\lambda}$  هو العدد الموجي ( $\lambda$  طول موجة التردد المستخدم) و  $d$  هي المسافة بين الهوائيات،

$$\begin{cases} u_1 = K(\sqrt{d^2 + L^2} + L) \\ u_2 = K(\sqrt{d^2 + L^2} - L) \end{cases} \quad (11)$$

$S_i$  هو التكامل الجيبى Sine Integral و  $C_i$  هو تكامل جيب التمام Cosine Integral المعرفان كما يأتي [16]:

$$\begin{cases} S_i(x) = \int_{-\infty}^x \frac{\sin(x)}{x} dx \\ C_i(x) = \int_{-\infty}^x \frac{\cos(x)}{x} dx \end{cases} \quad (12)$$

بعد حساب مصفوفة الاقتران المتبادل  $C$  يمكن إدخالها مباشرة في نموذج مصفوفة القناة MIMO لدراسة تأثير اقتران الهوائيات المتبادل على أداء المرزيم المسبقين ZF و Max-SNR وفقا للشكل الآتي [6,18,19,20]:

$$H_c = C_R \cdot H \cdot C_T \quad (13)$$

حيث:

$H_c$ : مصفوفة القناة MIMO بعد الأخذ بعين الاعتبار اقتران الهوائيات المتبادل في كل من طرفي الإرسال والاستقبال.

$C_T$ : مصفوفة الاقتران المتبادل في طرف الإرسال.

$C_R$ : مصفوفة الاقتران المتبادل في طرف الاستقبال.

## النتائج والمناقشة:

قمنا في هذه الدراسة باعتبار مشكلة اقتران الهوائيات المتبادل وكيفية تأثيرها على أداء المرزيم المسبقين ZF و Max-SNR في النظام MIMO من خلال محاكاة معدل خطأ البت BER كنسبة استطاعة الإشارة إلى استطاعة الضجيج SNR مع تغيير عدد الهوائيات والمسافة الفاصلة بينها.

### 1- إعدادات وفرضيات النموذج المستخدم في المحاكاة:

نُمدج نظام اتصالات لاسلكي متعدد الهوائيات يعتمد المرزيم المسبقين ZF و Max-SNR باستخدام برنامج الماتلاب Matlab وفقا لما يأتي:

- قناة اتصال لاسلكية منمذجة وفقا لنموذج Rayleigh تتعرض إلى ضجيج أبيض غوصي مضاف AWGN عند كل هوائي مستقبل.

- التعديل المستخدم 4-QAM.

- عدد الرموز المرسله المستخدمة في النموذج: 10000 رمز.

-اعتمدنا وجود هوائيين في المستقبل  $N = 2$  بينما غيرنا عدد الهوائيات في المرسل بين حالتين ( $M = 4$ ) و ( $M = 8$ ) لتشكيل  $MIMO 4 \times 2$  و  $MIMO 8 \times 2$ . الهدف من ذلك هو محاكاة تأثير اقتران الهوائيات المتبادل عند تشكيلات عملية لعدد الهوائيات معتمدة في أنظمة الاتصالات اللاسلكية الحالية كالجيل الرابع والجيل الرابع المتقدم حيث يمثل المستقبل بهوائيين الجهاز المحمول (Mobile Unit) بينما يمثل المرسل بأربع أو ثمان هوائيات المحطة القاعدية (Base Station) [2,3].

-حُسبت مصفوفات الاقتران المتبادل وفقا للنموذج الرياضي المشروح سابقا كتابع للمسافة الفاصلة بين الهوائيات والمعبر عنها بالنسبة  $d/\lambda$  حيث اعتبرت القيم الآتية لبارامترات نموذج مصفوفة الاقتران المتبادل وفقا لأغلب الدراسات المرجعية في هذا المجال [5,6,18,19,20]:

هوائيات ديبولية (Dipole Antennas) بطول  $L = \frac{\lambda}{2}$ ، ممانعة الهوائي  $Z_A = (73 + j42)\Omega$  وبالنتيجة تكون ممانعة الحمل مساوية للمرافق العقدي لممانعة الهوائي  $Z_L = Z_A^*$  لتحقيق مبدأ توافق الممانعات المعروف من أجل تلافي انعكاس الإشارة بين الهوائي والحمل.

لحساب مصفوفات الاقتران بدلالة  $d/\lambda$  قمنا بإعادة صياغة البارامترين  $u_1$  و  $u_2$  المعرفين بالمعادلة (11) كما يأتي:

$$u_1 = K \left( \sqrt{d^2 + L^2} + L \right) = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{d^2 + \frac{\lambda^2}{4}} + \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2} = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \left(d^2 + \frac{\lambda^2}{4}\right)} + \pi$$

$$= \sqrt{(2\pi)^2 \left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 + \frac{(2\pi)^2}{4}} + \pi \quad (14)$$

بنفس الطريقة نجد أن:

$$u_2 = \sqrt{(2\pi)^2 \left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 + \frac{(2\pi)^2}{4}} - \pi \quad (15)$$

تختار المسافة عملياً بين الهوائيات كنسبة من طول موجة التردد المستخدم فمثلاً اعتمدت النسبة الكلاسيكية  $d = 0.5\lambda$  أو  $d/\lambda = 0.5$  كثيراً في تطبيقات الهوائيات المصفوفية [17,21] لكنها لم تكن دائماً الخيار الوحيد لذا قمنا بتغيير المسافة الفاصلة بين هوائيات النظام MIMO في المحطة القاعدية من أجل قيم أصغر وأكبر من النسبة السابقة وذلك لمحاكاة النظام عند مسافات فاصلة صغيرة وكبيرة بين الهوائيات.

النسب المستخدمة في قسم الإرسال (المحطة القاعدية):  $d/\lambda = (0.3, 0.5, 1, 2, 3)$ .

ملاحظة: في المستقبل (الجهاز المحمول)، افترضنا النسبة  $d/\lambda = 0.5$  بين الهوائيين وهي ثابتة لا تتغير خلال الدراسة مع التنويه على أن الحجم الصغير للجهاز المحمول لا يسمح بمسافات كبيرة بين الهوائيين لذلك ثبتنا النسبة السابقة كنسبة كلاسيكية مستخدمة عملياً في الأجهزة المحمولة التي تعتمد تعدد الهوائيات MIMO [21].

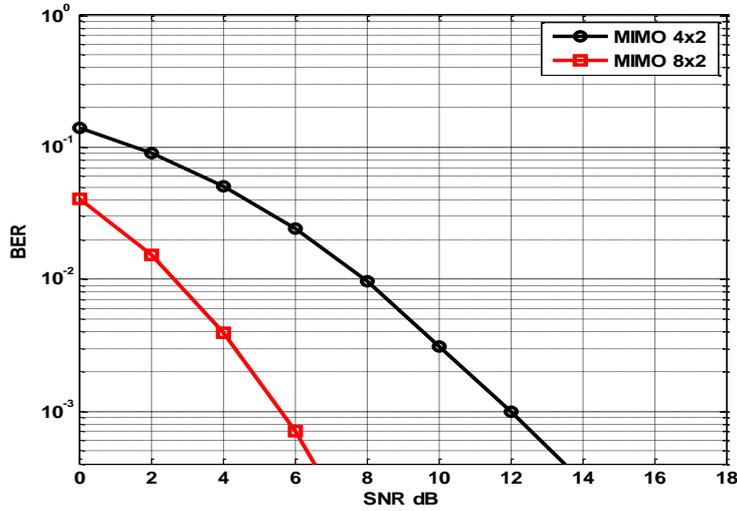
## 2- النتائج:

### 1-2 المرمز المسبق ZF

#### 1-1-2 حالة عدم وجود اقتران متبادل بين الهوائيات

يظهر الشكل (5) معدل خطأ البت BER للمرمز المسبق ZF في النظامين  $MIMO 4 \times 2$  و  $MIMO 8 \times 2$  بإهمال تأثير الاقتران المتبادل بين الهوائيات. نلاحظ التحسن الواضح في أداء المرمز مع ازدياد عدد الهوائيات في الإرسال من 4 إلى 8 هوائيات ( $MIMO 8 \times 2$ ) وهذا طبيعي بسبب ازدياد ربح التنوع. تمثل النتائج السابقة الحالة

المثالية لأداء المرمز المسبق ZF إذ أهملنا تأثير اقتران الهوائيات المتبادل. لذا استخدمنا هذه النتائج كنتائج مثالية مرجعية لمقارنة مقدار التدهور في الأداء بعد الأخذ بعين الاعتبار تأثير الاقتران.

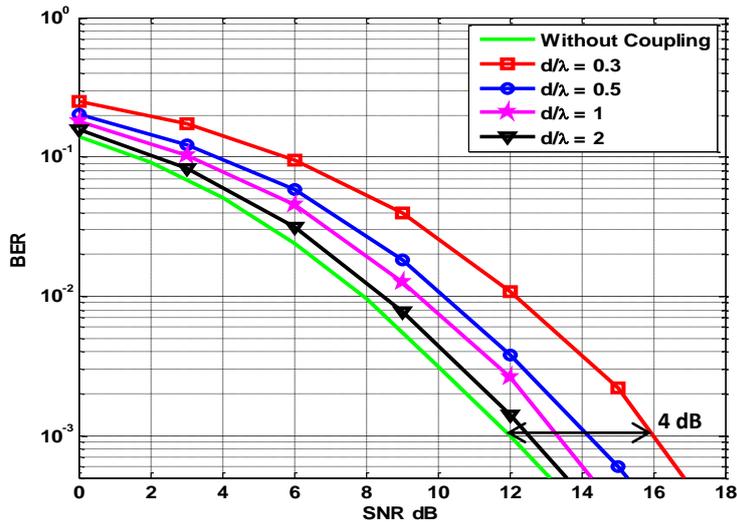


الشكل (5) معدل خطأ البت للمرمز المسبق ZF من أجل  $MIMO 4 \times 2$  و  $MIMO 8 \times 2$  بإهمال الاقتران

## 2-1-2 حالة وجود اقتران متبادل بين الهوائيات

### - النظام $MIMO 4 \times 2$

أدخلنا تأثير الاقتران المتبادل بين الهوائيات وفقا للنموذج الرياضي المشروح سابقا وباعتبار المسافات الفاصلة بين هوائيات الإرسال  $d/\lambda = (0.3, 0.5, 1, 2)$  كما هو موضح في الشكل (6) من أجل النظام  $MIMO 4 \times 2$ .



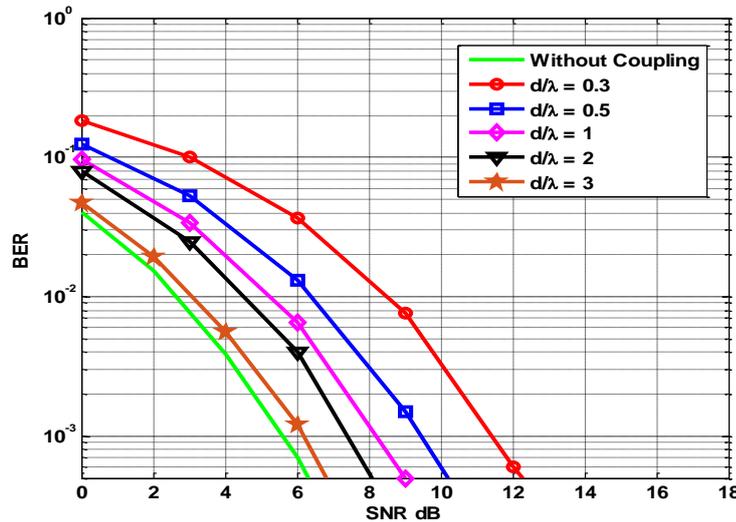
الشكل (6) معدل خطأ البت للمرمز المسبق ZF من أجل  $MIMO 4 \times 2$  بوجود اقتران الهوائيات المتبادل

تدهور معدل خطأ البت للمرمز المسبق ZF مقارنة مع الحالة المثالية وازداد تدهور الأداء مع انخفاض المسافة الفاصلة بين الهوائيات واقترابها من بعضها مما يسبب زيادة تأثير التبادل الكهرومغناطيسي بين الهوائيات. على سبيل

المثال ومن أجل المسافة  $d/\lambda = 0.3$  احتاج المرز المسبق إلى  $\text{SNR} \approx 16 \text{ dB}$  من أجل تحقيق معدل خطأ  $\text{BER} = 10^{-3}$ ، أي بخسارة قدرها 4 dB مقارنة مع الحالة المثالية (دون اقتران Without Coupling) كما هو مبين في الشكل (6). يتحسن معدل خطأ البت للمرز ZF بزيادة المسافة الفاصلة بين الهوائيات ويفسر ذلك بضعف تأثير التبادل الكهرومغناطيسي مع ازدياد المسافة الفاصلة. في النظام  $\text{MIMO } 4 \times 2$  ومن أجل مسافة  $d/\lambda = 2$  بين هوائيات الإرسال الأربعة يصبح أداء المرز ZF قريباً بشكل كبير من الحالة المثالية بفارق أقل من 0.5 dB في النسبة SNR ومن أجل نفس معدل الخطأ السابق.

### - النظام $\text{MIMO } 8 \times 2$

يبين الشكل (7) أداء المرز المسبق ZF عند زيادة عدد الهوائيات من 4 إلى 8 في الإرسال (MIMO  $8 \times 2$ ) حيث  $d/\lambda = (0.3, 0.5, 1, 2, 3)$ . وفقاً للشكل (7) استلزم زيادة المسافة بين هوائيات الإرسال إلى  $d/\lambda = 3$  مقارنة مع  $d/\lambda = 2$  (في حالة النظام  $\text{MIMO } 4 \times 2$ ) من أجل الحد من تأثير اقتران الهوائيات المتبادل والحصول على أداء قريب من الحالة المثالية للمرز المسبق ZF بعد زيادة عدد هوائيات الإرسال.

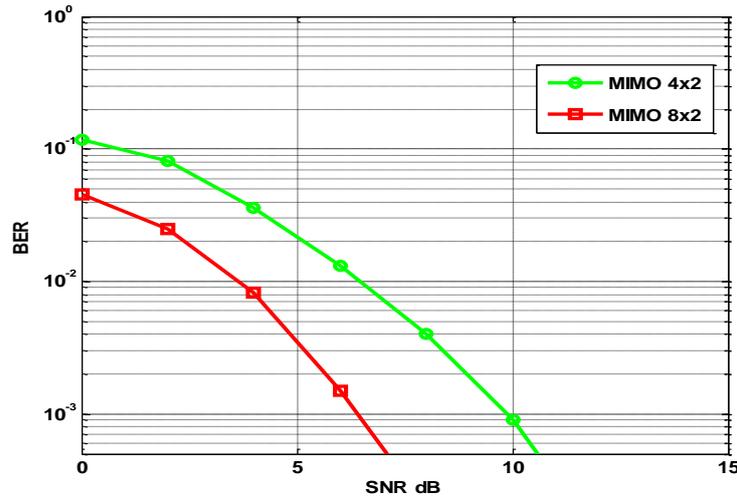


الشكل (7) معدل خطأ البت للمرز المسبق ZF من أجل  $\text{MIMO } 8 \times 2$  بوجود اقتران الهوائيات المتبادل

## 2-2 المرز المسبق Max-SNR

### 2-2-1 حالة عدم وجود اقتران متبادل بين الهوائيات

بشكل مشابه لآلية عرض النتائج السابقة نبدأ بالشكل (8) الذي يمثل معدل خطأ البت BER للمرز المسبق Max-SNR في النظامين  $\text{MIMO } 8 \times 2$  و  $\text{MIMO } 4 \times 2$  بإهمال تأثير الاقتران المتبادل. يظهر تأثير ربح التنوع في تحسين أداء المرز مع ازدياد عدد هوائيات الإرسال من 4 إلى 8 وتعتبر هذه النتائج الحالة المثالية لأداء المرز Max-SNR، لذا اعتمدت كنتائج مرجعية لمقارنة الأداء بعد الأخذ بعين الاعتبار تأثير الاقتران.

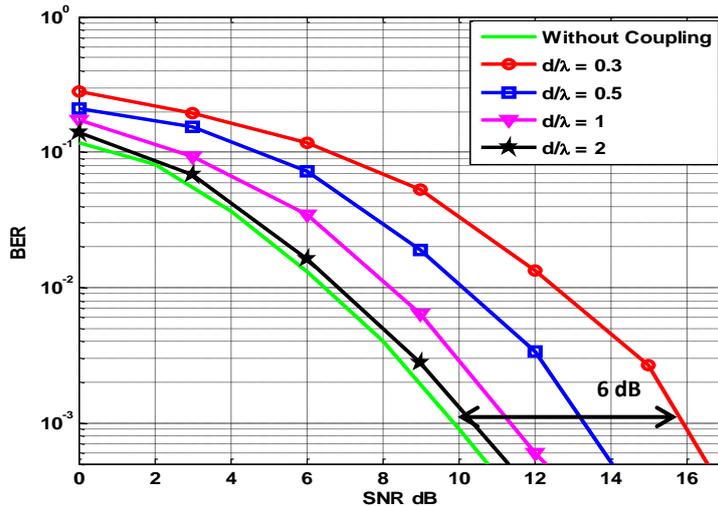


الشكل (8) معدل خطأ البت للمرزيم المسبق Max-SNR من أجل MIMO 4 × 2 و MIMO 8 × 2 بإهمال الاقتران

## 2-2-2 حالة وجود اقتران متبادل بين الهوائيات

### - النظام MIMO 4 × 2

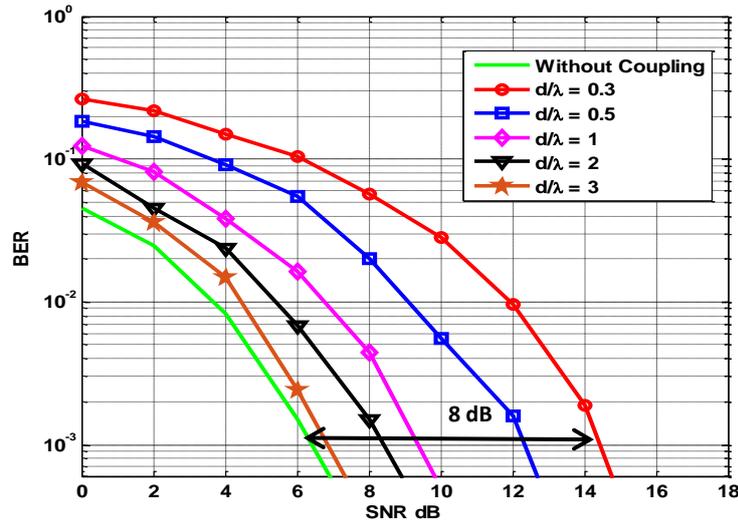
يظهر الشكل (9) معدل خطأ البت للمرزيم المسبق Max-SNR بوجود الاقتران المتبادل بين الهوائيات ومن أجل النسب:  $d/\lambda = (0.3, 0.5, 1, 2)$ . نلاحظ الانخفاض الكبير في أداء للمرزيم المسبق Max-SNR مقارنة مع الحالة المثالية إذ احتاج مثلا المرزيم المسبق إلى 6 dB إضافية من أجل تحقيق معدل خطأ  $BER = 10^{-3}$  مقارنة مع حالة عدم وجود اقتران كما هو مبين في الشكل (9). وللحصول على أداء قريب من الحالة المثالية للمرزيم Max-SNR في النظام MIMO 4 × 2 يجب زيادة المسافة الفاصلة إلى  $d/\lambda = 2$ .



الشكل (9) معدل خطأ البت للمرزيم المسبق Max-SNR من أجل MIMO 4 × 2 بوجود اقتران الهوائيات المتبادل

### النظام $8 \times 2$ MIMO -

ازداد التأثير السلبي للتبادل الكهرومغناطيسي بين الهوائيات على أداء المرمز Max-SNR مع ازدياد عددها إلى 8 هوائيات وفقاً للشكل (10). بفرض  $d/\lambda = 0.3$  ومن أجل تحقيق  $BER = 10^{-3}$  وجب زيادة الـ SNR بمقدار 8 dB مقارنة مع الحالة المثالية كما استدعى زيادة المسافة الفاصلة بين الهوائيات إلى  $d/\lambda = 3$  للاقتراب من أداء الحالة المثالية كما يوضح الشكل (10).



الشكل (10) معدل خطأ البت للمرمز المسبق Max-SNR من أجل  $8 \times 2$  MIMO بوجود اقتران الهوائيات المتبادل

اعتماداً على الأشكال السابقة يستعرض الجدولان (1) و (2) مقدار الخسارة في النسبة SNR من أجل  $BER = 10^{-3}$  للمرمزين ZF و Max-SNR بفعل تأثير الاقتران مقارنة مع الحالة المثالية وذلك من أجل النظامين  $8 \times 2$  MIMO و  $4 \times 2$  MIMO وعند النسب المختلفة للمسافة.

الجدول (1) مقدار الخسارة في النسبة SNR مقارنة مع الحالة المثالية من أجل  $BER = 10^{-3}$  للمرمز المسبق ZF

ZF	$\frac{d}{\lambda} = 0.3$	$\frac{d}{\lambda} = 0.5$	$\frac{d}{\lambda} = 1$	$\frac{d}{\lambda} = 2$	$\frac{d}{\lambda} = 3$
MIMO $4 \times 2$	4 dB	2 dB	1.2 dB	0.5 dB	-
MIMO $8 \times 2$	5.4 dB	3.5 dB	2.2 dB	1.4 dB	0.5 dB

الجدول (2) مقدار الخسارة في النسبة SNR مقارنة مع الحالة المثالية من أجل  $BER = 10^{-3}$  للمرمز المسبق Max-SNR

Max-SNR	$\frac{d}{\lambda} = 0.3$	$\frac{d}{\lambda} = 0.5$	$\frac{d}{\lambda} = 1$	$\frac{d}{\lambda} = 2$	$\frac{d}{\lambda} = 3$
MIMO $4 \times 2$	6 dB	3.2 dB	1.2 dB	0.5 dB	-
MIMO $8 \times 2$	8 dB	6 dB	3 dB	2 dB	0.5 dB

### الاستنتاجات والتوصيات:

- تناول هذا البحث مسألة اقتران الهوائيات المتبادل وتأثيرها على أداء أنظمة MIMO من خلال دراسة أداء المرزمين المسبقين ZF و Max-SNR مع تغيير عدد هوائيات الإرسال والمسافة الفاصلة بينها. ويمكن تلخيص ما توصلنا إليه بالنقاط الآتية:
- بينت النتائج في الحالة المثالية (عدم وجود اقتران، الشكلين (5) و (8)) أهمية زيادة عدد الهوائيات من أجل تحسين معدل خطأ البت في أنظمة MIMO بشكل عام من خلال استغلال ربح التنوع المرتبط بعدد الهوائيات المستخدم.
  - ازداد التأثير السلبي لاقتران الهوائيات المتبادل مع انخفاض المسافة الفاصلة بين الهوائيات المعبر عنها بالنسبة  $d/\lambda$ . إذ احتاج المرزمين المسبقين ZF و Max-SNR لزيادة قيمة SNR لتحقيق نفس معدل الخطأ في الحالة المثالية وفقاً للجدولين (1) و (2). يعني ذلك بالنتيجة ازدياداً في استهلاك الاستطاعة في الإرسال وهذا ما يعتبر من المسائل غير المرغوبة أبداً في عالم الاتصالات اللاسلكية الحديثة. استطاع المرزمين في النظام  $4 \times 2$  الاقتراب بشكل جيد من أداء الحالة المثالية عند المسافة المعبر عنها بالنسبة  $d/\lambda = 2$ .
  - لكن بالمقابل وعند ازدياد عدد الهوائيات من 4 إلى 8 في الإرسال (النظام  $8 \times 2$ ) لم تعد المسافة السابقة كافية للمرزمين المسبقين للحفاظ على أداء قريب من الحالة المثالية. لذا استلزم زيادة المسافة إلى النسبة  $d/\lambda = 3$  للحصول على فارق صغير بحدود 0.5 dB مقارنة مع الحالة المثالية من أجل  $BER = 10^{-3}$  كما هو مبين في الشكلين (7) و (10) أو الجدولين السابقين.
  - إن زيادة المسافة الفاصلة بين الهوائيات للتقليل من أثر الاقتران ليس دائماً خياراً متاحاً بسبب القيود المفروضة على الحجم الناتج من وضع عدة هوائيات بجوار بعضها البعض لتشكيل النظام MIMO وخصوصاً مع التوجه المستقبلي نحو زيادة عدد الهوائيات بشكل ملحوظ لتحقيق متطلبات المستخدمين. لذا يجب العمل بشكل مواز على تحسين العزل بين الهوائيات للتقليل قدر الإمكان من التبادل الكهرومغناطيسي المسبب لظاهرة اقتران الهوائيات في أنظمة الهوائيات المتعددة MIMO.

### المراجع:

- [1] XIANG, W, ZHENG, K, SHEN, X. *5G Mobile Communications*, Springer International Publishing, Switzerland, 2017, 691.
- [2] CLERCKX, B, OESTAGES, C. *MIMO Wireless Networks: Channels, Techniques and Standards for Multi-Antenna, Multi-User and Multi-Cell Systems*, Academic Press (Elsevier), Oxford, UK, 2013, 752.
- [3] 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.
- [4] BOGALE, T, LE, L. *Massive MIMO and mmWave for 5G Wireless HetNet: Potential Benefits and Challenges*, in IEEE Vehicular Technology Magazine, Vol. 11, No. 1, 2016, 64-75.
- [5] CHARLES, U, OLUWADAMILOLA O, NSKAN, N. *MIMO Deficiencies Due to Antenna Coupling*, International Journal of Networks and Communications, Vol. 5, No. 1, 2015, 10-17.

- [6] XUE, C, ZHU, Q, CHEN, X, LIU, X, YANG, Y. *Effect of Mutual Coupling on Multiple Antenna Channel*, International Journal of Modeling and Optimization, Vol. 6, No. 4, 2016.
- [7] WANG, Y, LEE, H. *A ZF-Based Precoding Scheme With Phase Noise Suppression for Massive MIMO Downlink Systems*, in IEEE Transactions on vehicular Technology, vol. 67, no. 2, 2017, 1158-1173.
- [8] SERGEEV, V, DAVYDOV, A, MOROZOV, G, LEE, W. *Enhanced Precoding Design with Adaptive Beam Width for 5G New Radio Systems*, IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Toronto, Canada, 2017, 1-5.
- [9] MAHEY, R, MALHOTRA, J. *On MIMO Channel Modeling for the Mobile Wireless Systems*, International Journal of Future Generation Communication and Networking, Vol. 8, No. 5, 2015. 23-38.
- [10] ماضي، غدير. تأثير ترابط القناة في النموذج Weibull-Gamma على أداء خوارزمية اختيار الهوائيات في النظام MIMO STBC. مجلة جامعة تشرين للبحوث والدراسات العلمية، 39 (6)، 2017.
- [11] 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.
- [12] BIGLIERI, E, CALDERBANK, R, CONSTANTINIDES, A, GOLDSMITH, A, PAULRAJ, A. *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, New York, 2007, 343.
- [13] 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.
- [14] CHENG, Z, YINIDI, J, YONGMING, H, LUXI, Y. *Performance Analysis for Massive MIMO Downlink with Low Complexity Approximate Zero-Forcing Precoding*, IEEE Transactions on Communications, 2017.
- [15] 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.
- [16] BROWN, T, KYRITSI, P, CARVALHO, E. *Practical Guide to MIMO Radio Channel: with MATLAB Examples*, Wiley, 2012. 284.
- [17] BALANIS, C. *Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition*, Wiley, 2005, 1166.
- [18] PRATSCHNER, S, CABAN, S, SCHWARZ, S, RUPP, M. *A mutual coupling model for massive MIMO applied to the 3GPP 3D channel model*, 25th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Kos, 2017, 623-627.
- [19] MASOUIROS, C, SELLATHURAI, M, RATNARAGAH, T. *Large-Scale MIMO Transmitters in Fixed Physical Spaces: The Effect of Transmit Correlation and Mutual Coupling*, IEEE Transactions on Communications, vol. 61, no. 7, 2013, 2794-2804.
- [20] CHEN, K. H, KIANG, J. F. *Effect of Mutual Coupling on the Channel Capacity of MIMO Systems*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 65, no. 1, 2016, 398-403.
- [21] JI, H, KIM, Y, LEE, J. *Overview of Full-Dimension MIMO in LTE-Advanced Pro*, IEEE Communications Magazine, vol. 55, no. 2, 2017, 176-184.