

تخمين قناة الحزمة الفراغية باستخدام طريقة الاتجاه المتناوب**للمضاعفات ADMM**

م. شمعون سعيد د. عبد الكريم السالم

ملخص

يبقى تخمين القناة الدقيق في أنظمة الاتصال المكثفة المليمترية تحدياً بسبب ضجيج التداخل العالي ومحدودية الاشارات الدليلية في بيئات الحزمة الفراغية المتناثرة. تسمح الطبيعة المتناثرة لقنوات الحزمة الفراغية في الأنظمة المدعومة بمصفوفة هوائي العدسة إلى صياغة تخمين القناة كمسألة استرجاع إشارة متناثرة. يقترح هذا البحث نهجاً لحل مسألة تخمين قناة الحزمة الفراغية بالاعتماد على طريقة الاتجاه المتناوب للمضاعفات ADMM التي تعالج هذا التحدي من خلال إطار التحسين القائم على مضاعفات لاغرانج، مع تنظيم التناثر المتحكم به تبعاً لمستوى الضجيج. تم تقييم أداء الطريقة المقترحة مقارنة بالخوارزميات المعروفة بما في ذلك تمرير الرسائل التقريبي AMP وملاحقة التوافق المتعامد OMP وكشف العناصر الأقوى SD باستخدام نموذجي قناة Saleh – Valenzuela و DEEP – MIMO لتشكيلات المصفوفة الخطية المنتظمة ULA والمصفوفة المستوية المنتظمة UPA. تُظهر نتائج محاكاة الفعالية الطيفية والفعالية الطاقية والحد الأدنى المعياري لمتوسط الخطأ التربيعي NMSE أن طريقة ADMM تحقق أداءً متفوقاً، خاصة من أجل نسبة الإشارة إلى الضجيج المنخفضة $SNR \leq 4.5$ dB، مع تحسين يصل إلى 2dB في دقة التخمين مقارنة بالطرق الأخرى. إن القدرة على التغلب على ضجيج القناة واستقرار التقارب يجعل من ADMM حلاً مناسباً لتخمين القناة في أنظمة الاتصال المليمترية العملية للجيل الخامس والتي تتطلب تحقيق دقة تخمين عالية لزيادة فعالية تشكيل الحزمة الهجين وتحسين الأداء.

الكلمات المفتاحية: مصفوفة هوائي العدسة، نظام تعدد المداخل والمخارج المكثفة المليمترية، قناة الحزمة الفراغية، خوارزمية تمرير الرسائل التقريبي، خوارزمية ملاحقة التوافق المتعامد، خوارزمية كشف العناصر الأقوى، طريقة الاتجاه المتناوب للمضاعفات.

Beamspace Channel Estimation Using the Alternating Direction Method of Multipliers ADMM

Accurate channel estimation in millimeter-wave (mmWave) massive communication systems remains challenging due to high noise interference and limited pilot in sparse beamspace environments. The sparse nature of beamspace channels in lens antenna array systems motivates formulating channel estimation as sparse signal recovery. This paper proposes an approach to solve the beamspace channel estimation problem based on the Alternating Direction Method of Multipliers (ADMM), which addresses this challenge through a Lagrangian multiplier-based optimization framework with controlled sparsity regularization adapted to noise levels. The performance of the proposed method is evaluated compared to established algorithms such as Approximate Message Passing (AMP), Orthogonal Matching Pursuit (OMP), and Support Detection (SD) using Saleh-Valenzuela and DEEP-MIMO channel models for Uniform Linear Array (ULA) and Uniform Planar Array (UPA) configurations. Spectral efficiency, Energy efficiency and Normalized Mean Square Error (NMSE) simulation results demonstrate that ADMM

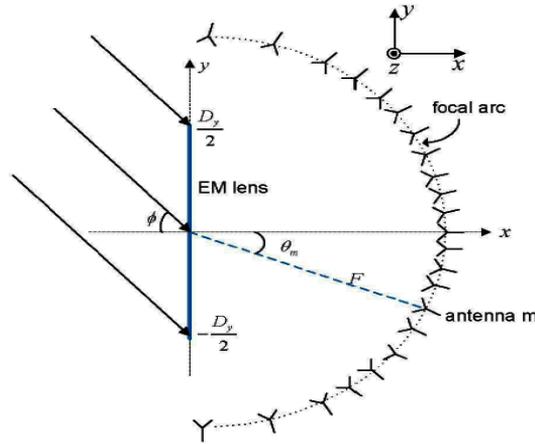
achieves superior estimation accuracy, particularly for low signal-to-noise ratios $SNR \leq 4.5$ dB, with improvements up to 2 dB compared to other methods. The ability to overcome channel noise and convergence stability makes ADMM a suitable solution for channel estimation in practical 5G millimeter-wave systems that require achieving high estimation accuracy to increase hybrid beamforming efficiency and improve performance.

Key words: Lens antenna array, Millimeter-wave Massive MIMO, Beamspace channel, Approximate Message Passing AMP, Orthogonal Matching Pursuit OMP, Support Detection SD, Alternating Direction Method of Multipliers ADMM.

1_المقدمة و الدراسات المرجعية :

مع الوصول للجيل الخامس 5G وزيادة الطلب على معدلات النقل العالية وخصوصاً مع وجود انترنت الأشياء IoT كان لا بد من استخدام تقنيات تلبي هذه المتطلبات. لذلك تم التوجه لاستخدام الأمواج المليمترية mmWave [1] مما يتيح عرض مجال واسع من رتبة GHz وبالتالي معدل نقل بيانات عالي جداً، بالإضافة لإمكانية زيادة عدد هوائيات المحطة الأساسية BS لنظام تعدد المداخل والمخارج المكثفة المليمترية massive MIMO نتيجة أبعادها المنخفضة [2]. وبالرغم من التوجيه العالي وقدرات مسح الشعاع الفعالة لمصفوفة هوائيات MIMO المكثفة، فإن تنفيذها عند الترددات المليمترية يمثل تحديات كبيرة. ويرجع ذلك إلى زيادة استهلاك الطاقة والتعقيد

والتكلفة التي تنشأ عن الحاجة إلى عدداً كبيراً من مزيحات الطور [3]، [4]. لمعالجة هذه القيود، لجأ الباحثون مؤخراً إلى التصميم المبتكر لهوائي العدسة. يمتاز مفهوم هوائي العدسة بتاريخ غني، مع تركيز الأبحاث المبكرة على تصميمات العدسات الكروية ونصف الكروية لهوائيات الميكروويف [5]. ومع ذلك، انخفض الاهتمام بهوائيات العدسة لتطبيقات الاتصالات بسبب أبعادها الكبيرة. في الآونة الأخيرة، أدى التطور في تقنيات التصنيع القائمة على الطباعة ثلاثية الأبعاد إلى إمكانية تصغير الأبعاد وإعادة استخدام هوائيات العدسة في أنظمة الاتصالات 5G القائمة على الأمواج المليمترية mmWave [6] تتكون مصفوفة هوائي العدسة من مصفوفة هوائيات مع عدسة كهرطسية لتركيز الاشارات وتوجيهها حيث تتوضع الهوائيات على السطح المحرق للعدسة [7] مما يلغي الحاجة لشبكة مزيحات الطور كما هو موضح بالشكل (1).



الشكل (1): مصفوفة هوائي عدسة مع موجة مستوية واردة

بزاوية وصول [7] \emptyset

حيث تعمل مصفوفة هوائي العدسة على تحويل مصفوفة القناة من المجال المكاني إلى مجال الحزمة الفراغية beamspace [8][9]. بالإضافة لتوجيه الحزم الإشعاعية من خلال تركيز

الإشارة باتجاهات مناسبة على هوائيات مختلفة من مصفوفة العدسة. وبالتالي يتشكل لدينا قناة حزمة فراغية متناثرة تحوي عدد قليل من العناصر الغير صفيرية التي تمثل الحزم الإشعاعية للمستخدمين. من خلال استغلال خصائص التناثر لقناة الحزمة الفراغية، يمكن صياغة تخمين القناة على أنها مسألة استعادة إشارة متناثرة [8][9] sparsity. لذلك تم التوجه لاستخدام طرق حديثة لتخمين القناة لكي يتم توجيه الإشارات المرسله واستعادة الإشارات المستقبلية بشكل صحيح. منها الاستدلال البايزي التبايني Variational Bayesian Inference [10] لتقدير القنوات المتناثرة في أنظمة mmWave MIMO المدعومة بأسطح عاكسة ذكية تعتمد على Sparse Bayesian Learning (SBL). والتي تستخدم إشارات التدريب الصاعدة فقط مما يقلل من التعقيد كما حسنت من دقة التخمين بنسبة 30% مقارنةً بالطرق التقليدية، مثل طريقة الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ (MMSE (Minimum Mean Squared Error) [11] وأيضاً طريقة المربعات الأقل LS (Least Squares) [12] التي تعاني من ضعف في التعامل مع القناة المتناثرة. أيضاً تم اقتراح عدة خوارزميات لتخمين مصفوفة قناة الحزمة الفراغية المتناثرة حيث يتم استرجاع الإشارة المتناثرة عموماً باستخدام خوارزميات الكشف المضغوط (compressed sensing) [13] مثل خوارزمية ملاحقة التوافق المتعامد OMP (Orthogonal Matching Pursuit) [14] وخوارزمية تمرير الرسائل التقريبي approximate message passing AMP [15] وخوارزمية كشف العناصر الأقوى SD (support detection) [16][17] وهي خوارزميات تُستخدم لاسترجاع الإشارات المتناثرة و تستخدم بشكل كبير في استرجاع الصور وضغطها . ولكن بما أن استطاعة الإرسال للمستخدمين منخفضة تصبح مصفوفة القناة مغمورة بالضجيج وبالتالي فإن قيم نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR ستكون منخفضة مما يقلل من دقة تخمين شعاع القناة بشكل كبير و الذي يعتبر تحدياً هاماً لخوارزميات تخمين القناة المتناثرة في أنظمة Massive MIMO لذلك تم في هذا البحث استخدام خوارزمية طريقة الاتجاه المتناوب للمضاعفات ADMM [18][19] والتي تتميز بدقتها الكبيرة و خصوصاً في حالة قيم SNR منخفضة نتيجة قدرتها على ضبط درجة تناثر المتجه المراد تخمينه تبعاً لقيمة SNR.

2 - الهدف من البحث:

يهدف البحث إلى زيادة دقة تخمين القناة المتناثرة مع وجود نسبة إشارة إلى ضجيج منخفضة لتحسين أداء نظام الاتصال Massive MIMO المليمترى وذلك باستخدام طريقة الاتجاه المتناوب للمضاعفات ADMM .

3- مواد وطرق البحث :

في المرحلة الأولى تم محاكاة نموذج لنظام اتصال massive MIMO المليمترى بالاعتماد على نموذج [16] Saleh – Valenzuela لنوعين من مصفوفة الهوائيات الأولى خطية منتظمة ULA uniform linear array والثانية مستوية منتظمة UPA uniform planar array. في المرحلة الثانية تم محاكاة نظام الاتصال بالاعتماد على قاعدة بيانات لنموذج قناة واقعية DEEP-MIMO [20] أيضاً لنوعين من مصفوفة الهوائيات ULA و UPA. في كل مرحلة تم دراسة أداء خوارزمية ADMM في تخمين القناة والمقارنة مع خوارزميات AMP و OMP و SD وذلك باستخدام برنامج Matlab_2023a.

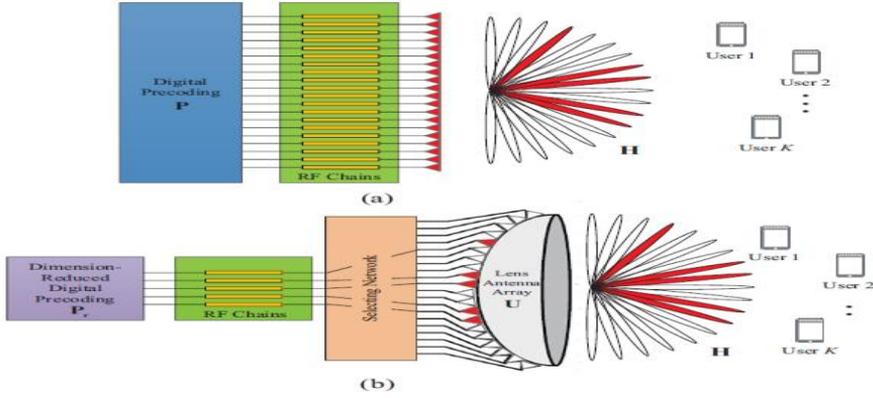
4_ نموذج نظام الاتصال:

نفترض أنه لدينا نظام اتصال لاسلكي مكون من BS تؤمن الخدمة إلى K مستخدم ذو هوائي وحيد كما هو مبين بالشكل (2). وتستخدم تقنية تعدد المدخل والمخارج المكثفة المليمترية mmWave massive MIMO مع ازدواج بتقسيم الزمن TDD حيث توظف المحطة الأساسية N هوائي و N_{RF} سلسلة راديوية. يمكن أن نكتب عبارة الإشارة المستقبلية من أجل الوصلة الهابطة بالعلاقة (1) [16]:

$$y^{DL} = H^H P s + n \quad (1)$$

حيث أن y^{DL} ($K \times 1$) متجه الإشارة المستقبلية و $H^H \in C^{K \times N}$ مصفوفة القناة للوصلة الهابطة و $H = [h_1, h_2, \dots, h_k]$ مصفوفة القناة للوصلة الصاعدة [16]. كما

أن $h_k(N \times 1)$ هو متجه القناة بين BS و المستخدم k . بينما يعبر الشعاع $K \times S$ (1) متجه الاشارات الأصلية المرسله لكل المستخدمين K . و لها استطاعة معيارية $\mathbb{E}(SS^H) = I_K$ مما يضمن توزيع طاقة متوازن بالإضافة الى أن الإشارات المرسله إلى المستخدمين تكون غير مرتبطة فيما بينها مما يقلل من التداخل أما $P(N \times K)$ مصفوفة تشكيل الحزمة المسبق لتحسين الارسال وتخفيض التداخل و التي تحقق شرط الاستطاعة المرسله $trace(PP^H) \leq \rho$ حيث ρ استطاعة الارسال للوصلة الهابطة .وأخيراً $n \sim CN(0, \sigma_{DL}^2 I_K)$ متجه الضجيج الأبيض الغوصي المضاف $AWGN$ له متوسط صفري و انحراف معياري $\sigma_{DL}^2 I_K$ حيث أن استطاعة الضجيج للوصلة الهابطة. من الواضح وحسب الشكل (2_a) أن نظام تعدد المداخل والمخارج المكثفة مع تشكيل حزمة رقمي تقليدي يحتاج لعدد كبير من السلاسل الراديوية مساوي لعدد الهوائيات أي أن $N = N_{RF} = 256$. بينما سيتناقص عددها بشكل كبير في حال تم استخدام العدسة الكهرطسية كما هو موضح بالشكل (2_b) حيث تعمل العدسة كمزيج طوري مما يلغي الحاجة لمزيجات الطور .



الشكل (2) : مقارنة بين بنيتين لنظام تعدد المداخل و المخرجات المكثفة الملمتيرية مع وجود مصفوفة هوائي العدسة (b) وبدونها (a) [16]

4_1_1 حالة تمثيل القناة بمصفوفة خطية منتظمة ULA uniform linear array باستخدام نموذج قناة Saleh – Valenzuela المستخدم لتمثيل أنظمة الاتصال الملمتيرية يعطى h_k متجه القناة بين المستخدم ذو الترتيب k و هوائيات محطة القاعدة N بالعلاقة (2)[16]:

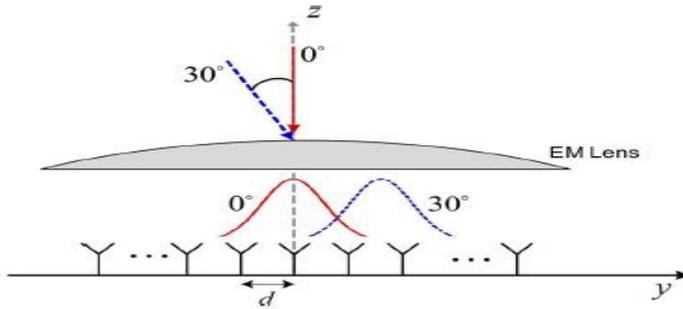
$$h_k = \sqrt{\frac{N}{L_k + 1}} \sum_{i=0}^{L_k} \beta_k^{(i)} a(\psi_k^{(i)}) = \sqrt{\frac{N}{L_k + 1}} \sum_{i=0}^{L_k} c_{k,i} \quad (2)$$

حيث $k = (1, 2, \dots, K)$ و L_k هو عدد المسارات الكلي للمستخدم k و $\beta_k^{(0)}$ و $c_{k,0} = \beta_k^{(0)} a(\psi_k^{(0)})$ هو مكوّن خط النظر LOS لمتجه القناة h_k مع ربح عقدي $\beta_k^{(0)}$ و اتجاه مكاني $a(\psi_k^{(0)})$ ومن أجل باقي مكوّنات متجه القناة $NLOS$ فإن $1 \leq i \leq L_k$ والتي نحصل عليها عادة من خلال قياسات القناة و $a(\psi)_{(N \times 1)}$ متجه التوجيه. ومن أجل مصفوفة خطية منتظمة ULA بعدد هوائيات N [16] نحصل على :

$$a(\psi) = \frac{1}{\sqrt{N}} [e^{j2\pi\psi m}]_{m \in I(N)} \quad (3)$$

حيث أن $I(N) = \{p - \frac{(N-1)}{2}, p = 0, 1, \dots, N-1\}$ هي عبارة عن مجموعة متناظرة من المداخل متمركزة حول الصفر و يعرف الاتجاه المكاني بالعلاقة $\psi = \frac{d}{\lambda} \sin \theta$ حيث d المسافة بين الهوائيات و λ طول موجة الحامل كما هو مبين بالشكل (3) و من أجل أنظمة الاتصالات الأمواج المليمترية فإن $d = \lambda/2$ و θ هي زاوية الورد الفيزيائية AOA [21] وبالتالي يمكن كتابة العلاقة (3) كما يلي :

$$a(\psi) = \frac{1}{\sqrt{N}} [e^{j2\pi d/\lambda \sin(\theta) m}]_{m \in I(N)} \quad (4)$$



الشكل (3): الإشارة الواردة بزوايا وصول $AOA = 0^\circ, 30^\circ$ [21]

مع استخدام مصفوفة هوائي العدسة يتم تحويل القناة من المجال المكاني الى مجال الحزم الفراغية ونحصل على قناة الحزمة الفراغية $beam\ space$ حيث تلعب مصفوفة هوائي العدسة دور مصفوفة تحويل فورييه المنقطع DFT بحجم $(N \times N)$ والتي تحوي على أشعة التوجيه من أجل N اتجاه متعامد [16] تغطي كامل المجال وتعطى بالعلاقة:

$$U = [a(\bar{\psi}_1), a(\bar{\psi}_2), \dots, a(\bar{\psi}_N)] \quad (5)$$

حيث أن $\bar{\psi}_n = \frac{1}{N}(n - \frac{N+1}{2})$ من أجل $n = 1, 2, \dots, N$ هي الاتجاهات المكانية المحددة مسبقاً من قبل مصفوفة هوائي العدسة . ومنه تصيح الاشارة المستقبلية بعد استخدام مصفوفة هوائي العدسة [16] :

$$\tilde{y}^{DL} = H^H U^H P_S + n = \tilde{H}^H P_S + n \quad (6)$$

حيث أن \tilde{y}^{DL} متجه الاشارة المستقبلية في الوصلة الهابطة في قناة الحزمة الفراغية. وتعطى مصفوفة قناة الحزمة الفراغية بالعلاقة (7) [16] :

$$\tilde{H} = UH = [\tilde{h}_1, \tilde{h}_2, \dots, \tilde{h}_k] = [Uh_1, Uh_2, \dots, Uh_k] \quad (7)$$

حيث \tilde{h}_k هي متجه قناة الحزمة الفراغية بين المستخدم k و BS. و هنا لابد من الإشارة إلى أن مصفوفة قناة الحزمة الفراغية $\tilde{H}(\tilde{h}_k)$ لها بنية متناثرة وذلك نتيجة عدد المبعثرات المحدود في بيئات انتشار الأمواج المليمترية وبالتالي يمكن اختيار عدد صغير من الحزم المناسبة من قناة الحزمة الفراغية المتناثرة لتقليل أبعاد نظام massive MIMO و تخفيض التعقيد في المعالجة ومنه تصيح الاشارة المستقبلية المبسطة :

$$\tilde{y}^{DL} = \tilde{H}_r^H P_r s + n \quad (8)$$

حيث \tilde{H}_r^H مصفوفة قناة الحزمة الفراغية ذات الأبعاد المنخفضة و P_r مصفوفة تشكيل الحزمة الرقمية المقابلة ذات الأبعاد المنخفضة والتي تحقق شرط استطاعة الارسال. وبالتالي ونتيجة خاصية التناثر لقناة الحزمة الفراغية سيتمكن نظام تعدد المداخل والمخارج المكثف المليمترية مع استخدام مصفوفة هوائي العدسة من تخفيض عدد السلاسل الراديوية المطلوبة بدون فقد كبير في الأداء. ولنضمن أرباح التعدد المكاني لجميع المستخدمين يجب أن يكون عدد السلاسل الراديوية لا يقل عن عدد المستخدمين

ضمن الخلية

تقوم BS بتخمين قناة الحزمة الفراغية بناء على الاشارات الدليلية المرسله مع اشارة المستخدمين المتواجدين في الخلية وبما أن أبعاد مصفوفة قناة الحزمة الفراغية كبيرة وعدد السلاسل الراديوية محدود فإن تخمين القناة سيعاني من عدم كفاية المعلومات الدليلية و تعقيد المعالجة لذلك يتم الاستفادة من أرباح مصفوفة هوائي العدسة في تخمين القناة وتعطى مصفوفة الاشارة المستقبلية $(N \times K)$ \tilde{Y}_m^{UL} في BS للوصلة الصاعدة ضمن الكتلة m بالعلاقة (9)[16] :

$$\tilde{Y}_m^{UL} = UH\Psi_m + N_m = \tilde{H}\Psi_m + N_m \quad (9)$$

حيث أن $U(N \times N)$ مصفوفة تحويل فورييه المتقطع DFT المكانية لمصفوفة هوائي العدسة و تحوي أشعة التوجيه من أجل N اتجاه متعامد. $N_m(N \times K)$ مصفوفة الضجيج على الكتلة ذات الترتيب m ولها عناصر مستقلة و موزعة بشكل غوسي مثالي لها متوسط صفري وانحراف معياري σ_{UL}^2 حيث $m = 1, 2, \dots, M$ و $H(N \times K)$ مصفوفة القناة للوصلة الصاعدة. $\Psi_m(K \times K)$ مصفوفة الإشارات الدليلية المرسله من قبل المستخدمين خلال Q فترة زمنية مقسمة إلى M كتلة كل منها يحوي K سلسلة دليلية متعامدة مرسله من قبل K مستخدم و بما أن قناة الحزمة الفراغية تبقى ثابتة خلال زمن تماسك القناة وبالتالي فإن عدد الرموز $Q = MK$. ويفترض أن تكون المصفوفة الدليلية محققة للشرط

$$\Psi_m^H \Psi_m = I_k \text{ و } \Psi_m \Psi_m^H = I_k$$

تكون واحدية. ومنه فإن نسبة الاشارة إلى الضجيج للوصلة الصاعدة

$$SNR = 1/\sigma_{UL}^2$$

الإشارة المستقبلية \tilde{Y}_m^{UL} بمصفوفة القياس $W_m(K \times N)$ ويتم ذلك من خلال شبكة من المبدلات أو شبكة من مزيجات الطور 1bit وبالتالي سنحصل على $R_m(K \times K)$ والتي يتم اعتبارها إلى القسم الرقمي من خلال K سلسلة راديوية كما في العلاقة (10)[16]:

$$R_m = W_m \tilde{Y}_m^{UL} = W_m \tilde{H} \Psi_m + W_m N_m \quad (10)$$

نستخدم هنا مصفوفة برنولي العشوائية و عناصر مصفوفة القياس يتم اختيارها عشوائيا من المجموعة $\{+1, -1\}$ باحتمالية متساوية حيث Q عدد الرموز. ويضرب المصفوفة R_m بمصفوفة الرموز الدليلية Ψ_m^H المعلومة لدينا نحصل على مصفوفة القياسات Z_m المبينة بالعلاقة:

$$Z_m = W_m \tilde{H} + W_m N_m + N_m^{eff} \quad (11)$$

حيث أن N_m^{eff} مصفوفة الضجيج الفعال. سنركز هنا على تخمين قناة الحزمة الفراغية للمستخدم k ونحصل على \tilde{h}_k وبتكرار الطريقة ذاتها سنحصل على مصفوفة القناة لكافة المستخدمين في الخلية \tilde{H} . بعد M كتلة مرسلات من الرموز الدليلية سنحصل على متجه القياسات $\bar{Z}_k(Q \times 1)$ للمتجه $\tilde{h}_k(Q \times 1)$ الخاص بالمستخدم k :

$$\bar{Z}_k = \bar{W} \tilde{h}_k + \bar{n}_k \quad (12)$$

حيث $\bar{W}(Q \times N)$ مصفوفة القياس الكلية و \bar{n}_k هي الأعمدة k من المصفوفتين W_m و N_m^{eff} على الترتيب. هدفنا هو إيجاد \tilde{h}_k بالاعتماد على متجه القياسات \bar{Z}_k باستخدام أقل عدد ممكن من الرموز الدليلية. ومن الجدير بالذكر أن متجه القناة للمستخدم \tilde{h}_k هو متجه متناثر وذلك لأن عدد المبعثرات في بيئة انتشار الأمواج المليمترية محدود [16]. ومنه باستخدام مصفوفة القياس سنضمن أن متجه القياسات \bar{Z}_k يحوي معلومات كاملة عن \tilde{h}_k حتى

من أجل $Q < N$. بالنتيجة يمكن اعتبار عملية تخمين متجه القناة \tilde{h}_k عبارة عن مسألة استرجاع إشارة متناثرة نموذجية .

4_2_ حالة تمثيل القناة بمصفوفة مستوية منتظمة UPA uniform planar array :

أيضاً باستخدام نموذج قناة Saleh – Valenzuela حسب [22] المستخدم لتمثيل أنظمة الاتصال المليمترية يعطى $h_{k(N \times 1)}$ متجه القناة بين المستخدم ذو الترتيب k و هوائيات محطة القاعدة $N = N_1 \times N_2$ بالعلاقة (13)[22] :

$$h_k = \sqrt{\frac{N}{L_k}} \sum_{l=1}^{L_k} \beta_{k,l} \mathbf{a}(\theta_{k,l}^{azi}, \theta_{k,l}^{ele}) = \sqrt{\frac{N}{L_k}} \sum_{i=1}^{L_k} c_{k,i} \quad (13)$$

حيث L_k هو عدد المسارات الكلي للمستخدم k و $c_{k,l} = \beta_{k,l} \mathbf{a}(\theta_{k,l}^{azi}, \theta_{k,l}^{ele})$ هو مكوّن المسار l مع ربح عقدي $\beta_{k,l}$ و متجه توجيهه مكاني $\mathbf{a}(\theta_{k,l}^{azi}, \theta_{k,l}^{ele})_{(N \times 1)}$ حيث $\theta_{k,l}^{ele}$ و $\theta_{k,l}^{azi}$ هما زاويتا السمّت و الارتفاع على الترتيب. ومن أجل مصفوفة مستوية منتظمة نموذجية UPA بعدد هوائيات $N = N_1 \times N_2$ نحصل على :

$$\mathbf{a}(\theta_{k,l}^{azi}, \theta_{k,l}^{ele}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[e^{-j2\pi d \sin(\theta_{k,l}^{azi}) \sin(\theta_{k,l}^{ele}) \mathbf{n}_1 / \lambda} \right] \otimes \left[e^{-j2\pi d \cos(\theta_{k,l}^{ele}) \mathbf{n}_2 / \lambda} \right] \quad (14)$$

حيث $\mathbf{n}_2 = [0, 1, \dots, N_2 - 1]^T$ و $\mathbf{n}_1 = [0, 1, \dots, N_1 - 1]^T$ و طول موجة الحامل

و $d = \lambda/2$ المسافة بين الهوائيات ويمكن أن نعرّف الزاوية المكانية السمّية ψ^{azi}

و مع استخدام مصفوفة $\psi^{ele} = \frac{\cos(\theta_{k,l}^{ele})}{\lambda}$ والزاوية المكانية الشاقولية $\frac{d \sin(\theta_{k,l}^{azi}) \sin(\theta_{k,l}^{ele})}{\lambda}$.

هوائي العدسة يتم تحويل القناة من المجال المكاني إلى مجال الحزمة الفراغية حيث تلعب مصفوفة

هوائي العدسة دور مصفوفة تحويل فورييه $U_{(N \times N)}$ المنقطع DFT والتي يعبر عنها بالعلاقة :

$$U = \left[\mathbf{a}(\psi_1^{\text{azi}}, \psi_1^{\text{ele}}), \dots, \mathbf{a}(\psi_1^{\text{azi}}, \psi_{N_2}^{\text{ele}}), \dots, \mathbf{a}(\psi_{N_1}^{\text{azi}}, \psi_{N_2}^{\text{ele}}) \right]^H \quad (15)$$

حيث $\psi_n^{\text{azi}} = \frac{1}{N_1} \left(n - \frac{N_1+1}{2} \right)$ هو الاتجاه المكاني السمتي المحدد بشكل مسبق عبر العدسة

وذلك من أجل $n = 1, 2, \dots, N_1$ و $\psi_n^{\text{ele}} = \frac{1}{N_2} \left(n - \frac{N_2+1}{2} \right)$ هو الاتجاه المكاني

الشاقولي المحدد بشكل مسبق عبر العدسة وذلك من أجل $n = 1, 2, \dots, N_2$ وبالتالي يمكن

كتابة العلاقة (14) بالشكل :

$$\mathbf{a}(\psi^{\text{azi}}, \psi^{\text{ele}}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[e^{-j2\pi\psi_n^{\text{azi}} n_1} \right] \otimes \left[e^{-j2\pi\psi_n^{\text{ele}} n_2} \right] \quad (16)$$

و منه فإن متجه قناة الحزمة الفراغية \tilde{h}_k بين المستخدم ذو الترتيب k و مصفوفة هوائيات BS المؤلفة من N هوائي يمكن أن نعبر عنه بالعلاقة :

$$\tilde{h}_k = U h_k = \sqrt{\frac{N}{L_k}} \sum_{i=0}^{L_k} \tilde{c}_{k,i} \quad (17)$$

حيث أن $\tilde{c}_{k,i} = U c_{k,i}$ هو مكون قناة الحزمة الفراغية i . و لتخمين قناة الاتصال لكامل المستخدمين K يتم تخمين شعاع قناة الحزمة الفراغية \tilde{h}_k لكل مستخدم على حدى .تقوم أجهزة المستخدمين بإرسال رموز دليلية مستقلة و متعامدة مع بعضها البعض و معلومة لدى BS خلال فترة زمنية و تبعاً لخاصية نظام TDD عند تخمين قناة الوصلة الصاعدة سنحصل مباشرة على قناة الوصلة الهابطة في الفترة q فإن متجه الإشارة المقاسة الأساسية $y_{k,q}$ في المعالج الرقمي بعد عملية اختيار الحزم للوصلة الصاعدة في BS يعبر عنه بالعلاقة :

$$y_{k,q} = \mathbf{W}_{k,q} \tilde{h}_k s_{k,q} + \bar{\mathbf{n}}_{k,q} , \quad q = 1, 2, \dots, Q \quad (18)$$

حيث $\mathbf{w}_{k,q}$ شبكة اختيار الحزم أبعادها $N_{RF} \times N$ و $s_{k,q}$ الرمز الدليلي المرسل و $\bar{\mathbf{n}}_{k,q} = \mathbf{W}_{k,q} \mathbf{n}_{k,q}$ شعاع الضجيج الفعال المضاف حيث $\mathbf{n}_{k,q} \sim CN(0, \sigma_n^2 I_N)$ بأبعاد $(N \times 1)$ حيث σ_n^2 استطاعة الضجيج و بعد Q فترة من الارسال الدليلي سنحصل إشارة القياسات الكلية y_k بأبعاد $(M = QN_{RF})$:

$$\mathbf{y}_k = \begin{bmatrix} y_{k,1} \\ y_{k,2} \\ \vdots \\ y_{k,Q-1} \\ y_{k,Q} \end{bmatrix} = \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{h}}_k + \mathbf{n}_k \quad (19)$$

حيث نفترض $s_{k,q} = 1$ و $\mathbf{W}_k = [\mathbf{W}_{k,1}^T, \mathbf{W}_{k,2}^T, \dots, \mathbf{W}_{k,Q}^T]^T$ مصفوفة اختيار الحزم بأبعاد $(M \times N)$ و $\mathbf{n}_k = [\mathbf{n}_{k,1}^T, \mathbf{n}_{k,2}^T, \dots, \mathbf{n}_{k,Q}^T]^T$ شعاع الضجيج الفعال بأبعاد $(M \times 1)$ على فترة زمنية Q . وبما أن عملية التخمين ستكون نفسها لجميع قنوات أجهزة المستخدمين K وبالتالي يمكن كتابة العلاقة الأخيرة بشكل عام بالشكل:

$$\mathbf{y} = \mathbf{W} \tilde{\mathbf{h}} + \mathbf{n} \quad (20)$$

و نتيجة التبعثر المحدود للإشارات المليمترية فإن قناة الحزمة الفراغية ستتضمن عدد قليل من المسارات وبالتالي فإن العناصر القريبة من الزوايا المكانية للمسارات الفعلية ستكون ذات قيم كبيرة أما باقي العناصر ستكون صفرية تقريباً أي يمكن اعتبار $\tilde{\mathbf{h}}$ عبارة عن قناة حزمة فراغية متناثرة ومنه نجد أيضاً أن عملية تخمين القناة $\tilde{\mathbf{h}}$ عبارة عن مسألة استرجاع إشارة متناثرة.

5_ تخمين القناة بالاعتماد على خوارزمية ADMM:

يمكن اعتبار مسألة تخمين قناة الحزمة الفراغية من أجل كل من ULA المبينة بالعلاقة (12) و UPA المبينة في العلاقة (20) كمسألة استعادة إشارة متناثرة والتي يمكن صياغتها على شكل مسألة إيجاد الحل الأمثل optimization problem التالية [22]:

$$\min \|\tilde{\mathbf{h}}\|_0 \quad s.t \quad \|\mathbf{y} - \mathbf{W}\tilde{\mathbf{h}}\|_2 \leq \varepsilon \quad (21)$$

حيث $\|\cdot\|_0$ هو التنظيم الصفري الذي يعبر عن عدد العناصر غير الصفرية في المتجه؛ هنا $\|\tilde{\mathbf{h}}\|_0$ عدد العناصر غير الصفرية في متجه قناة الحزمة الفراغية $\tilde{\mathbf{h}}$ ، و ε هو سماحية الخطأ الناتج عن الضجيج. $\|\cdot\|_2$ هو تنظيم الدرجة الثانية والذي يعبر عن طول المتجه في الفضاء الإقليدي؛ هنا $\|\mathbf{y} - \mathbf{W}\tilde{\mathbf{h}}\|_2$ هو المسافة الاقليدية لمتجه الفرق بين متجه القياس \mathbf{y} والمتجه $\mathbf{W}\tilde{\mathbf{h}}$ الناتج عن جداء مصفوفة اختيار الحزم \mathbf{W} مع متجه القناة المخمن $\tilde{\mathbf{h}}$. في هذا النوع من المسائل يتوفر معلومات عن متجه القياس ومصفوفة اختيار الحزم و الهدف في حل مسألة إيجاد الحل الأمثل المطروحة هو إيجاد متجه قناة الحزمة الفراغية $\tilde{\mathbf{h}}$ ذو الطبيعة المتناثرة [8][9] sparsity. بناءً على هذه الفرضية ونظراً لأن التنظيم الصفري ذو طبيعة غير محدبة non-convexity فإن المسألة تعتبر بالغة الصعوبة NP-hard لذلك يمكن إعادة صياغة مسألة إيجاد الحل الأمثل المعطاة بالعلاقة (21) باستبدال التنظيم الصفري في التنظيم من الدرجة الاولى $\|\cdot\|_1$ الذي يعبر عن درجة التناثر في المتجه، مما يؤدي إلى جعل المسألة مسألة إيجاد حل أمثل محدبة convexity أقل صعوبة. على الشكل التالي:

$$\min \|\tilde{\mathbf{h}}\|_1 \quad s.t \quad \|\mathbf{y} - \mathbf{W}\tilde{\mathbf{h}}\|_2 \leq \varepsilon \quad (22)$$

في هذه العلاقة يتم اعتبار مسألة إيجاد الحل الأمثل مقيدة حيث تعتبر المسألة الاساسية هي مسألة تخمين متجه القناة المتناثر $\tilde{\mathbf{h}}$ عن طريق تقليل قيمة تنظيم الدرجة الأولى والقيود المفروض هو استيفاء الدقة الكافية في البيانات data fidelity اي جعل الفرق أقل ما يمكن بين الاشارة المقاسة \mathbf{y} والاشارة $\mathbf{W}\tilde{\mathbf{h}}$ الناتجة عن جداء متجه القناة $\tilde{\mathbf{h}}$ ومصفوفة اختيار الحزم \mathbf{W} مع السماح بهامش خطأ محدد ε .

على الرغم من وجود العديد من الأساليب المتبعة لحل المسألة المطروحة في العلاقة (22) مثل SD و OMP و AMP ولكن هذه الخوارزميات لا تأخذ بعين الاعتبار الحاجة لإعادة ضبط درجة تناثر المتجه المراد تخمينه $\tilde{\mathbf{h}}$ تبعاً لمستوى الضجيج في الاشارة المقاسة. في هذا البحث نقدّم حل

للمسألة المطروحة في العلاقة (22) بالاعتماد على طريقة الاتجاه المتناوب للمضاعفات ADMM حيث يتم إعادة صياغتها بطريقة تسمح بضبط درجة التناثر في المتجه المستهدف بناء على مستوى الضجيج في البيانات المقاسة لتصبح بالشكل التالي :

$$\min_h \frac{1}{2} \|\mathbf{y} - \mathbf{W}\tilde{\mathbf{h}}\|_2^2 + \lambda \|\tilde{\mathbf{h}}\|_1 \quad (23)$$

نجد هنا أن المسألة الأساسية هي مسألة استيفاء الدقة الكافية في البيانات لتقليل الفرق بين الإشارة المقاسة والإشارة المحسوبة بالاعتماد على متجه القناة المخمن $\tilde{\mathbf{h}}$ ، في حين أن القيد المفروض هو تحقق شرط درجة التناثر في المتجه $\tilde{\mathbf{h}}$. بعبارة أخرى قمنا بالتبديل بين المسألة الأساسية و القيد المفروض كل منهما مكان الآخر مع طرح بارامتر جديد λ ليساعد في التحكم بدرجة التناثر تبعاً لنسبة الإشارة الى الضجيج SNR [19][18] .

لحل المسألة المطروحة في العلاقة (23) وفقاً لطريقة الاتجاه المتناوب للمضاعفات ADMM نستخدم متغير ضمني مساعد \mathbf{z} يمكننا من إعادة صياغة المعادلة (23) كما في العلاقة (24).

$$\min_{h, \mathbf{z}} \frac{1}{2} \|\mathbf{y} - \mathbf{W}\tilde{\mathbf{h}}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{z}\|_1 \quad \text{subject to: } \tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{z} \quad (24)$$

وفقاً للعلاقة (24) يتم اعتبار أن المسألة الأساسية هي مسألة إيجاد الحل الأمثل بالنسبة لمتجه القناة $\tilde{\mathbf{h}}$ الذي يحقق أقل خطأ ممكن بين إشارة القياس والإشارة المحسوبة من جداء المتجه المخمن ومصفوفة اختيار الحزم ، وكذلك الامر بالنسبة للمتجه المساعد \mathbf{z} المقيد بشرط التناثر مع افتراض قيد اضافي أن كلاً من متجه القناة $\tilde{\mathbf{h}}$ والمتجه المساعد المتناثر \mathbf{z} متطابقين. وبناء على هذه الصياغة يعمل المتغير المساعد على تسهيل حل المسألة دون أن يؤثر على طبيعة المسألة أو دقة الحل. بهذه الطريقة يتاح فصل الحد $\frac{1}{2} \|\mathbf{y} - \mathbf{W}\tilde{\mathbf{h}}\|_2^2$ data fidelity term والذي يعتبر تابع مستمر smooth عن الحد $\lambda \|\mathbf{z}\|_1$ الذي يعتبر غير مستمر non smooth l1 - norm .

لكي نتمكن من حل مسألة إيجاد الحل الأمثل المقيدة والموضحة في المعادلة (24). نستخدم تقنية لاغرانج الموسعة (the augmented Lagrangian scheme). إن تابع لاغرانج الموسع المرتبط بالمعادلة (23) يكتب وفق العلاقة التالية [19][18]:

$$\mathcal{L}_\rho(\tilde{\mathbf{h}}, \mathbf{z}, \boldsymbol{\Omega}) = \frac{1}{2} \|\mathbf{y} - \mathbf{w}\tilde{\mathbf{h}}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{z}\|_1 + \frac{\rho}{2} \|\tilde{\mathbf{h}} - \mathbf{z}\|_2^2 + \boldsymbol{\Omega}^H(\tilde{\mathbf{h}} - \mathbf{z}) \quad (25)$$

حيث $\boldsymbol{\Omega} \in \mathcal{C}^{N \times N}$ تعبر عن معامل لاغرانج أو ما يعرف بالمتغير الضمني latent variable الذي يدخل خوارزمية الحل كمعامل يسهل مراحل التنفيذ وعند وصول الخوارزمية إلى الحل المطلوب وتحقق قيد المسألة (تطابق متجه القناة $\tilde{\mathbf{h}}$ والمتجه المساعد المتناثر \mathbf{z}) يأخذ هذا المتغير قيم صفرية فهو يؤدي دوره كوسيط يسهل الوصول إلى الحل مع ضمان تحقق قيد المسألة، و $\rho \in R^+$ هو معامل جزائي (penalty parameter). من أجل حساب معادلة التحديث الخاصة لكل من $\tilde{\mathbf{h}}$ و \mathbf{z} و $\boldsymbol{\Omega}$ نحتاج هنا إلى إيجاد النقاط الحدية لكل منها. أولاً يتم إيجاد تحديث المتغير المعبر عن متجه القناة $\tilde{\mathbf{h}}$ عن طريق اشتقاق حدود علاقة لاغرانج بالنسبة للمتغير المقصود $\tilde{\mathbf{h}}$ كما في العلاقة (26):

$$\frac{\partial \mathcal{L}(\tilde{\mathbf{h}})}{\partial \tilde{\mathbf{h}}} = \frac{\partial}{\partial \tilde{\mathbf{h}}} \left(\frac{1}{2} \|\mathbf{y} - \mathbf{w}\tilde{\mathbf{h}}\|_2^2 + \frac{\rho}{2} \|\tilde{\mathbf{h}} - \mathbf{z}\|_2^2 + \boldsymbol{\Omega}^H(\tilde{\mathbf{h}} - \mathbf{z}) \right) \quad (26)$$

ويحل المعادلة $\frac{\partial \mathcal{L}(\tilde{\mathbf{h}})}{\partial \tilde{\mathbf{h}}} = 0$ ينتج علاقة التحديث الخاصة بمتجه القناة $\tilde{\mathbf{h}}$ وفق العلاقة (27):

$$\tilde{\mathbf{h}}^{k+1} = (\mathbf{w}^H \mathbf{w} + \rho \mathbf{I}_N)^{-1} (\mathbf{w}^H \mathbf{y} + \rho \mathbf{z}^k - \boldsymbol{\Omega}^k) \quad (27)$$

اما بالنسبة للمتجه المتناثر \mathbf{z} فإن نظيم الدرجة الأولى هو تابع ذو طبيعة غير مستمرة *non smooth l1 - norm* وبالتالي فهو تابع غير قابل للاشتقاق عند كل النقاط الخاصة به لذلك يتم تحديث \mathbf{z} في كل تكرار بالاعتماد على معامل تقريب proximal operator وفق العلاقة (28)[18]:

$$\mathbf{z}^{k+1} = f_{\frac{\lambda}{\rho}} \left(\tilde{\mathbf{h}}^{k+1} + \frac{\Omega^k}{\rho} \right) \quad (28)$$

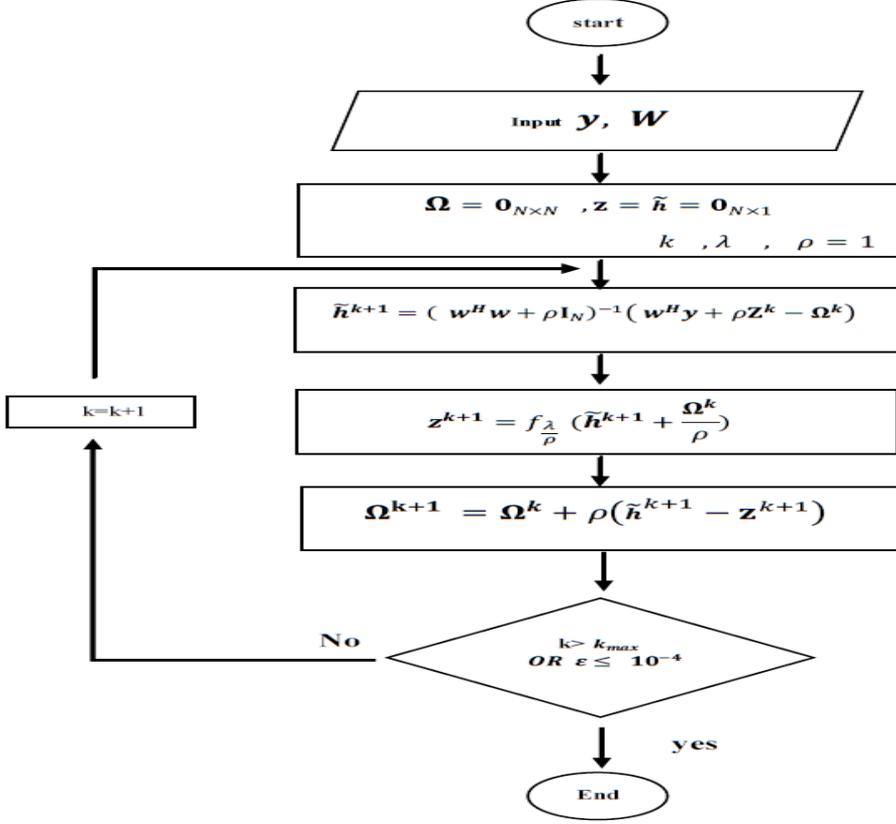
حيث f هي دالة الانكماش Shriking function تتعامل مع التوابع الغير مستمرة (non smooth functions) هنا $f(x) = \|x\|_1$ ، وتعرف بالعلاقة (29)[18]:

$$\mathit{shrink}_f(h) = \arg \min_{x \in \mathbb{R}^n} \left(f(x) + \frac{1}{2} \|x - h\|^2 \right) \quad (29)$$

أما متغير لاغرانج Ω فيتم تحديثه حسب العلاقة (30):

$$\Omega^{k+1} = \Omega^k + \rho(\tilde{\mathbf{h}}^{k+1} - \mathbf{z}^{k+1}) \quad (30)$$

وبالنهاية يتم تحديث المعاملات وفقاً للمعادلات (27)، و(28)، و(30) بالتناوب حتى يتحقق التقارب أو الى أن تتجاوز الخوارزمية الحد الاعظمي المسموح به من التكرارات. من الجدير بالذكر أن البارامتر الجزائي ρ يتم تثبيت قيمته عند القيمة الافتراضية 1 ويتم ضبط بارامتر التنظيم λ وفقاً لسناريو الضجيج كما سيتم ذكره بمزيد من التفصيل في قسم النتائج. يلخص المخطط الصندوقي التدفقي المبين بالشكل (4) خطوات طريقة الاتجاه المتناوب للمضاعفات المقترحة لحل مسألة ايجاد الحل الأمثل المعطاة في العلاقة (23).



الشكل (4) : المخطط التدفقي لخوارزمية ADMM

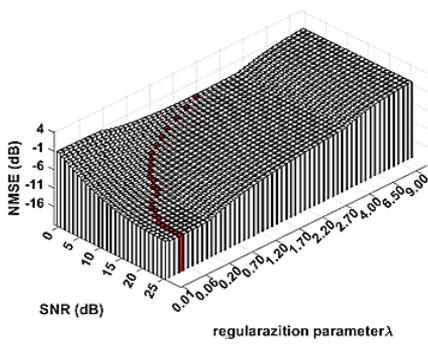
6_ الجزء العملي ومناقشة النتائج:

تم دراسة أداء خوارزمية التخمين ADMM من خلال حساب الحد الأدنى المعياري لمتوسط الخطأ التربيعي NMSE بين متجه القناة المخمّنة \tilde{h}_k و متجه القناة الأصلية h_k حسب العلاقة:

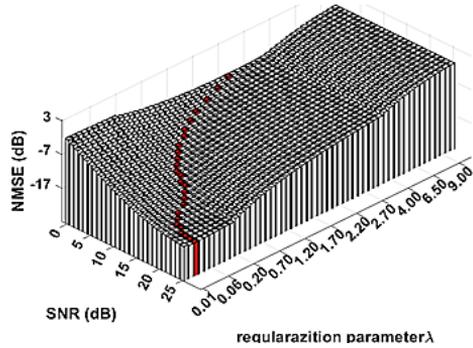
(31) [23]:

$$NMSE = 10 \log \left(\mathbb{E}_k \left(\frac{\|h_k - \tilde{h}_k\|_2^2}{\|h_k\|_2^2} \right) \right) \quad (31)$$

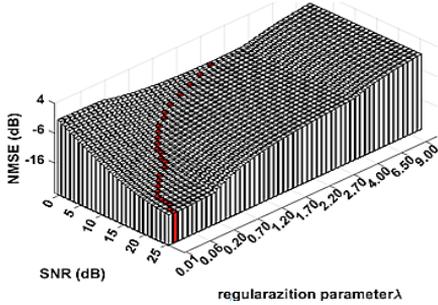
وذلك بالاعتماد على نموذجين مختلفتين لنظام الاتصال الأول نموذج قناة Saleh – Valenzuela و نموذج قناة لبيئة حقيقة DEEP – MIMO. وبما أن دقة خوارزمية ADMM المقترحة لتخمين متجه القناة h_k تعتمد بشكل أساسي على قيمة عامل التنظيم λ والذي يحدد بدوره درجة التناثر لمتجه القناة تبعاً لقيمة SNR. يبين الشكل (5) أربعة مخططات ثلاثية الأبعاد يحدد كل منها العلاقة بين NMSE ومعامل التنظيم λ و SNR.



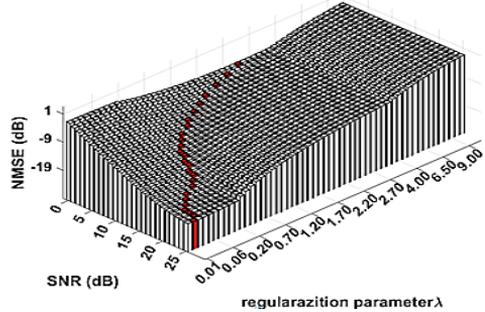
Saleh- Valenzuela(UPA)



Saleh- Valenzuela(ULA)



DEEP_MIMO(UPA)



DEEP_MIMO(ULA)

الشكل (5) العلاقة بين قيمة NMSE و λ و SNR وذلك من أجل نموذج قناة

DEEP – MIMO و نموذج قناة Saleh– Valenzuela

وذلك من أجل نموذجي قناة Saleh – Valenzuela (ULA/UPA) و نموذجي قناة DEEP – MIMO (ULA/UPA). عند كل قيمة SNR يتم اختيار قيمة معامل التنظيم λ التي تحقق أفضل قيمة NMSE حيث تبين النقاط الحمراء قيم NMSE المثلى الممكن تحقيقها عند كل قيمة SNR وذلك عند اختيار القيمة المناسبة لمعامل التنظيم λ .

6_1_1 محاكاة النظام بالاعتماد على نموذج قناة Saleh – Valenzuela :

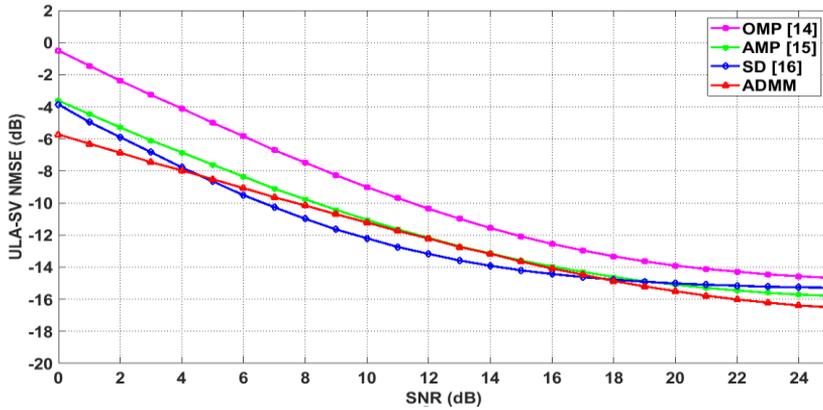
تم اجراء محاكاة لنظام الاتصال المليمترى بالاعتماد على المعاملات المذكورة بالجدول (1) لمقارنة أداء الخوارزميات OMP و AMP و SD مع الطريقة المقترحة بالاعتماد على خوارزمية ADMM في حالة ULA وحالة UPA باستخدام نموذج Saleh – Valenzuela لقناة الاتصال. يبين الشكل (6) مقارنة NMSE الخوارزميات AMP , OMP, SD مع الخوارزمية المقترحة ADMM في حالة ULA.

الجدول (1): المعاملات المستخدمة في محاكاة النظام

القيمة	المعامل
256	عدد الهوائيات في محطة القاعدة ULA
$16 * 16 =$ 256	عدد الهوائيات في محطة القاعدة UPA
32	عدد المستخدمين في الخلية K
$6 * K$	عدد الفترات الزمنية Q

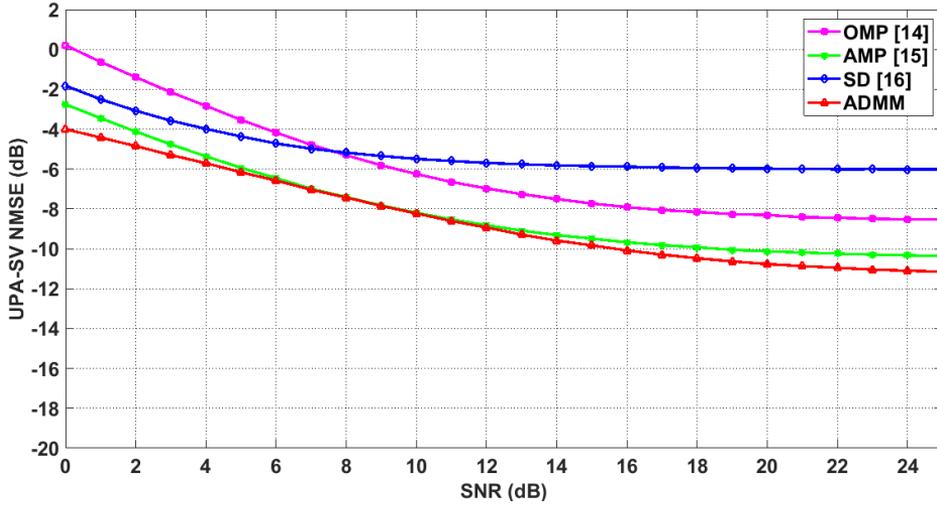
3	عدد المسارات لكل مستخدم L_k
[0, 25]	نسبة الاشارة للضجيج SNR_{dB}
1 w	استطاعة الارسال P
300 mw	استطاعة السلسلة الراديوية P_{RF}
200 mw	استطاعة المعالج الرقمي P_{BB}

نلاحظ أنه من أجل قيم SNR منخفضة $SNR_{dB} \leq 4$ فإن معدل الخطأ بالاعتماد على $ADMM$ أفضل من معدلات الخطأ لباقي الخوارزميات.



الشكل (6): مقارنة NMSE للخوارزميات OMP, AMP, SD مع الخوارزمية المقترحة ADMM حالة ULA بالاعتماد على نموذج Saleh – Valenzuela لقناة الاتصال

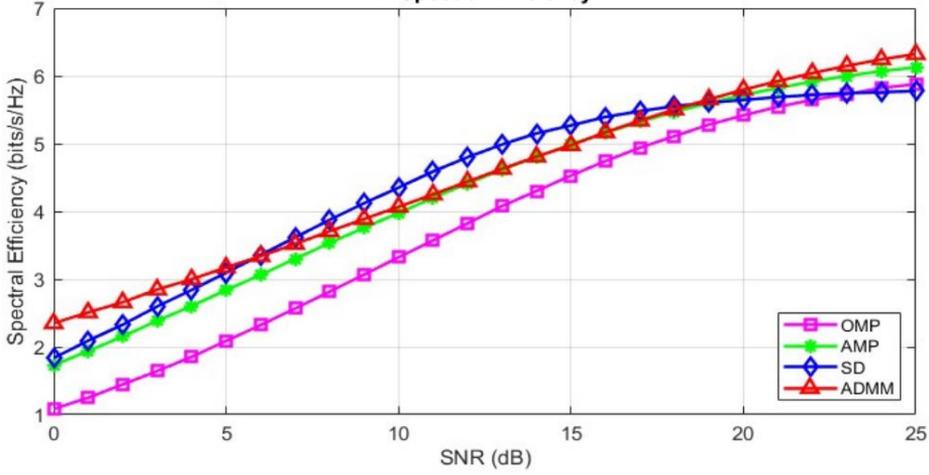
فمن أجل $SNR_{dB} = 0 dB$ نجد أن قيمة معدل الخطأ $NMSE$ لكل من ADMM و SD و AMP و OMP هي على الترتيب $-5.72dB$ و $-3.86dB$ و $-2.75dB$ و $-0.5 dB$ مما يبين مناعة ADMM للضجيج و قدرتها على التخمين بدقة في ظروف القناة الصعبة في حين تتفوق خوارزمية SD في حالة SNR الجيدة $SNR_{dB} > 5$ وذلك لأنها تعتمد على فكرة التكرار و التخمين التدريجي بحيث يتم كشف العنصر الأقوى ثم إعادة حل مسألة التخمين بغض النظر عن العنصر الذي تم تخمينه في الخطوة السابقة مما يحقق تخمين دقيق إلا أنها تحتاج زمن أكبر للبحث عن العنصر الأقوى في كل تكرار كما نلاحظ أيضاً تقارب في الأداء لكل من ADMM و SD و AMP من أجل نسبة إشارة الى الضجيج عالية $SNR_{dB} > 16$ وكلا منها تعطي أداء أفضل من OMP التقليدية . كما يبين الشكل (7) مقارنة الأداء في حالة مصفوفة الهوائيات في محطة القاعدة UPA من أجل نموذج قناة Saleh – Valenzuela . نجد هنا تفوق واضح لطريقة تخمين القناة بالاعتماد على ADMM بالمقارنة مع كل من الخوارزميات AMP و OMP و SD في حالة SNR المنخفضة حيث أعطت $NMSE = -4 dB$ بالمقابل أعطت كل من AMP و SD و OMP معدل خطأ $-2.75dB$ و $-1.82 dB$ و $-0.21 dB$ على الترتيب.



الشكل (7): مقارنة أداء الخوارزميات AMP , OMP, SD مع الخوارزمية المقترحة ADMM حالة UPA بالاعتماد على نموذج Saleh – Valenzuela لقناة الاتصال

وذلك من أجل $SNR_{dB} = 0 \text{ dB}$ كما نلاحظ تقارب في الأداء بين AMP و $ADMM$ من أجل SNR جيدة نسبياً وبالتالي فإن تخمين القناة بالاعتماد على $ADMM$ يحقق دقة و أداء عال من أجل أنظمة massive MIMO مع وجود مصفوفة هوائي العدسة في كلا الحالتين ULA و UPA وفق نموذج القناة Saleh - Valenzuela مما يساهم في زيادة فعالية تشكيل الحزمة الهجين.

وبين الشكل (8) الفعالية الطيفية المنجزة في حالة تخمين القناة باستخدام كل من الخوارزميات السابقة و نلاحظ أنه من أجل قيم SNR منخفضة $SNR_{dB} \leq 4.5 \text{ dB}$ و قيم SNR عالية $SNR_{dB} \geq 20 \text{ dB}$ فإن الفعالية الطيفية المنجزة باستخدام $ADMM$ أفضل من الفعالية الطيفية المنجزة لكل من SD و AMP و OMP مما يحقق معدلات نقل أعلى في حين تتفوق SD من أجل قيم SNR جيدة. و ذلك لأن $ADMM$ متكيفة مع قيم SNR فهي تحافظ على أداء ثابت تقريباً وهذا ما يميزها عن SD التي يتغير أداؤها مع تغير قيم SNR حيث تزداد فعاليتها فقط أجل قيم SNR جيدة ومناسبة لكشف العناصر الأقوى.



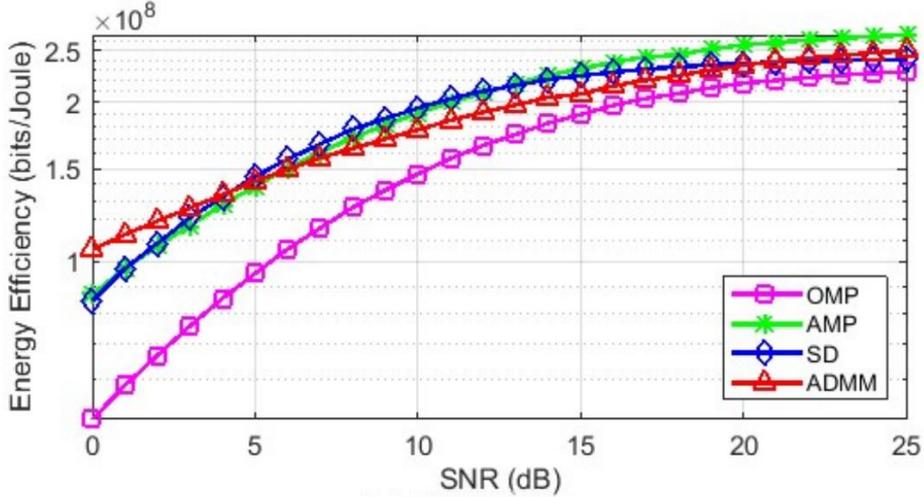
الشكل (8): مقارنة الفعالية الطيفية للخوارزميات AMP, OMP, SD مع الخوارزمية المقترحة ADMM حالة ULA بالاعتماد على نموذج Saleh – Valenzuela لقناة الاتصال

كما يبين الشكل (9) قيم الفعالية الطاقية المنجزة و تعطى الفعالية الطاقية بالعلاقة (32) [24] :

$$EE = \frac{R_{sum}}{P_t + N_{RF}P_{RF} + N_{RF}P_{PS} + P_p} \left(\frac{bits}{joul} \right) \quad (32)$$

حيث أن P_t استطاعة الارسال الأعظمية و P_{RF} الاستطاعة المستهلكة في كل سلسلة راديوية و $P_p = P_{BB} + P_{processing}$ الاستطاعة المستخدمة لمعالجة الحزمة الأساسية في المعالج الرقمي والتي تتغير تبعا لخوارزمية التخمين المستخدمة . وحسب الشكل (9) نلاحظ أنه من أجل قيم SNR منخفضة $SNR_{dB} \leq 4.5 dB$ أن الفعالية الطاقية المنجزة باستخدام خوارزمية ADMM أفضل من الفعالية الطاقية لكل من SD و AMP و OMP

في حين تتخفض فعاليتها الطاقية قليلاً مع زيادة SNR . حيث تتطلب معالجة أكثر من SD و AMP.



الشكل (9): مقارنة الفعالية الطاقية للخوارزميات AMP, OMP, SD, مع الخوارزمية المقترحة ADMM حالة ULA بالاعتماد على نموذج Saleh – Valenzuela لقناة الاتصال

6_2_ محاكاة النظام بالاعتماد على نموذج قناة حقيقة DEEP-MIMO:

تمت اجراء محاكاة لنظام الاتصال المليميترى المقترح ضمن قاعدة البيانات DEEP – MIMO نموذج 'O1' The ray-tracing scenario كما موضح بالشكل (10) وهو بيئة خارجية (Outdoor) محاكاة بدقة لدراسة قنوات الاتصال في أنظمة mmWave massive MIMO وتتكون من:

- الشارع الرئيسي: الطول 600m و العرض 40m ، يحتوي على 12 محطة أساسية BS موزعة على جانبيه 6 محطات على كل جانب. المسافة بين المحطات الأساسية على نفس الجانب. 100 m

تخمين قناة الفراغية باستخدام طريقة الاتجاه المتناوب للمضاعفات ADMM

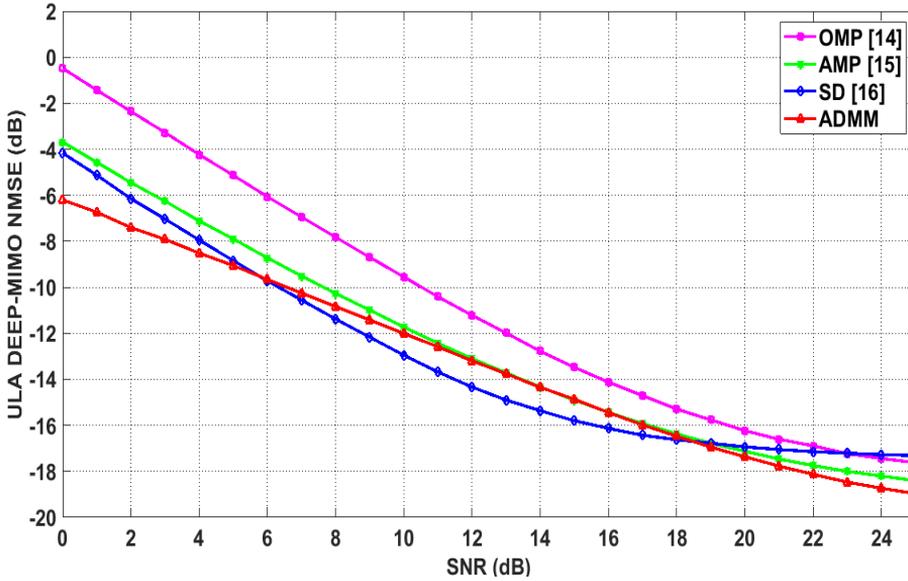
- الشارع الثانوي: الطول $440m$ و العرض $40m$ ، يحتوي على 6 محطة أساسية BS موزعة على جانبيه 6 محطات على كل جانب. المسافة بين المحطات الأساسية على نفس الجانب $150m$.
- التقاطع: نقطة التقاء الشارعين تشكل منطقة حرجة ذات كثافة عالية من الإشارات المنعكسة.
- المباني: مستطيلات صلبة ذات ارتفاعات متفاوتة في الشارع الرئيسي .
- المواد: الشوارع: مادة ITU Dry Earth للمحاكاة لانتشار الإشارات بتردد $60GHz$ أما المباني: مادة ITU Layered Drywall للمحاكية لامتناس وانعكاس الإشارات. و بالاعتماد على المعاملات ذاتها المذكورة بالجدول (1) تم إجراء المحاكاة



الشكل (10): مسقط أمامي وأفقى لبيئة خارجية

Outdoor لنموذج DEEP-MIMO

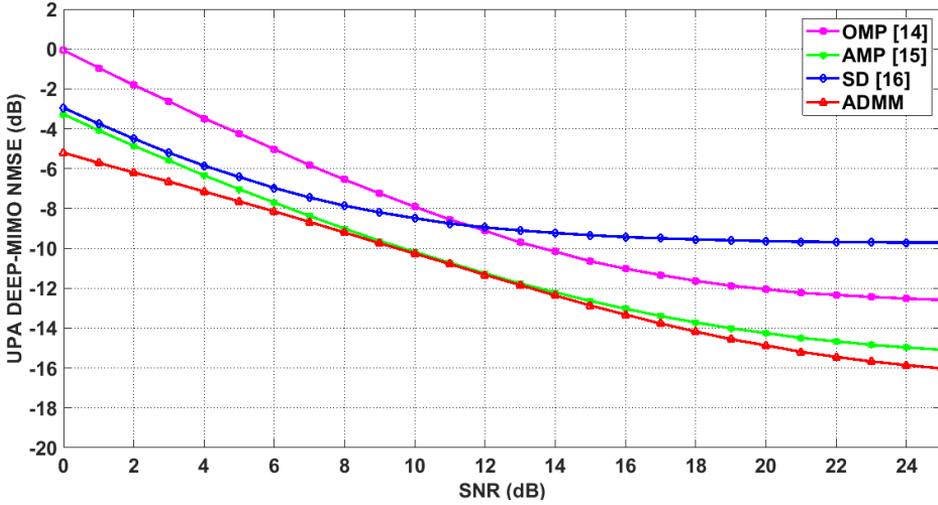
لمقارنة أداء الخوارزميات SD, OMP , AMP مع الطريقة المقترحة لتخمين القناة بالاعتماد على خوارزمية ADMM في حالة ULA و حالة UPA. حيث يبين الشكل (11) مقارنة أداء تخمين قناة نموذج DEEP – MIMO بالاعتماد على الخوارزميات ADMM



الشكل (11): مقارنة أداء الخوارزميات OMP, AMP, SD مع الخوارزمية المقترحة ADMM حالة ULA بالاعتماد على نموذج DEEP-MIMO لقناة الاتصال

و SD و AMP و OMP نلاحظ أنه من أجل قيم SNR منخفضة $SNR_{dB} \leq 4.5 dB$ فإن معدل الخطأ $NMSE$ بالاعتماد على ADMM أفضل من معدلات الخطأ لباقي الخوارزميات فمن أجل $SNR_{dB} = 0 dB$ نجد أن قيمة معدل الخطأ $NMSE$ لكل من ADMM و SD و AMP و OMP هي على الترتيب $-6.2dB$ و $-4.16dB$ و $-3.7dB$ و $-0.047 dB$ أيضاً نجد تفوق ADMM و قدرتها على التخمين بدقة أفضل كما نلاحظ تقارب في أداء ADMM و SD و AMP من أجل نسبة إشارة الى الضجيج عالية $SNR_{dB} > 20 dB$. وكلا منها تعطي أداء أفضل من OMP التقليدية أما من أجل قيم متوسطة تتفوق SD على ADMM. إلا أنها تتطلب عدد كبير من التكرارات وبالتالي تحتاج زمن معالجة أطول نتيجة التعقيد الحسابي. وبالتالي نستنتج أن تخمين القناة بالاعتماد على طريقة ADMM يؤدي لزيادة كبيرة في

جودة و دقة التخمين. كما يبين الشكل (12) مقارنة الأداء في حالة مصفوفة الهوائيات في محطة القاعدة UPA من أجل نموذج قناة DEEP – MIMO نجد هنا تفوق واضح لطريقة تخمين القناة بالاعتماد على ADMM بالمقارنة مع كل من الخوارزميات AMP و OMP و SD في حالة قيم SNR منخفضة $SNR_{dB} \leq 6 \text{ dB}$ حيث أعطت $NMSE = -5.2 \text{ dB}$. بالمقابل أعطت

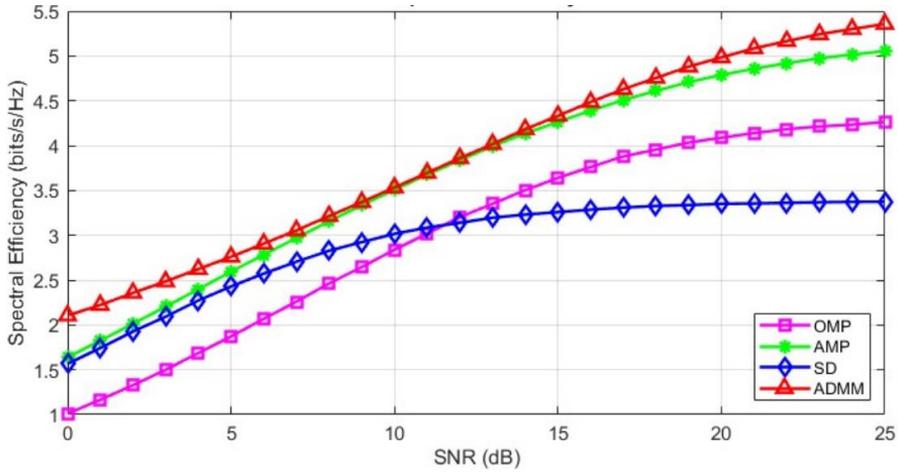


الشكل (12): مقارنة أداء الخوارزميات AMP , OMP , SD مع الخوارزمية المقترحة

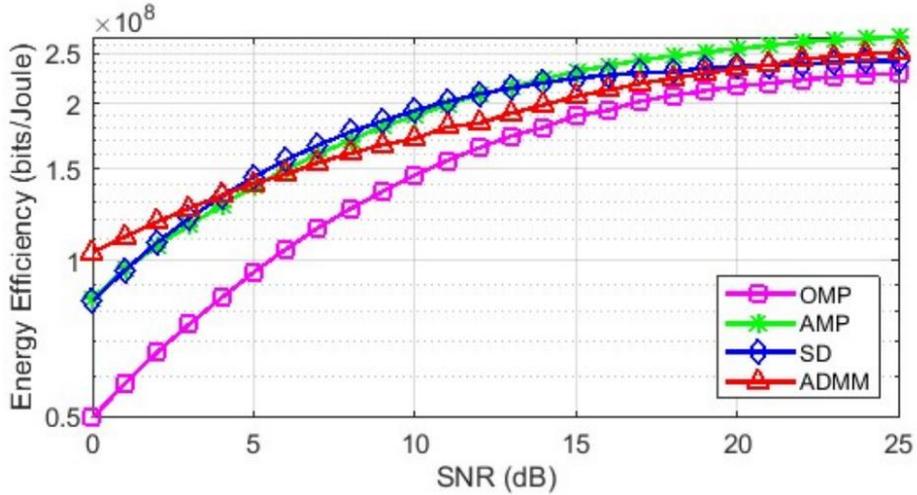
ADMM حالة UPA بالاعتماد على نموذج DEEP-MIMO لقناة الاتصال

كل من AMP و SD و OMP معدل خطأ -3.27 dB و -2.95 dB و -0.07 dB على الترتيب وذلك من أجل $SNR_{dB} = 0 \text{ dB}$ كما نلاحظ تقارب في الأداء بين AMP و ADMM من أجل SNR جيدة نسبياً.

ويبين الشكلان (13) و (14) الفعالية الطيفية و الفعالية الطاقية المنجزة في حالة تخمين القناة باستخدام كل من الخوارزميات السابقة على الترتيب ونلاحظ أن الفعالية الطيفية المنجزة باستخدام ADMM أفضل من الفعالية الطيفية المنجزة لكل من SD و AMP و OMP.



الشكل (13): مقارنة الفعالية الطيفية للخوارزميات AMP, OMP, SD, مع الخوارزمية المقترحة ADMM حالة UPA بالاعتماد على نموذج DEEP-MIMO لقناة الاتصال



الشكل (14): مقارنة الفعالية الطاقية للخوارزميات AMP, OMP, SD, مع الخوارزمية المقترحة ADMM حالة UPA بالاعتماد على نموذج DEEP-MIMO لقناة الاتصال

أما الفعالية الطاقية لخوارزمية ADMM أفضل من الفعالية الطاقية لكل من SD و AMP و OMP فقط من أجل قيم SNR منخفضة وبالتالي فإن تخمين القناة بالاعتماد على ADMM يحقق أداء عال من أجل أنظمة ULA و UPA وفق نموذج القناة DEEP – MIMO أيضاً مما يجعلها مناسبة للتطبيق ضمن نظام 5G و خصوصاً ضمن البيئات التي تعاني من الضجيج العالي.

7_ الخاتمة:

تم اقتراح استخدام طريقة الاتجاه المتناوب للمضاعفات ADMM لتخمين قناة الحزمة الفراغية لنظام massive MIMO يستخدم الأمواج المليمترية . و تم دراسة أداء ADMM و مقارنته مع أداء كل من خوارزمية تمرير الرسائل التقريبي AMP و خوارزمية ملاحقة التوافق المتعامد OMP و خوارزمية كشف العناصر الأقوى SD من خلال حساب الفعالية الطيفية والفعالية الطاقية و الحد الأدنى المعياري لمتوسط الخطأ التربيعي NMSE بين متجه القناة المخمئة \tilde{h}_k و متجه القناة الأصلية h_k باستخدام برنامج Matlab_2023a. حيث تم محاكاة نموذجين مختلفتين لقناة الاتصال الأول يعتمد على نموذج قناة Saleh – Valenzuela والثاني نموذج قناة لبيئة حقيقة DEEP – MIMO. في كل نموذج تم دراسة حالتين لمصفوفة هوائيات محطة القاعدة BS الحالة الأولى مصفوفة الهوائيات الخطية المنتظمة ULA أما الحالة الثانية مصفوفة الهوائيات المستوية المنتظمة UPA. بينت النتائج فعالية ADMM في حالة الضجيج العالية نسبياً حيث تكون قيم $SNR_{dB} \leq 4.5$ في حين يمكن لخوارزمية كشف العناصر الأقوى SD تحقيق أداء أفضل من أجل قيم $4.5 \leq SNR_{dB} \leq 16$ إلا أنها تحتاج لزمان معالجة أعلى و تحتاج لتعقيد حساب أكبر أما من أجل قيم $SNR_{dB} > 16$ يتقارب أداء ADMM مع SD و AMP حيث تعطي كل منها قيم NMSE منخفضة متقوفة بشكل كبير على أداء OMP التقليدية. يمكن أيضاً من خلال استخدام التعلّم العميق و شبكات الذكاء الصناعي تدريب الشبكة على إيجاد قيم معامل التنظيم لبحث تتلاءم مع ظروف القناة و تطبيقات الزمن الحقيقي مما يؤدي لزيادة دقة تخمين ADMM و تخفيض تعقيد المعالجة.

المراجع العلمية :

- [1] Roh, Wonil, et al. **2014** "Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: Theoretical feasibility and prototype results." *IEEE communications magazine* **52.2: 106–113.**
- [2] Mumtaz, Shahid, , et al. **2016** "MmWave massive MIMO: a paradigm for 5G". **Academic Press,**.
- [3] J. Singh, et al. **2024**, "Energy-Efficient Hybrid Beamforming for Integrated Sensing and Communication Enabled mmWave MIMO Systems", *preprint arXiv:2406.03737,*.
- [4] R. W. Heath, et al., **2016**, "An overview of signal processing techniques for millimeter wave mimo systems" **IEEE journal of selected topics in signal processing** 10 436–453.
- [5] R. A. dos Santos et al. **2022** "A high-gain hemispherical dielectric lens antenna operating simultaneously in narrowband or wideband for X-band applications" **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, Volume 21, (Issue 4), Pages 616–622.
- [6] J. Wang, et al. **2024**, "Miniaturized lens antenna with enhanced gain and dual-focusing for millimeter-wave radar system", **Micromachines** 15 335.

- [7] Yong .Z et al. **2015**, "Millimeter Wave MIMO with Lens Antenna Array:A New Path Division Multiplexing Paradigm", **CS.IT** arXiv:1507.01699v1
- [8] Gao, X., Dai, , et al. **2016**. "Near-optimal beam selection for beamspace mmWave massive MIMO systems". **IEEE Communications Letters**, *20(5)*, 1054–1057.
- [9] Brady, John, , et al. **2013** "Beamspace MIMO for millimeter-wave communications: System architecture, modeling, analysis, and measurements" **IEEE Transactions on Antennas and Propagation** 61.7: 3814–3827
- [10] Li, Yunfei, et al. **2024** "Variational bayesian learning based localization and channel reconstruction in RIS-aided systems." **IEEE Transactions on Wireless Communications**.
- [11] Wang, Ximing, et al **2017**. "Beamspace channel estimation for 3D massive MIMO cellular system." **IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT)**..
- [12] Shin, Euiho, et al. **2023** "Broadband Beamforming Using the Least Square Method Improved via Adaptive Diagonal Loading." **Journal of Electromagnetic Engineering and Science** 23.4: 378–380.

- [13] Song, Yi, et al. **2024**"Compressed Sensing Inspired User Acquisition for Downlink Integrated Sensing and Communication Transmissions." *ICC 2024–IEEE International Conference on Communications..*
- [14] Mourad, Nasser, et al.. **2016** "Orthogonal matching pursuit with correction." *IEEE 12th International Colloquium on Signal Processing & Its Applications (CSPA).*
- [15] Rangan, S. , et al. **2019**. "Vector approximate message passing". *IEEE Transactions on Information Theory*, 65(10), 6664–6684.
- [16] Gao, Xinyu, et al. **2017** "Reliable beamspace channel estimation for millimeter–wave massive MIMO systems with lens antenna array." *IEEE Transactions on Wireless Communications* 16.9: 6010–6021.
- [17] Long, Xudong, et al. **2022** "Beamspace Channel Estimation Based on Block Support Detection for Millimeter–wave Massive MIMO Systems." *IEEE 24th International Workshop on Multimedia Signal Processing (MMSP).*
- [18] BOYD. S. , et al, **2011** "Distributed Optimization and Statistical Learning via the Alternating Direction Method of Multipliers", *Foundations and Trends® in Machine Learning* , vol. 3. 1–122

- [19] Bartz, Sedi, , et al **2022** "An adaptive alternating direction method of multipliers." *Journal of Optimization Theory and Applications* 195.3: 1019–1055.
- [20] Alkhateeb, Ahmed, et al. **2019** "DeepMIMO: A generic deep learning dataset for millimeter wave and massive MIMO applications." *arXiv preprint:1902.06435*.
- [21] Zeng, Yong, , et al **2014** "Electromagnetic lens–focusing antenna enabled massive MIMO: Performance improvement and cost reduction." *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 32.6\ : 1194–1206.
- [22] Wei, Xiuhong , et al **2020** "Deep learning for beamspace channel estimation in millimeter–wave massive MIMO systems." *IEEE Transactions on Communications* 69.1: 182–193.
- [23] Mo, Jianhua, , et al **2017**"Channel estimation in broadband millimeter wave MIMO systems with few–bit ADCs." *IEEE Transactions on Signal Processing* 66.5:1141–1154.
- [24] Wang, B., , et al. **2017**. Spectrum and energy–efficient beamspace MIMO–NOMA for millimeter–wave communications

using lens antenna array. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 35(10), 2370–2382.