

مجلة جامعة البعث

سلسلة العلوم الهندسية الميكانيكية
والكهربائية والمعلوماتية



مجلة علمية محكمة دورية

المجلد 46 . العدد 2

1445 هـ - 2024 م

الأستاذ الدكتور عبد الباسط الخطيب
رئيس جامعة البعث
المدير المسؤول عن المجلة

| | |
|-------------------|------------------|
| رئيس هيئة التحرير | أ. د. محمود حديد |
| رئيس التحرير | أ. د. درغام سلوم |

مديرة مكتب مجلة جامعة البعث
م. هلا معروف

| | |
|------------------|----------------|
| عضو هيئة التحرير | د. محمد هلال |
| عضو هيئة التحرير | د. فهد شريباتي |
| عضو هيئة التحرير | د. معن سلامة |
| عضو هيئة التحرير | د. جمال العلي |
| عضو هيئة التحرير | د. عباد كاسوحة |
| عضو هيئة التحرير | د. محمود عامر |
| عضو هيئة التحرير | د. أحمد الحسن |
| عضو هيئة التحرير | د. سونيا عطية |
| عضو هيئة التحرير | د. ريم ديب |
| عضو هيئة التحرير | د. حسن مشرفي |
| عضو هيئة التحرير | د. هيثم حسن |
| عضو هيئة التحرير | د. نزار عبشي |

تهدف المجلة إلى نشر البحوث العلمية الأصيلة، ويمكن للراغبين في طلبها

الاتصال بالعنوان التالي:

رئيس تحرير مجلة جامعة البعث

سورية . حمص . جامعة البعث . الإدارة المركزية . ص . ب (77)

. هاتف / فاكس : 963 31 2138071 ++

. موقع الإنترنت : www.albaath-univ.edu.sy

. البريد الإلكتروني : [magazine@ albaath-univ.edu.sy](mailto:magazine@albaath-univ.edu.sy)

ISSN: 1022-467X

شروط النشر في مجلة جامعة البعث

الأوراق المطلوبة:

- 2 نسخة ورقية من البحث بدون اسم الباحث / الكلية / الجامعة) + CD / word من البحث منسق حسب شروط المجلة.
 - طابع بحث علمي + طابع نقابة معلمين.
 - إذا كان الباحث طالب دراسات عليا:
يجب إرفاق قرار تسجيل الدكتوراه / ماجستير + كتاب من الدكتور المشرف بموافقة على النشر في المجلة.
 - إذا كان الباحث عضو هيئة تدريسية:
يجب إرفاق قرار المجلس المختص بإنجاز البحث أو قرار قسم بالموافقة على اعتماده حسب الحال.
 - إذا كان الباحث عضو هيئة تدريسية من خارج جامعة البعث :
يجب إحضار كتاب من عمادة كليته تثبت أنه عضو بالهيئة التدريسية و على رأس عمله حتى تاريخه.
 - إذا كان الباحث عضواً في الهيئة الفنية :
يجب إرفاق كتاب يحدد فيه مكان و زمان إجراء البحث ، وما يثبت صفته وأنه على رأس عمله.
 - يتم ترتيب البحث على النحو الآتي بالنسبة لكليات (العلوم الطبية والهندسية والأساسية والتطبيقية):
عنوان البحث .. ملخص عربي و إنكليزي (كلمات مفتاحية في نهاية الملخصين).
- 1- مقدمة
 - 2- هدف البحث
 - 3- مواد وطرق البحث
 - 4- النتائج ومناقشتها .
 - 5- الاستنتاجات والتوصيات .
 - 6- المراجع.

- يتم ترتيب البحث على النحو الآتي بالنسبة لكليات (الآداب - الاقتصاد - التربية - الحقوق - السياحة - التربية الموسيقية وجميع العلوم الإنسانية):
- عنوان البحث .. ملخص عربي و إنكليزي (كلمات مفتاحية في نهاية الملخصين).
- 1. مقدمة.
- 2. مشكلة البحث وأهميته والجديد فيه.
- 3. أهداف البحث و أسئلته.
- 4. فرضيات البحث و حدوده.
- 5. مصطلحات البحث و تعريفاته الإجرائية.
- 6. الإطار النظري و الدراسات السابقة.
- 7. منهج البحث و إجراءاته.
- 8. عرض البحث و المناقشة والتحليل
- 9. نتائج البحث.
- 10. مقترحات البحث إن وجدت.
- 11. قائمة المصادر والمراجع.
- 7- يجب اعتماد الإعدادات الآتية أثناء طباعة البحث على الكمبيوتر:
 - أ- قياس الورق 25×17.5 B5.
 - ب- هوامش الصفحة: أعلى 2.54- أسفل 2.54 - يمين 2.5- يسار 2.5 سم
 - ت- رأس الصفحة 1.6 / تذييل الصفحة 1.8
 - ث- نوع الخط وقياسه: العنوان . Monotype Koufi قياس 20
- . كتابة النص Simplified Arabic قياس 13 عادي . العناوين الفرعية Simplified Arabic قياس 13 عريض.
- ج . يجب مراعاة أن يكون قياس الصور والجداول المدرجة في البحث لا يتعدى 12سم.
- 8- في حال عدم إجراء البحث وفقاً لما ورد أعلاه من إشارات فإن البحث سيهمل ولا يرد البحث إلى صاحبه.
- 9- تقديم أي بحث للنشر في المجلة يدل ضمناً على عدم نشره في أي مكان آخر، وفي حال قبول البحث للنشر في مجلة جامعة البعث يجب عدم نشره في أي مجلة أخرى.
- 10- الناشر غير مسؤول عن محتوى ما ينشر من مادة الموضوعات التي تنشر في المجلة

11- تكتب المراجع ضمن النص على الشكل التالي: [1] ثم رقم الصفحة ويفضل استخدام التهميش الإلكتروني المعمول به في نظام وورد WORD حيث يشير الرقم إلى رقم المرجع الوارد في قائمة المراجع.

تكتب جميع المراجع باللغة الانكليزية (الأحرف الرومانية) وفق التالي:

آ . إذا كان المرجع أجنبياً:

الكنية بالأحرف الكبيرة . الحرف الأول من الاسم تتبعه فاصلة . سنة النشر . وتتبعها معترضة (-) عنوان الكتاب ويوضع تحته خط وتتبعه نقطة . دار النشر وتتبعها فاصلة . الطبعة (ثانية . ثالثة) . بلد النشر وتتبعها فاصلة . عدد صفحات الكتاب وتتبعها نقطة . وفيما يلي مثال على ذلك:

-MAVRODEANUS, R1986- Flame Spectroscopy. Willy, New York, 373p.

ب . إذا كان المرجع بحثاً منشوراً في مجلة باللغة الأجنبية:

. بعد الكنية والاسم وسنة النشر يضاف عنوان البحث وتتبعه فاصلة، اسم المجلد ويوضع تحته خط وتتبعه فاصلة . المجلد والعدد (كتابة مختزلة) وبعدها فاصلة . أرقام الصفحات الخاصة بالبحث ضمن المجلة . مثال على ذلك:

BUSSE,E 1980 Organic Brain Diseases Clinical Psychiatry News , Vol. 4. 20 – 60

ج . إذا كان المرجع أو البحث منشوراً باللغة العربية فيجب تحويله إلى اللغة الإنكليزية و التقيد

بالبنود (أ و ب) ويكتب في نهاية المراجع العربية: (المراجع In Arabic)

رسوم النشر في مجلة جامعة البعث

1. دفع رسم نشر (40000) ل.س أربعون ألف ليرة سورية عن كل بحث لكل باحث يريد نشره في مجلة جامعة البعث.
2. دفع رسم نشر (100000) ل.س مئة الف ليرة سورية عن كل بحث للباحثين من الجامعة الخاصة والافتراضية .
3. دفع رسم نشر (200) مئتا دولار أمريكي فقط للباحثين من خارج القطر العربي السوري .
4. دفع مبلغ (6000) ل.س ستة آلاف ليرة سورية رسم موافقة على النشر من كافة الباحثين.

المحتوى

| الصفحة | اسم الباحث | اسم البحث |
|---------|--|--|
| 44-11 | م. عبد الرحمن الحبال د. رامي موسى د. سامر ربيع | استخدام تقنية 3D-SVPWM لقيادة المبدل ثلاثي الأطوار ذو أربع سيقان |
| 68-45 | م. وضحي السلامة د. عبد الكريم السالم | تحسين اكتشاف الأجهزة للاتصالات من جهاز إلى جهاز في شبكات الجيل الخامس |
| 102-69 | د. ماهر الابراهيم م. أوس عثمان | تصميم واستخدام أنظمة التحكم الذكية للمبادل الحراري المستخدم في وحدة تبريد الغاز الطبيعي |
| 134-103 | الibas عوض د. عبدالله غندور | تصميم ودراسة طوبولوجيا مرايا التيار باستخدام تقنية الأنابيب النانوية الكربونية CNTFET وتقنية ترانزستورات PTM_FET |
| 158-135 | م. مي درغام علي د. ياسر عملة د. غادة سعد | تحسين خوارزمية مرشح كالمان لكشف واستخلاص إشارة تخطيط القلب الكهربائي للجنين |

استخدام تقنية 3D-SVPWM لقيادة المبدل

ثلاثي الأطوار ذو أربع سيقان

طالب الدكتوراه : عبد الرحمن الحبال كلية: الهمك - جامعة: البعث

الدكتور المشرف: رامي موسى + د. سامر ربيع

ملخص

يتم استخدام المبدلات ثلاثية الأطوار في نطاق واسع من تطبيقات التحكم بتدفق الاستطاعة وتحسين جودة الطاقة وتطبيقات إلكترونيات القدرة المختلفة.

إلا أن بعض حلول تحسين جودة الطاقة والمرشحات الفعالة والتعامل مع الأحمال غير المتوازنة والأحمال غير الخطية ومرحلة ربط المحولات الذكية مع شبكات الجهد المنخفض تتطلب استخدام وصلة حيادي مع طرف الأحمال بالأخص عند التعامل مع تطبيقات ذات استطاعات مرتفعة نسبياً.

قمنا في هذا البحث بشرح تفصيلي لتقنية 3D-SVPWM واستخدامها لقيادة مبدل ثلاثي الطور ذو أربع سيقان ومقارنتها مع استخدام تقنية SPWM التقليدية وتمت النمذجة في بيئة MATLAB/Simulink.

كلمات مفتاحية: تقنية 3D-SVPWM، المبدلات ثلاثية الطور ذات أربعة سيقان، المحولات الذكية.

Using 3D-Space Vector PWM to drive Four-Leg Three Phase Inverter

Al-Habbal AbdulRahman,

Ass. Prof. Mossa Rami, Pro. Rabie Samer

Abstract

Three-phase inverters are nowadays used extensively for a wide range of applications related to Power Electronics and Energy Control Applications.

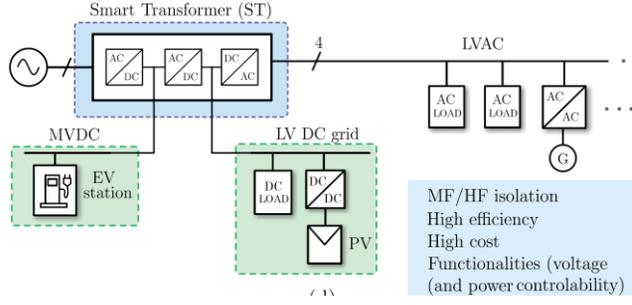
Some solutions for Power Quality issues, handling unbalanced and nonlinear loads and low voltage stage of three stages smart transformers demand that the inverter should be able to deal with a neutral connection from the load.

The Space Vector PWM implementation and operation for a Four-leg Voltage Source Inverter (VSI) is detailed and discussed in this paper and compared with traditional SPWM, simulation has been done in Simulink/MATLAB.

Key words: 3D-Space vector pulse width modulation, four legs Three phases Voltage Source Inverters, Smart transformers.

1- مقدمة

بالرغم من التحديات العديدة التي طالت الشبكات الكهربائية إلا أن أحد المكونات الحساسة لهذه الشبكات بقيت على حالها بدون أي تغيير أساسي في بنيتها وهي المحولات الكهربائية والتي تعتبر العمود الفقري للشبكات الكهربائية حيث تؤمن عمليات التحويل بكفاءات مرتفعة تصل لـ 98% ويعمر طويل نسبياً يمكن أن يصل لـ 20 عاماً. إن عدم إمكانية التحكم في المحولات التقليدية يجعل من الإلزامي استخدام معدات لتنظيم الجهد وبالتالي سيؤمن تحديث بنية المحولات تنظيم الجهد بالشكل المطلوب ويؤدي لتحسين جودة الطاقة بدون الحاجة لأي معدات إضافية. الأمر الذي أدى لظهور محولات الحالة الثابتة SST والتي تعرف بأنها نظام يعتمد على إلكترونيات القدرة من المفترض أن يحل محل المحولات الكهربائية ذات التردد المنخفض التقليدية. ركزت معظم الأبحاث المنشورة عن هذه المحولات على تحسين الكفاءة وتقليل الحجم وافتقرت لنظام تحكم بالجهد والتيار بالرغم من أنها من أهم مكونات هذه المحولات ما أدى لبروز مصطلح المحولات الذكية والذي يمكن تعريفه بأنه محول حالة ثابتة مصحوب بخوارزميات تحكم واتصالات تهدف لزيادة وظائف هذه المحولات ولها القدرة على حل المشكلات المترافقة مع تحديث شبكات التوزيع. إن تعدد الوظائف التي يمكن للمحول الذكي القيام بها أدى لخلق ظروف عمل تختلف عن تلك المصاحبة لاستخدام المحولات التقليدية ما زاد من صعوبة مواكبة متطلبات الكفاءة والموثوقية إلا أن من أهم ميزات هذه المحولات إمكانية دمج شبكات الجهد المستمر بعدة مستويات من الجهود. يبين الشكل (1) دور المحول الذكي كمكون أساسي في الشبكات الذكية المستقبلية.

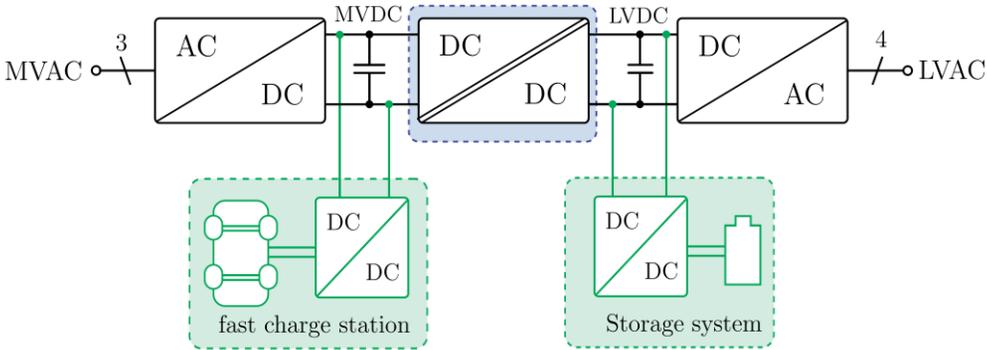


الشكل (1) بنية الشبكة الذكية والتي تعتمد بشكل رئيسي على المحولات الذكية [1]

2- مرحلة توليد الجهد المتناوب المنخفض ضمن بنية المحول الذكي

يبين الشكل (2) بنية المحول الذكي ذي الثلاث مراحل وهي:

1. مرحلة تقويم جهد الشبكة ذات الجهد المتوسط والحصول على جهد مستمر متوسط
2. مرحلة تحويل الجهد المستمر المتوسط إلى جهد متوسط متناوب عالي التردد وتخفيضه بواسطة محول عالي التردد ومن ثم تقويم الجهد المتناوب منخفض الجهد
3. مرحلة تحويل الجهد المستمر المنخفض إلى جهد متناوب منخفض بتردد شبكة الاستخدام



الشكل (2) بنية المحول الذكي ذي الثلاث مراحل [1]

كما يبين الشكل (2) فإن المرحلة الأخيرة للمحول الذكي هي مبدل ذو منبع جهد VSI يؤمن وصل المحول مع شبكة الجهد المتناوب المنخفض وهو مسؤول عن توليد موجة جهد جيبيية عالية الجودة للحمل. تعتبر مرحلة الجهد المتناوب المنخفض الأكثر حساسية وتأثراً باضطرابات شبكة التوزيع ذات الجهد المنخفض. يسمح مستوى جهد الشبكات التقليدية باستخدام دارات تمت دراستها واختبارها لفترة طويلة على المستوى الأكاديمي والصناعي. بالإضافة لذلك يمكن استخدام عناصر نصف ناقلة قياسية ذات قدرة على تحمل حيز الجهود المنخفضة (أي جهود تراوح بين 600 فولت حتى 1.2 كيلوفولت حسب الدارة المختارة). إن استخدام هذه العناصر يتيح الاستفادة من عدد كبير من الخيارات والتي تضمن أمثلة تصميم المبدل.

يعتبر التعامل مع قيم مرتفعة للتيار وتصميم مرشحات التشويه الكهريسي من أهم التحديات التي تواجه المصمم عند تصميم المبدل المناسب للمرحلة الثالثة من المحول الذكي. كما أن إحدى المتطلبات الرئيسية لهذا المبدل هي توافر ناقل حيادي حيث من المحتمل أن يتم وصل هذه المرحلة مع أحمال غير خطية وأحمال غير متوازنة الأمر الذي يؤدي إلى نشوء تيارات تعاقب صفري يجب التعامل معها بشكل ملائم من قبل المبدل. لذا من الضروري استخدام مبدل ثلاثي الطور ذو أربع سيقان (ثلاثة سيقان للأطوار الثلاثة مع ساق إضافية للحيادي) وذلك لتأمين تحكم كامل بجهود الأطوار والحصول على جهود ذات نوعية جيدة. يمكن استخدام المبدلات القياسية ثنائية المستوى ذات منبع الجهد (Voltage Source Inverter)، المبدل ذو ثلاث مستويات ذو النقطة الحيادية المثبتة (Neutral Point Clamped) والدارة من النوع T (T-type topologies).

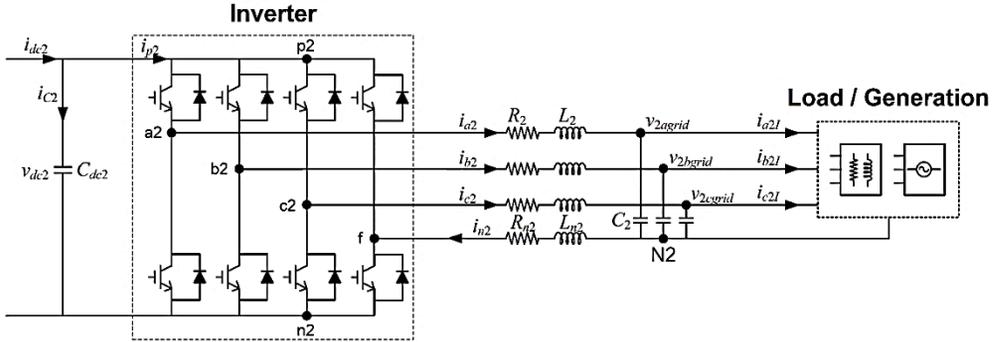
قام العديد من الباحثين بدراسة الدارات السابقة وتم إثبات الكفاءة العالية لكل منها حيث أن كفاءة كل دارة ممكن أن تصل لـ 99% [2-4] يقدم الجدول (1) بحسب [1] مقارنة مختصرة بين الدارات السابقة من حيث عدد العناصر نصف ناقلية المستخدمة وجهد حيز العناصر نصف الناقلية والمطال الأعظمي للموجة المتناوبة كتابع لجهود وصلة التيار المستمر DC-Link وقد قمنا في هذا البحث باختيار المبدل ذو منبع الجهد ثنائي المستوى بسبب استخدامه لعدد أقل من العناصر نصف الناقلية.

الجدول (1) مواصفات المبدلات ثنائية المستوى وثلاثية المستوى [1]

| نوع المبدل | عدد العناصر نصف الناقلية | جهود الحيز للعناصر نصف الناقلية | مطال الجهد المتناوب |
|------------------------------------|-----------------------------|------------------------------------|------------------------|
| المبدل ثنائي المستوى ذو أربع سيقان | 8 | V_{dc} | V_{dc} |
| المبدل ذو النقطة الحياضية المثبتة | 24 | $V_{dc}/2$ | V_{dc} |
| الدارة من النوع T | 16 | $V_{dc}/2$ | V_{dc} |

3- المبدل ثنائي المستوى ثلاثي الطور ذو أربع سيقان

يبين الشكل (3) دارة المبدل ثنائي المستوى ثلاثي الطور ذو أربع سيقان والتي تعتبر خياراً فعالاً للتطبيقات التي تتطلب تحكماً دقيقاً بتيار الحياضي حيث يؤدي إضافة ساق للمبدل إعطاء الدارة قدرة على التحكم بشكل أفضل مقارنة مع المبدلات التقليدية ذات ثلاث سيقان 3 legs [5-6].



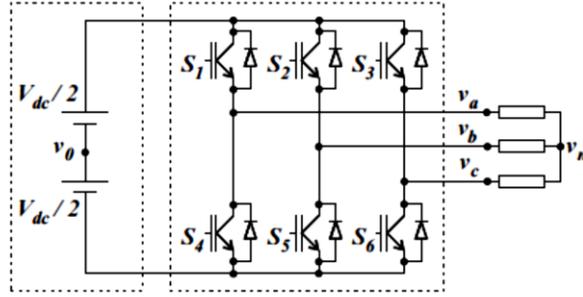
الشكل (3) بنية المبدل ثلاثي الطور ذو أربع سيقان ضمن المرحلة الثالثة للمحول للذكي

المهمة الأساسية لنظام التحكم لمبدل طرف الجهد المنخفض هو تحقيق تعاقب موجب positive-sequence لجهود المكثفات (بعبارة أخرى الحصول على جهود متوازنة عند أطراف المكثفات) بجهد وتردد مستقر في حال وجود عدم توازن في تيارات طرف الجهد المنخفض. حيث يمكن وصل أحمال متعددة في طرف الحمل/الشبكة Load/Generation بما فيها الأحمال غير الخطية nonlinear loads والتي تقوم بتوليد توافقيات، الأحمال أو المولدات ثنائية الطور two phase والتي تشكل حمل غير متوازن. تناولت العديد من الدراسات تقنية 2D SVPWM لقيادة المبدلات ذات منبع الجهد ثلاثية الطور ذات ثلاث سيقان، وقد قامت هذه الدراسات بشرح هذه التقنية بشكل دقيق. إلا أن أهمية تغذية الأحمال غير المتوازنة والأحمال غير الخطية في تطبيقات مثل مرشحات القدرة الفعالة التسلسلية والتفرعية تتطلب تقنية SVPWM مطورة قادرة على التحكم بالتالي الصفري المرافق لها وجريان التيار في سلك الحيادي. وقد قامت الدراسات [9-12] باستخدام 3D SVPWM للمبدل ذي أسلاك إلا أن هذه الدراسات لم تقم بتوضيح تفاصيل هذه التقنية بشكل كامل.

3-1- تقنية تعديل شعاع الفراغ 2D-SVPWM

اعتمدت العديد من الدراسات والأبحاث على تقنية تعديل شعاع الفراغ Space Vector Modulation ويرمز لها في بعض المراجع 2D-SVPWM لتشغيل القواطع الإلكترونية للمبدلات ذات منبع الجهد ذات ثلاثة سيقان [7-8]. نقوم في هذه التقنية باستخدام ثمانية أشعة للإبدال (شعاعان صفريان وستة أشعة غير صفرية) في مسدس منتظم ثنائي البعد ضمن الإحداثيات $\alpha\beta$. أولاً يتم تحديد المجال الذي يتواجد به شعاع الجهد ومن ثم يتم توليد الجهد المراد عن طريق إبدال الأشعة الفعالة والصفيرية switching active and zero vectors في كل مجال مخصص.

يبين الشكل (4) المبدل ذو ثلاث سيقان حيث يمكن لتقنية 2D SVPWM قيادة هذا النوع عندما يكون الحمل ثلاثي الطور متوازن ويكون كل من الجهد V_n والجهد V_0 مستقلين أي لا يوجد وصلة حيادي بين هاتين النقطتين.



الشكل (4) بنية المبدل ثلاثي الطور ذو ثلاث سيقان

ويبين الجدول (2) جهود الخرج الطورية منسوبة لجهد وصلة الطرف المستمر في المستوي abc يبين الجدول أيضاً جهود الأطوار بالنسبة للمحاور $\alpha\beta 0$ حيث لا يوجد أي جهود على المركبة 0 لعدم وجود وصل بين حيايدي الحمل والمبدل وتكون الجهود

موجودة فقط في المستوي $\alpha\beta$ حيث تعطي العلاقة (1) معادلات التحويل من جملة

الإحداثيات abc إلى جملة الإحداثيات الفراغية $\alpha\beta 0$ حيث جميع الجهود الموجودة في

الجدول 2 منسوبة لجهود الطرف المستمر [13]

الجدول (2) جهود الخرج للمبدل ذي ثلاث سيقان منسوبة لجهود وصلة الطرف المستمر

| S1 | S2 | S3 | v_{an} | v_{bn} | v_{cn} | v_α | v_β | SV |
|----|----|----|----------|----------|----------|---------------|---------------|-------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | \vec{V}_0 |
| 1 | 0 | 0 | 2/3 | -1/3 | -1/3 | $\sqrt{2/3}$ | 0 | \vec{V}_1 |
| 1 | 1 | 0 | 1/3 | 1/3 | -2/3 | $1/\sqrt{6}$ | $1/\sqrt{2}$ | \vec{V}_2 |
| 0 | 1 | 0 | -1/3 | 2/3 | -1/3 | $-1/\sqrt{6}$ | $1/\sqrt{2}$ | \vec{V}_3 |
| 0 | 1 | 1 | -2/3 | 1/3 | 1/3 | $-\sqrt{2/3}$ | 0 | \vec{V}_4 |
| 0 | 0 | 1 | -1/3 | -1/3 | 2/3 | $-1/\sqrt{6}$ | $-1/\sqrt{2}$ | \vec{V}_5 |
| 1 | 0 | 1 | 1/3 | -2/3 | 1/3 | $1/\sqrt{6}$ | $-1/\sqrt{2}$ | \vec{V}_6 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | \vec{V}_7 |

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

إن كل تركيبة لجهود الخرج output voltage combination تتوافق مع شعاع جهد

فراغي مختلف حيث تمثل الأشعة V0-V7 جهود خرج المبدل في جملة الإحداثيات

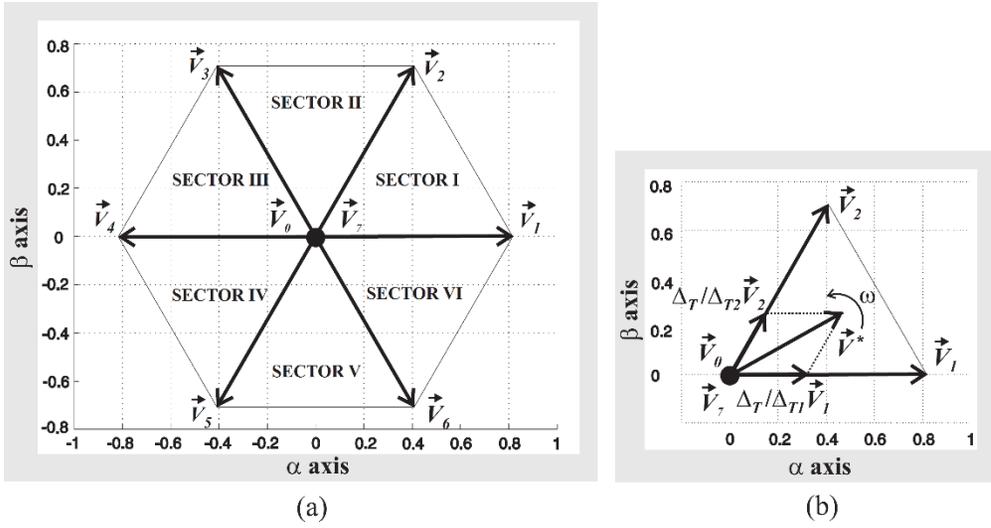
الفراغية $\alpha\beta 0$ ويبين الشكل 5a الأشعة الفراغية الأساسية لجهود أطوار خرج المبدل

بالنسبة للحيادي. باستخدام تقنية 2D SVPWM يمكن للمبدل توليد ثلاثة جهود طورية

تكون أشعة محصلة للأشعة الفراغية الأساسية الثمانية مع تلبية الشرط: $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ في كل لحظة [13].

توليد جهد الخرج:

يمثل شعاع الجهد المرجعي \vec{V}^* الذي يدور بالسرعة الزاوية ω في المستوي $\alpha\beta$ ثلاثة موجات جيبية بتردد زاوي ω (وتتوضع بفرق صفحة $2\pi/3$ راديان عن بعضها) في جملة الإحداثيات abc



الشكل (5) (a) أشعة الفراغ الأساسية الثمانية في المستوي $\alpha\beta$ (منسوبة للجهد V_{dc})

(b) تحليل الشعاع المرجعي V^* لمركبتين على شعاعين أساسيين عندما يتوضع في القطاع I

إذا كان من المفروض أن يولد المبدل ذو منبع الجهد جهود ثلاثية الطور متوازنة يكون الشعاع الدوار \vec{V}^* هو الجهد المرجعي لتقنية التعديل 2D SVPWM تقوم الخوارزمية على تحليل الأشعة الفراغية الأساسية من الشكل 5a لمركبات لتوليد الشعاع المرجعي \vec{V}^* بالرغم من أنه من غير الممكن لشعاعي فراغ التواجد سوية في نفس اللحظة إلا أنه

من الممكن توليد مركبات لحظية للأشعة خلال زمن صغير جداً يتوافق هذا الزمن مع دور التعديل ΔT تؤدي هذه العملية لتوليد جهد وسطي average voltage خلال هذا الدور ΔT ويكون قريباً من الجهد المرجعي المرغوب \vec{V}^* ويمثل الشكل 5b تحليل الشعاع الدوار \vec{V}^* إلى مركباته على أشعة الفراغ الأساسية التي تحد القطاع I حيث يكون كل شعاع فعال لجزء صغير من دور التعديل ΔT ويوصف هذا التحليل الشعاعي بالعلاقة (2):

$$\Delta_T \vec{V}^* = \vec{V}_1 \Delta_{T1} + \vec{V}_2 \Delta_{T2} + \vec{V}_0 \Delta_{T0} + \vec{V}_7 \Delta_{T7} \quad (2)$$

تبين المعادلة (2) أنه خلال دور التعديل Δ_T يتم تطبيق نبضات القرح الخاصة بالقطوع الإلكترونية الموافقة للأشعة $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_0, \vec{V}_7$ خلال جزء من كامل الدور Δ_T بحيث يتحقق $\Delta_T = \Delta_{T1} + \Delta_{T2} + \Delta_{T0} + \Delta_{T7}$ إن كل من الشعاعين \vec{V}_0, \vec{V}_7 هو شعاع صفري ويولدان جهد صفري عند خرج المبدل كما يبين الجدول 2 يتم تطبيق المعادلة السابقة والشكل 5b عندما يكون الشعاع الدوار متوضعاً في القطاع I ويجب إيجاد المركبات الملائمة للشعاع المرجعي عند وقوعه في باقي القطاعات.

اختيار القطاع الذي ينتمي له الشعاع المرجعي:

إذا كان من الممكن التعبير عن الشعاع المرجعي بالمعادلة (3) يمكن تحديد القطاع المطلوب مباشرة يكون من الممكن استخدام تقنية 2D SVPWM لتوليد الإشارة الجيبية

حيث m هو دليل التعديل A الطويلة ذات القيمة الأكبر للشعاع \vec{V}^* و $\theta = \omega t$

$$\vec{V}^* = mA \angle \theta \quad (3)$$

إذا كان لدينا الشعاع \vec{V}^* بشكل المعادلة (4) لا يمكن تحديد القطاع بشكل مباشر عندها

يجب استخدام الخوارزمية المعبر عنها بالمعادلات (5) لـ (7) والجدول (3)

$$\vec{V}^* = [v_\alpha^* \quad v_\beta^* \quad v_0^*]^T \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\text{sign}(v_{a,b,c}) = \begin{cases} 1 & \text{if } v_{a,b,c} > 0 \\ 0 & \text{if } v_{a,b,c} \leq 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$N = \text{sign}(v_a) + 2\text{sign}(v_b) + 4\text{sign}(v_c) \quad (7)$$

الجدول (3) تحديد القطاع الذي يتواجد فيه الشعاع المرجعي الدوار في كل لحظة

| | | | | | | |
|--------|----|----|---|----|-----|---|
| N | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| sector | II | VI | I | IV | III | V |

تحديد المجال الزمني المطبق:

إذا كان من الممكن التعبير عن الشعاع المرجعي بالمعادلة (4)، يمكن من خلال المعادلة (8) الحصول على أدوار التعديل Δ_{T1}, Δ_{T2} والتي تمثل المجال الزمني لتفعيل شعاعي الفراغ الأساسيين \vec{V}_1, \vec{V}_2 ويمكن عدم تضمين الشعاعين \vec{V}_0, \vec{V}_7 في المعادلة (8) لأن هذين الشعاعين لا يشكلان مركبات للحصول على الشعاع المحصل \vec{V}^*

$$\Delta_{T1} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\vec{V}_1} + \Delta_{T2} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{\vec{V}_2} = \Delta_T \underbrace{\begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \end{bmatrix}}_{\vec{V}^*} \quad (8)$$

يمكن استنتاج المعادلة (9) من المعادلة (8) حيث يكون M_I قابل للتطبيق في القطاع I ويمكن تطبيق الإجراء المتبع من خلال المعادلتين (8) و (9) على باقي القطاعات II

حتى VI لإيجاد المصفوفات M_{II} حتى M_{VI}

$$\begin{bmatrix} \Delta_{T1} \\ \Delta_{T2} \end{bmatrix} = \Delta_T \underbrace{\begin{bmatrix} \sqrt{2/3} & 1/\sqrt{6} \\ 0 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}^{-1}}_{M_I} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

إذا كان الشعاع \vec{V}^* معطى بالعلاقة (3) يمكن اشتقاق معادلة عامة قابلة للتطبيق في جميع القطاعات لتحديد المجالات الزمنية اللازمة لتفعيل أشعة الفراغ الأساسية. لا يتم استخدام المصفوفات M في هذه الحالة إلا أن حساب المجالات الزمنية يتطلب دالتين مثلثيتين لكل دور Δ_T الأمر الذي تم شرحه في [13]

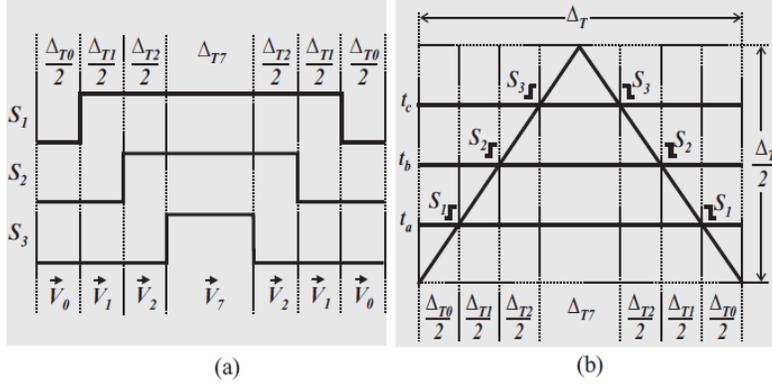
إذا كان هناك مجال زمني متبقي في الدور Δ_T بعد تطبيق كل من المجالين الزمنيين Δ_{T1}, Δ_{T2} أي تتحقق المترابحة $\Delta_{T1} + \Delta_{T2} < \Delta_T$ يتم ملئ الزمن المتبقي بحيث يتم تفعيل الشعاعين \vec{V}_1, \vec{V}_7 ونقسم العلاقة (10) الزمن المتبقي بين الدورين Δ_{T0} و Δ_{T7}

$$\Delta_{T0} = \Delta_{T7} = (\Delta_T - \Delta_{T1} - \Delta_{T2})/2 \quad (10)$$

توليد إشارات قذح القواطع الإلكترونية:

بعد تحديد المجالات الزمنية لتفعيل أشعة الفراغ الأساسية من الضروري الحصول على نبضات قذح القواطع الإلكترونية ويبين الشكل 6a أحد الأنماط الشائعة لتوليد هذه النبضات والذي يخفض ضياعات الناقلية للحد الأدنى بتخفيض تردد الإبدال للحد الأدنى. من الجدير بالذكر أنه يمكن تطبيق أنماط أكثر تعقيداً بحسب التطبيق المراد

[13]



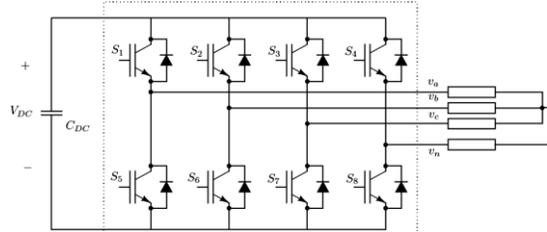
الشكل (6) (a) نمط إشارات القذح للقطاع I (b) عملية توليد إشارات القذح

من الواضح أن الشكل 6a يبين النمط المستخدم عندما يتوضع الشعاع المرجعي في القطاع I من أجل بقية القطاعات يمكن الحصول على أنماط مشابهة بالاختيار المناسب لأشعة الفراغ الرئيسية المستخدمة في العلاقة (8) بحيث تكون مركبات للشعاع المرجعي \vec{V}^* . يبين الجدول III التالي الإبدال الموافق لكل القطاعات الستة. بينما يبين الشكل 6b كيفية الحصول على نمط الشكل 6a عند تطبيق خوارزمية 2D-SVPWM على متحكم ميكروي. يتم استخدام عداد صعود-هبوط up-down counter خلال الدور Δ_T . عندما تجتاز حالة العداد counter status مستويات المقارنة t_a, t_b, t_c يتم توليد إشارة قذح القواطع S_1, S_2, S_3 إما 0 أو 1 وتبين المعادلة (11) كيفية تحديد تتالي قذح القواطع للقطاع I

$$\begin{aligned}
 t_a &= \frac{\Delta_{T0}}{2} \\
 t_b &= \frac{\Delta_{T0}}{2} + \frac{\Delta_{T1}}{2} \\
 t_c &= \frac{\Delta_{T0}}{2} + \frac{\Delta_{T1}}{2} + \frac{\Delta_{T2}}{2}
 \end{aligned} \quad (11)$$

3-2- تقنية تعديل شعاع الفراغ ثلاثية البعد 3D-SVPWM

يبين الشكل (7) المبدل ذو أربع سيقان، وفقاً لهذه الدارة فإن للمبدل 16 حالة إبدال منها 14 غير صفرية وحالتين صفريتين ويبين الجدول (4) هذه الحالات مع قيم الجهود



الشكل (7) دارة المبدل ثلاثي الطور ذي أربع سيقان

في المستويين abc و $0\alpha\beta$. من الجدير بالذكر أن مركبة التتالي الصفري غير معدومة لوجود وصلة حيادي.

تصف أشعة الفراغ الموجودة في الجدول (4) الفراغ ثلاثي الأبعاد المبين بالشكل 8a بملاحظة الشكل 8b فإن مساقط أشعة الفراغ الأساسية على المستوى $\alpha\beta$ تنطبق على اشعة الفراغ الأساسية لتقنية 2D-SVPWM باستخدام التعاريف والمفاهيم الأساسية لتقنية 2D-SVPWM يمكن توليد الشعاع \vec{V}^* باستخدام أشعة الفراغ الأساسية المحددة بدارة المبدل ويمكن تلخيص الخطوات اللازمة لذلك بما يلي:

i. تحديد الأشعة الممكن استخدامها في توليد الجهد

ii. تحديد أدوار تفعيل كل شعاع

iii. تحديد تتالي تفعيل نبضات قرح البوابات

توليد الشعاع المرجعي:

يمكن استخدام نفس خطوات توليد الشعاع المرجعي المتبعة في 2D-SVPWM إلا أنه يجب استخدام ثلاثة أشعة غير صفرية لتوليد هذا الشعاع بما أنه متوضع في فراغ ثلاثي الأبعاد.

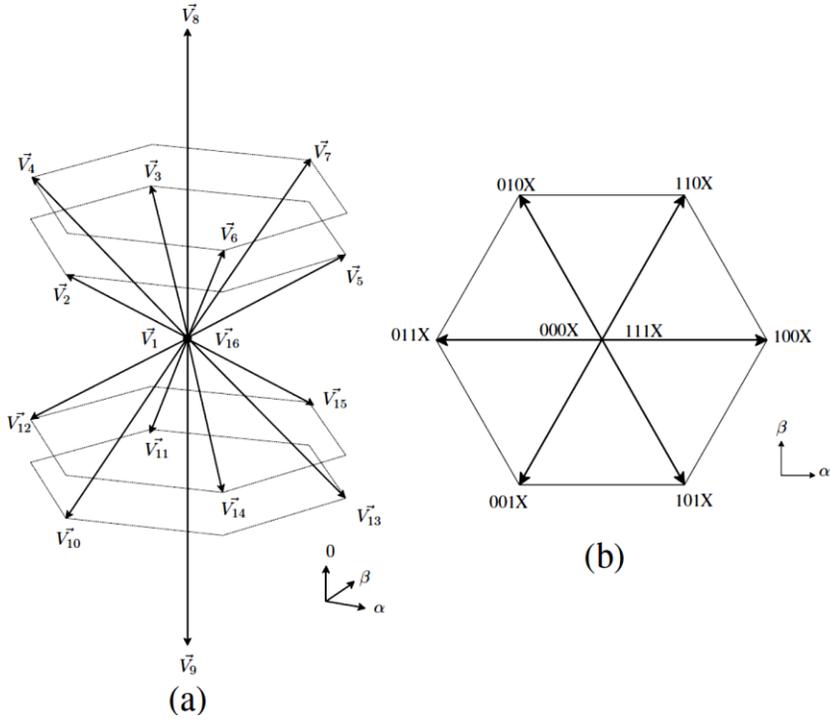
لتخفيض ضياعات الاستطاعة الناتجة عن عمليات الإبدال وانحراف التيار الناتج عن عمليات الإبدال خلال دور التعديل، يجب أن تكون الأشعة المختارة هي الأشعة القريبة من الشعاع المرجعي. هناك العديد من الطرق لإيجاد الشعاع المرجعي لتحديد أشعة الفراغ المركبة له.

الجدول (4) جهود الخرج للمبدل ذي ثلاث سيقان منسوبة لجهد وصلة الطرف المستمر

| S1 | S2 | S3 | S4 | v_{an} | v_{bn} | v_{cn} | v_{α} | v_{β} | v_0 | SV |
|----|----|----|----|----------|----------|----------|---------------|---------------|---------------|----------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | \vec{V}_1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | $1/\sqrt{6}$ | $-1/\sqrt{2}$ | $1/\sqrt{3}$ | \vec{V}_2 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | $-1/\sqrt{6}$ | $1/\sqrt{2}$ | $1/\sqrt{3}$ | \vec{V}_3 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | $-\sqrt{2/3}$ | 0 | $2/\sqrt{3}$ | \vec{V}_4 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | $\sqrt{2/3}$ | 0 | $1/\sqrt{3}$ | \vec{V}_5 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | $1/\sqrt{6}$ | $-1/\sqrt{2}$ | $2/\sqrt{3}$ | \vec{V}_6 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | $1/\sqrt{6}$ | $1/\sqrt{2}$ | $2/\sqrt{3}$ | \vec{V}_7 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | $\sqrt{3}$ | \vec{V}_8 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | -1 | -1 | -1 | 0 | 0 | $-\sqrt{3}$ | \vec{V}_9 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | -1 | -1 | 0 | $-1/\sqrt{6}$ | $-1/\sqrt{2}$ | $-2/\sqrt{3}$ | \vec{V}_{10} |
| 0 | 1 | 0 | 1 | -1 | 0 | -1 | $-1/\sqrt{6}$ | $1/\sqrt{2}$ | $-2/\sqrt{3}$ | \vec{V}_{11} |
| 0 | 1 | 1 | 1 | -1 | 0 | 0 | $-\sqrt{2/3}$ | 0 | $-1/\sqrt{3}$ | \vec{V}_{12} |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | -1 | -1 | $\sqrt{2/3}$ | 0 | $-2/\sqrt{3}$ | \vec{V}_{13} |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | -1 | 0 | $1/\sqrt{6}$ | $-1/\sqrt{2}$ | $-1/\sqrt{3}$ | \vec{V}_{14} |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | -1 | $-1/\sqrt{6}$ | $1/\sqrt{2}$ | $-1/\sqrt{3}$ | \vec{V}_{15} |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | \vec{V}_{16} |

بشكل عام يتم تحديد القطاع في المستوي $\alpha\beta$ حيث يتوضع الشعاع المرجعي بما أن أشعة الفراغ تحدد مسدس منتظم في الإطار المرجعي $\alpha\beta$. في الحالة ثلاثية البعد يمكن استخدام نفس الاستراتيجية ولكن بدلاً من مسدس مقسوم لستة قطاعات، يمكن تحديد 24 رباعي وجوه بواسطة أشعة الفراغ الموجودة في الجدول (4). يبين الشكل (8) مساقط

أشعة الفراغ الأساسية على المستوي $\alpha\beta$. تتحول القطاعات الستة إلى مواشير كل منها يحوي أربع رباعيات وجوه مبينة بالشكل (9) ومتوضعة في الفراغ $\alpha\beta 0$. لذا يمكن تحديد رباعي الوجوه الذي يحوي الشعاع \vec{V}^* بواسطة الشعاع المرجعي المعطى في الفراغ $\alpha\beta 0$ حسب العلاقة (12)، وتحدد العلاقات (13) حتى (16) في أي مؤشر يتوضع الشعاع \vec{V}^* . بمجرد تحديد المؤشر عن طريق المتحول N يتم إيجاد رباعي الوجوه باستخدام قيمة الشعاع \vec{V}^* المعطاة في المستوي abc .



الشكل (8) (a) تمثيل ثلاثي البعد لأشعة الفراغ الأساسية التي تحدد خرج المبدل ذي أربع سيقان
b) مساقط لأشعة الفراغ الأساسية التي تحدد خرج المبدل ذي أربع سيقان في المستوي $\alpha\beta$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\vec{V}^* = [v_\alpha^* \quad v_\beta^* \quad v_0^*]^T \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

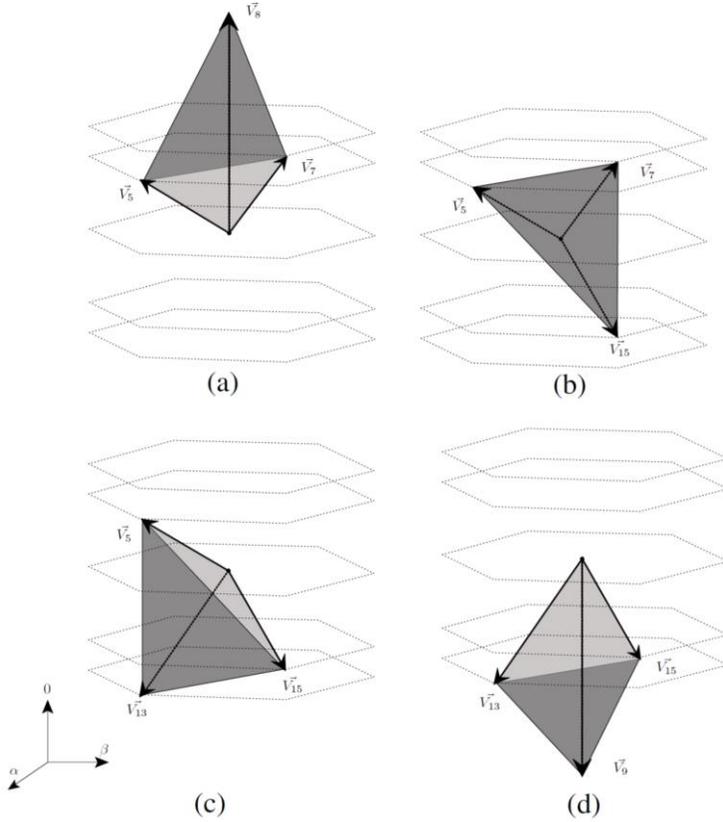
$$\text{sign}(v_{a,b,c}) = \begin{cases} 1 & \text{if } v_{a,b,c} > 0 \\ 0 & \text{if } v_{a,b,c} \leq 0 \end{cases} \quad (15)$$

$$N = \text{sign}(v_a) + 2\text{sign}(v_b) + 4\text{sign}(v_c) \quad (16)$$

$$\vec{V}^* = [v_{an}^* \quad v_{bn}^* \quad v_{cn}^*]^T \quad (17)$$

$$a_i = \text{sign}(v_{in}^*) , \quad i = a, b, c \quad (18)$$

$$J = 4(N - 1) + 1 + \sum_i a_i \quad (19)$$



الشكل (9) رباعيات الوجوه التي تشكل الموشور I a) رباعي الوجوه 14 b) رباعي الوجوه 2
c) رباعي الوجوه 1 d) رباعي الوجوه 13

يحدد المتحول J قيمة عددية تحدد رباعي الوجوه ويبين الجدول IV المواشير ورباعيات الوجوه الموافقة لها وفقا لقيم المتحولات N و J . باستخدام القيمة J التي حصلنا عليها من الممكن بواسطة الجدول IV إيجاد أشعة الفراغ الأساسية غير الصفرية اللازمة لتوليد شعاع الجهد المرجعي \vec{V}^* ، يحوي الجدول (4) القيم المكافئة لأشعة الفراغ الرئيسية في الفراغ $\alpha\beta\theta$.

الجدول (5) جهود الخرج للمبدل ذي ثلاث سيقان منسوبة لجهد وصلة الطرف المستمر

| الموشور | رباعي الوجوه | \vec{V}_{d1} | \vec{V}_{d2} | \vec{V}_{d3} |
|--------------------|--------------|----------------|----------------|----------------|
| الموشور I N=3 | T1 (J=10) | \vec{V}_5 | \vec{V}_{13} | \vec{V}_{15} |
| | T2 (J=11) | \vec{V}_5 | \vec{V}_7 | \vec{V}_{15} |
| | T13 (J=9) | \vec{V}_9 | \vec{V}_{13} | \vec{V}_{15} |
| | T14 (J=12) | \vec{V}_5 | \vec{V}_7 | \vec{V}_8 |
| الموشور II N=1 | T3 (J=3) | \vec{V}_3 | \vec{V}_7 | \vec{V}_{15} |
| | T4 (J=2) | \vec{V}_3 | \vec{V}_{11} | \vec{V}_{15} |
| | T15 (J=1) | \vec{V}_9 | \vec{V}_{11} | \vec{V}_{15} |
| | T16 (J=4) | \vec{V}_3 | \vec{V}_7 | \vec{V}_8 |
| الموشور III N=5 | T5 (J=18) | \vec{V}_3 | \vec{V}_{11} | \vec{V}_{12} |
| | T6 (J=19) | \vec{V}_3 | \vec{V}_4 | \vec{V}_{12} |
| | T17 (J=17) | \vec{V}_9 | \vec{V}_{11} | \vec{V}_{12} |
| | T18 (J=20) | \vec{V}_3 | \vec{V}_4 | \vec{V}_8 |
| الموشور IV N=4 | T7 (J=15) | \vec{V}_2 | \vec{V}_4 | \vec{V}_{12} |
| | T8 (J=14) | \vec{V}_2 | \vec{V}_{10} | \vec{V}_{12} |
| | T19 (J=13) | \vec{V}_9 | \vec{V}_{10} | \vec{V}_{12} |
| | T20 (J=16) | \vec{V}_2 | \vec{V}_4 | \vec{V}_8 |
| الموشور V N=6 | T9 (J=22) | \vec{V}_2 | \vec{V}_{10} | \vec{V}_{14} |
| | T10 (J=23) | \vec{V}_2 | \vec{V}_6 | \vec{V}_{14} |
| | T21 (J=21) | \vec{V}_9 | \vec{V}_{10} | \vec{V}_{14} |
| | T22 (J=24) | \vec{V}_2 | \vec{V}_6 | \vec{V}_8 |
| الموشور VI N=2 | T11 (J=7) | \vec{V}_5 | \vec{V}_6 | \vec{V}_8 |
| | T12 (J=6) | \vec{V}_5 | \vec{V}_{13} | \vec{V}_{14} |
| | T23 (J=8) | \vec{V}_5 | \vec{V}_6 | \vec{V}_8 |
| | T24 (J=5) | \vec{V}_9 | \vec{V}_{13} | \vec{V}_{14} |

يمكن تحديد الشعاع الجهد المرجعي حال معرفة أشعة الفراغ الرئيسية بالعلاقة:

$$\vec{V}^* = d_1 \vec{V}_{d_1} + d_2 \vec{V}_{d_2} + d_3 \vec{V}_{d_3} \quad (20)$$

حيث تمثل الأشعة $\vec{V}_{d_1}, \vec{V}_{d_2}, \vec{V}_{d_3}$ أشعة الفراغ الأساسية غير الصفرية التي تتركب الشعاع المرجعي \vec{V}^* بينما d_1, d_2, d_3 أدوار التعديل (أزمنة تطبيق) الخاصة بكل شعاع فراغ أساسي.

بعد تحديد الأشعة $\vec{V}_{d_1}, \vec{V}_{d_2}, \vec{V}_{d_3}$ والشعاع المرجعي \vec{V}^* يمكن تحديد الأدوار بالعلاقة:

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \vec{V}_{d_1} & \vec{V}_{d_2} & \vec{V}_{d_3} \end{bmatrix}^{-1}}_{[M]} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ v_0^* \end{bmatrix} \quad (21)$$

المصفوفة M مؤلفة من أشعة الفراغ الرئيسية المحددة $\vec{V}_{d_1}, \vec{V}_{d_2}, \vec{V}_{d_3}$ على سبيل المثال من أجل رباعي الوجوه رقم 1 $T1, J=10$ تصبح المعادلة:

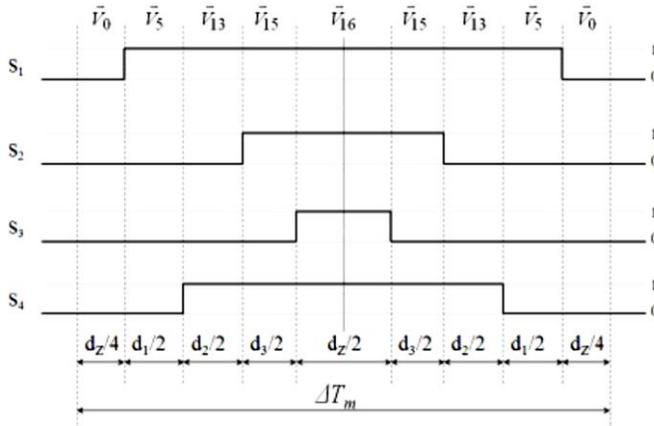
$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & \sqrt{\frac{2}{3}} & -\sqrt{\frac{1}{6}} \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \sqrt{\frac{1}{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} & -\sqrt{\frac{1}{3}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ v_0^* \end{bmatrix} \quad (22)$$

ونستطيع تحديد دور الأشعة الصفرية بالعلاقة:

$$d_z = 1 - d_1 - d_2 - d_3 \quad (23)$$

تتالي الإبدال:

بما أنه تم تحديد دور تفعيل أشعة الفراغ الرئيسية من الضروري تحديد تتالي الإبدال بالرغم من أن تتالي إبدال القواطع الإلكترونية لا يؤثر على القيمة الوسطية لموجة جهد الخرج إلا أن لها تأثير على المحتوى التوافقي لخرج المبدل وضيعات الاستطاعة ويمكن استخدام أحد الأشعة الصفرية أو كليهما [14]



الشكل (10) تتالي إبدال أشعة الفراغ الرئيسية لرباعي الوجوه رقم I

يتم استخدام التعاقب المبين بالشكل (10) والذي يستخدم الشعاعين الصفريين V1 و V16. من الجدير بالذكر أن التناظر المستخدم لأدوار تفعيل الأشعة يقلل التوافقيات للحد الأدنى [14]

باعتبار t_ω, t_x, t_y, t_z هي لحظات تفعيل كل قاطع علوي في المبدل ذو أربع سيقان يمكن الحصول عليها بالعلاقات:

$$t_\omega = \Delta T_m \frac{d_z}{4} \quad (24)$$

$$t_x = \Delta T_m \left(t_\omega + \frac{d_1}{2} \right) \quad (25)$$

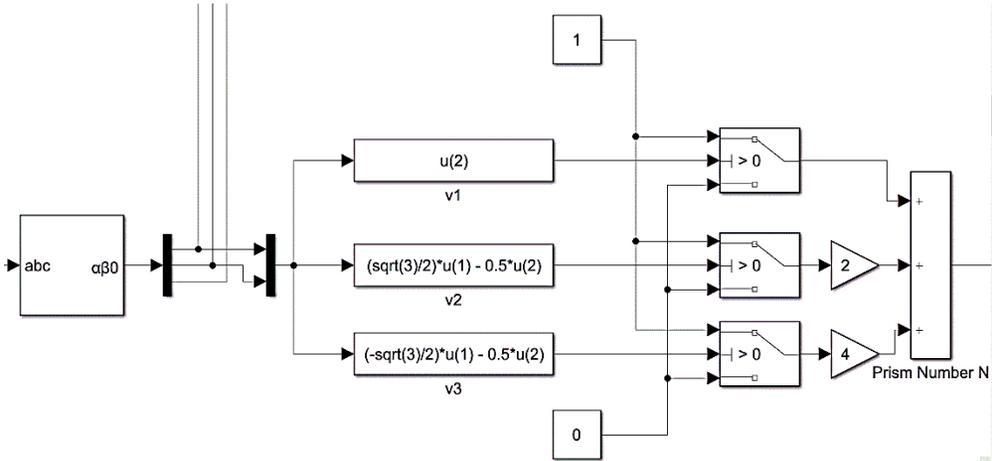
$$t_y = \Delta T_m \left(t_x + \frac{d_2}{2} \right) \quad (26)$$

$$t_z = \Delta T_m \left(t_y + \frac{d_3}{2} \right) \quad (27)$$

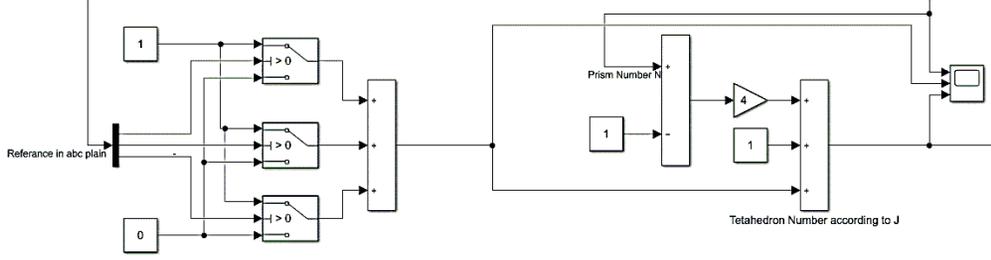
ΔT_m هو دور التعديل و d_1, d_2, d_3, d_z أزمنة تفعيل الأشعة

4- نمذجة المبدل المقاد عن طريق 3D-SVPWM

يبين الشكل (11) نموذج في بيئة Matlab/Simulink للحصول على قيمة N وتحديد المؤشر الذي يقع به الشعاع المرجعي \vec{V}^* والمحدد بالعلاقة (16) بينما يبين الشكل (12) النموذج المستخدم لتحديد رقم رباعي الوجوه والمحدد بالقيمة J من العلاقة (19).

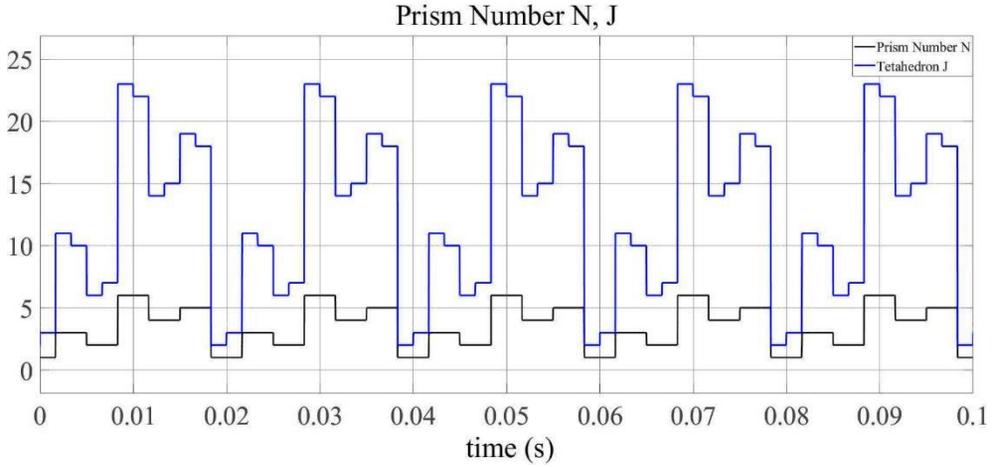


الشكل (11) النموذج المستخدم لتحديد قيمة N رقم المؤشر الذي يحوي الشعاع المرجعي



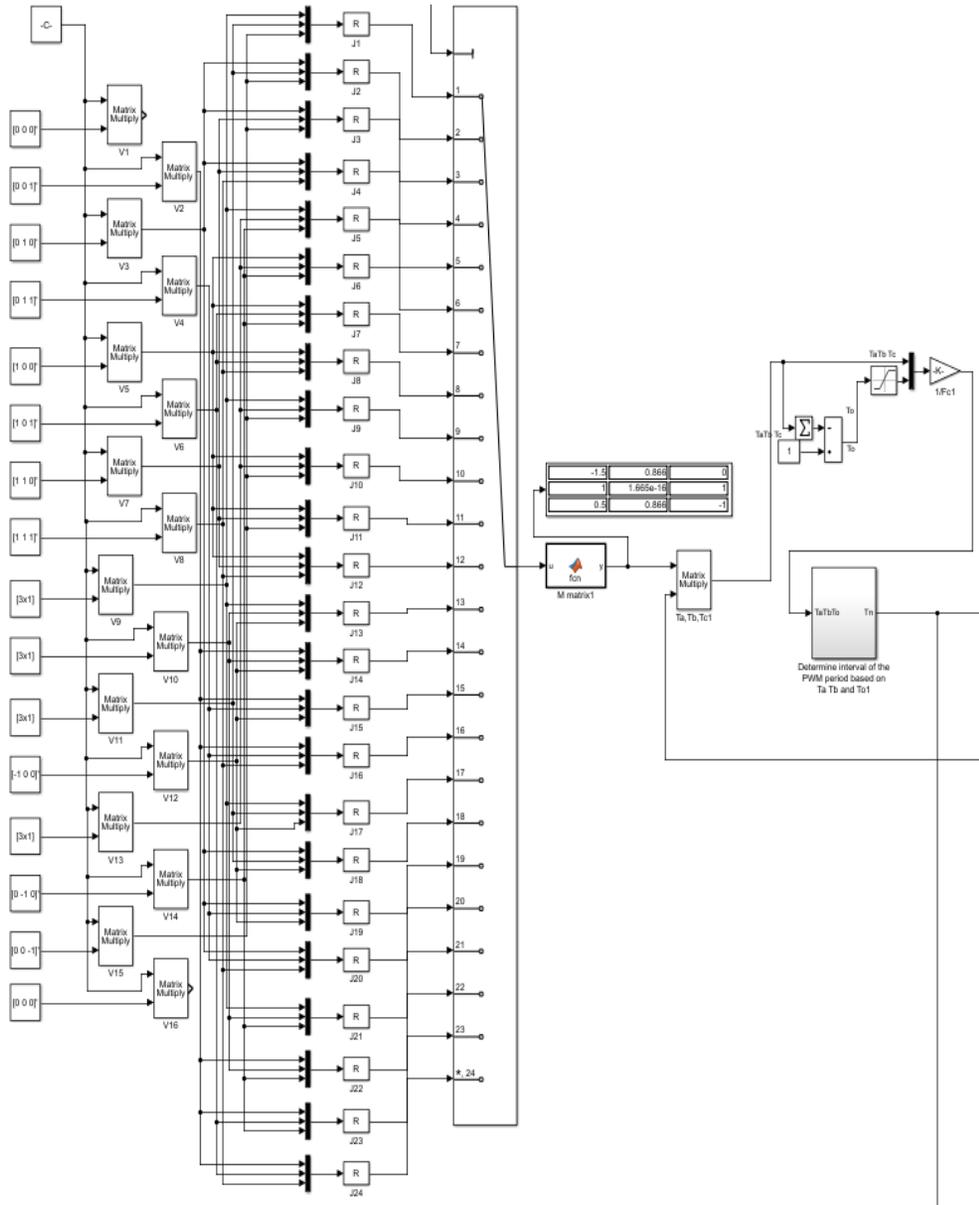
الشكل (12) النموذج المستخدم لتحديد قيمة J رقم رباعي الوجوه الذي يحوي الشعاع المرجعي

يبين الشكل (13) تغير قيمة كل من رقم الموشور N ورقم رباعي الوجوه J خلال فترة المحاكاة حيث من الواضح تغير قيمة J بالتالي رباعي الوجوه الذي يحوي الشعاع المرجعي ضمن الموشور وفقاً لتغير قيم الجهود المرجعية.



الشكل (13) تغير قيمة رقم الموشور N ورقم رباعي الوجوه J خلال فترة المحاكاة

يبين الشكل (14) النموذج اللازم لتحديد المصفوفة M المحددة بالعلاقة (21) والتي

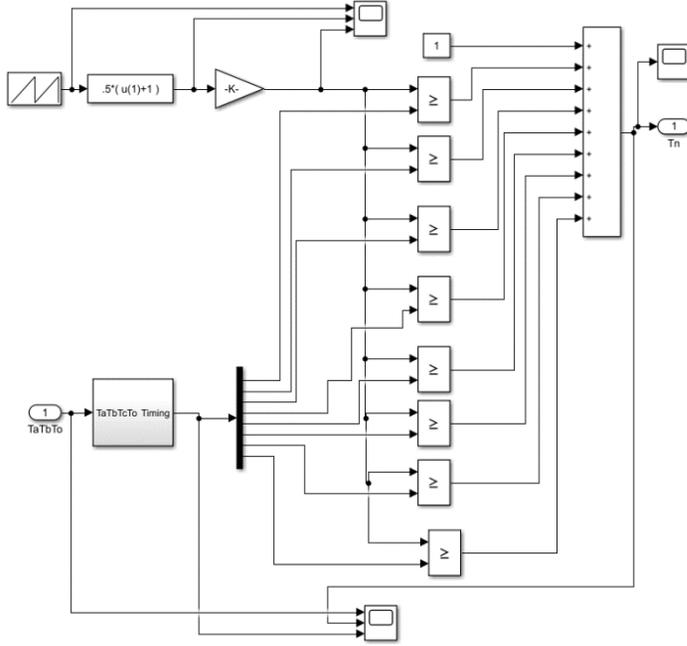


الشكل (14) النموذج المستخدم لتحديد المصفوفة M المؤلفة من أشعة الفراغ الرئيسية لرباعي الوجوه

تمثل أشعة الفراغ الثلاثة الرئيسية المحددة لرباعي الوجوه J والتي تتركب الشعاع المرجعي

يبين الشكل (15) النموذج المستخدم لتحديد أزمنة فتح وإغلاق القواطع العلوية المحددة

بالعلاقات (24) – (27)

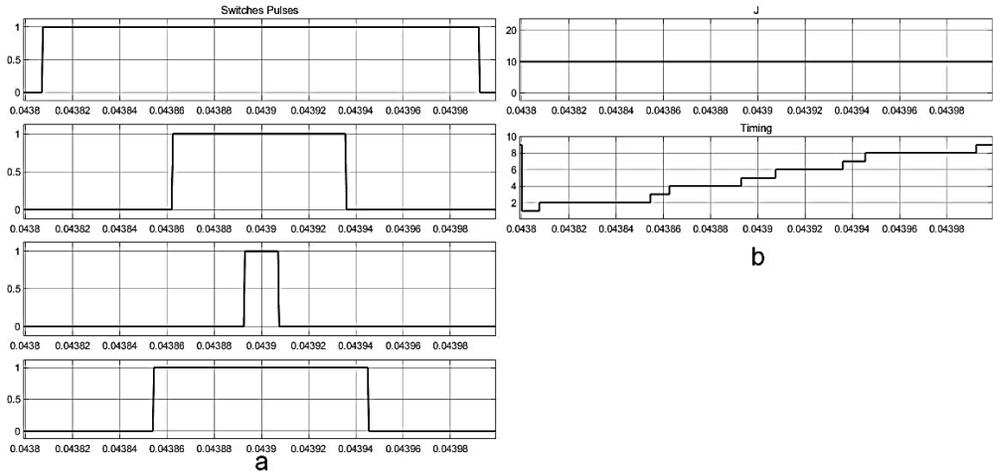


الشكل (15) النموذج المستخدم لتحديد أزمنة فتح وإغلاق القواطع العلوية للمبدل

يبين الشكل (16) a تتالي إبدال القواطع العلوية للمبدل عندما يقع الشعاع المرجعي

ضمن رباعي الوجوه الموافق للقيمة $J=10$ بينما يبين الشكل (16) b أزمنة نبضات

الإبدال



الشكل (16) (a) تتالي إبدال أشعة الفراغ الرئيسية لرباعي الوجوه الموافق $J=10$

(b) أزمنة نبضات الإبدال الموافقة لتتالي إبدال أشعة الفراغ الرئيسية

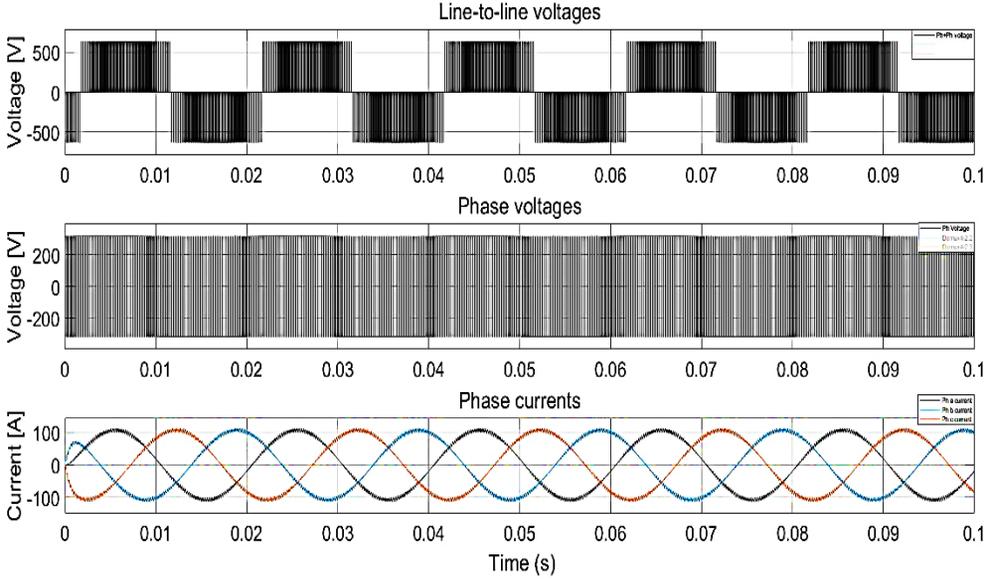
5- نتائج النمذجة

قمنا بإنشاء نموذجين الأول مبدل مقاد بواسطة تقنية 3D-SVPWM ومبدل مقاد بطريقة Sine-PWM التقليدية وبيين الجدول (6) البارامترات المستخدمة في النموذجين

الجدول (6) البارامترات المستخدمة في النموذجين

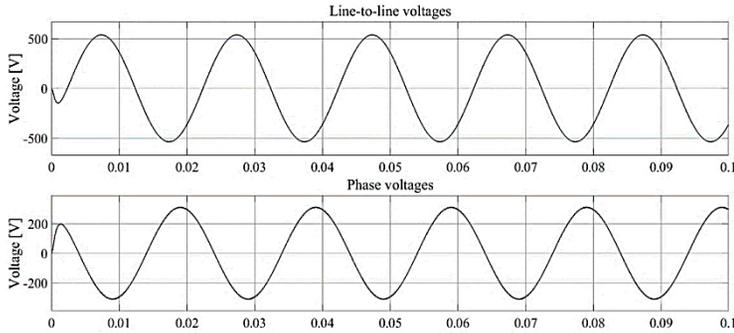
| باستخدام SPWM | باستخدام 3D-SVPWM | |
|---------------|-------------------|----------------|
| 780 Vdc | 630 Vdc | المنبع |
| 50kW | 50kW | الحمل |
| 50Hz | 50Hz | تردد عمل الحمل |
| 380V | 380V | جهد الحمل |
| 2mH | 2mH | ملف الترشيح |

يبين الشكل (17) الجهد الطوري للمبدل عند استخدام تقنية 3D-SVPWM وجهد أحد أطوار المبدل وتيارات أطوار المبدل حيث من الواضح أن تيارات الأطوار جيبية ومتوازنة فيما بينها

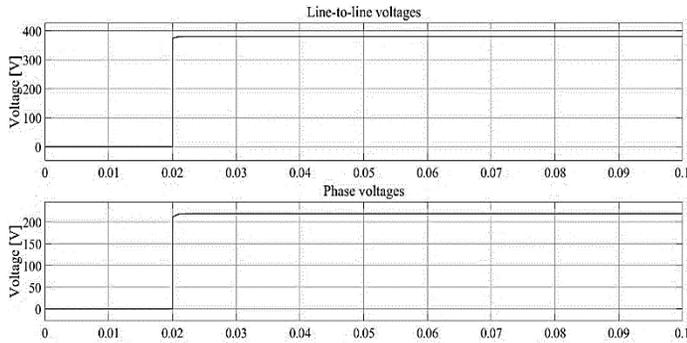


الشكل (17) خرج المبدل باستخدام 3D-SVPWM (a) الجهد بين طورين من أطوار المبدل (b) الجهد بين أحد أطوار المبدل والحيادي (c) تيارات أطوار المبدل عند الحمل المدروس

يبين الشكل (18) الجهد الطوري وجهد أحد أطوار الحمل بعد الترشيح للمبدل المقاد باستخدام تقنية 3D-SVPWM وهي إشارات جيبية بينما يبين الشكل (19) القيم الفعالة للجهد بين طورين للحمل وجهد أحد أطوار الحمل



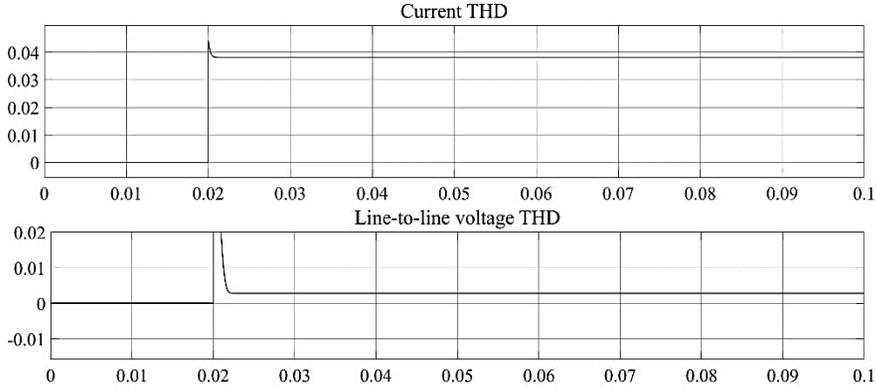
الشكل (18) الجهد الطوري وجهد أحد أطوار الحمل بعد الترشيح لمبدل مقاد 3D-SVPWM



الشكل (19) القيم الفعالة للجهد الطوري وجهد أحد أطوار الحمل لمبدل مقاد 3D-SVPWM

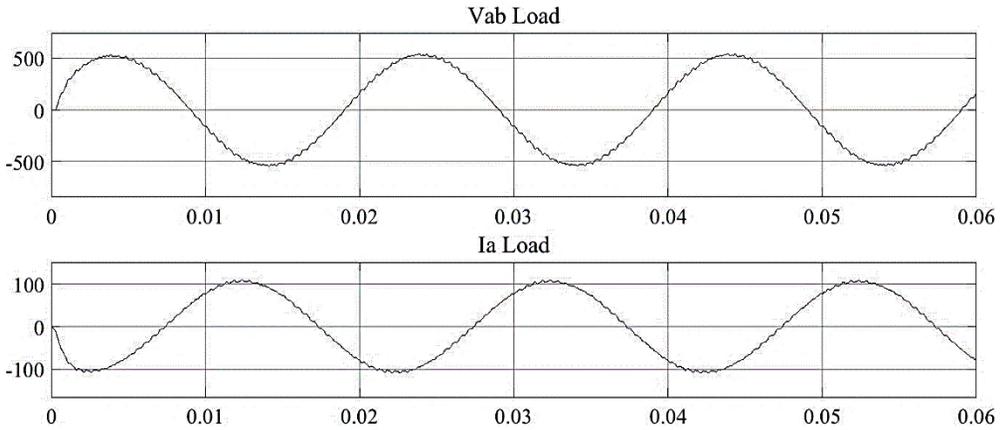
يبين الشكل (20) التشوه التوافقي لكل من الجهد الطوري للحمل بعد الترشيح وتيار أحد

أطوار الحمل للمبدل المقاد باستخدام تقنية 3D-SVPWM

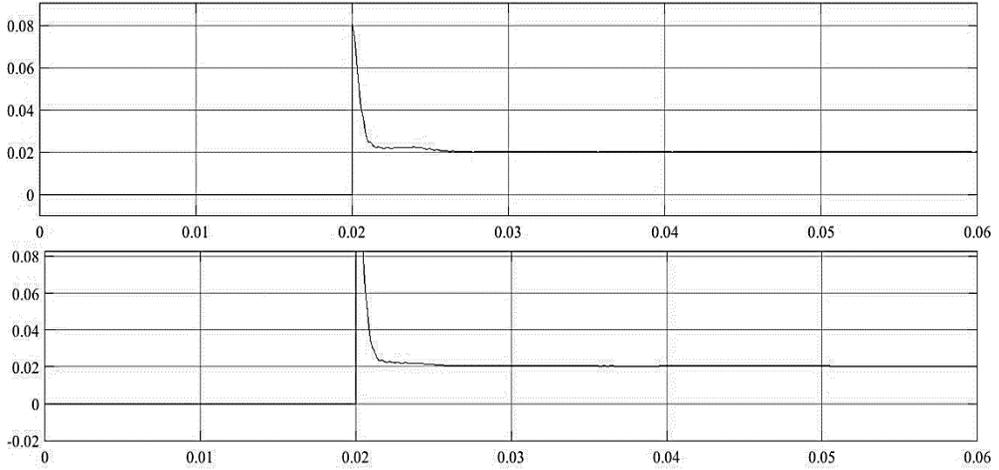


الشكل (20) التشوه التوافقي للجهد الطوري وتيار أحد أطوار الحمل لمبدل مقاد 3D-SVPWM

يبين الشكل (21) الجهد بين طورين وتيار أحد أطوار الحمل بعد الترشيح للمبدل المقاد باستخدام تقنية SPWM ويبين الشكل (22) التشوه التوافقي للجهد بين طورين وتيار أحد أطوار المبدل



الشكل (21) الجهد بين طورين وتيار أحد أطوار الحمل لمبدل مقاد SPWM



الشكل (22) التشوه التوافقي الجهد الطوري وتيار أحد أطوار الحمل لمبدل مقاد SPWM

إن التشوه التوافقي باستخدام تقنية 3D-SVPWM للتيار هو 3.8% وللجهد أقل من 1% أما باستخدام تقنية SPWM فهو 2% لكل من التيار والجهد والقيمتين صغيرتين وتعتبران ضمن القيم المسموحة للتشوه التوافقي إلا أننا استطعنا الحصول على قيم التيار والجهد باستخدام تقنية 3D-SVPWM عند جهد وصلة تيار مستمر $V_{dc}=630V$ بينما كانت قيمة جهد وصلة التيار المستمر باستخدام تقنية SPWM هي $V_{dc}=780V$ أي أن استخدام تقنية 3D-SVPWM زاد الاستفادة من جهد وصلة التيار المستمر بنسبة 19% V_{dc} utilization

من المهم للغاية فهم تقنية 3D-SVPWM لأن تطبيقات استخدام المبدلات ثلاثية الطور ذات أربع سيقان مثل المعوضات التسلسلية أو التفرعية تتطلب تقنيات تعديل ملائمة لتوليد الجهود والتيارات المناسبة كما أن هذه المبدلات تقدم حلاً قابلاً للتطبيق

للأنظمة والأحمال التي تتطلب وصلة حيادي قمنا في هذا البحث بتقديم شرح مفصل لاستخدام تقنية 3D-SVPWM لقيادة المبدل ثنائي المستوى ثلاثي الطور ذو أربع سيقان بالرغم من أن هذه الطريقة أكثر تعقيداً من الطريقة المستخدمة لقيادة المبدل ثلاثي الأطوار ذي ثلاث سيقان كما أننا أثبتنا في هذا البحث أن المبدل ذو أربع سيقان بحاجة لمكثف وصلة طرف مستمر بسعة أقل كما يسمح تطبيق تقنية 3D-SVPWM باستفادة أعلى لجهد وصلة الطرف المستمر بنسبة تصل لـ 11%.

المراجع

- [1] LEVY FERREIRA COSTA, Modular Power Converters for Smart Transformer Architectures PhD Dissertation in Technische Fakult at Christian-Albrechts-Universit at zu Kiel PP 68
- [2] B. Benkendor_, F. W. Fuchs, and M. Liserre, \Simulated and measured e_ciency veri_cation power circulation method of a high power low voltage npc converter for wind turbines," in 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Sept 2016, pp. 1{10. DOI:10.1109/EPE.2016.7695593
- [3] Y. Shi, R. Xie, L. Wang, Y. Shi, and H. Li, \Switching characterization and short-circuit protection of 1200v sic mosfet T-type module in pv inverter application," IEEE Transactions 301 Bibliography on Industrial Electronics, vol. PP, no. 99, pp. 1{1, 2017. DOI:10.1109/TIE.2017.2682800
- [4] J. Colmenares, D. Peftitsis, J. Rabkowski, D. P. Sadik, G. Tolstoy, and H. P. Nee, \High-e_ciency 312-kva three-phase inverter using parallel connection of silicon carbide mosfet power modules," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 6, pp. 4664{4676, Nov 2015. DOI: 10.1109/TIA.2015.2456422Jiang Jun-feng, Liu Hui-jin, CHEN Yun-ping, A Novel Double Hystersis Current Control Method of Active Power Filter with Voltage Space Vector. Proceedings of the CSEE, Vol. 24, No.10, 82-86, 2004.
- [5] A. Furuya, K. Oka, and K. Matsuse, "A characteristic analysis of four-leg inverter in two AC motor drives with ndependent vector control," International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Seoul, South Korea, October 2007.
- [6] S. El-Barbari and W. Hofmann, "Digital control of four-leg inverter for standalone photovoltaic systems with unbalanced load," 26th Annual Conf. of Industrial Electronics Society (IECON), Nagoya, Japan, October 2000.
- [7] S. Jian and H. Grotstollen, "Optimized space vector modulation and regular-sampled PWM: a re-examination," 31st IAS Annual Meeting Conf. (IAS), San Diego, USA, October 1996.

- [8] F. A. B. Batista and I. Barbi, "Space vector modulation applied to three phase threeswitch two-level unidirectional PWM rectifier," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 22, no. 6, pp. 2245–2252, November 2007.
- [9] Changjiang Zhan, A. Arulampalam, V. K. Ramachandaramurthy, C. Fitzer, M. Barnes, and N. Jenkins. Novel voltage space vector pwm algorithm of 3-phase 4-wire power conditioner. Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 3:1045–1050, February 2001.
- [10] C. Zhan, V. K. Ramachandaramurthy A. Arulampalam and, C. Fitzer, M. Barnes, and N. Jenkins. Dynamic voltage restorer based on 3- dimensional voltage space vector pwm algorithm. Proceedings of the IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC'01,2:533–538, June 2001.
- [11] C. Zhan, A. Arulampalam, and Nicholas Jenkins. Four-wire dynamic voltage restorer based on a three-dimensional voltage space vector pwm algorithm. IEEE Transactions on Power Electronics, 18(4):1093–1102, July 2003.
- [12] H. Pinheiro, F. Botterón, C. Rech, L. Schuch, R. F. Camargo, H. L. Hey, H. A. Gründling, and J. R. Pinheiro. Space vector modulation for voltage-source inverters: A unified approach. Proceedings of the IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON'02,1:23–29, November 2002.
- [13] M. Villalva and E. Ruppert, "3-d space vector pwm for three-leg four-wire voltage source inverters," in Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, vol. 5, june 2004,pp. 3946 – 3951 Vol.5.
- [14] R. Zhang, V. Prasad, D. Boroyevich, and F. Lee, "Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 17, no. 3, pp. 314 –326, may 2002.

تحسين اكتشاف الأجهزة للاتصالات من جهاز إلى جهاز

في شبكات الجيل الخامس

إعداد : المهندسة وضحي السلامة

إشراف : الأستاذ الدكتور عبدالكريم السالم

ملخص

مع التزايد الكبير في عدد مستخدمي الشبكات الخليوية ، يستمر تنامي الحاجة لتأمين متطلبات جديدة وخاصة في مجال نقل البيانات . رافق ذلك تطور التكنولوجيا الخاصة بالشبكات الخليوية ، ومن أهم التقنيات التي رافقت هذا التطور هي تقنية (D2D) Device to Device والتي يمكن اعتبارها حلاً لمواجهة متطلبات زيادة كمية حركة البيانات المتبادلة وكذلك مشكلة السعة والاستيعاب لعدد المستخدمين في الشبكة. حيث أن الاتصال بين جهازين بشكل مباشر باستخدام D2D ودون الاعتماد على BS يخفض من حمل الشبكة وبالتالي يحسن أدائها. إضافة إلى أن انخفاض المسافة بين جهازين يستخدم تقنية D2D يؤدي إلى تحسين الفعالية الطاقية Energy Efficiency EE. يعتبر اكتشاف الأجهزة DD من أهم التحديات التي تواجه أنظمة D2D ، يركز البحث على تحسين اكتشاف الأجهزة وتحسين استهلاك الطاقة وزمن الاكتشاف حيث يساهم هذا البحث ب:

- بناء نموذج هجين لنظام D2D من أجل تخفيض زمن الاكتشاف وبالتالي الاستطاعة المستهلكة.
- بناء نموذج لنظام D2D في الجيل الخامس 5G لتخفيض استهلاك الطاقة من خلال دعم عمليات الاتصال بوجود خط نظر LOS .
- جميع النماذج تم تدعيمها من خلال نتائج المحاكاة على برنامج Matlab .

كلمات مفتاحية: اتصالات من جهاز إلى جهاز ، اكتشاف الأجهزة، الفعالية الطاقية، تخامد المسار، التخصيص الطاقية.

Improving Device Discovery For D2D Communications In 5G Networks

Abstract

With the significant increase in the number of cellular network users, there is a continuing need to meet new requirements, especially in the field of data transmission. This has been accompanied by the evolution of cellular network technology, and one of the most important technologies that has emerged is Device-to-Device (D2D) communication, which can be considered a key solution to address the growing demand for data traffic and the capacity and congestion issues in the network. By enabling direct communication between two devices without relying on the base station (BS), D2D communication reduces the network load and improves its performance. Moreover, the reduced distance between two devices utilizing D2D technology will improve energy efficiency (EE).

Device discovery (DD) is considered one of the major challenges in the D2D system, research efforts are focused on improving device discovery, power consumption and discovery time. This research contributes by:

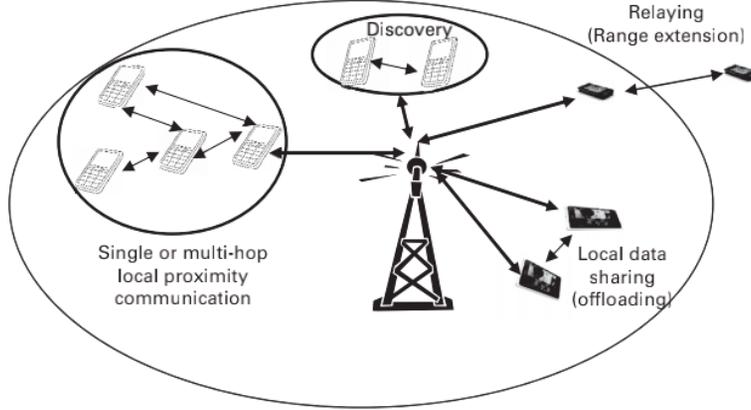
- Building a hybrid D2D system model to reduce discovery time and consequently minimize power consumption.
- Constructing a D2D system model incorporating 5G technology to reduce energy consumption by supporting line-of-sight (LOS) communication operations.

The studied models were simulated using Matlab software.

Keywords: Device-to-device communication, device discovery, energy efficiency, path loss, power allocation.

1. مقدمة:

يشير مفهوم الاتصال D2D إلى الاتصال المباشر بين الأجهزة ودون الحاجة إلى المرور بالبنية التحتية لعقد الاتصالات الخليوية.



الشكل (1): حالات استخدام D2D في الشبكات الخليوية

إن من أهم فوائد استخدام D2D:

- الاستخدام الفعال للطيف الترددي
- تحسين معدل نقل البيانات للمستخدمين $data\ rate$
- تحسين سعة وامتداد كل خلية اتصال
- تخفيض أزمنة التأخير $latency$
- تحسين الفعالية الطاقية، تخفيض استهلاك الطاقة وبالتالي الكلفة $power$.efficiency

تأتي هذه الفوائد نتيجة:

- الريح الناتج عن القرب $proximity$: بسبب وجود مستخدمين هذه التقنية ضمن مسافات متقاربة.

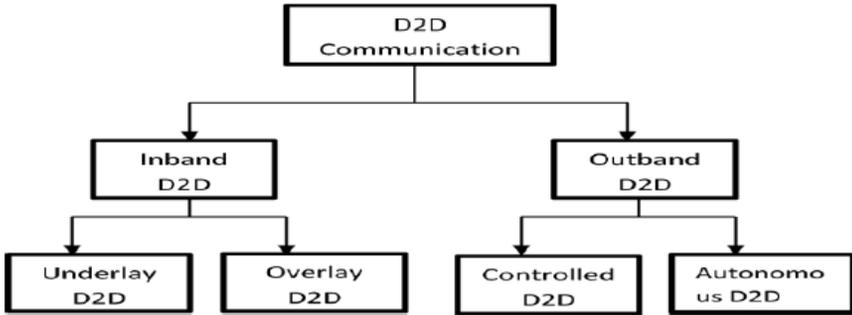
- الريح الناتج عن إعادة الاستخدام reuse: إعادة استخدام الموارد الزمنية والترددية للأجهزة.
- وجود اتصال وحيد: أي اتصال وحيد بين كل مستخدم وآخر، وهذا يختلف عن استخدام تقنيات الوصلة الصاعدة والهابطة كما هو الحال بوجود محطة اتصال أساسية[1].

تحديات D2D: تواجه اتصالات D2D بشكل أساسي خمسة تحديات هي:

- اكتشاف الأجهزة Device Discovery
- اختيار النمط Mode Selection
- إدارة التنقل والحركية Mobility Management
- الخصوصية والأمان في نظام D2D
- إدارة الموارد [10-2].

تصنيف D2D وفق للطيف الترددي:

يوضح الشكل(2) تصنيف نظام D2D اعتماداً على الطيف[11].



الشكل(2) : تصنيف الاتصال D2D وفق الطيف

اتصال ضمن الطيف Inband:

يتم في هذه الحالة مشاركة الموارد الطيفية بين اتصال D2D والاتصال الخليوي، كما ويتم تصنيف هذا النوع الى قسمين:

- ضمن الطيف داخلي Inband underlay:

يستخدم في هذه الحالة مستخدم نظام D2D و النظام الخليوي نفس المصادر الطيفية ويتشاركون بها وبالتالي لابد من إدارة التداخل الذي يمكن أن ينشأ نتيجة هذا الاستخدام المشترك.

- ضمن الطيف خارجي Inband overlay:

يتم حجز جزء من الطيف للاتصال D2D وبالتالي تتخفض إمكانية حدوث تداخل مع مستخدم الشبكة الخليوية.

اتصال خارج الطيف Outband:

يستخدم نظام D2D طيف ترددي خارج نطاق طيف الاتصال الخليوي وبالتالي لا يحدث أي تداخل بين مستخدم الخليوي ومستخدم النظام D2D . كما ويتم تصنيف هذا النوع الى قسمين:

- خارج الطيف متحكم به Outband controlled:

في هذا النوع يتم التحكم والتنسيق على استخدام المجالات الترددية من خلال المحطة BS .

- خارج الطيف مستقل Outband Autonomous:

يتم التحكم في الاتصال بهذا النوع من قبل أجهزة الاتصال المستخدمة لـ D2D على عكس الاتصال الخليوي والذي يتم التحكم به من قبل المحطة BS، بالتالي ينقص الحمل عن الشبكة ولا حاجة للاهتمام بموقع المحطة BS [12,13].

تصنيف تقنيات اكتشاف الأجهزة:

بشكل عام ، يتم تصنيف اكتشاف الجهاز لشبكات D2D إلى نوعين: الاكتشاف المركزي والموزع.

- الاكتشاف المركزي Centralized DD:

في هذا النوع من الاكتشاف ، تكتشف الأجهزة ما يجاورها من الأجهزة بمساعدة وحدة مركزية أو عادةً محطة BS.

- الاكتشاف الموزع distributed DD:

يتيح هذا الأسلوب للأجهزة اكتشاف بعضها البعض بنفسها دون مشاركة BS. تقوم الأجهزة بتوصيل رسائل التحكم بشكل دوري للعثور على الأجهزة المجاورة، ومع ذلك تظهر المشكلات في الوضع الموزع مثل المزامنة والتداخل [14-17]

2. الدراسات المرجعية:

- تتطلب التكنولوجيا السابقة للاتصالات مثل النظام العالمي للاتصالات الخليوية GSM، LTE، و LTE-A وجود محطة ثابتة، لأنها ستقوم بعملية توصيل جميع الإشارات فيزيائياً من مستخدم إلى آخر من خلال المحطة.

- في العام 2012 دعمت الهيئة المتحدة للاتصالات Federal (FCC) Communications Commission النسخة 12 من 3rd Generation (3GPP) Partnership Project لتكون جيل جديد من شبكة الاتصالات العامة الأمانة public safety network. يتميز هذا النوع من الشبكات بأنه يقدم خدمات اتصال في حال حدوث مشكلة ما في المحطات eNodeB مثل حدوث طوارئ كالزلازل.

- وبالتالي فإنه تم وضع معايير لإجراء اتصال من جهاز إلى آخر دون الحاجة إلى المرور بوسيط eNodeB ، تم إطلاق اسم Device-to-Device(D2D)

Proximate Services ProSe على هذا النوع من الاتصال [18]، كما ويطلق عليه الاتصال الجانبي side link .

- يشير R. Ibrahim [19] إلى أنه يوجد العديد من التطبيقات التي تدعم من D2D وفق ProSe ، منها التطبيقات التجارية والشبكات الاجتماعية.
- من أجل تقديم هذه الخدمات فإن النسخة 12 من 3GPP قدمت بروتوكول اكتشاف الاجهزة device discovery، التزامن، وطريقة تخديم اجهزة المستخدمين الذين يقعون خارج تغطية الخلايا من خلال إرسال رسائل بين بعضهم بوصلة مستقلة عن الخلية.
- كانت المشكلة الاساسية في النسخة 12 هي في ضرورة وجود محطة خلية BS لكي يستطيع الجهازان المستخدمان للوصلة D2D من الوصول إلى الشبكة الخليوية، وبالتالي في حال وجود أحد الاجهزة خارج نطاق BS فإنه لن يستطيع الوصول إلى الشبكة الخليوية.
- حلت النسخة 13 المشكلة الموجودة في النسخة 12 من خلال تقديم ما يسمى طريقة المبدل في الوصلة D2D Relay D2D.
- سعت النسخة 14 بتطوير الاتصال الجانبي بين اجهزة مستخدمى D2D إلى اتصال بين العربات وغيرها Vehicle to everything (V2x) لتخدم طيف أوسع من التطبيقات، بحيث يتم تبادل الرسائل بين الأجهزة والعربات.
- استمرت النسخة 15 بمنهج التطوير المقدم من 3GPP كما في النسخ السابقة من خلال تقديم ميزات إضافية كاستخدام التعديل 64QAM وبالتالي إجراء تحسين ملحوظ في الأداء وانخفاض زمن التأخير في الاتصال transmission delay [18].
- بنيت النسخ السابقة اعتماداً على الأنظمة LTE و LTE-A ، وفي نهاية النسخة 15 (عام 2018) انتقلت منظمة 3GPP إلى الجيل الخامس للشبكات الخليوية 5G .

- تم وضع معيار في النسخة 16 للترقية التي أحدثها الجيل الخامس New Radio- 5G NR و المتعلقة بالاتصال الجانبي sidelink transmissions وذلك في نهاية العام 2018 . بهذه الطريقة تم إنجاز متطلبات هذا النوع من الاتصال من قيم التأخير المنخفضة low delay، الوثوقية العالية high reliability، الاداء، و كثافة الشبكة network density.

- أوضح K. Ganesan وزملاؤه [20] أنه تم إكمال النسخة 16 بشكل كامل نهاية العام 2019 حيث احتوت على العديد من التغييرات والابتكارات وخاصة في الطبقة الفيزيائية لشبكة الاتصال وكذلك بروتوكولات التخاطب، وهو ما سيحسن موضوع الاتصالات الجانبية وخاصة في NR .

- تم الانتهاء من النسخة 17 أواخر عام 2022 وتضمنت تطورات عديدة أهمها فيما يتعلق بتخفيض استخدام الاستطاعة والعمل بكفاءة استطاعية جيدة، وبالتالي تحسين موضوع الوصلات الجانبية أهمها D2D.

3. النموذج النظري:

تم بناء نموذجين لاتصال D2D بهدف إجراء دراسة تغطي العديد من الحالات لنظام D2D .

النموذج الأول: يعتمد على وجود محطة خلية تساهم في اختيار الأزواج الراغبة بالاقتران، ثم تقوم هذه الأزواج عند تحقق الاختيار من الاقتران ضمن المجال الترددي للـ Wi-Fi .

النموذج الثاني: يوجد اتصال أولي مع المحطة قبل حدوث أي طارئ ، ولكن عند وقوع طارئ سيتسبب ذلك في فقدان عملية الاتصال بين الأجهزة ، عندئذ الأجهزة التي تحوي نظام D2D ستفترن مع بعضها بنفس المجال الترددي للمحطة وذلك في إطار العمل ضمن شبكة 5G ، أي سيتم استخدام مجال mm Wave والاستفادة من تقنية تشكيل الحزمة Beam Forming .

• نموذج اتصال D2D خارج النطاق الترددي:

لدينا مرحلتين [21]:

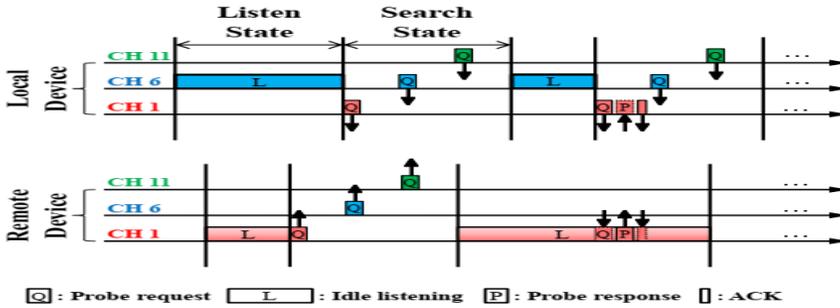
المرحلة الأولى: BS لديها كافة المعلومات عن UEs وتوضعهم وحالة القناة من خلال بروتوكول الاتصال الخاص بشبكة الخليوي.

المرحلة الثانية: عند وجود رغبة من أي UE بإجراء اتصال D2D تقوم المحطة بإعطاء أفضل اقتراح بين الجهاز الراغب بالاتصال والأجهزة المحيطة به وبالتالي تخفض زمن البحث والطاقة المستهلكة لعملية البحث، يتم استخدام النطاق الترددي للـ Wi-Fi .

تسمى هذه الطريقة بالطريقة الهجينة Hybrid D2D Discovery Mechanism بسبب استخدام المجال الترددي للشبكات الخليوية في عملية الاكتشاف وتردد خارج نطاق الشبكة لإجراء اتصال D2D .

اختيار المجال الترددي لاتصال D2D:

يستخدم Wi-Fi 3 قنوات (1-6-11) ، في مرحلة الاكتشاف يقوم بعملية الإرسال والإصغاء على كل قناة حيث يرسل رسالة probe request messages على أحد القنوات الثلاث باستخدام تقنية CSMA/CA carrier sense multiple access with collision avoidance وينتظر فترة زمنية محددة probe response يصغي بها ثم يعيد ذلك على باقي القنوات، كما هو موضح بالشكل (3).



الشكل (3) : بروتوكول Wi-Fi لعملية الاكتشاف

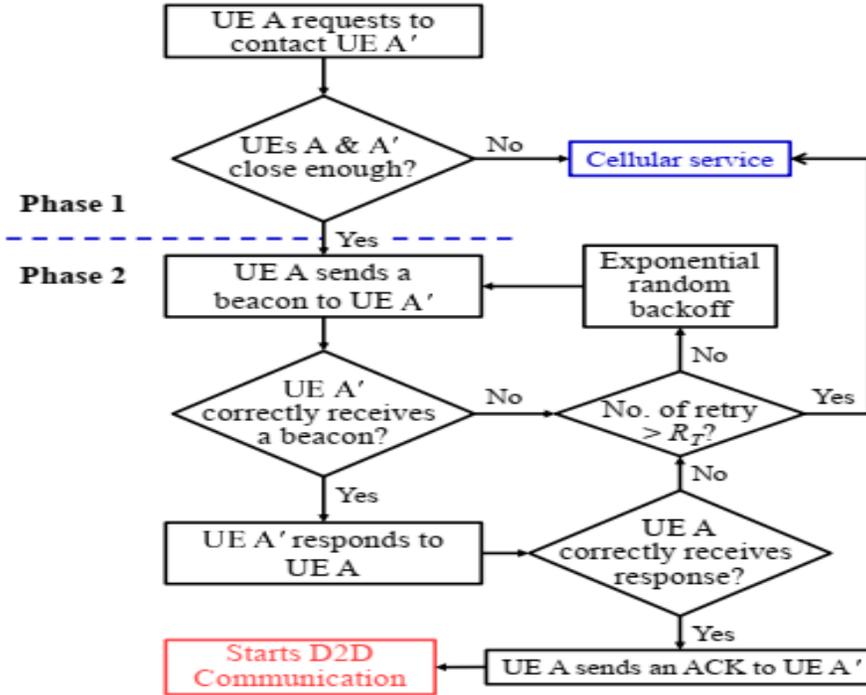
إن أهم ما يميز اتصال D2D هو تبادل البيانات بسرعة عالية لذلك سنستخدم تقنية Wi-Fi (مقارنة مع Bluetooth) وبالنسبة للاستطاعة المرسله فإنه بالاستفادة من وجود BS ستخفض الاستطاعة اللازمة للكشف. كما أن استخدام تقنية Wi-Fi لخوارزمية منع التصادم CSMA/CA سيعطي قيمة مضافة للاستفادة منها في اتصال D2D.

الخوارزمية الهجينة لـ DD في اتصال D2D:

سيتم الاعتماد على الخوارزمية المستخدمة في المرجع [21].

تعتمد هذه الخوارزمية على مرحلتين. في المرحلة الأولى تقوم BS بالحكم على الأزواج من الأجهزة والقابلة للاقتزان باستخدام D2D وذلك في حال تحقيقهم لشرط المسافة، عندئذ تقوم BS بإعلامهم أن بإمكانهم التواصل باستخدام Wi-Fi [21].

يوضح الشكل (4) المخطط الصندوقي للخوارزمية.



الشكل (4) : المخطط الصندوقي للخوارزمية [21]

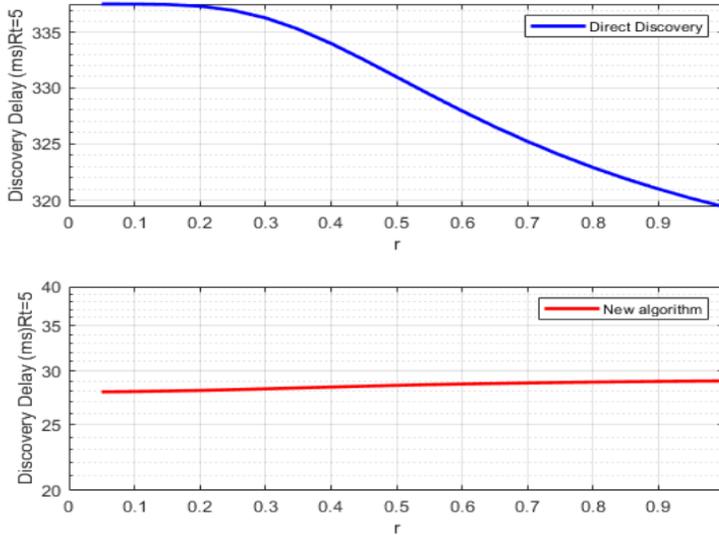
بما أن BS تدير عملية تحديد الاقتران وإمكانيته فإنها ستحدد للـ UEA1 قناة الارسال(1) أو 3 أو 6) وتحدد للـ UEA2 نفس القناة للاستماع بالتالي ستخفض مدة الكشف والطاقة اللازمة للكشف.

سنعتمد على بعض المعاملات الثابتة أثناء المحاكاة :

- يصل UEs الى الخلية وفق توزيع بواسون بنسبة $\lambda_{UE}=0$.
- وقت الاتصال لكل ارتباط D2D يتوافق مع التوزيع الاسي بمعامل $\mu=1/300$.
- نسبة UEs الراغبة في اتصال D2D مع مجموعة اخرى بنفس الخلية $r1$
- ونسبة UEs الراغبة في اتصال D2D مع مجموعة اخرى من خارج الخلية $r2$
- حيث $(r1+r2=r)$ حيث $r1=0.1 r$, $r2=0.9 r$
- المسافة العظمى لاتصال Wi-Fi هي $d=100m$ [22-25].

المقارنة بين الطريقة المباشرة والطريقة الهجينة:

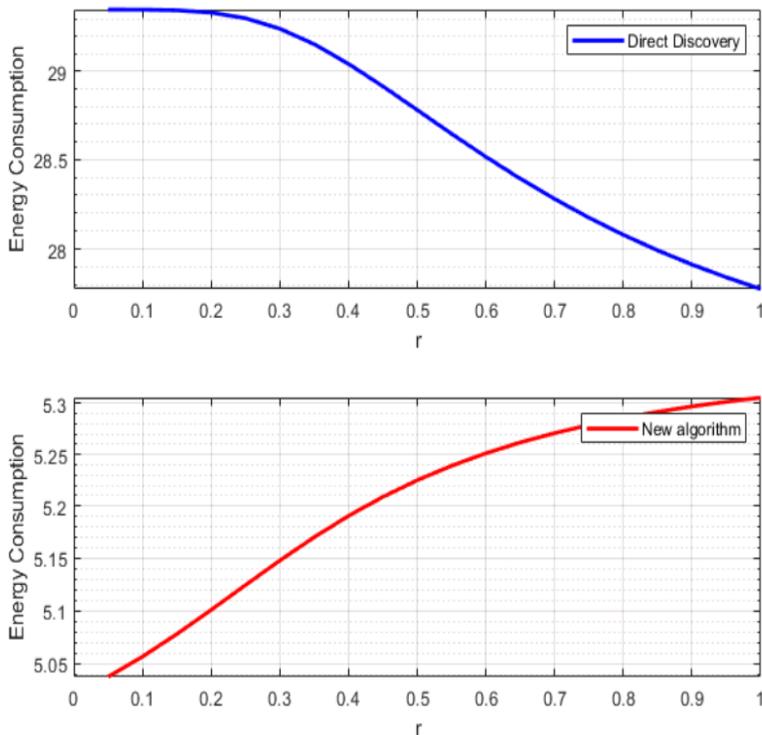
يوضح الشكل(5) مقارنة زمن الاكتشاف بين الخوارزمية الهجينة و الاكتشاف المباشر.



الشكل (5) : مقارنة زمن الاكتشاف بين الطريقة المباشرة والخوارزمية الهجينة

نلاحظ من الشكل (5) التحسن الكبير في زمن الاكتشاف (من 335 ms إلى حوالي 30 ms) عند استخدام الخوارزمية الهجينة مقارنة مع الخوارزمية المباشرة ولكن يحدث ازدياد طفيف لزمن الاكتشاف في الخوارزمية الهجينة نتيجة انشغال الشبكة.

يوضح الشكل (6) مقارنة استهلاك الطاقة بين الخوارزمية الهجينة و الاكتشاف المباشر.



الشكل (6) : مقارنة استهلاك الطاقة بين الطريقة المباشرة والخوارزمية الهجينة

نلاحظ من الشكل (6) أنه ينخفض استهلاك الطاقة (من 29 w إلى 5.25 w) عند استخدام الخوارزمية الهجينة مقارنة مع الخوارزمية المباشرة ولكن يزداد الاستهلاك في الخوارزمية الهجينة مع ازدياد عدد الأجهزة نتيجة انشغال الشبكة

• نموذج اتصال D2D داخل النطاق الترددي لشبكة 5G:

في هذا النموذج سيتم إنشاء شبكة من اتصال D2D بدون الاعتماد على BS وذلك بين الأجهزة التي تدعم 5G وتقنية MIMO بهدف قياس الاتجاه بين المستقبل والمرسل للتأكد من وجود خط نظر LOS. سنعتبر أن المحطة لديها كافة المعلومات عن توضع المستخدمين ومعلومات القناة وعند حدوث طارئ كالزلازل يتوقف الدعم من قبلها وتبدأ الأجهزة بعملية الاكتشاف والاتصال باستخدام D2D.

المجال الترددي المستخدم هو mm Wave الفئة FR2 (FR2:24.25–52.6 GHz) حيث التردد المركزي للعمل هو 28GHz وعرض المجال BW=0.8GHz .

إن استخدام المجال الترددي mm Wave يترتب عليه مزيد من تخميد المسار Path Loss ، ولكن باستخدام نمط هوائيات جديد تقنية MIMO array عند المستقبل والمرسل سيعوض هذا الفقد.

سيتم في هذا الجزء دراسة ثلاثة أنواع من التوزيعات الطاقية لدراسة الاختيار الأفضل بهدف توفير الطاقة وهي [27]:

- المشاركة المتساوية **Equal sharing**: تعتمد هذه الطريقة على إعطاء كل مرسل يستخدم D2D نفس الطاقة، وهذا يعتمد على عدد أجهزة الإرسال:

$$P_{Tx_k} = \frac{P_{tot}}{N} , k \in \{1, \dots, N\} \quad \dots(1)$$

حيث Ptot الطاقة الكلية التي ستوزع على N مرسل يستخدم D2D .

- التوزيع العشوائي **Random Distribution**: يتم توزيع الطاقة بشكل عشوائي على كل مرسل وفق:

$$P_{Tx_k} = v_k P_{tot} \quad \square k , v_k \in (0,1), \text{ و } \sum_{k=1}^N v_k = 1 \quad \dots(2)$$

يتم توليد v_k وفق التوزيع المنتظم uniform distribution على المجال [0 1] .

- توزيع الاستطاعة بناءً على تخميد المسار **Path Loss**: يتم حساب التخميد الناتج عن المسار بين المرسل والمستقبل ، وبعد ذلك يتم اجراء التوزيع الطاقى وفق العلاقة:

$$P_{Tx_k} = \frac{PL_{dr_k, dt_k}}{\sum_{i=1}^N PL_{dr_i, dt_i}} P_{tot} \quad \dots(3)$$

جميع نتائج المحاكاة ناتجة عن 50 عملية تكرار، وكل عملية تكرار تحوي 30 تكرار لمونت كارلو Monte Carlo. بالتالي فإن عدد عمليات التكرار لكل محاكاة هي 1500.

تستخدم محاكاة مونت كارلو لنمذجة احتمالية الاختلاف في عمليات لا يمكن التنبؤ بها بسبب وجود متغيرات عشوائية [28].

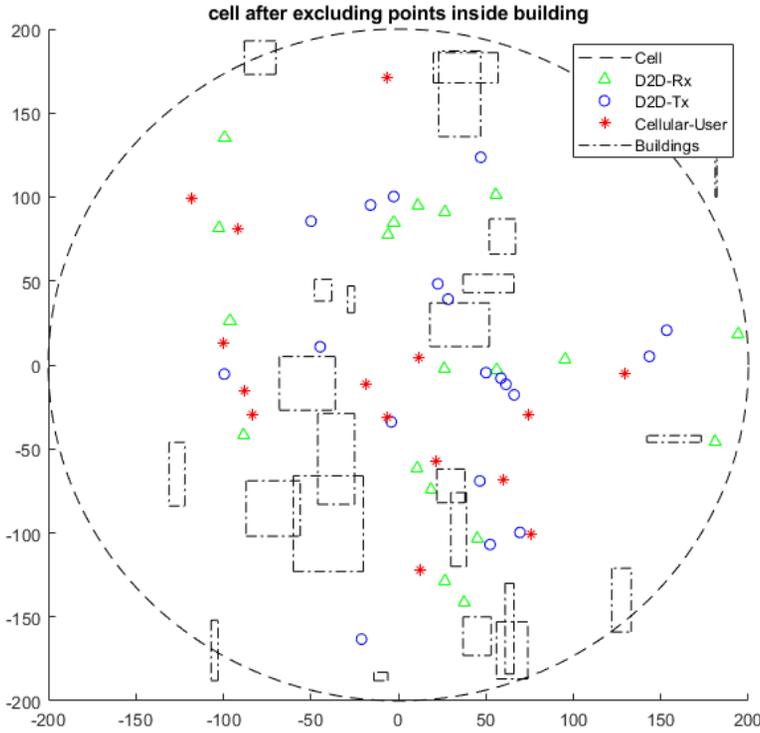
مع الإشارة إلى بعض الملاحظات المتعلقة بعملية المحاكاة:

يتم توليد مواقع مرسلات ومستقبلات D2D (25 جهاز ارسال و 25 جهاز استقبال) وكذلك مرسلات مستخدمى الشبكة (20جهاز ارسال) بشكل عشوائى ضمن نطاق دائرة الخلية بنصف قطر R=200m .

كما تم توليد عدد من الأبنية في قطاع دائرة الخلية بعدد أعظمى لا يتجاوز 30 وبمواقع عشوائية، وعند كل تكرار يتم إعادة التوليد.

تم حساب التقاطعات وحذف الأجهزة التي تكون إحداثياتها داخل البناء، وكذلك معرفة الأجهزة الممكن اقترانها هل هي LOS أو NLOS اعتماداً على المرجع [26].

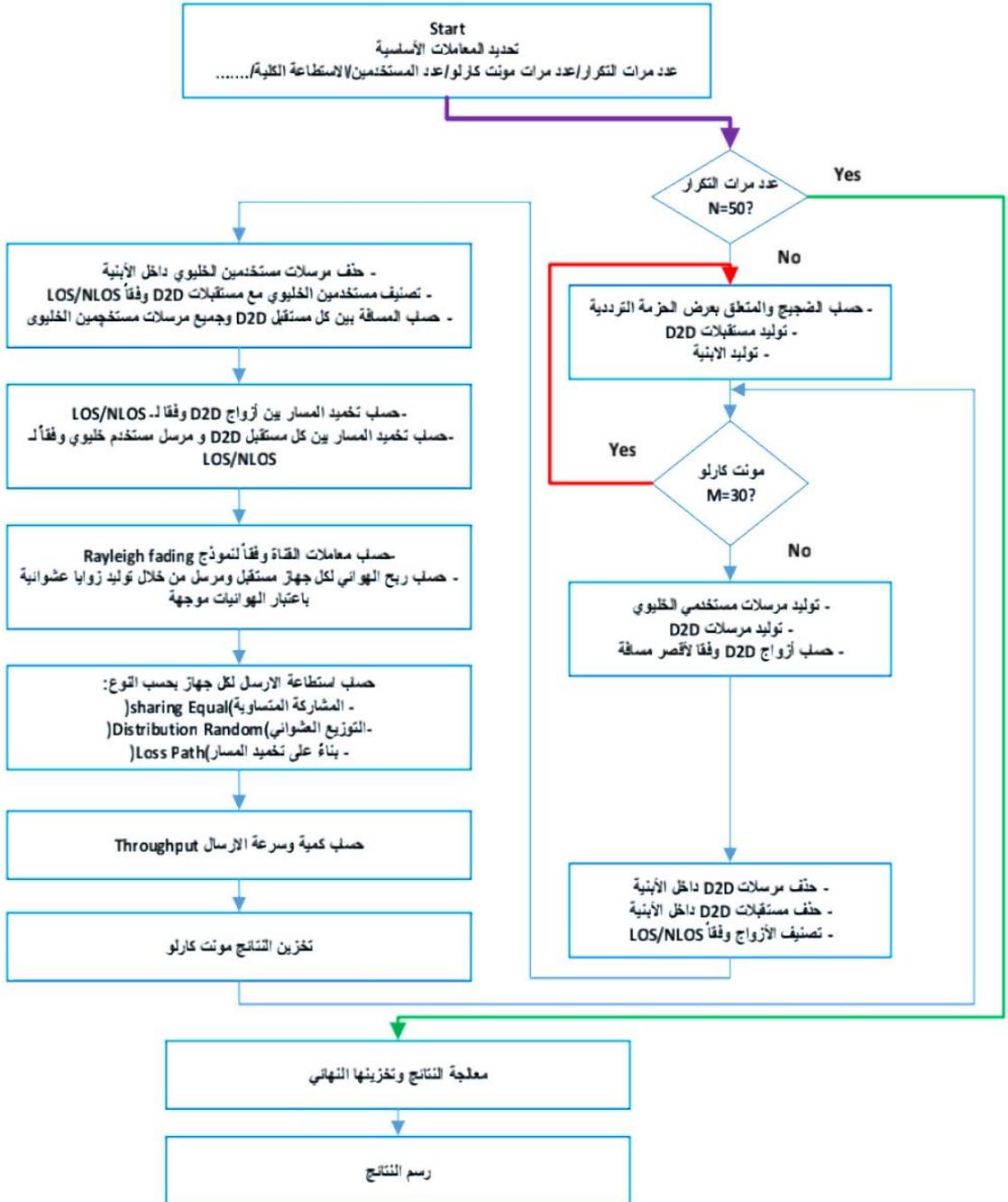
يوضح الشكل (7) حالة الخلية بعد حذف المستخدمين داخل الأبنية.



الشكل (7) :حالة الخلية بعد حذف المستخدمين داخل الأبنية

تم اعتماد خوارزمية كشف أقصر مسافة SDA باستخدام التابع Pdesit2 في برنامج الماتلاب.

يوضح الشكل (8) المخطط الصندوقي لبرنامج المحاكاة:

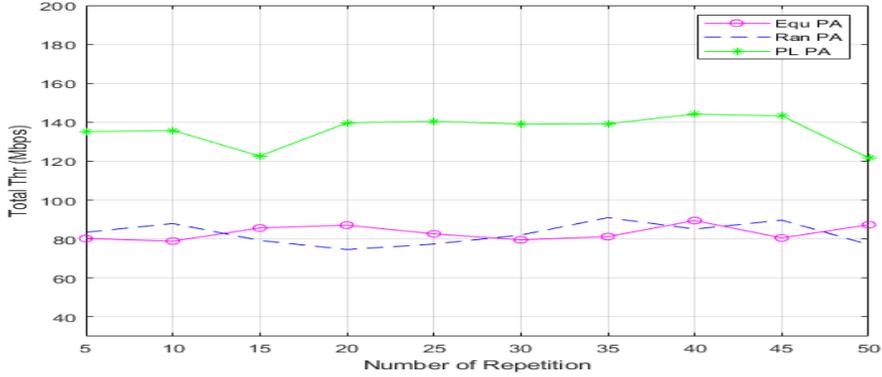


الشكل (8) : المخطط الصندوقي لبرنامج المحاكاة

من المخطط الصندوقي يتبين أن الخرج النهائي للبرنامج سيكون من خلال الرسم البياني.

مقارنة سرعة الإرسال وفق كل توزيع طاقي:

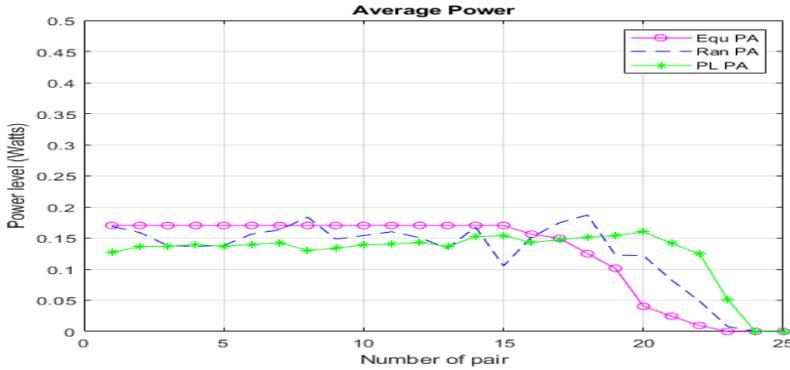
تمت المقارنة بين طرق التوزيعات الطاقية وفقاً لسرعة الإرسال من أجل 50 تكرار. ولتوضيح النتائج تم حساب وسطي كل 5 تكرارات كما هو موضح في الشكل (9).



الشكل (9) : وسطي التوزيعات الطاقية وفقاً لسرعة الإرسال (وسطي كل 5 تكرارات)

وسطي استهلاك الطاقة

يوضح الشكل (10) وسطي استهلاك الطاقة للأزواج المقترنة وذلك وفقاً للتوزيع الطاقية



الشكل (10) : وسطي استهلاك الطاقة للأزواج المقترنة وذلك وفقاً للتوزيع الطاقية

4. النتائج والمناقشة:

- يتبين من الشكل (5) أن زمن الاكتشاف باستخدام الطريقة الهجينة (حوالي 28ms) أقل بكثير من زمن الاكتشاف بالطريقة المباشرة (315-345 ms). ويعود الاختلاف بالزمن إلى أن المحطة تحدد للـ UE القناة التي يجب أن يرسل ويستقبل عليها وبالتالي هي ثابتة ولا يوجد عملية بحث كما في الطريقة المباشرة.
- يتبين من الشكل (6) أنه يعود انخفاض الطاقة بالطريقة الهجينة إلى انخفاض عدد مرات الإرسال لأنه لا يوجد إقناة محددة من قبل المحطة وبالتالي عدد الإرسالات مساوي لـ $Rt=5$ ، أما بالطريقة المباشرة فإنه سيتم الإرسال على ثلاث قنوات ولدورتين زمنيتين كحد أقصى ($3 * Rt * 2 = 30$).
- يتبين من الشكل (9) أن التوزيع الطاقوي المتساوي يؤمن سرعة إرسال أكبر من باقي الطرق وبالتالي سيكون هو الأفضل لتأمين خدمات أفضل.
- يظهر من الشكل (10) أنه بعد الزوج 20 تتناقص الاستطاعة وذلك لأنه عملياً يتم حذف الأزواج داخل الأبنية وتصبح تقريباً بين 15-22. كما أن وسطي الاستطاعة للتوزيع الطاقوي المتساوي ثابت وهي نتيجة منطقية لأنه في هذا النوع يتم توزيع الاستطاعة بشكل متساوي.

5. الاستنتاجات والتوصيات:

تم في هذا البحث إجراء دراسة شاملة لنظام D2D وبناء نموذجين لهذا النظام. وذلك بهدف إجراء أكبر لمحاكاة هذه الأنظمة ودراسة أدائها .

أظهرت نتائج المحاكاة للنموذج الأول وهو الطريقة الهجينة لنظام D2D طريقة تخفيض زمن الكشف وبالتالي الاستطاعة مقارنة مع وجود نظام لا يدعم D2D.

كما وأظهرت نتائج المحاكاة للنموذج الثاني والذي يستخدم شبكة الجيل الخامس 5G استخدام ثلاث طرق للخصيص الطاقوي وإجراء مفاضلة بينهم من حيث الاستهلاك الكلي للطاقة وحجم البيانات المرسله باستخدام تقنيات الجيل الخامس.

مع تقدم الأبحاث في مجال الذكاء الصناعي وزيادة التطبيقات الداعمة له، فإن عملنا المستقبلي ستركز على استخدام تقنيات الذكاء الصناعي في إنشاء اتصال D2D بين المستخدمين لتخفيض زمن الاستكشاف وكذلك الطاقة المستهلكة ، من خلال دراسة العديد من السيناريوهات لتوقف عمل الشبكة الخليوية وإجراء تدريب للشبكات العصبونية (البنية الأساسية للذكاء الصناعي) للتصرف وفق الموقف الموجود.

6. المراجع:

- [1] G. Chandrasekaran, N. Wang, and R. Tafazolli, 2015 **Caching on the move: Towards D2D-based information centric networking for mobile content distribution**, IEEE 40th conference on local computer networks (LCN), pp. 312–320: IEEE.
- [2] F. Jameel, Z. Hamid, F. Jabeen, S. Zeadally, and M. A. Javed. 2018 **A survey of device-to-device communications: Research issues and challenges**, IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 20, no. 3, pp. 2133–2168.
- [3] J. M. B. da Silva, G. Fodor, and T. F. Maciel. 2014 **Performance analysis of network-assisted two-hop D2D communications**, *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, , pp. 1050–1056: IEEE.
- [4] M. Bouaziz and A. Rachedi. 2016 **A survey on mobility management protocols in Wireless Sensor Networks based on 6LoWPAN technology**, *Computer Communications*, vol. 74, pp. 3–15.
- [5] O. Hayat, R. Ngah, Z. Kaleem, S. Z. M. Hashim, and J. J. Rodrigues. 2020 **A survey on security and privacy challenges in device discovery for next-generation systems**. *IEEE Access*, vol. 8, pp. 84584–84603.

- [6] L. Zhou, D. Wu, B. Zheng, and M. Guizani. 2014 **Joint physical–application layer security for wireless multimedia delivery**, *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 3, pp. 66–72.
- [7] L. P. Bopape, B. Nleya, and P. Khumalo. 2020 **A privacy and security preservation framework for D2D communication based smart grid services**. In *Conference on Information Communications Technology and Society (ICTAS)*, pp. 1–6: IEEE.
- [8] S. Ali and A. Ahmad. 2017 **Resource allocation, interference management, and mode selection in device–to–device communication: a survey**, *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, vol. 28, no. 7, p. e3148.
- [9] S. Huang, B. Liang, and J. Li. 2017 **Distributed interference and delay aware design for D2D communication in large wireless networks with adaptive interference estimation**, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 6, pp. 3924–3939.
- [10] S. Gengtian, T. Koshimizu, M. Saito, P. Zhenni, L. Jiang, and S. Shimamoto. 2020 **Power control based on multi–agent deep q network for d2d communication**, in *2020 International Conference on Artificial Intelligence in Information and Communication (ICAIIIC)*, pp. 257–261: IEEE.

- [11] O. Hayat, R. Ngah, S. Z. M. Hashim, M. H. Dahri, R. F. Malik, and Y. Rahayu. , 2019 **Device discovery in D2D communication: A survey**, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 131114–131134.
- [12] F. O. Ombongi, H. O. Absaloms, and P. L. Kibet. 2020 **Energy Efficient Resource Allocation in Millimeter–Wave D2D Enabled 5G Cellular Networks**, *Engineering, Technology & Applied Science Research*, vol. 10, no. 4, pp. 6152–6160.
- [13] S. Mumtaz and J. Rodriguez. 2014 **Smart device to smart device communication**, Springer.
- [14] E. Osman. , 2018– **Device discovery methods in D2D communications for 5G communications system**, ed: Tallinn University of Technology.
- [15] S. Ahmed, M. Rashid, F. Alam, and B. Fakhruddin. 2019 **A disaster response framework based on IoT and D2D communication under 5G network technology**, in 2019 29th International Telecommunication Networks and Applications Conference (ITNAC), pp. 1–6: IEEE.
- [16] S. Barua. 2018 **D2D communications in 5G mobile cellular networks**: we propose and validate a novel approach to mobility management.
- [17] L. Lei, Z. Zhong, C. Lin, and X. Shen. 2012 **Operator controlled device–to–device communications in LTE–**

- advanced networks**, *IEEE Wireless Communications*, vol. 19, no. 3, pp. 96–104,.
- [18] S.–Y. Lien et al. 2020 **3GPP NR sidelink transmissions toward 5G V2X**, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 35368–35382.
- [19] R. Ibrahim, 2019 **Use of Device-to-Device communications for efficient cellular networks**, Université Paris–Saclay,.
- [20] K. Ganesan, P. B. Mallick, and J. Löhr, **2021 NR sidelink enhancement in 3GPP release 17**, *Journal of ICT Standardization*, pp. 79–90–79–90.
- [21] M. Li and H.–L. Tsai. **2021 Energy-Efficient Device Discovery Mechanism for Device-to-Device Communications in 5G Networks**, *Energies*, vol. 14, no. 2, p. 270.
- [22] B. P. Tewari and S. C. Ghosh. 2022 **Wi-Fi assisted 5G D2D communications in unlicensed spectrum**, *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, pp. 1–20.
- [23] G. A. Safdar, M. Ur Rehman, and M. A. R. Chaudhry. 2022 **Introduction to d2d communications**, *Interference mitigation in device-to-device communications*, pp. 1–12.
- [24] G. Bianchi. 2000 **Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function**, *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 18, no. 3, pp. 535–547.

- [25] W. Sun, C. Yang, S. Jin, and S. Choi. **2016 Listen channel randomization for faster Wi-Fi direct device discovery**, in IEEE INFOCOM 2016–The 35th Annual IEEE International Conference on Computer Communications, pp. 1–9: IEEE.
- [26] N. Bahadori, N. Namvar, B. Kelley, and A. Homaifar. 2018 **Device-to-device communications in the millimeter wave band: A novel distributed mechanism**, in 2018 Wireless Telecommunications Symposium (WTS), pp. 1–6: IEEE.
- [27] T. N. Nguyen, V. S. Nguyen, H. G. Nguyen, L. T. Tu, T. Van Chien, and T. H. Nguyen. 2022 **On the performance of underlay device-to-device communications**, *Sensors*, vol. 22, no. 4, p. 1456.
- [28] Kenton. (2022). **Monte Carlo Simulation: History, How it Works, and 4 Key Steps**. Available: <https://www.investopedia.com/terms/m/montecarlosimulation.asp>

تصميم واستخدام أنظمة التحكم الذكية للمبادل الحراري المستخدم في وحدة تبريد الغاز الطبيعي

د. ماهر الابراهيم * م. أوس عثمان **

* أستاذ مساعد في قسم هندسة التصميم والإنتاج، كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية، جامعة البعث، الجمهورية العربية السورية، محافظة حمص.

** طالب دكتوراه في قسم هندسة التصميم والإنتاج، كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية، جامعة البعث، الجمهورية العربية السورية، محافظة حمص.

الملخص

المبادل الحراري هو معدة تساعد في انتقال الحرارة بين مائعين مختلفين في درجة حرارتهما مع بقائهما منفصلين لا يمتزج أحدهما بالآخر إلا في بعض المبادلات الخاصة . وتستعمل المبادلات الحرارية غالباً في مجال واسع ، فهي تستعمل للتدفئة والتسخين وتكييف الهواء في المنازل، كما تستعمل في المصانع الكيماوية ومعامل توليد القدرة وفي مجال صناعة النفط والغاز، قمنا في هذا البحث بدراسة و تحليل المبادل الحراري من نوع (Shell & Tube) . وذلك عن طريق إيجاد وصف رياضي للنظام المدروس بهدف نمذجته رياضياً، وتجربة النظام المدروس في ظروف تشغيل مختلفة وتحديد القيم المناسبة لبارمترات التشغيل التي تحقق أعلى كفاءة مع أقل استخدام للطاقة . سنقوم في هذا البحث بتصميم نموذج رياضي باستخدام برنامج MATLAB و تصميم عدة انظمة تحكم و تطبيقها على النموذج و تحديد المتحكم الأمثل لتشغيل المبادل الحراري .

الكلمات المفتاحية: مبادل حراري، التحكم في درجات الحرارة، النموذج الرياضي، MATLAB، التحكم الضبابي، توابع الانتماء الخطية، توابع الانتماء الغير خطية .

Design and use of intelligent control systems for the heat exchanger used in the natural gas refrigeration unit

ABSTRACT

A heat exchanger is equipment that helps transfer heat between two fluids with different temperatures while remaining separate and not mixing with each other except in some special exchangers. Heat exchangers are often used in a wide field. They are used for heating, heating and air conditioning in homes. They are also used in chemical factories, power generation plants and in the field of the oil and gas industry. In this research, we studied and analyzed the Shell & Tube type heat exchanger. This is done by creating a mathematical description of the studied system in order to model it mathematically, testing the studied system in different operating conditions and determining the appropriate values for the operating parameters that achieve the highest efficiency with the least energy use.

In this research, we will design a mathematical model using MATLAB, design several control systems, apply them to the model, and determine the optimal controller to operate the heat exchanger.

Keywords:Heat exchanger, Fuzzy Control, Mathematical Model, MATLAB , PID.

1- مقدمة:

المبادل الحراري عبارة عن جهاز يتم فيه التبادل الحراري بين سائلين مختلفين بدرجات الحرارة وتختلف عن بعضها من حيث الشكل والاستعمال وهي من المعدات الرئيسية بالصناعة عموماً و في الصناعة النفطية خصوصاً و هي المعدة التي تنتقل فيها الحرارة من مائع إلى آخر ذات درجة حرارة أقل دون أن يمتزجان .
الهدف من استخدام المبادلات الحرارية :

- 1- تسخين مائع بارد باستعمال مائع ساخن
 - 2- تقليل درجة حرارة المائع الساخن باستعمال مائع بارد
 - 3- تكثيف الأبخرة باستعمال مائع بارد
 - 4- تقليل الحمل على الفرن المستخدم لتسخين النفط الخام واقتصاد كبير بالوقود
 - 5- تقليل استهلاك الطاقة الكهربائية لتبريد النفط المختزل في المبردات الهوائية.
- لدى الرجوع إلى الأبحاث المنشورة في هذا المجال نجد أنه في البحث [1] قام الباحث بتقديم نموذج رياضي للمبادل الحراري و قام بتصميم متحكم PID للتحكم في درجة حرارة المبادل الحراري و مقارنة النتائج مع حالة عدم استخدام المتحكم .

أما البحث [2] فقد قام الباحث بتقديم نموذج رياضي للمبادل الحراري و استخدام نظام التحكم بالتغذية العكسية للتحكم في المبادل الحراري.

و البحث [3] قام بدراسة المسارات المرجعية في نظام التحكم عند حدوث اضطراب يؤثر على النظام و تطبيق أنظمة التحكم للحفاظ على المتغير المتحكم به بقيمة قريبة على القيمة المرجعية.

وفي البحث [4] قام الباحثان باستخدام تقنية التحكم القائمة على نمذجة ومحاكاة موديل للنظام وتم تطوير وحدة تحكم PID القائمة على النموذج الداخلي للتحكم في درجة حرارة سائل مخرج نظام المبادل الحراري .

تنظم وحدة التحكم المصممة درجة حرارة السائل الخارج إلى نقطة محددة مرغوبة في أقصر وقت ممكن بغض النظر عن الحمل واضطرابات العملية وعدم الخطية. أظهرت

وحدة التحكم PID المعتمدة على النموذج الداخلي تحسناً بنسبة 84% في التجاوز وتحسناً بنسبة 44.6% في وقت الاستقرار مقارنةً بوحدة التحكم الكلاسيكية .
في البحث [5] قام الباحثان بدراسة عملية التحكم في المبادل الحراري حيث تم نمذجة المبادل الحراري وتطبيق متحكمات تقليدية وذكية للحفاظ على درجة حرارة سائل الخرج عن النقطة المرجعية ، حيث تضمن المتحكم على معدل تدفق السائل القادم إلى الهيكل وأخذ معدل تدفق سائل الانابيب كاضطراب في النظام.

2- هدف البحث:

نمذجة المبادل الحراري باستخدام برنامج الماتلاب و مقارنة تعديل بارمترات المتحكمات الذكية لضبط درجة حرارة المائع الخارج من المبادل الحراري.

3- مواد وطرق البحث:

تم في هذا البحث إجراء دراسة هندسية ورياضية للمبادل الحراري و استنتاج العلاقات الرياضية التي تربط درجات الحرارة و تدفق المائع .
تم بناء النموذج باستخدام برنامج الـMATLAB و استخدام المحاكاة (Simulink) لبناء منظومة تحكم و تصميم متحكم تقليدي (PID) و متحكم ضبابي (Fuzzy-Pi) للتحكم في درجة حرارة البرويان السائل الخارج من المبادل و تجربة استخدام توابع انتماء مختلفة لدخل و خرج المتحكم الضبابي و دراسة استجابة النظام لهذه التغيرات .

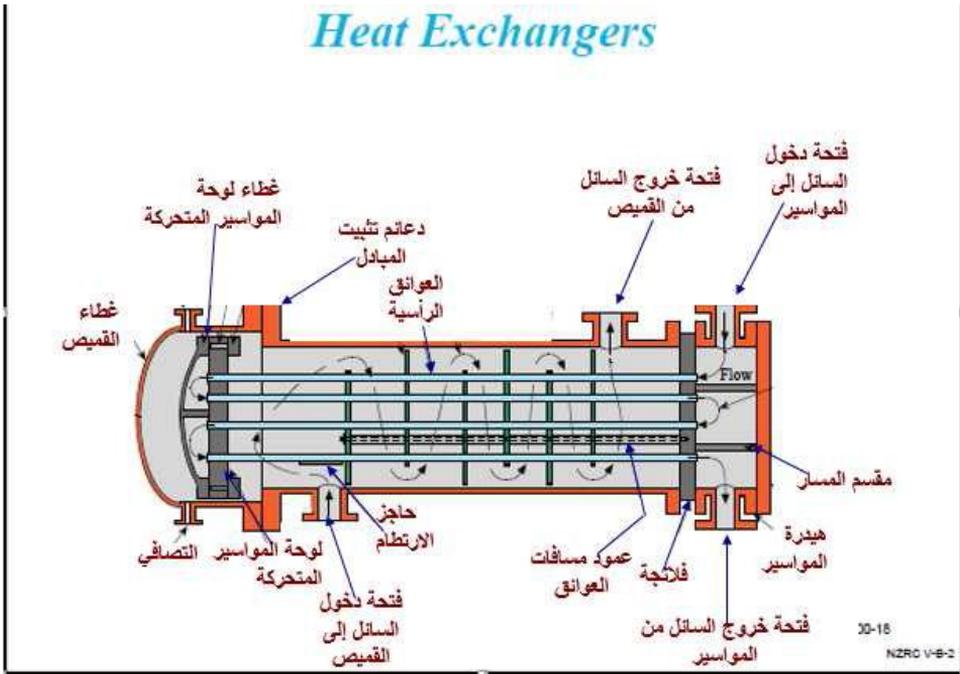
4- النتائج والمناقشة:

1-4 : أنواع المبادل الحراري :

تسمى المبادلات الحرارية حسب عملها ووظيفتها كما يلي :

- 1-المسخنات (Heaters): وهي المبادلات التي تستعمل سائل ساخن لتسخين المائع.
- 2-المبردات (Coolers): وهي المبادلات التي تبرد الموائع بواسطة سائل أحر أقل درجة حرارة و غالباً يتم استعمال الماء و يسمى ماء تبريد (Cooling water) وفي حال استعمال الهواء تسمى مبردات هوائية (Air Coolers).

- 3-المكثفات (Condensers): وهي المبادلات الحرارية التي تستخدم لتكثيف البخار أو مزيج أبخرة أو غازات قابلة للتكثيف، و عملها الرئيسي هو إزالة أو امتصاص الحرارة الكامنة للتبخير (Latent Heat)
- 4- المبخرات (Evaporators): تستخدم لتبخير سائل من خليط معين.
- 5-الغلايات (Reboiler): وهي المبادلات التي تستعمل عادة لتسخين أسفل أبراج التقطير لفصل المشتقات الهيدروكربونية عن بعضها أو لأبراج التجزئة لفصل بعض الغازات عن السوائل.



الشكل (1) المبادل الحراري

4-2-أنواع المبادلات الحرارية حسب عدد الاطوار :

- 1-مبادلات أحادية الطور: و هي المبادلات التي يتم فيها التبادل الحراري بين مائعين بنفس الطور ولا يحدث تغير في حالة (طور) أحد هذين المائعين.
- 2-مبادلات متعددة الاطوار: وهي المبادلات التي يتم فيها التبادل الحراري مع حدوث تغير في حالة (طور) أحد هذين المائعين، فمثلا يتبخر أحدهما أو يتكاثف أثناء التبادل الحراري.

4-3- أنواع المبادلات الحرارية حسب عملية الانتقال الحراري:

1- ذات تلامس غير مباشر

2- ذات تلامس مباشر

4-4: تصنيف المبادلات وفق الجريان :

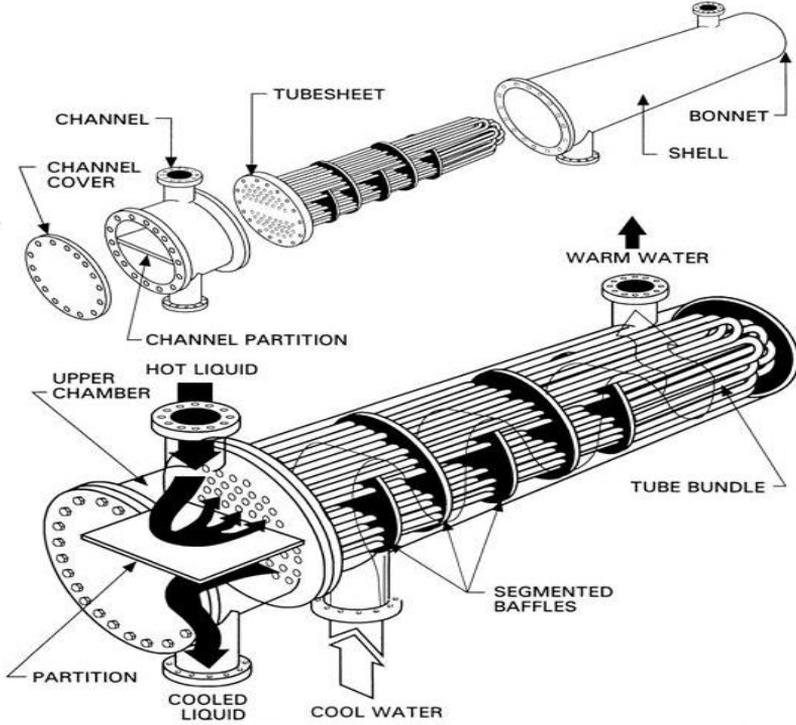
وعموما يوجد أربعة من المبادلات الحرارية صنفت على حسب طريقة سريان المائع الساخن والبارد خلالها:

- المبادل الحراري ذوالمائع الواحد والثابت في درجة الحرارة.
- المبادل الحراري المتوازي: حيث تكون حركة الموائع في اتجاه واحد.
- المبادل الحراري ذوالسريان العكسي: تكون حركة الموائع في اتجاهين متعاكسين.
- المبادل الحراري ذوالسريان المتعامد: تكون حركة الموائع متعامدة (مائع يتحرك باتجاه شاقولي والآخر أفقي).

2-8-5- أجزاء المبادل الحراري :

- 1- القشرة (shell) : وهي عبارة عن الغلاف الخارجي للمبادل الحراري وتحوي اثنين من الفتحات لدخول وخروج المائع .
 - 2- الحزمة (bundle) : وتتألف من الاجزاء التالية :
 - الانابيب (tubes) : وهي تكون على شكل حزمة توجد داخل القشرة وتكون على شكل حرف U أول على بشكل مستقيم (straight tube) .
 - صفيحة الأنابيب (tube plates) : وهي عبارة عن صفيحتين مثقبتين تربط بنهايتي القشرة وتستقر في ثقوبها الأنابيب ، وهي نوعين :- صفيحة الأنابيب الثابتة-صفيحة الأنابيب العائمة .
 - القواطع (العوارض baffles) : وهي عبارة عن قواطع معدنية مثقبة وتوضع لتحقيق مايلي :
1. حمل حزمة الأنابيب ومنعها من الانحناء داخل القشرة
 2. تساعد على إبقاء المائع في القشرة لأطول فترة ممكنة من الزمن
 3. تؤدي إلى زيادة التبادل الحراري .

- 3 - غطاء القشرة (shell cover) : وهو عبارة عن تركيب نصف قطري يغلف القشرة
4 - الممر الرئيسي (channel head) : وهو يحوي على أنابيب لدخول وخروج المائع

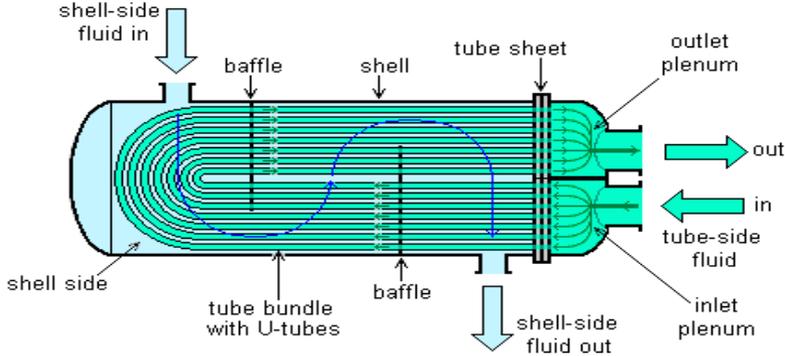


الشكل (2) اجزاء المبادل الحراري

يبين الشكل (3) المبادل الحراري (676) المستخدم لتخفيض درجة حرارة البروبان السائل في وحدة تبريد البروبان وهو ذو الممر الواحد في الهيكل و ممرين في الانبوب ذو الجريان المتعامد وفق اتجاه حركة الموائع ويوجد بداخل الهيكل عوارض.

- قطر المبادل الحراري للهيكل : /0.82 m/
- قطر الأنبوب : /19,05 mm/
- عدد الانابيب : /2 × 220/
- طول المبادل / 5 m /

و المعدن المصنوع منه الهيكل هو سبيكة ASTM A516 Gr.70 أما المعدن المصنوعة منه الأنابيب التي يمر من خلالها البروبان السائل المراد التحكم بدرجة حرارته هو معدن ASTM A334 Gr.6.



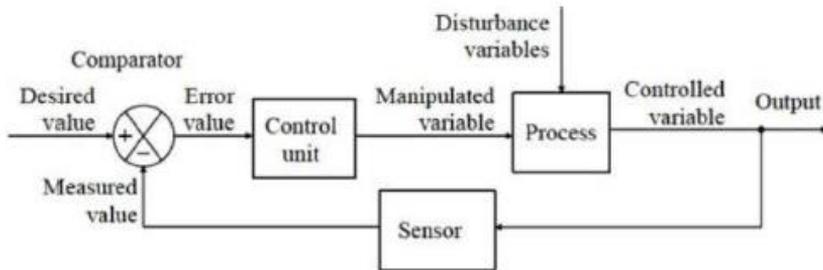
الشكل (3) المبادل الحراري من نوع (shell & tube)

4-4: التحكم بالتغذية العكسية :

هو عبارة عن نظام يتم التحكم بخرجه عن طريق قياس الخرج كإشارة تغذية عكسية و هذه الإشارة يتم مقارنتها مع قيمة مرجعية لإنشاء إشارة خطأ و التي يتم إدخالها إلى متحكم لإنتاج خرج النظام.

هناك حاجة للتحكم في التغذية العكسية لمواجهة إشارات الاضطراب التي تؤثر على الخرج و لتحسين أداء النظام في حالة وجود اضطراب و تثبيت الخرج غير المستقر.

يبين الشكل (4) المخطط الصندوق نظام التحكم في التغذية العكسية .



الشكل (4) المخطط الصندوق نظام التحكم بالتغذية العكسية

4-5: نمذجة المبادل الحراري (676) المستخدم لتخفيض درجة حرارة البروبان السائل في وحدة تبريد البروبان في معمل الغاز :

إن النمذجة الرياضية هي عبارة عن عملية إيجاد العلاقات الرياضية التي تمثل حركة النظام المدروس أو بمعنى آخر إيجاد العلاقة الرياضية التي تربط دخل النظام المدروس وخرجه.

ولإيجاد النموذج الرياضي للمبادل الحراري المستخدم لتخفيض درجة حرارة البروبان السائل من الدرجة (55 C) إلى الدرجة (10 C) تحت ضغط (19.4) بار في وحدة تبريد غاز البروبان في معمل غاز الفرقلس ، يجب إيجاد العلاقة بين درجة حرارة البروبان السائل (المائع الساخن) مع تدفق البروبان الغازي (المائع البارد) حيث سيتم التحكم بالتدفق من أجل زيادة أو إنقاص درجة الحرارة .

عند تحليل المبادل الحراري لا بد من اعتبار الافتراضات اللازمة للدراسة و هي كالتالي:
1- تعمل المبادلات الحرارية لمدة زمنية طويلة من الزمن بثبات التشغيل و بالتالي يمكن اعتبارها أجهزة ذات جريان مستقر.

2- مع أن الحرارة النوعية للموائع تتغير بتغير درجة حرارتها إلا أنه يمكن اعتبارها ثابتة في مجال حراري معين و استعمال قيمة متوسطة لها في الحساب لا يؤثر على الدقة المطلوبة.

3- انتقال الحرارة بالتوصيل باتجاه طول الأنبوب مهمل نظرا لصغره مقارنة بالانتقال الكلي (كون سماكة الانبواب قليلة).

4- يفترض أن السطح الخارجي للمبادل الحراري معزول عزلا كاملا بحيث لا تضيع الحرارة منه إلى الجو و يقتصر التبادل الحراري على المائع فقط .

باعتبار الافتراضات السابقة يمكن الحصول على النموذج الرياضي للمبادل الحراري.

حيث يمكن كتابة معادلة التوازن للطاقة :

$$\text{Energy.in} - \text{Energy. Out} \dots(1) = \text{Energy. Accumulation}$$

$$V \cdot \rho \cdot c_p \cdot \frac{dT}{dt} = F \cdot \rho \cdot c_p \cdot T_0 + M \cdot \Delta H_b - F \cdot \rho \cdot c_p \cdot T \dots\dots(2)$$

V : الحجم الداخلي للمبادل الحراري

c_p : السعة الحرارية للبرويان السائل

ρ : الكثافة النوعية للبرويان السائل

F : تدفق البرويان السائل

T : درجة حرارة البرويان السائل (خرج المبادل).

ΔH_b : تغير الانتالبي للبرويان الغازي .

M : تدفق البرويان الغازي .

و للحصول على تابع التحويل للعملية ، يتم أخذ تحويلات لابلاس للمعادلة السابقة،

فنحصل على المعادلة التالية :

$$V \cdot \rho \cdot s \cdot T(s) = F \cdot \rho \cdot c_p \cdot T_0(s) + \Delta H_b \cdot M(s) - F \cdot \rho \cdot c_p \cdot T(s) \dots\dots(3)$$

و بإعادة ترتيب المعادلة (3)

$$T(s) = \frac{1}{(t \cdot s + 1)} \cdot T_0 + \frac{(\Delta H_b / (F \cdot \rho \cdot c_p))}{(t \cdot s + 1)} \cdot M(s) \dots\dots(4)$$

$$t = \frac{V}{F} \text{ الثابتة الزمنية للنظام}$$

و من أجل حالتنا هذه و على اعتبار الجملة أديباتية و معزولة عن الوسط المحيط ولن نقوم بدراسة التغيير في الاضطراب و بالتالي فإن $(T_0(s) = 0)$.

ستصبح المعادلة (4) على الشكل التالي :

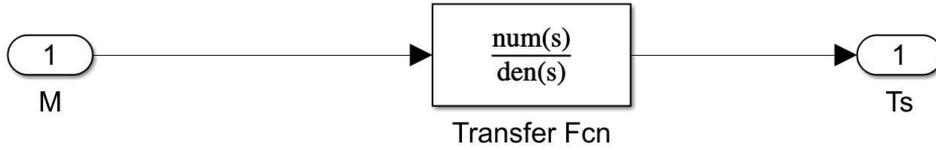
$$T(s) = \frac{(\Delta Hb / (F \cdot \rho \cdot c_p))}{(t \cdot s + 1) \cdot M(s)} \dots (5)$$

حيث أن معامل $M(s)$ يسمى معامل تحويل العملية و نرسم له بالرمز $G_p(s)$

$$G_p(s) = \frac{K_p}{(t \cdot s + 1)}$$

6-4 : تمثيل المبادل الحراري في برنامج ماتلاب :

تم تمثيل النموذج الرياضي للمبادل الحراري باستخدام ماتلاب -سمبولينك كما هو واضح في الشكل (5) .



الشكل (5) النموذج الرياضي باستخدام Matlab- Simulink

7-4 : تصميم متحكم تقليدي (PID) :

تعد المتحكمات التناسبية التكاملية التفاضلية من أكثر المتحكمات استخداماً في ضبط التطبيقات الصناعية ، حيث تعتمد في عملها على العلاقات الرياضية الناظمة لكل

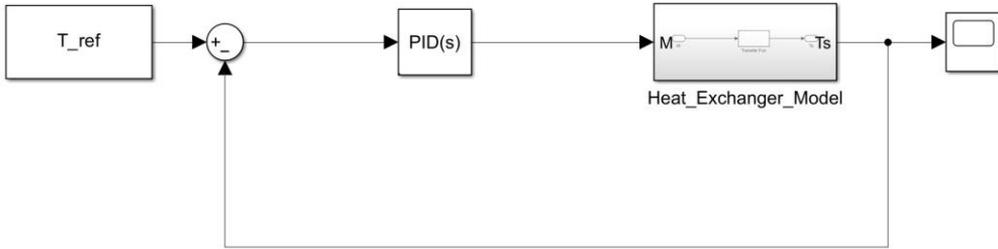
متحكم و يعطى خرج المتحكم و الذي يمثل النموذج الرياضي لعمل المتحكمات التناسبية التكاملية التفاضلية بالعلاقة التالية :

$$u_t = k_p e(t) + \frac{k_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + k_p T_d \frac{de(t)}{dt} \dots \dots \dots (6)$$

حيث أن :

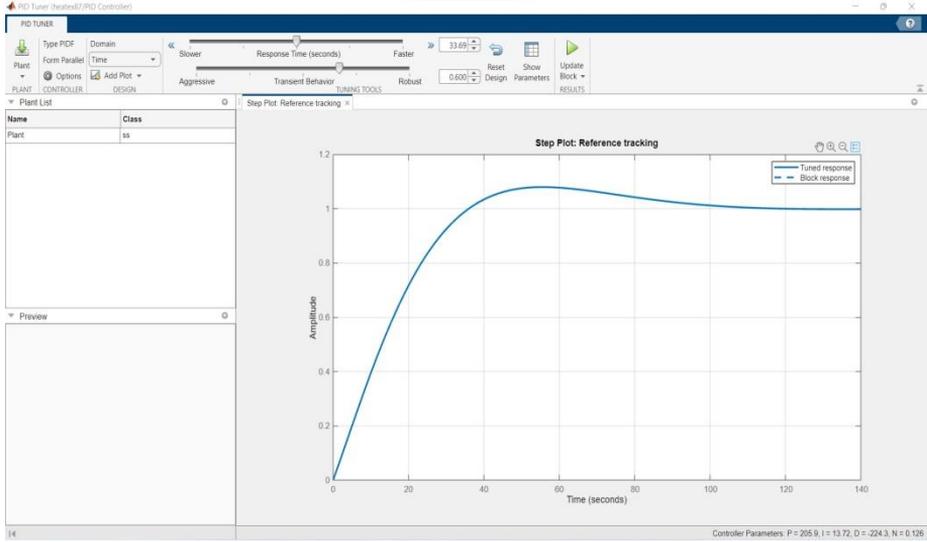
k_p : كسب المتحكم ، T_i زمن التفاضل ، T_d زمن التكامل
من خلال العلاقة (6) نجد أنه لضبط خرج المتحكم يتعين علينا تحديد ثوابته ، أو بمعنى آخر توليف المتحكم .

تم تصميم متحكم تناسبي تكاملي تفاضلي للتحكم في درجة حرارة المبادل الحراري ويوضح الشكل (6) المخطط الصندوق للنموذج الرياضي بعد إضافة متحكم (PID) :



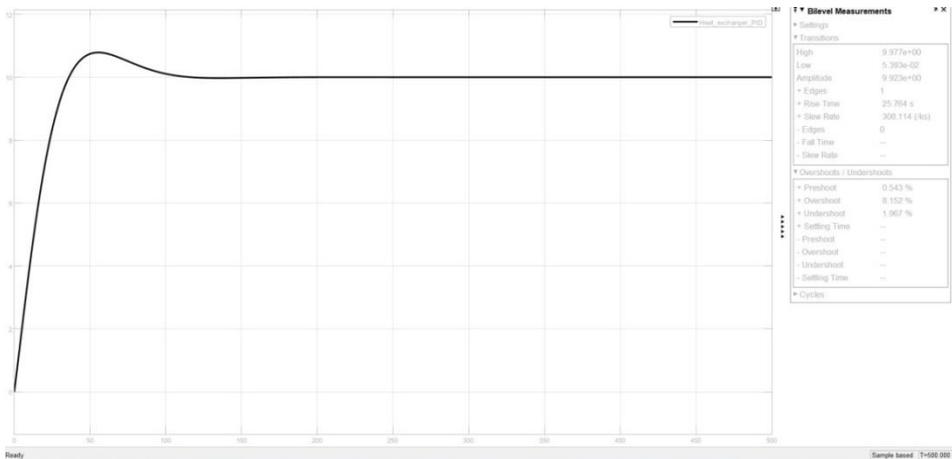
الشكل (6)

تم توليف المتحكمات بالاستعانة ببرنامج السيمولينك و (PID-Tuner) كما هو موضح بالشكل (7) و الذي يتم من خلاله ضبط مواصفات الاستجابة العابرة (زمن الاستجابة - السلوك العابر- زمن الصعود - مقدار التجاوز الأعظمي) للنظام المدروس بدقة .



الشكل (7) PID_Tuner

درجة حرارة البرويان السائل المطلوب الوصول إليها في المبادل الحراري (676) في وحدة تبريد البرويان في معمل غاز الفرقلس هي الدرجة (10 C) و الشكل (8) يظهر استجابة النظام (درجة الحرارة) للمتحكم التقليدي :



الشكل (8) استجابة النظام بعد إضافة متحكم (PID)

و يبين الشكل (9) خواص الاستجابة العابرة للمتحكم (PID)

```
RiseTime: 25.9709
TransientTime: 92.3869
SettlingTime: 92.3869
SettlingMin: 9.0123
SettlingMax: 10.7857
Overshoot: 7.8575
Undershoot: 0
Peak: 10.7857
PeakTime: 55.4349
```

الشكل (9)

8-4 . النظام العائم :

إن النظام العائم يتألف بالأساس من صيغة للربط من مجموعة دخل إلى مجموعة خرج باستخدام المنطق العائم. وعملية الربط هذه توفر الأسس التي تتم من خلالها عملية الاستنتاج. والعملية الاستنتاجية العائمة تتألف من الخطوات الخمسة التالية:

➤ الخطوة 1: تحويل متحولات الدخل العددية إلى عائمة

.Fuzzification of Input Variables

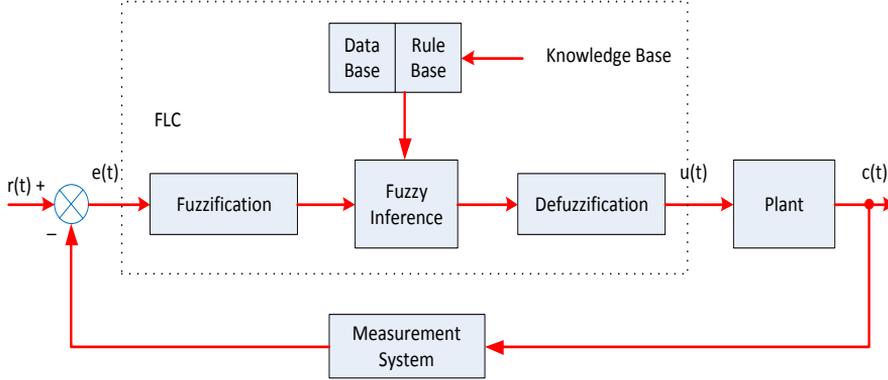
➤ الخطوة 2: تطبيق معامل عائم (AND, OR, NOT) في جزء القاعدة IF (السابق).

➤ الخطوة 3: ربط صيغة جزء القاعدة السابق مع اللاحق (جزء القاعدة THEN).

➤ الخطوة 4: تجميع الأجزاء اللاحقة لجميع القواعد.

➤ الخطوة 5: تحويل متحولات الخرج العائمة إلى عددية Defuzzification.

والشكل (9) يبين المخطط التمثيلي لنظام المتحكم العائم FLC.



الشكل (9) المخطط الصندوقي لنظام المتحكم العائم

4-8-1. جدول القواعد:

سيتم فيما يلي طرح طريقة ملائمة لكتابة القواعد وهي من خلال تنظيمها في جدول وهذا الشكل من التمثيل مناسب عندما يكون لدينا دخلين وخرج وحيد. في الطرف العلوي من الجدول يتم كتابة القيم اللفظية المستخدمة لوصف تغير الخطأ، وعلى الطرف الأيسر يتم كتابة القيم اللفظية المستخدمة لوصف الخطأ. والخلية الناتجة عن تقاطع السطر والعمود سوف تحوي القيمة اللفظية للخروج الموافقة لتطبيق القاعدة بين القيمة اللفظية لتغير الخطأ المحدد في بداية العمود والقيمة اللفظية للخطأ المحدد في بداية السطر. وغالباً ما تستخدم التعابير اللفظية التالية لوصف كل من الخطأ وتغير الخطأ والخروج والموافقة لسبع مجموعات من ال Fuzzy Sets:

- :NB Negative Big
- :NM Negative Medium
- :NS Negative Small
- :Z Zero
- :PS Positive Small
- :PM Positive Medium
- :PB Positive Big

ويبين الجدول (1) جدول الخبرة الموافق لهذه القواعد.

جدول (1) جدول الخبرة الموافق لسبع مجموعات عائمة

| eCe | PB | PM | PS | Z | NS | NM | NB |
|-----|----|----|----|----|----|----|----|
| PM | NB | NB | NB | NB | NM | NS | Z |
| PM | NB | NB | NB | NM | NS | Z | PS |
| PS | NB | NB | NM | NS | Z | PS | PM |
| Z | NB | NM | NS | Z | PS | PM | PB |
| NS | NM | NS | Z | PS | PM | PB | PB |
| NM | NS | Z | PS | PM | PB | PB | PB |
| NB | Z | PS | PM | PB | PB | PB | PB |

حيث أن الخلية الموافقة لتقاطع السطر الأول مع العمود الأول تمثل القاعدة التالية:

If e(t) is NB and Δe(t) is NB THEN u(t) is NB

وهذا الأمر ينطبق على باقي خلايا الجدول الـ 49.

عند وضع الجدول لم نأخذ فقط الخطأ بل أخذنا تغير الخطأ أيضاً وهذا ما يسمح بوصف الاستجابة الديناميكية للمتحكم.

4-8-2. بنية المتحكمات العائمة:

إن عملية تصميم متحكمات Fuzzy PID دقيقة وليست بالعملية السهلة من حيث معايرتها وضبط بارامتراتهما، ولكن مع وجود الخبرة الكافية فإن العملية تصبح ممكنة. وللبداء في عملية التصميم يجب علينا اختيار متغيرات الدخل والخرج بالإضافة للقواعد بشكل مناسب تبعاً لنوع المتحكم المصمم (P,PI,PD,PID).

إن المتغيرات التي تصف الجزء السابق من القاعدة (جزء الشرط IF من القاعدة)، يمكن أن تكون إحدى هذه المتغيرات أو أكثر من واحدة:

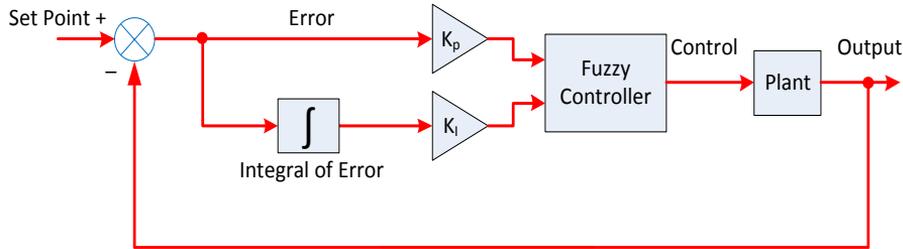
- ◀ إشارة الخطأ ويرمز لها بـ e .
- ◀ تغير الخطأ ويرمز له Δe .
- ◀ مجموع الأخطاء، أو الخطأ التكاملي ويرمز له بـ $\sum e$.
- أما متغيرات الخرج للمتحكم (دخل النظام المتحكم به) والتي تعبر عن الجزء اللاحق من القاعدة (جزء THEN من القاعدة)، يتم اختيارها من بين ما يلي:
- ◀ تغير خرج المتحكم ويرمز له Δu .
- ◀ خرج المتحكم ويرمز له بـ u .
- حيث أن إشارة الخطأ هي الفرق ما بين الخرج المرغوب للنظام $y_{sp}(k)$ أو العملية المتحكم بها (الإشارة المرجعية)، وما بين الخرج الفعلي $y(k)$ ، أي أن:
- ◀ $e(k) = y_{sp}(k) - y(k)$
- ◀ $\Delta e(k) = e(k) - e(k - 1)$
- ◀ $\Delta u(k) = u(k) - u(k - 1)$

4-8-3. المتحكمات Fuzzy PI:

إن المعادلة التي تصف متحكم الـ PI هي:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_I \cdot \int e(t) \cdot dt \dots \dots \dots (7)$$

حيث أن K_p, K_I هما معاملي الربح التناسبي والتكاملي. والشكل (10) يوضح متحكم الـ Fuzzy PI.



الشكل (10): المخطط الصندوقي لمتحكم Fuzzy PI

يوجد صعوبة في صياغة القواعد بناءً على الخطأ التكاملي لأنه من الممكن أن يكون لها فضاء دراسة Universe of Discourse واسع جداً. في هذه الحالة يمكن نقل

عملية التكامل من القسم السابق للمتحكم إلى الجزء اللاحق، أي أننا نكامل خرج المتحكم عوضاً عن الدخل. ونطبق على دخل المتحكم إشارة الخطأ وتغير الخطأ. ولتحقيق هذه الكلام رياضياً نفاضل علاقة متحكم الـ PI السابقة (7) فنحصل على:

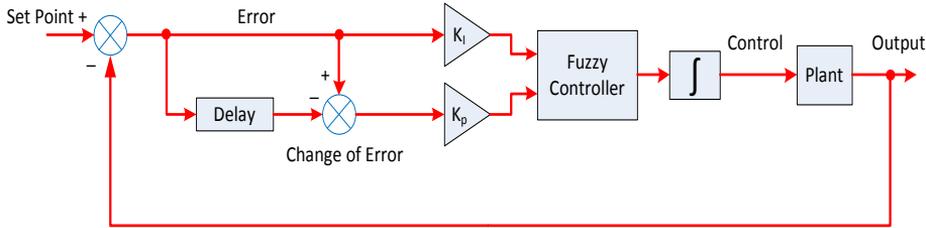
$$\frac{du(t)}{dt} = K_P \cdot \frac{de(t)}{dt} + K_I \cdot e(t) \dots\dots(8)$$

وبكتابة العلاقة السابقة في المجال المنقطع:

$$\Delta u(t) = K_P \cdot \Delta e(t) + K_I \cdot e(t) \dots\dots(9)$$

$$\Delta u(t) = u(t) - u(t - 1) \dots\dots(10) \quad \text{حيث أن:}$$

أي نعتبر هنا أن خرج المتحكم هو ليس إشارة التحكم بل هو التغير في إشارة التحكم. وعلينا الانتباه إلى أن معامل الريح K_I يستخدم مع إشارة الخطأ، وأن المعامل K_P يستخدم مع التغير في إشارة الخطأ. والشكل (11) يبين المخطط الصندوقي للمتحكم Fuzzy PI بعد التعديل المقترح:



الشكل (11): المخطط الصندوقي لمتحكم Fuzzy PI بعد التعديل

وبالتالي فإن صيغة القواعد في هذا المتحكم هي بالشكل:

*If e is < Property Symbol > and Δe is < Property Symbol >
Then Δu is < Property Symbol >*

وللحصول على قيمة الخرج $u(t)$ يتم إضافة قيمة $\Delta u(t)$ لقيمة $u(t - 1)$. ويجب التأكيد على أن هذه العملية تتم خارج المتحكم ولا تتعكس على القواعد نفسها وكمثال على قواعد الخبرة نكتب قاعدتين بالشكل :

*If e is Z and Δe is NS Then Δu is PM
and If e is Z and Δe is PS Then Δu is NM*

و نضع جدول القواعد لهذا المتحكم كما في الجدول (2) :

جدول (2): جدول الخبرة الموافق لسبع مجموعات عائمة

| eCe | PB | PM | PS | Z | NS | NM | NB |
|-----|----|----|----|----|----|----|----|
| PM | NB | NB | NB | NB | NM | NS | Z |
| PM | NB | NB | NB | NM | NS | Z | PS |
| PS | NB | NB | NM | NS | Z | PS | PM |
| Z | NB | NM | NM | Z | PM | PM | PB |
| NS | NM | NS | Z | PS | PM | PB | PB |
| NM | NS | Z | PS | PM | PB | PB | PB |
| NB | Z | PS | PM | PB | PB | PB | PB |

4-8-4. تصميم متحكم ضبابي (Fuzzy PI) للتحكم في المبادل الحراري :

التحكم الضبابي في المبادل الحراري له العديد من المزايا مقارنة بوحدة التحكم التقليدية مثل البساطة و المرونة و القدرة على التعامل مع المشكلات المتعلقة بالبيانات غير الدقيقة وما إلى ذلك .

في البداية يجب وضع بعض الأسس التي سنستخدم عليها في تصميم المتحكم:

✓ اعتماد نموذج Mamdani.

✓ اعتماد إشارتي دخل هما الخطأ e ، والتغير في الخطأ $\Delta e = \frac{e(t)-e(t-1)}{T_s}$. وإشارة

خرج واحدة هي قانون التحكم Δu .

✓ مجال توابع الانتماء لإشارات الدخل $[-5,5]$ ، وهو يعتمد على عدد توابع الانتماء المستخدمة (حسب أغلب المعايير العالمية).

4-8-5. بناء المتحكم العائم اعتماداً على توابع انتماء خطية مثلثية:

إن اختيار عدد توابع الانتماء للمتحكم العائم يتعلق بمدى دقة عملية التحكم المرغوبة، فكلما زاد عدد التوابع أدى ذلك إلى زيادة دقة النظام. ومن ناحية أخرى فإن زيادة عدد توابع الانتماء يؤدي إلى صعوبة وتعقيد في التصميم، ويحتاج إلى معالجات ذات سرعات عالية وبالتالي زيادة في التكاليف. ولذلك يجب مراعاة اختيار عدد توابع الانتماء حسب أهمية التطبيق المراد تصميم نظام التحكم له.

والجدير بالذكر أنه عند تصميم نظام التحكم لأي آلة يجب الحصول على جميع المعلومات الدقيقة حول عمل هذه الآلة، حيث تؤخذ هذه المعلومات من شخص خبير في عمل هذه الآلة، ثم يقوم المصمم لنظام التحكم بصياغة القواعد التي تعبر عن هذه المعلومات وضعها ضمن جدول يدعى جدول الخبرة. وتتعلق دقة أداء العملية بمدى دقة هذه المعلومات.

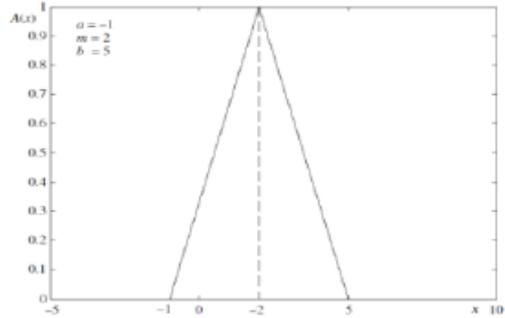
و تم تصميم المتحكمات في هذا البحث بناء على المعلومات التي تم الحصول عليها من المشغلين للمبادل الحراري في وحدة التبريد المذكورة و المبينة في الجدول (3) أدناه :

| المادة | M (kg/s) | T1 | T2 | ρ (kg/m^3) | Cp (Kj/kg k) | K(w/m k) | R_F (m^2K/w) |
|-------------------------------------|-------------|----|----|---------------------|-----------------|----------|--------------------|
| مائع الانابيب بروبان سائل | 8017 | 55 | 10 | 442 | 0.82 | 0.07 | 0.0002 |
| مائع الاسطوانة تمبرو بان غازي | 1607 | 5 | 10 | 12 | 0.008 | 0.014 | 0.0002 |

4-8-5-1. استخدام ثلاثة توابع انتماء خطية مثلثية الشكل:

تم استخدام توابع الانتماء خطية مثلثية الشكل [4] والتي توصف بالمعادلة التالية :

$$A(x, a, m, b) = \begin{cases} 0, & \text{if } x \leq a \\ \frac{x-a}{m-a}, & \text{if } x \in [a, m] \\ \frac{b-x}{b-m}, & \text{if } x \in [m, b] \\ 0, & \text{if } x \geq b \end{cases}$$

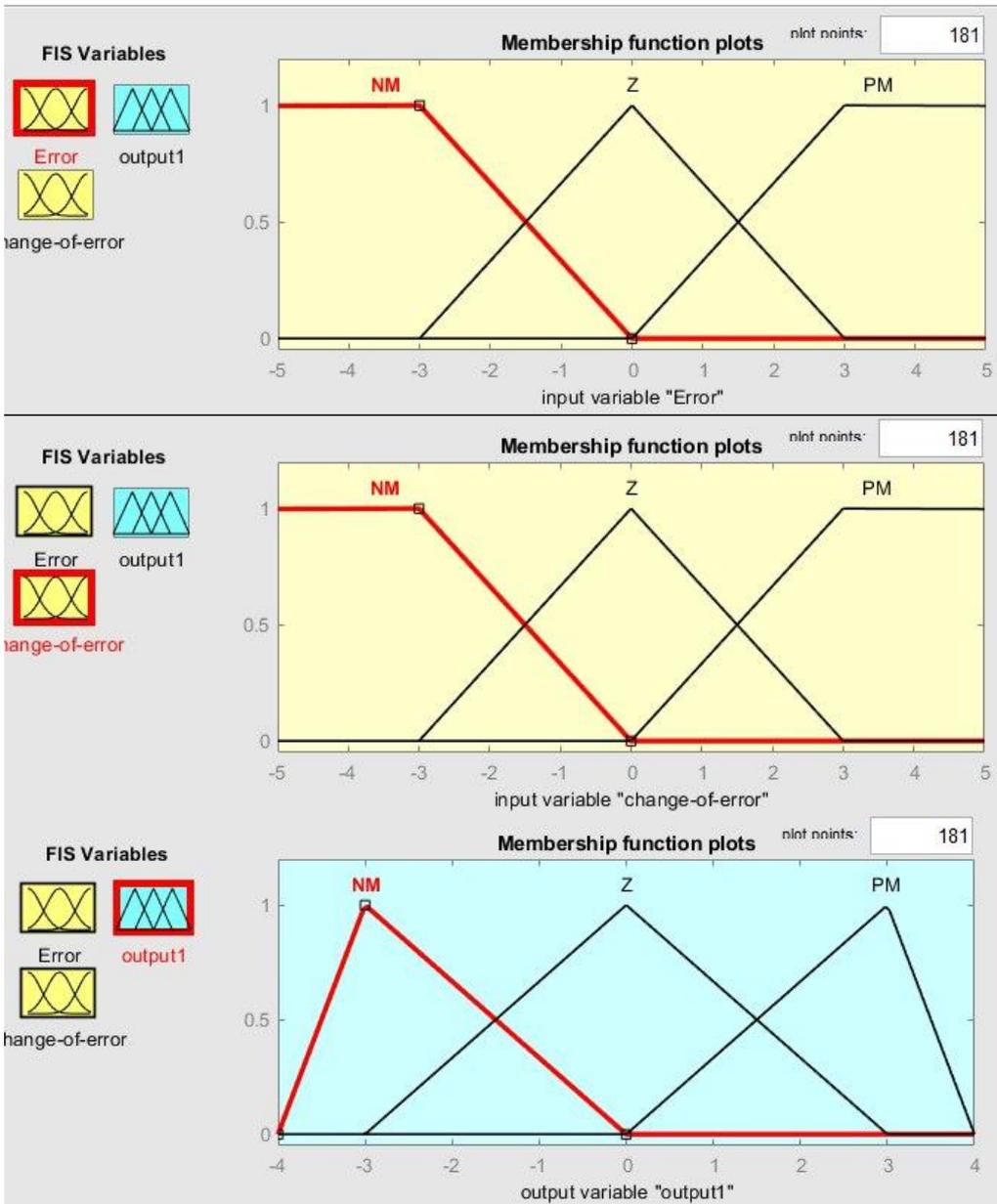


سيتم في هذه الفقرة دراسة أداء المتحكم عند استخدام ثلاثة توابع انتماء خطية ذات نقطة تقاطع $\mu(x)=0.5$ لكل من إشارة الخطأ وتغير الخطأ ، وذلك اعتماداً على جدول الخبرة (4)

جدول (4) : جدول الخبرة اعتماداً على ثلاثة توابع انتماء خطية

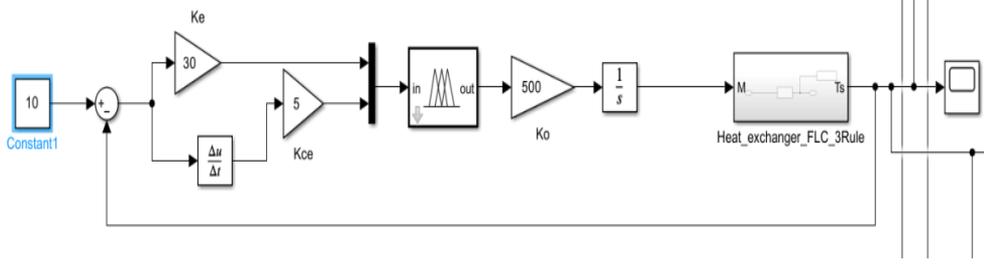
| | | | |
|---------|----|----|----|
| Ce e | PM | Z | NM |
| PM | PM | PM | PM |
| Z | PM | Z | NM |
| NM | NM | NM | NM |

و الشكل (12) يبين توابع الانتماء لكل من إشارة الخطأ وتغير الخطأ والخرج :



الشكل (12) توابع الانتماء للخطأ و تغير الخطأ و خرج المتحكم

يبين الشكل (13) المخطط الصندوقي لعملية التحكم بدرجة حرارة المبادل الحراري باستخدام متحكم (Pi-Fuzzy):



الشكل (13): المخطط الصندوقي للتحكم بدرجة الحرارة باستخدام متحكم ضبابي

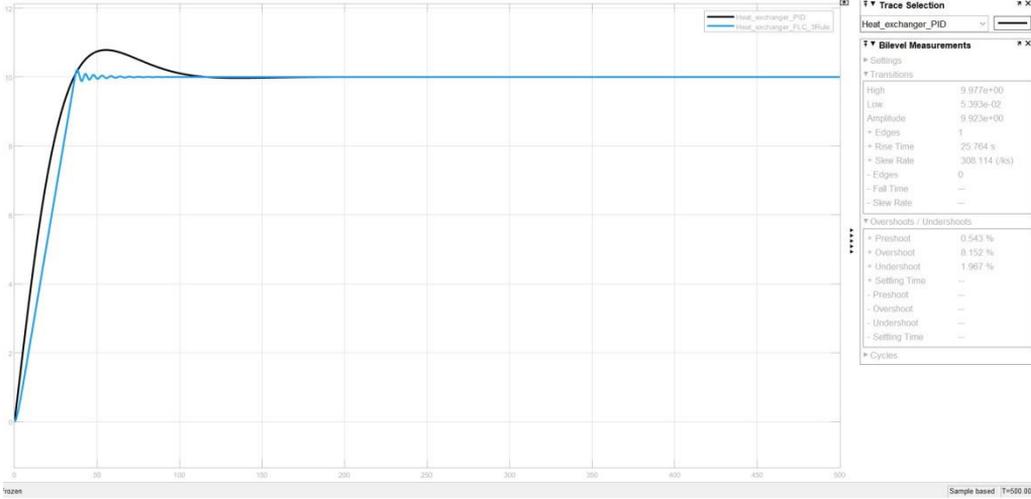
باستخدام طريقة التجربة والخطأ تم ضبط ثوابت المتحكم على القيم التالية:

✓ ربح الخطأ: $K_e=30$.

✓ ربح تغير الخطأ: $K_{ce}=5$.

✓ ربح الخرج: $K_o=500$.

نقوم باختبار النظام وفق البارامترات المحددة للتحكم بدرجة حرارة سائل البروبان الخارج من المبادل الحراري ، ثم مقارنة أداء النظام باستخدام المتحكم الذكي واستخدام متحكم الـ PID. و تظهر لدينا النتائج كما هو مبين في الشكل (14).



الشكل (14) مقارنة نتائج تطبيق متحكم PID ومتحكم PI_Fuzzy

و يبين الشكل (15) خواص الاستجابة العابرة للمتحكم الضبابي

```
RiseTime: 28.2081
TransientTime: 38.1496
SettlingTime: 38.1496
SettlingMin: 9.0033
SettlingMax: 10.2053
Overshoot: 2.0530
Undershoot: 0
Peak: 10.2053
PeakTime: 37.9770
```

الشكل (15)

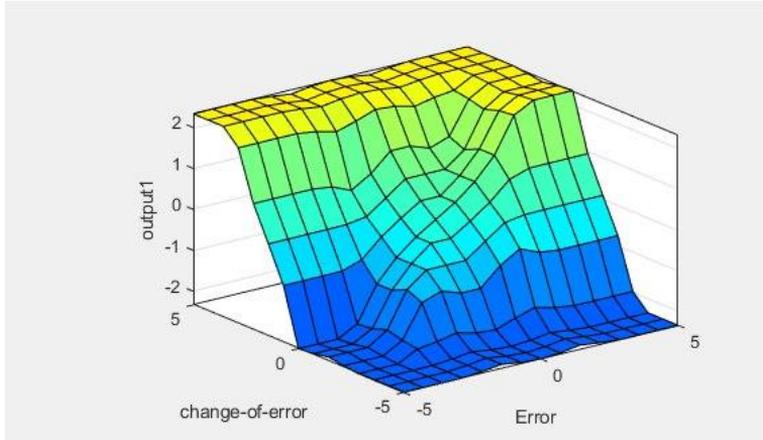
مقارنة النتائج :

المنحني باللون الأسود في الشكل (14) يظهر استجابة النظام لمتحكم (PID) و المنحني باللون الأزرق يظهر استجابة النظام لمتحكم (Pi-Fuzzy) . حيث أن الوصول لمرحلة الاستقرار عند استخدام متحكم عائم تكون خلال مدة زمنية (SettlingTime=38.1496) أقل منها عند استخدام متحكم تقليدي (SettlingTime=92.3869) ، كما أن تجاوز القيمة المرجعية عند استخدام متحكم تقليدي (overshoot=7.8575) يكون أكبر منها عند استخدام المتحكم العائم (overshoot=2.0530).

زمن الصعود في حالة المتحكم التقليدي (25.9709) بينما زمن الصعود للمتحكم العائم (28.2081)

زمن الاستجابة العابرة للمتحكم التقليدي (92.3869) بينما زمن الاستجابة العابرة للمتحكم العائم (38.1496)

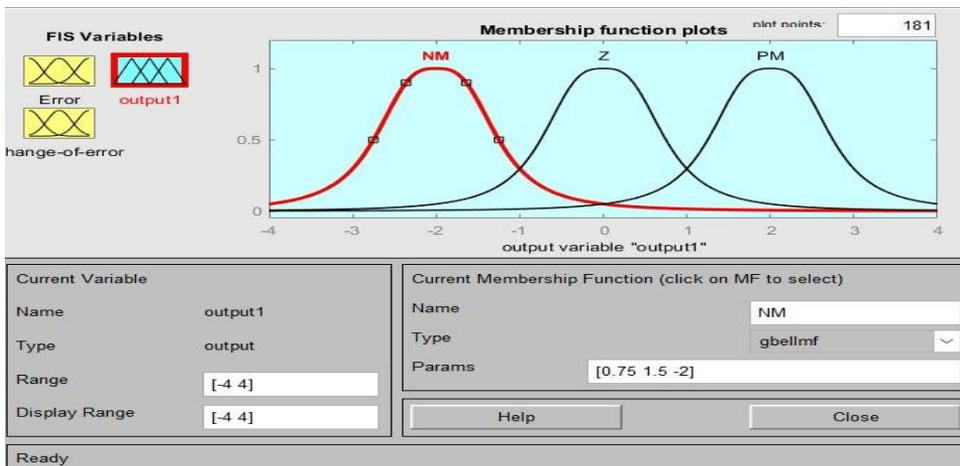
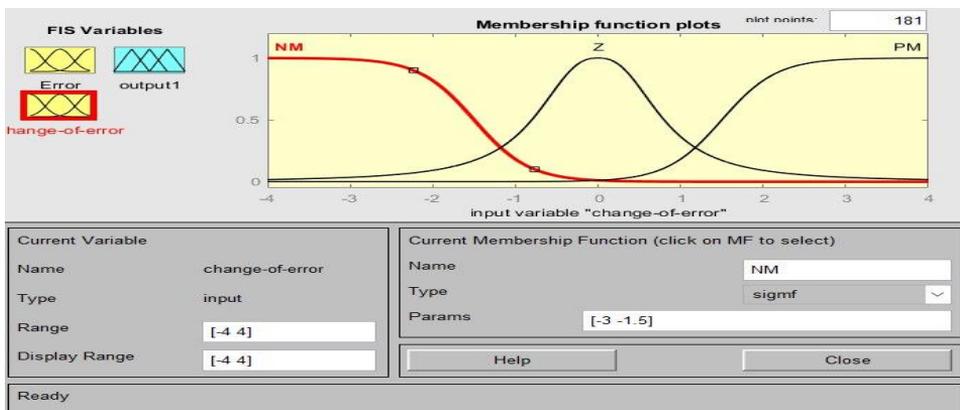
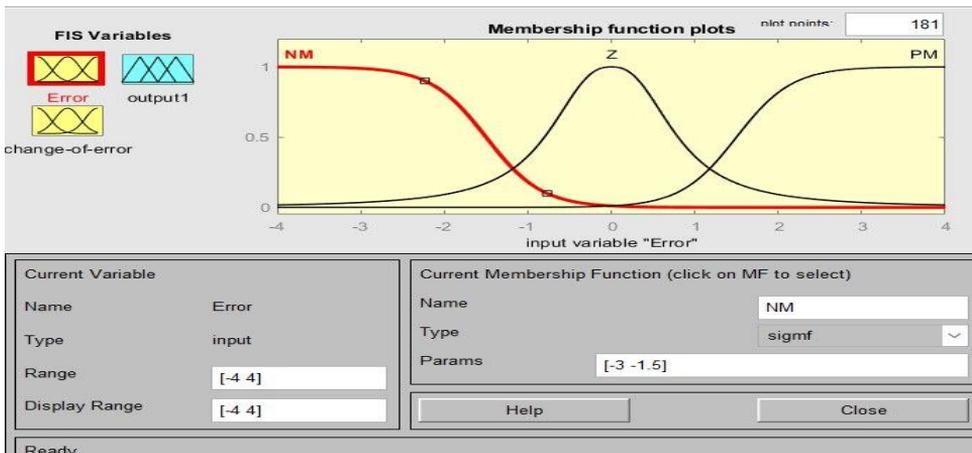
و يبين الشكل (16) سطح التحكم الخطي للمتحكم :



2-5-8-4. استخدام ثلاثة توابع انتماء لا خطية مثلثية:

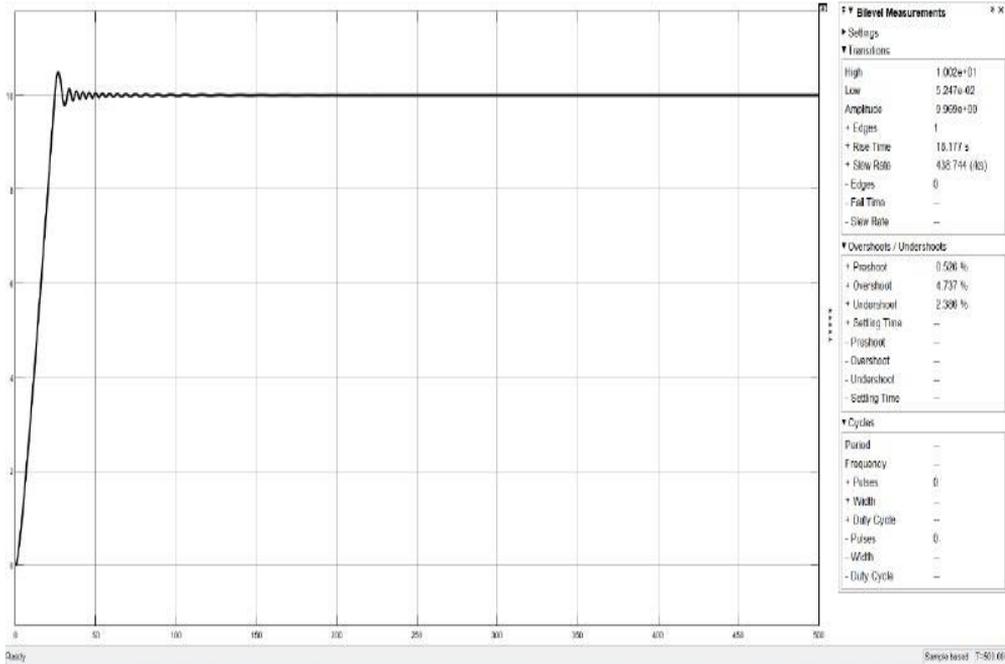
تم تصميم المتحكم (PI-Fuzzy) بالاعتماد على جدول الخبرة السابق (4)، و تم استخدام توابع انتماء مثلثية لا خطية (GbellMF و SigMF)

والشكل (17) يبين توابع الانتماء لكل من إشارة الخطأ وتغير الخطأ ذات الشكل شبه المنحرف و الخرج تابع انتماء غايسن.



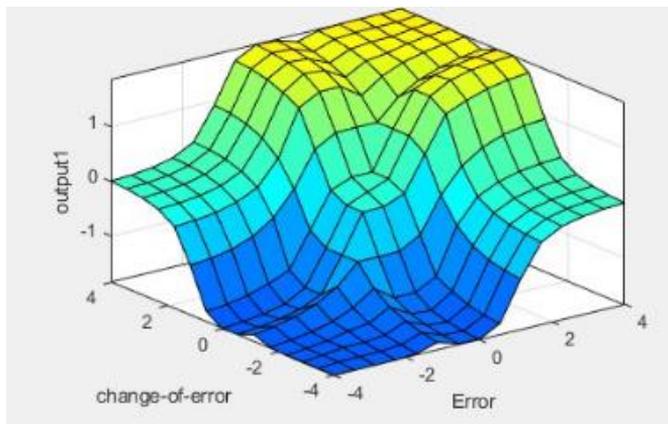
الشكل (17) توابع الانتماء للمتحكم الضبابي ذو ثلاث توابع انتماء غير خطية

نقوم باختبار النظام وفق البارامترات المحددة و نحصل على المنحني كما هو مبين في الشكل (18)



الشكل (18)

و الشكل (19) يظهر سطح التحكم الخطي للمتحكم :



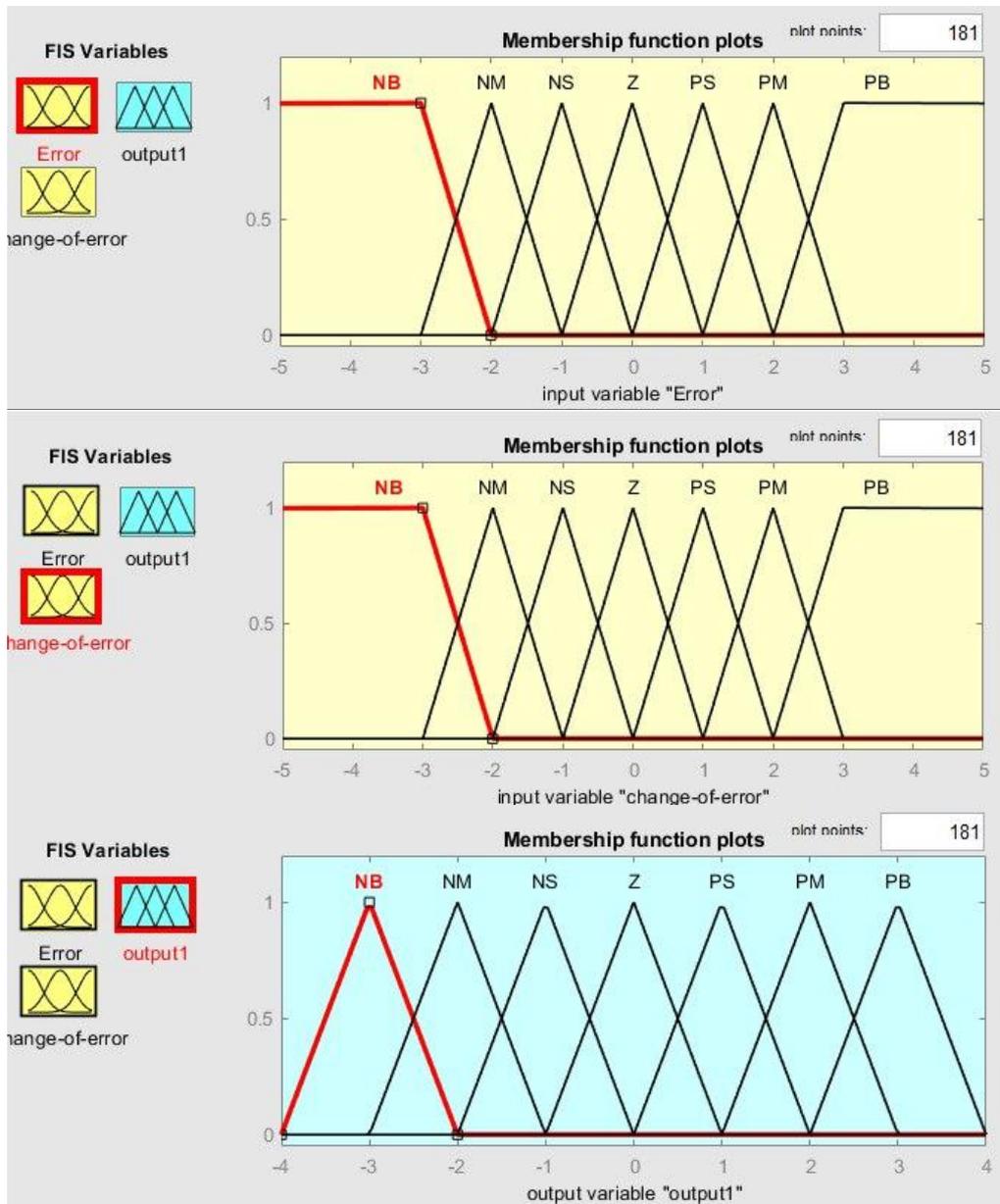
3-5-8-4. استخدام سبعة توابع انتماء مثلثية خطية:

تم تصميم المتحكم (PI-Fuzzy) بالاعتماد على جدول الخبرة التالي:

| Ce \ e | NB | NM | NS | Z | PS | PM | PB |
|--------|----|----|----|----|----|----|----|
| NB | NB | NB | NB | NB | NM | NS | Z |
| NM | NB | NB | NB | NM | NS | Z | PS |
| NS | NB | NB | NM | NS | Z | PS | PM |
| Z | NB | NM | NS | Z | PS | PM | PB |
| PS | NM | NS | Z | PS | PM | PB | PB |
| PM | NS | Z | PS | PM | PB | PB | PB |
| PB | Z | PS | PM | PB | PB | PB | PB |

جدول (5) : جدول الخبرة اعتماداً على سبعة توابع انتماء خطية

والشكل (20) يبين توابع الانتماء لكل من إشارة الخطأ وتغير الخطأ و الخرج.



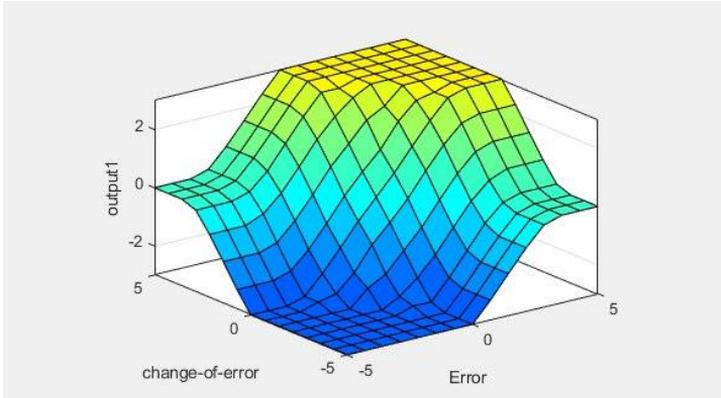
الشكل (20) توابع الانتماء للمتحكم الضبابي ذو سبع توابع انتماء خطية مثلثية

نقوم باختبار النظام وفق البارامترات المحددة و نحصل على خواص الاستجابة العابرة كما هو مبين في الشكل (21)

```
RiseTime: 14.2788
TransientTime: 22.2836
SettlingTime: 22.2836
SettlingMin: 9.2519
SettlingMax: 10.4432
Overshoot: 4.4319
Undershoot: 0
Peak: 10.4432
PeakTime: 20.9034
```

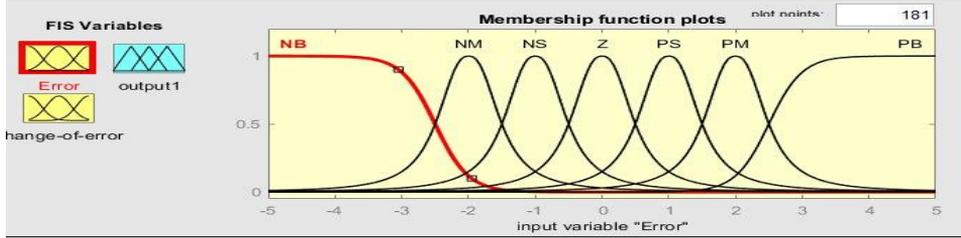
الشكل (21)

و الشكل (22) يظهر سطح التحكم الخطي للمتحكم :



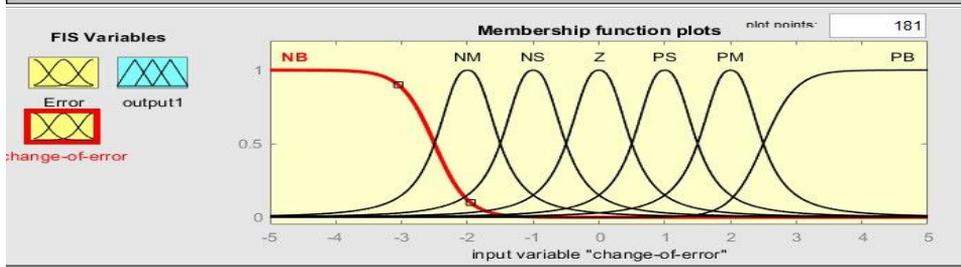
4-8-5-3. استخدام سبعة توابع انتماء لا خطية مثلثية:

يبين الشكل (23) توابع الانتماء اللاخطية للخطأ و تغير الخطأ و خرج المتحكم :



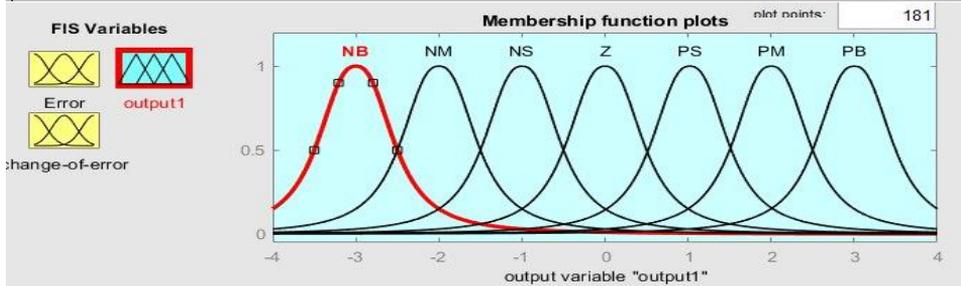
| | | | |
|-------------------------|--------|--|-----------|
| Current Variable | | Current Membership Function (click on MF to select) | |
| Name | Error | Name | NB |
| Type | input | Type | sigmf |
| Range | [-5 5] | Params | [-4 -2.5] |
| Display Range | [-5 5] | <input type="button" value="Help"/> <input type="button" value="Close"/> | |

Ready



| | | | |
|-------------------------|-----------------|--|-----------|
| Current Variable | | Current Membership Function (click on MF to select) | |
| Name | change-of-error | Name | NB |
| Type | input | Type | sigmf |
| Range | [-5 5] | Params | [-4 -2.5] |
| Display Range | [-5 5] | <input type="button" value="Help"/> <input type="button" value="Close"/> | |

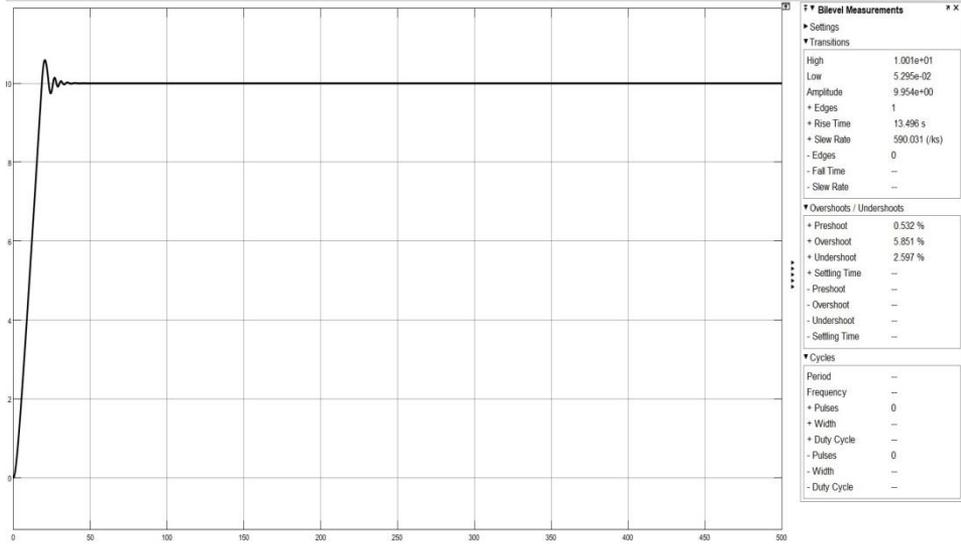
Ready



| | | | |
|-------------------------|---------|--|---------------|
| Current Variable | | Current Membership Function (click on MF to select) | |
| Name | output1 | Name | NB |
| Type | output | Type | gbellmf |
| Range | [-4 4] | Params | [0.5 1.25 -3] |
| Display Range | [-4 4] | <input type="button" value="Help"/> <input type="button" value="Close"/> | |

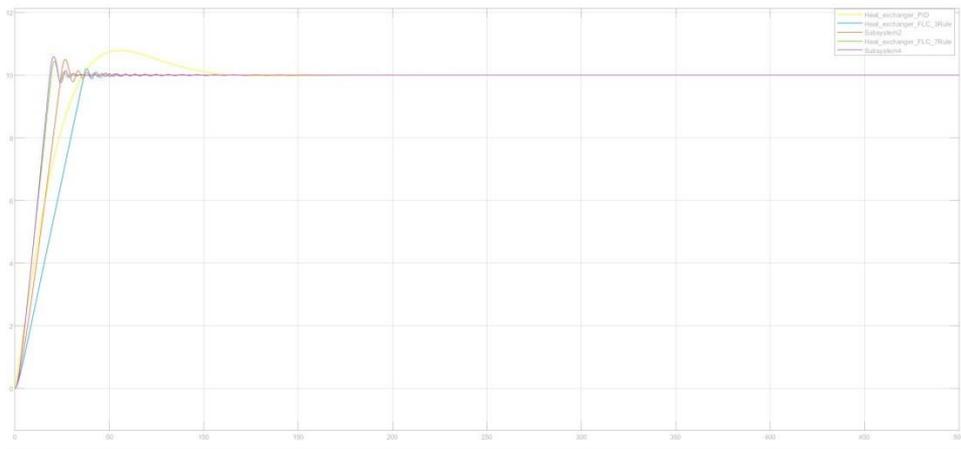
Ready

نقوم باختبار النظام وفق البارامترات المحددة و نحصل على المنحني و خواص الاستجابة العابرة كما هو مبين في الشكل (24) :



الشكل (24)

وتم مقارنة أداء النظام باستخدام متحكم (PID) و متحكم ضبابي بثلاثة توابع انتماء مثلثية خطية و سبعة توابع انتماء مثلثية خطية، و ثلاث توابع انتماء لا خطية مثلثية و سبع توابع انتماء لا خطية مثلثية. كما هو مبين في الشكل (25).



الشكل (25) مقارنة استجابة النظام

يبين الجدول (5) نتائج كل متحكم من المتحكمات المستخدمة :

| المتحكم | شكل التابع | عدد توابع الانتماء | زمن الصعود | تجاوز القيمة المرجعية |
|----------|---------------|--------------------|------------|-----------------------|
| PID | - | - | 25.9709 | 7.8757 |
| PI-Fuzzy | مثلثي خطي | 3 | 28.2081 | 2.0530 |
| PI-Fuzzy | مثلثي خطي | 7 | 14.2788 | 4.4139 |
| PI-Fuzzy | مثلثي غير خطي | 3 | 18.177 | 4.737 |
| PI-Fuzzy | مثلثي غير خطي | 7 | 13.496 | 5.851 |

كما يظهر من الجدول إن زمن اللازم للوصول للقيمة المرجعية عند استخدام متحكم ذو سبع توابع انتماء غير خطية مثلثية يكون أقل من باقي المتحكمات، بينما تجاوز القيمة المرجعية يكون أقل عند استخدام متحكم عائم ذو ثلاث توابع انتماء خطية مثلثية بينما يظهر من الشكل (25) إن الزمن اللازم للاستقرار عند استخدام توابع انتماء غير خطية يكون أقل من باقي المتحكمات و في الحالتين فإن استخدام المتحكم العائم يعطي نتائج أفضل من استخدام المتحكم التقليدي .

التوصيات :

بالنسبة للدراسات المستقبلية من الممكن دراسة تأثير تغيير شكل و عدد توابع الانتماء للمتحكم العائم .

المراجع:References

- [1]. YuvrajBhushanKhare&Yaduvir Singh, "**PID Control of Heat Exchanger System**" , International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 8– No.6, October 2010.
- [2]. SUBHRANSU PADHEE. "**Controller Design for Temperature Control of Heat Exchanger System**" , WSEAS TRANSACTIONS on SYSTEMS and CONTROL , 2014.
- [3]. Boulet B.,"**Introduction to Feedback Control Systems**", Coronado Systems, Rev.0,2000.
- [4].YuvrajBhushanKhare&Yaduvir Singh, "**PID Control of Heat Exchanger System**" , International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 8, 2010
- [5].C. Somasundar Reddy, K. Balaji ." **A fuzzy-PID controller in shell and tube heat exchanger simulation modeled for temperature control**", Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science,Vol. 21, 2021, pp. 1364~1371.
- [6] Z.-L. Gaing, "A particle swarm optimization approach for optimum design of pid controller in avr system," IEEETransactions on Energy Conversion, vol. 19, no. 2, pp. 384–391, 2004.
- [7] S. Padhee and Y. Singh, "A comparative analysis of various control strategies implemented on heat exchanger system: A case study," in World Congress on Engineering (WCE), London, UK, vol. 2, 2010.
- [8] S. Padhee, Y. B. Khare, and Y. Singh, "Internal model based pid control of shell and tube heat exchanger system," in *IEEE Students' Technology Symposium (TechSym)*. IEEE, 2011, pp. 297–302.
- [9] J. Selvi, T. Radhakrishnan, and S. Sundaram, "Performance assessment of pid and imc tuning methods for a mixing process with time delay," ISA transactions, vol. 46, no. 3, pp. 391–397, 2007.
- [10] M. Jelali, "An overview of control performance assessment technology and industrial applications," Control Engineering Practice, vol. 14, no. 5, pp. 441–466, 2006.
- [11] T. Hägglund, "A control-loop performance monitor," Control Engineering Practice, vol. 3, no. 11, pp. 1543–1551, 1995.

تصميم ودراسة طوبولوجيا مرايا التيار باستخدام تقنية الأنابيب النانوية الكربونية CNTFET وتقنية ترانزستورات PTM_FET

الياس عوض اشراف: د. عبدالله غندور
كلية الهمك - جامعة البعث

ملخص البحث:

يقدم البحث طريقة لتصميم وتحليل أداء طوبولوجيا مرايا التيار CMT (مرآة التيار الأساسية SCM ومرآة التيار الكاسكودية CCM ومرآة التيار الكاسكودية الثلاثية TCCM) المكونة من ترانزستورات الأثر الحثي المصممة باستخدام تقنية أنابيب الكربون النانوية CNTFET وذلك باستخدام لغة البرمجة Verilog A في تصميم ترانزستور CNTFET وفقا لنموذج جامعة Stanford، كما يقدم البحث طريقة لتصميم وتحليل أداء طوبولوجيا مرايا التيار CMT باستخدام ترانزستورات FET ذات بوابة معدنية عالية الأداء ومنخفضة الطاقة وفق نموذج Predictive Technology Model PTM، المقترح ضمن قسم الدارات التكاملية والنمذجة النانوية NIMO في جامعة Arizona والذي يدعم أربع تقنيات 45nm, 32nm, 22nm, 16nm، وتم إجراء النمذجة والمحاكاة باستخدام برنامج Cadence VMWare Workstation 2022، وتم دراسة بارامترات مرآة التيار من حيث التحليل المستمر لمعامل تضخيم التيار وخطأ التيار المثوي وعلاقة تيار الخرج بالدخل، إضافة الى التحليل المتناوب لمقاومة الخرج وعرض المجال الترددي لكل من التقنيات السابقة .

كلمات مفتاحية: الأنابيب النانوي، مرآة التيار، ترانزستورات CNTFET، مرآة التيار الكاسكودية CCM، نموذج PTM، Cadance.

Design and study of the Current Mirrors topology using carbon nanotube technology CNTFET and transistors technology PTM_FET

Summary:

The research presents a method for designing and analyzing the performance of a Current Mirror topology (CMT basic Current Mirror SCM, Cascode Current Mirror CCM, and triple Cascode Current Mirror TCCM) consisting of field effect transistors designed using carbon nanotube CNTFET technology, using the Verilog A programming language. in designing a CNTFET transistor according to the Stanford University model. The research also presents a method for designing and analyzing the performance of the Current Mirror topology CMT using high-performance, low-power metal-gate FET transistors according to the Predictive Technology Model PTM, proposed by the Department of Integrated Circuits and Nanoscale Modeling NIMO at the University of Arizona, which supports four technologies 45nm, 32nm, 22nm, and 16nm. Modeling and simulation was performed using the Cadence VMware Workstation 2022 program, and the Current Mirror parameters were studied in terms of continuous analysis of the Current amplification factor, percentage Current error, and the relationship of the output Current to the input, In terms of alternating analysis of the output impedance and frequency Band width for each of the previous techniques.

Keywords: Nanotube, Current Mirror, CNTFET, Cascode Current Mirror CCM, PTM model, Cadance.

1- مقدمة

لقد شهدت التكنولوجيا القائمة على السليكون نمواً هائلاً خلال العقود القليلة الماضية. ويرجع جزء كبير من نجاح الترانزستور MOSFET إلى حقيقة أنه يمكن تصغير أبعاده إلى قيم صغيرة، مما يؤدي إلى أداء أعلى، ولكن معظم هذه الترانزستورات تصل تقريباً إلى حجم محدد. لهذا السبب، تبحث صناعة أنصاف النواقل عن مواد وأجهزة مختلفة لدمجها مع التكنولوجيا الحالية القائمة على السيليكون. إن ترانزستورات تأثير الحقل الكهربائي المعتمدة على أنابيب الكربون النانوية Carbon Nanotube Field Effect Transistor CNTFET هي البدائل الواعدة بسبب خصائصها الكهربائية الفائقة.

إن نمذجة ترانزستورات الأثر الحقلية ذات الأنابيب النانوية CNTFETs تساعدنا في دراسة هذه الترانزستورات دراسة تفصيلية لمعرفة مميزاتا بشكل كامل ومعرفة نقاط القوة واستثمارها، ونقاط الضعف ومعالجتها ومعرفة أداءها في الدارات قبل تصنيعها.

إن تقنية تحييز الترانزستورات ودارات الترانزستور في الدارات المتكاملة تختلف كلياً عنها في الدارات المكونة من ترانزستورات منفردة (منفصلة)، حيث إن تغذية مضخمات الدارات المتكاملة تستلزم حتماً استخدام منابع التيار الثابت (مرايا التيار) [1] المكونة من ترانزستورات، حيث أن المقاومات تتطلب مساحات كبيرة نسبياً من سطح رقاقة الدارة المتكاملة إذا ما قورنت بالمساحة التي يتطلبها وجود الترانزستور.

وفي هذا البحث سندرس عدة أنواع من هذه المرايا وهي مرآة التيار الأساسية المكونة من ترانزستورين Simple Current Mirror SCM، ومرآة التيار الكاسكودية Cascode Current Mirror CCM المكونة من أربع ترانزستورات، ومرآة التيار الكاسكودية الثلاثية Triple Cascode Current Mirror TCCM المكونة من ست ترانزستورات.

وسيتم دراسة وتحليل أداء مرايا التيار هذه بعدة تقنيات لطول القناة، باستخدام تقنية ترانزستورات الأثر الحقلية ذات الأنابيب النانوية CNTFET، وباستخدام تقنية ترانزستورات الأثر الحقلية FET ذات بوابة معدنية عالية الأداء ومنخفضة الطاقة NMOS45nm و NMOS32nm و NMOS22nm و NMOS16nm.

2-هدف البحث

يهدف البحث إلى عدد من النقاط الهامة وهي:

(1) تحليل أداء مرآة التيار الأساسي SCM المكونة من ترانزستورين باستخدام خمس تقنيات، أربع تقنيات منها باستخدام ترانزستورات الأثر الحقلي FET ذات بوابة معدنية عالية الأداء ومنخفضة الطاقة NMOS45nm، NMOS32nm، NMOS22nm، NMOS16nm والتقنية الخامسة باستخدام ترانزستورات الأثر الحقلي ذات أنابيب الكربون النانوية CNTFET، وذلك من حيث علاقة تيار الخرج بدلالة الجهد، وعامل تضخيم التيار، والخطأ المئوي لتيار الخرج بدلالة تيار الدخل، ومقاومة الخرج المتناوبة لمرآة التيار، وعرض المجال الترددي لكل تقنية.

(2) تحليل أداء مرآة التيار الكاسكودية CCM المكونة من أربع ترانزستورات باستخدام خمس تقنيات (NMOS45nm و NMOS32nm و NMOS22nm و NMOS16nm، CNTFET).

(3) تحليل أداء مرآة التيار الكاسكودية الثلاثية TCCM المكونة من خمس ترانزستورات باستخدام خمس تقنيات (NMOS45 و NMOS32nm و NMOS22nm و NMOS16nm، CNTFET).

(4) مقارنة أداء كل تقنية من التقنيات الخمسة السابقة على طوبولوجيا مرايا التيار CMT (مرآة التيار الأساسية SCM، الكاسكودية CCM، الكاسكودية الثلاثية TCCM) ودراسة تأثير كل تقنية على هذه الطوبولوجيا.

3- آلية إجراء البحث

تم إجراء البحث وفق المراحل التالية

(1) في البداية تم إعطاء مقدمة عن أنابيب الكربون النانوية CNT، والدارة المكافئة لترانزستورات الأثر الحقلي ذات الأنابيب النانوية الكربونية CNTFET.

(2) تم تصميم ترانزستور CNTFET وفق لغة البرمجة Verilog A ووفق النموذج المقترح من جامعة Stanford، وتم تضمين هذا النموذج ضمن مكتبة جديدة CNTFET-n في برنامج Cadence Vmware Workstation 2022.
(3) تم تصميم أربع ترانزستورات FET ذات بوابة معدنية عالية الأداء ومنخفضة الطاقة وفق نموذج Predictive Technology Model PTM، والمقترح ضمن قسم الدارات التكاملية والنمذجة النانوية Nanoscale Integration and Modeling NIMO في جامعة أريزونا Arizona State University والذي يدعم أربع تقنيات 45nm , 32nm , 22nm, 16nm.

(4) تضمين الكود البرمجي لنموذج PTM High Performance 16nm Metal Gate السابق ضمن مكتبة جديدة NMOS16nm من نوع Bsim4 في برنامج Cadence Vmware Workstation 2022 الذي يدعم تقنية 16nm، وكذلك تم تضمين الكود البرمجي لنموذج PTM High Performance 22nm Metal Gate ضمن مكتبة جديدة NMOS22nm والذي يدعم تقنية 22nm، وكذلك تم تضمين الأكواد البرمجية لنموذج 32nm ضمن مكتبة جديدة NMOS32nm الذي يدعم تقنية 32nm، ولنموذج 45nm ضمن مكتبة جديدة NMOS45nm والذي يدعم تقنية 45nm.

(5) تصميم خمسة مرايا تيار أساسية SCM باستخدام التقنيات الخمسة السابقة، NMOS16nm, NMOS22nm, NMOS32nm, CNTFET، وإجراء مقارنة بين هذه التقنيات وتحليل أدائها.

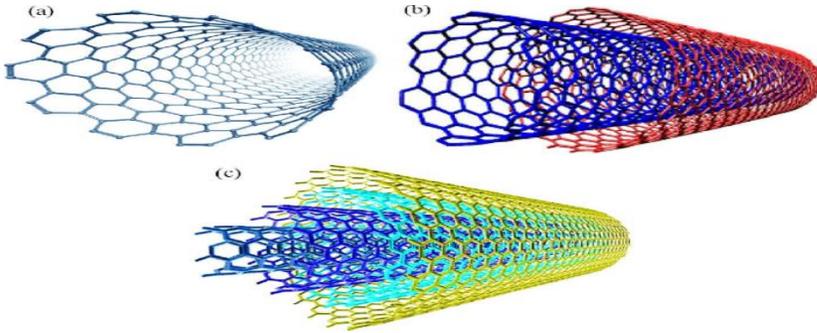
(6) تصميم خمسة مرايا تيار كاسكودية CCM مكونة من أربع ترانزستورات باستخدام التقنيات الخمسة السابقة وإجراء مقارنة وتحليل أداء لكل منها.

(7) تصميم خمسة مرايا تيار كاسكودية ثلاثية TCCM مكونة من ست ترانزستورات باستخدام التقنيات الخمسة السابقة وتحليل أداء لكل منها.

(8) تصميم طوبولوجيا مرايا التيار CMT (مرآة التيار الأساسية SCM، الكاسكودية CCM، الكاسكودية الثلاثية TCCM) وتحليل أداءها، وتقديم جداول المقارنة ورسم المنحنيات المطلوبة.

4-أنابيب الكربون النانوية

يتم تصنيف أنابيب الكربون النانوية وفقاً لبنيتها إلى: الأنابيب النانوية أحادية الجدار SWNTs والأنابيب النانوية متعددة الجدران MWNTs والأنابيب النانوية مزدوجة الجدران DWNTs كما يبين الشكل (1) [2].



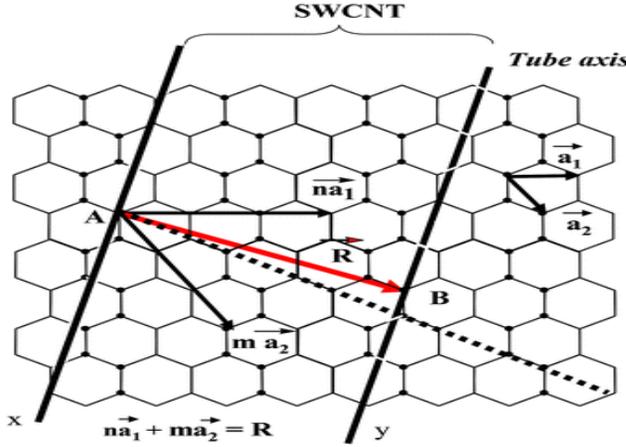
الشكل (1): a- أنبوب نانوي أحادي الجدار b- أنبوب نانوي مزدوج الجدران c- أنبوب نانوي متعدد الجدران

1-4 أنواع أنابيب الكربون النانوية أحادية الجدار SWCNT:

تتألف الأنابيب النانوية أحادية الجدار Single-Walled Nanotube: من رقاقة واحدة من الغرافين ملفوفة على شكل أنبوب أسطواني، حيث يتم لف هذه الرقاقة الوحيدة على شكل أنابيب على طول اتجاهات مختلفة لتشكل أنابيب أحادية الجدار. وتمتلك هذه الأنابيب SWNTs إمكانات جيدة في التطبيقات الالكترونية بسبب خصائصها النادرة مثل القدرة على تحمل التيار العالي.

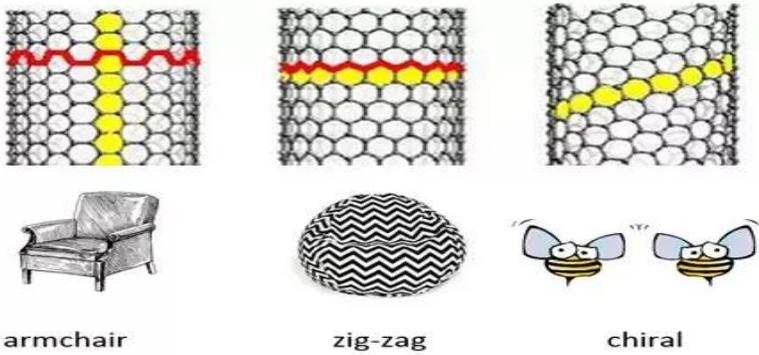
يتكون الغرافين من شبكة من ذرات الكربون المرتبطة ببعضها على شكل مضلعات سداسية، فكل ذرة ترتبط مع ثلاث ذرات مجاورة لها. يمكن اعتبار الأنابيب النانوية صفيحة من الغرافين يتم لفها لتشكل أسطوانة جوفاء. يختلف قطر الأنبوب الناتج وبنيته

باختلاف طريقة اللف لتختلف معها خواصها الإلكترونية. يبين الشكل (2) [3] كيف تتوضع ذرات الكربون في صفحة الغرافين ويبين أيضاً تمثيلاً تخطيطياً لشبكة الغرافين وشعاع عدم التناظر وشعاعي الشبكة \vec{a}_1, \vec{a}_2 ، واللذان يشكلان زاوية مقدارها 60 درجة بينهما طول كل من هذين الشعاعين هو $a_0 = \sqrt{3}a_{cc}$ حيث أن $|\vec{a}_1| = |\vec{a}_2| = a_0$ وهو طول الرابطة بين ذرتي كربون متجاورتين [4].



الشكل (2): شبكة الغرافين وشعاعي الشبكة \vec{a}_1, \vec{a}_2 وشعاع عدم التناظر

يمكن أن تكون SWCNT ذات بنية Chiral أو Achiral ويمكن تقسيم بنية achiral إلى Zigzag و Armchair. وهذا التقسيم تابع لاتجاه لف (طي) الأنابيب النانوي، وبالتالي تابع لقيمة كل من n و m حيث n,m هما ثوابت (دليلي) الشعاع. يبين الشكل (3) تصنيف الأنابيب النانوية احادية الجدران حسب اتجاه طي الانبوب النانوي [5].



الشكل (3): تصنيف الأنابيب النانوية حسب اتجاه طي الانبوب

في حالة الأنابيب النانوي CNT من نوع armchair يكون (n=m) ، بينما في حالة CNT نوع zigzag يكون (m=0) ، وأية قيمة أخرى لـ m ، n غير الحالتين السابقتين فهي أنابيب غير متناظرة chiral .

ويمكن للأنبوب النانوي أن يكون معدنياً أو نصف ناقل وذلك تبعاً لاتجاه اللف (الطي) (الدوران) والذي يشار إليه بـ chirality ويعبر عنه بشعاعين (n,m) ، حيث n,m هما ثوابت (دليلي) الشعاع وتوضح ذلك المعادلة (1) [6].

$$n\vec{a}_1 + m\vec{a}_2 = a_{cc}\sqrt{n^2 + m^2 + nm} = (n, m) \quad (1)$$

حيث يمثل C_h طول شعاع عدم التناظر chiral. و a_1 و a_2 يعطيان بالعلاقين 2 و3:

$$\vec{a}_1 = \sqrt{3} a_{cc} \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} \vec{x} + \frac{1}{2} \vec{y} \right\} \quad (2)$$

$$\vec{a}_2 = \sqrt{3} a_{cc} \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} \vec{x} - \frac{1}{2} \vec{y} \right\} \quad (3)$$

ويحدد نوع الأنبوب ومواصفاته من خلال دليليه (n,m) حيث يتحدد قطر الأنبوب وفقاً لـ (n,m) بالعلاقة 4 [7]:

$$\frac{a_{cc}}{\pi} \sqrt{n^2 + m^2 + nm} \quad (4)$$

$$\sqrt{n^2 + m^2 + nm}$$

إن العددين الصحيحين (n,m) ينتميان إلى المجال $0 \leq m \leq n$ أن أي شعاع خارج المجال هو نظير لشعاع داخل المجال السابق وهذا عائد إلى تماثل الشبكة ذات المضلعات السداسية. ويكون الأنبوب النانوي معدنياً (ناقلاً) [8] إذا كان دليلاه يحققان العلاقة التالية: $\frac{n-m}{3} = i$ حيث i هو عدد صحيح ويكون فيه فجوة الطاقة صغيرة، ويكون نصف ناقل إذا كان دليلاه يحققان العلاقة التالية: $\frac{n-m}{3} \neq i$.

5- نمذجة ترانزستورات الأثر الحفلي ذات أنابيب الكربون النانوية والدارة المكافئة:

5-1 نمذجة ترانزستورات CNTFETs

إن نمذجة ترانزستورات ال CNTFETs تساعد في دراسة هذه الترانزستورات دراسة تفصيلية لمعرفة ميزاتهما بشكل كامل ومعرفة نقاط القوة واستثمارها، ونقاط الضعف ومعالجتها ومعرفة أداءها في الدارات قبل تصنيعها. يتطلب إيجاد نماذج ترانزستور ال CNTFET حلاً لمعادلة بواسون لإيجاد الجهد الإلكتروني والشحنات المحرصة على سطح الأنابيب النانو كربوني النصف الناقل.

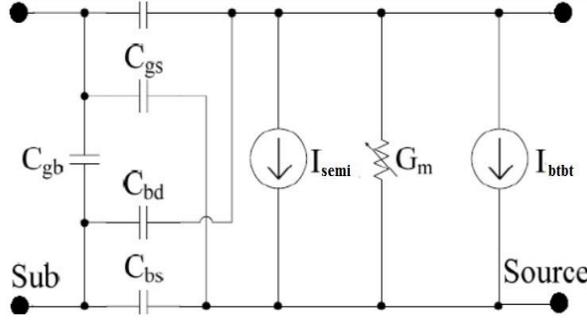
يتم تمثيل الجهود المطبقة على الترانزستور بشروطها الحدية boundary conditions. إن الصعوبة والتعقيد في نموذج ترانزستور ال CNTFET تأتي من ارتباط كل من الجهد الإلكتروني والشحنات ضمن الأنابيب النانو كربوني في ال CNTFET مع بعضهما وتأثير كل منهما على الآخر. ففي الحالة التوازنية equilibrium لا يوجد جهود مطبقة على الترانزستور، وبالتالي فإن توزع حوامل الشحنة ضمن المادة نصف الناقلة يتم تحديده كتابع للجهد الإلكتروني ستاتيكي [9] ، باستخدام كثافة الحالات للمادة وتوابع التوزيعات الإحصائية كتوزيع فيرمي-ديراك وتوزيع ماكسويل-بولتزمان.

ولكن في الحالة اللاتوازنية non equilibrium (عند تطبيق جهود على الترانزستور) لا يوجد علاقة محددة صحيحة بين الجهد الإلكتروني المحلي وتوزع حوامل الشحنة ولذلك نحتاج لطرائق دقيقة لإيجادهما. حيث أن كل من الجهد الإلكتروني وتوزع الشحنات يؤثر أحدهما بالآخر ويغير قيمته حتى الوصول إلى قيمتين متوافقتين ينتهي معها التأثير المتبادل بين الجهد الإلكتروني وتوزع الشحنات وهذا ما يسمى التناغم الذاتي self-consistent الذي يحصل بين الجهد الإلكتروني والشحنات في ترانزستور ال CNTFET .

إن الحل المتناغم ذاتياً لـ CNTFET يتطلب أن يكون متوافق مع معادلة بواسون [10] وعلاقة الجهد الإلكتروني بالشحنة ضمن الأنابيب النانو كربوني.

5-2 الدارة المكافئة للترانزستور الـ CNTFET :

إن الدارة المكافئة لعنصر هي الدارة التي يمكن استبدالها مكان هذا العنصر وتقوم بنفس عمل وأداء هذا العنصر. يبين الشكل (4) الدارة المكافئة لنموذج ترانزستور الـ CNTFET [11]، والذي هو من نوع معدل القناة (CM-CNTFET) مسطح ذي بوابة علوية، افتراضنا أن النقل فذفي Transport Ballistic.



الشكل (4) الدارة المكافئة لترانزستور الـ CNTFET

من الملاحظ أن الدارة المكافئة السابقة تتضمن منبعين للتيار، الأول هو I_{semi} وهو التيار الحراري الناتج من الحزم الفرعية ضمن الأنبوب النانو كربوني النصف ناقل، أما منبع التيار الثاني فهو تيار التسريب I_{btbt} والذي ينتج من ظاهرة النفق بين الحزمة والأخرى band to band tunneling والتي تحدث بين الحزم الفرعية ضمن الأنبوب النانو كربوني النصف ناقل.

5-2-1 قيم عناصر الدارة المكافئة لترانزستور الـ CNTFET:

عندما يكون الأنبوب النانو كربوني من نوع النصف الناقل، فإن قيمة التيار الحراري تعطى بالعلاقة (5) [11].

$$I_{semi}(V_{ch.ds}, V_{ch.gs}) = \frac{4e^2}{h} \sum_{k_m=1}^M T_m \cdot \left[V_{ch.ds} + \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{1 + e^{(E_{m.o} - \Delta\phi_B)/kT}}{1 + e^{(E_{m.o} - \Delta\phi_B + eV_{ch.ds})/kT}} \right) \right] \quad (5)$$

حيث أن $V_{ch,gs}$ و $V_{ch,ds}$: اختلافات جهد فيرمي في منطقة القناة والناطقة من تطبيق جهد بين المنبع والمصرف وبين البوابة والمصرف، $\Delta\phi_B$: تغير الجهد الإلكتروني للبوابة عند تطبيق تحييز بين المصرف والبوابة، k : ثابت بولتزمان، T : درجة الحرارة في الكلفن، $E_{m,0}$: منتصف الحزمة الممنوعة للحزمة الفرعية m^{th} .

T_m : احتمال الإرسال والذي يعطى بالعلاقة (6):

$$T_m = \frac{l_{op} \cdot l_{ap}}{l_{op} \cdot l_{ap} + (l_{op} + l_{ap}) \cdot L_g} \quad (6)$$

حيث أن: L_g : طول القناة المبوب. l_{op} : متوسط المسار الحر لتشتت الفونون (ويساوي تقريباً 15 nm [12])، l_{ap} : متوسط المسار الحر لتشتت الفونون السمي (ويساوي تقريباً 500 nm [12])، ويجب أن تتضمن الدارة منبع تيار متحكم به عن طريق الجهد يمثل التيار النفقي من حزمة إلى حزمة أخرى I_{btbt} (من أجل معرفة استهلاك الطاقة الستاتيكي) والذي يعطى بالعلاقة (7):

$$I_{btbt} = \frac{4e}{h} kT \sum_{k_m=1}^M T_{btbt} \cdot \ln \left[\frac{\left(\frac{1 + e^{\frac{eV_{ch,ds} - E_{m,0} - E_r}{kT}}}{1 + e^{\frac{E_{m,0} - E_r}{kT}}} \right)}{\frac{\max(eV_{ch,ds} - 2E_{m,0}, 0)}{eV_{ch,ds} - 2E_{m,0}}} \right] \quad (7)$$

حيث أن T_{btbt} : احتمال النفق. للحصول على دارة مكافئة شاملة تحاكي الاستجابة المستمرة، يجب أن تحتوي هذه الدارة على مكثفات بين الأقطاب الأربعة (G,D,S,B) ، يتم الاعتماد على نموذج Meyer capacitor لتحديد هذه المكثفات. قيم هذه المكثفات تعطى بالعلاقات (8) [14]:

$$C_{gd} = \frac{L_g C_g (C_{QS} + \beta C_C)}{C_{tot} + C_{QS} + C_{Qd}} , \quad C_{bd} = \frac{C_{sub}}{C_g} , \quad C_{bs} = C_{gs} \frac{C_{sub}}{C_g} \quad (8)$$

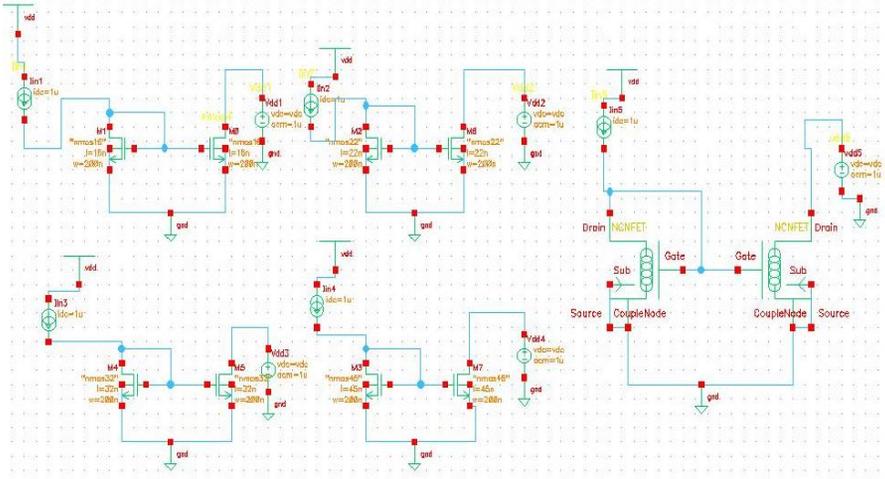
$$C_{bg} = C_{gb} = \frac{L_g C_g C_{sub}}{C_{tot} + C_{QS} + C_{Qd}} , \quad C_{gs} = \frac{L_g C_g (C_{QS} + (1 - \beta C_C))}{C_{tot} + C_{QS} + C_{Qd}} C_{bs}$$

تصميم ودراسة طوبولوجيا مرايا التيار باستخدام تقنية الأنابيب النانوية الكربونية CNTFET وتقنية ترانزستورات PTM_FET

حيث أن: C_{bd} : السعة بين مادة الأساس substrate والمصرف. C_{bs} : السعة بين المنبع ومادة الأساس. C_{gd} : السعة بين مادة المصرف والبوابة. C_{gs} : السعة بين مادة المنبع والبوابة، C_{gb} و C_{bg} : السعة بين مادة البوابة ومادة الأساس. C_{tot} : هي سعة الربط إلكترو سياتيكي الكلية لكل واحدة طول بين القناة والأقطاب الأخرى، C_{Qd}, C_{Qs} : السعة الكوانتية quantum capacitance ناتجة من حوامل الشحنة في المصرف والمنبع، C_C : سعة الربط الإلكتروني سياتيكي الناتجة من حوامل الشحنة ضمن القناة، C_g : سعة البوابة، β : عدد حقيقي.

6- بارامترات مرايا التيار

يبين الشكل (5) مرآة التيار الأساسية SCM باستخدام برنامج Cadence Vmware Workstation 2022 وفق نموذج [15] Stanford.



الشكل (5) تصميم مرايا التيار الأساسية باستخدام برنامج Cadence

وذلك بالاعتماد على ترانزستورات الأثر الحقلية ذات الأنابيب النانوية الكربونية [16] CNTFET، وفقا للغة البرمجة Verilog A [17]، وكذلك يبين تصميم مرآة تيار باستخدام ترانزستورات FET ذات بوابة معدنية عالية الأداء منخفضة الطاقة وفق نموذج PTM [18] Predictive Technology Model، والمقترح ضمن قسم الدارات التكاملية والنمذجة النانوية NANO Integration and Modeling NIMO في جامعة

أريزونا Arizona State University والذي يدعم أربع تقنيات
.[20]45nm,32nm,22nm,16nm).

من المميزات الهامة لمرآة التيار هي نسخ نفس قيمة تيار الدخل I_{REF} الى تيار الخرج I_{OUT} ، ويجب أن تكون مقاومة خرج مرآة التيار كبيرة وذلك حتى لا يتأثر تيار الحمل الذي سوف تغذيه مرآة التيار، تم في هذا البحث دراسة البارامترات الخمسة التالية لمرآة التيار:

أولاً: دراسة علاقة تيار الخرج بدلالة تيار الدخل $I_{out} = f(I_{ref})$ ، حيث يجب أن يتساوى التيارين في الحالة المثالية.

ثانياً: دراسة قيمة الخطأ لتيار الخرج مع تيار الدخل كنسبة مئوية والذي يعطى بالعلاقة (9) والذي يجب أن يساوي الصفر في الحالة المثالية [19].

$$error\% = \left| \frac{i_{out} - i_{ref}}{i_{ref}} \right| * 100\% \quad (9)$$

ثالثاً: دراسة تضخيم التيار بدلالة جهد التغذية في التحليل المستمر والذي يعطى بالعلاقة 10، وهو علاقة نسبة تيار الخرج على تيار الدخل المرجعي والذي يجب أن يساوي الواحد في مرآة التيار المثالية.

$$a_i = \frac{i_{out}}{i_{ref}} \quad (10)$$

رابعاً: دراسة مقاومة الخرج المتناوبة في التحليل المتناوب لمرآة التيار R_{out} والتي تمثل مقاومة الدارة منظورا لها من طرفي المصرف لترانزستور الخرج تعطى بالعلاقة (11).

$$R_{out} = \left\{ \frac{V_{out}}{I_{out}} \Big|_{V_{in} = 0} \right\} \quad (11)$$

خامساً: دراسة ربح التيار في التحليل المتناوب بالديسيبل الذي يتم حسابه من العلاقة (12)،

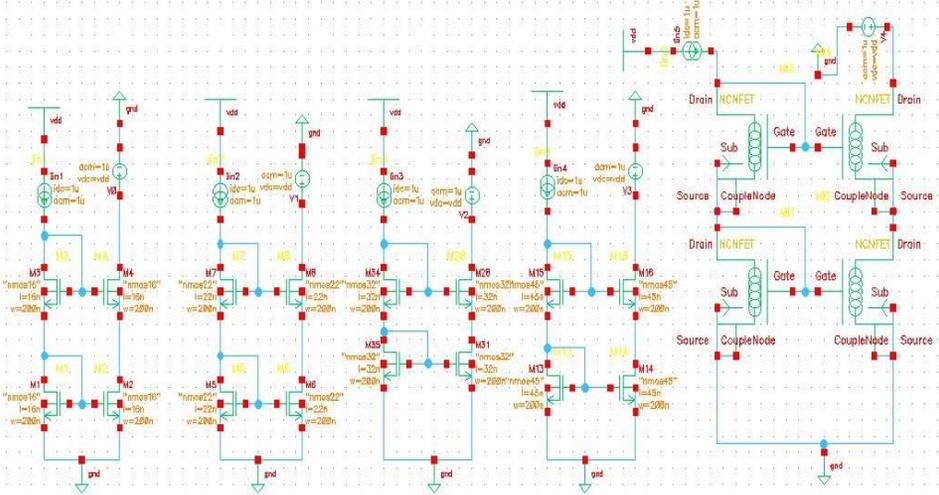
$$A_i(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{i_{out}}{i_{in}} \Big|_{ac} \right) \quad dB \quad (12)$$

تصميم ودراسة طوبولوجيا مرايا التيار باستخدام تقنية الأنابيب النانوية الكربونية CNTFET
وتقنية ترانزستورات PTM_FET

ومن هذا المنحني يتم رسم الخط $(A_i(dB) - 3dB)$ فيتقاطع هذا الخط مع منحني التضخيم في النقطة M، وبإسقاط هذه النقطة على محور التردد نحصل على عرض المجال الترددي B_w .

7-مرآة التيار الكاسكودية (CCM) (Cascode Current Mirror)

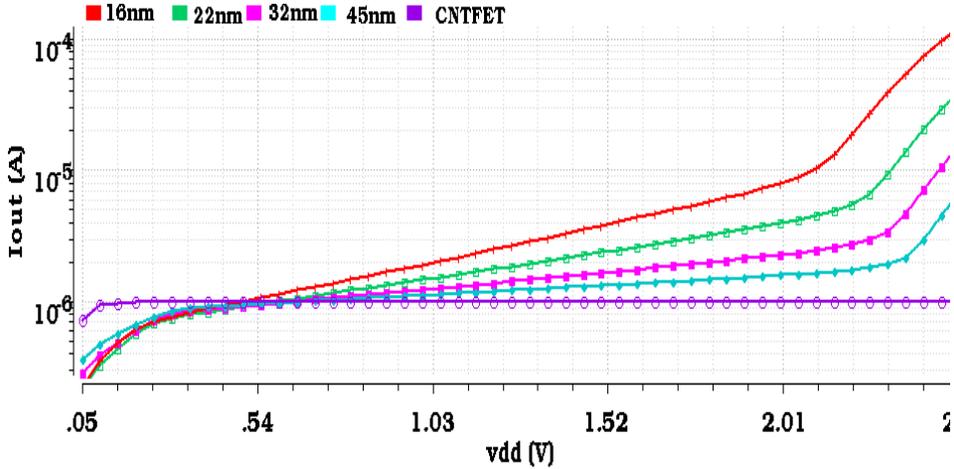
يبين الشكل (6) تصميم مرآة التيار الكاسكودية المكونة من أربع ترانزستورات باستخدام البرنامج CADANCE، وكافة نتائج المحاكاة في هذا القسم تمت من خلال المقارنة بين التقنيات الأربعة لمرآة التيار الكاسكودية (45 nm, 32 nm, 22 nm, 16 nm) باستخدام ترانزستورات الأثر الحقلي MOSFET، بالاعتماد على النموذج BSIM4، وذلك من أجل عرض قناة 200nm، وتيار مرجعي $1 \mu A$ ، والتقنية الخامسة لمرآة التيار الأساسية باستخدام ترانزستورات الأثر الحقلي ذات الأنابيب النانو كربونية CNTFET وذلك بالاعتماد على نموذج Stanford ومن أجل أنبوب نانوي واحد، للنمط $chirality (n,m) = (19,0)$ ، وتيار مرجعي $1 \mu A$ وبتقنية 32nm وعرض قناة 200 nm .



الشكل (6) تصميم مرآة التيار الكاسكودية (CCM) باستخدام البرنامج cadence

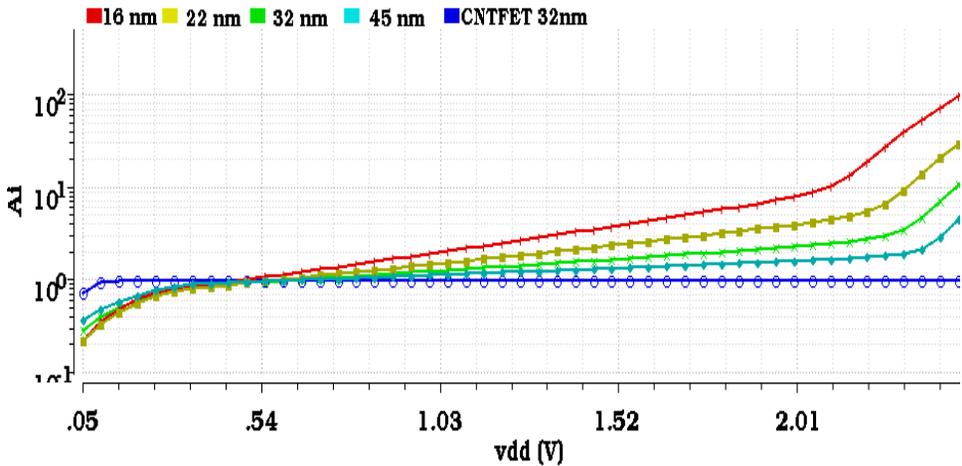
7-1 نتائج محاكاة مرآة التيار الكاسكودية CCM

يبين الشكل (7) التحليل المستمر dc analysis في مرآة التيار CCM لعلاقة تيار الخرج بدلالة الجهد V_{dd} .



الشكل (7) التحليل المستمر في مرآة التيار CCM لعلاقة تيار الخرج بدلالة الجهد V_{dd}

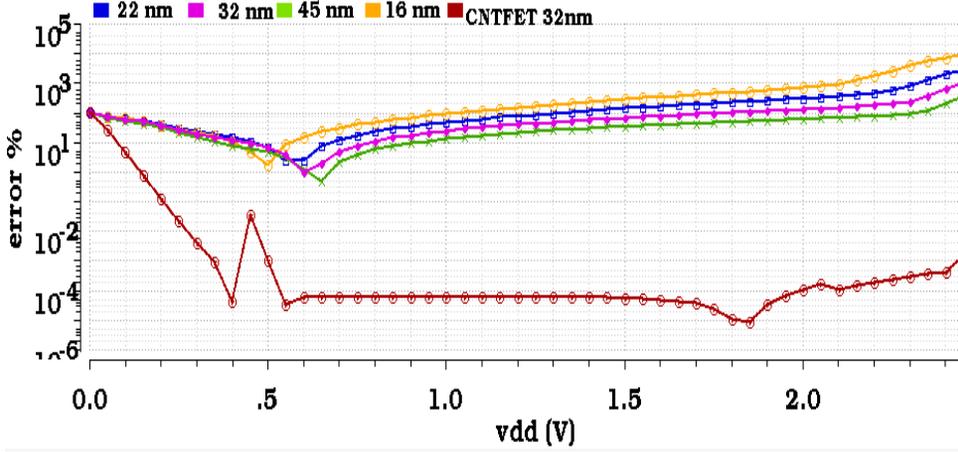
ويبين الشكل (8) التحليل المستمر dc analysis لعلاقة تضخيم التيار بدلالة الجهد V_{dd} .



الشكل (8) التحليل المستمر في مرآة التيار CCM لعلاقة تضخيم التيار بدلالة الجهد V_{dd}

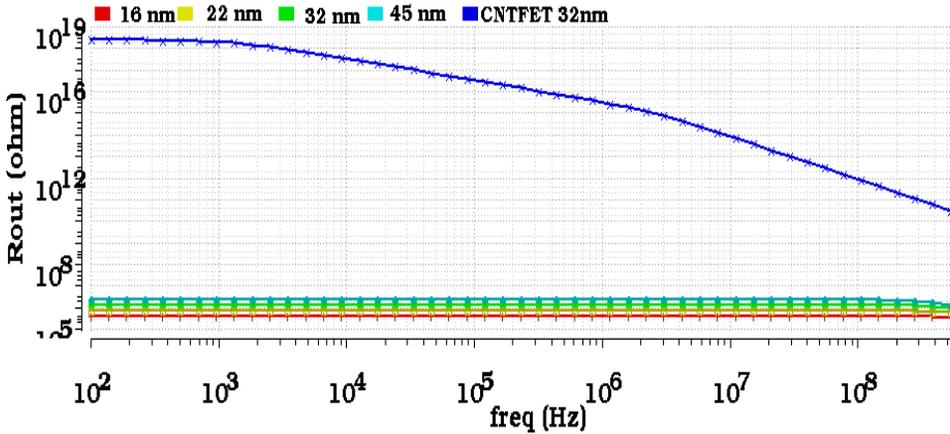
تصميم ودراسة طوبولوجيا مرايا التيار باستخدام تقنية الأنابيب النانوية الكربونية CNTFET
 وتقنية ترانزستورات PTM_FET

يبين الشكل (9) التحليل المستمر dc analysis لعلاقة الخطأ المئوي لتيار الخرج بدلالة الجهد Vdd.



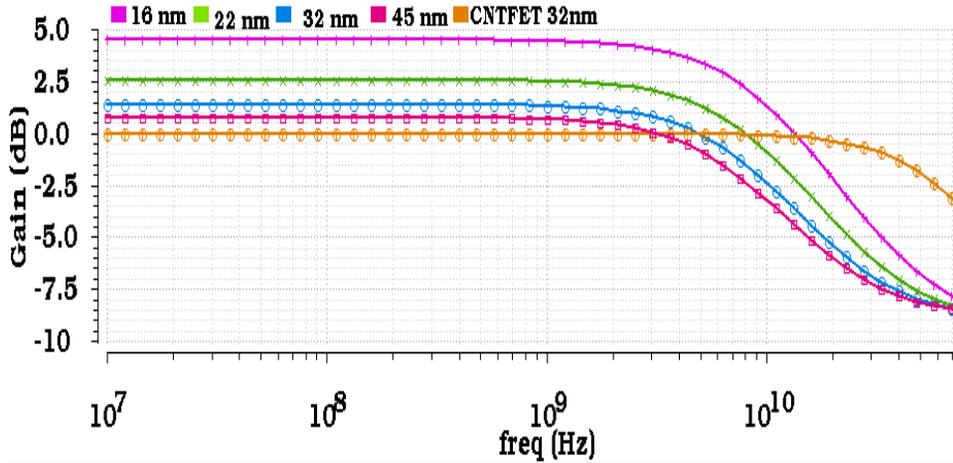
الشكل (9) التحليل المستمر في مرآة التيار CCM للخطأ المئوي لتيار الخرج بدلالة الجهد

يبين الشكل (10) التحليل المتناوب Ac analysis لعلاقة مقاومة الخرج بدلالة التردد.



الشكل (10) التحليل المتناوب في مرآة التيار CCM لعلاقة مقاومة الخرج بدلالة التردد

يبين الشكل (11) التحليل المتناوب Ac analysis لعلاقة التضخيم وعرض المجال الترددي بدلالة التردد.



الشكل (11) التحليل المتناوب في مرآة التيار CCM لعلاقة التضخيم وعرض المجال الترددي بتحليل الأشكال من (7 الى 11)، وتلخيص النتائج في الجدول (1) والذي يقارن بارامترات مرايا التيار الكاسكودية (تيار الخرج، تضخيم التيار، الخطأ المئوي للتيار، مقاومة الخرج المتناوبة، عرض المجال الترددي) باستخدام NMOS وباستخدام CNTFET. المقارنة تمت عند جهد تغذية $V_{dd}=1V$ ، وتيار مرجعي $1\mu A$.

الجدول (1) مقارنة بين التقنيات المختلفة لمرآة التيار CCM

| بارامتر المحاكاة | Cascode Current Mirror | | | | |
|-------------------|------------------------|--------|--------|--------|--------|
| | CNTFET | 45nm | 32nm | 22nm | 16nm |
| $I_{out}(\mu A)$ | 1.0 | 1.34 | 1.67 | 2.39 | 3.84 |
| A_i | 1.0 | 1.341 | 1.676 | 2.39 | 3.842 |
| error % | 62.128E-6 | 13.152 | 24.772 | 47.85 | 92.37 |
| $R_{out}(\Omega)$ | 2.29E18 | 2.62E6 | 1.39E6 | 7.35E5 | 3.98E5 |
| BW(GHz) | 74.3 | 8.46 | 9.47 | 9.89 | 10.24 |

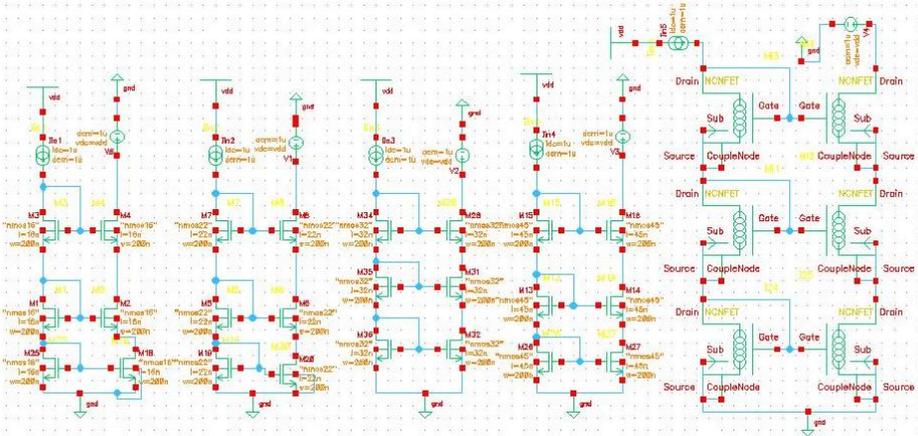
حيث نلاحظ أن الخطأ المئوي للتيار في تقنيات ال NMOS يبلغ أقل قيمة له في التقنية 45nm وهذه القيمة % 13.152، بينما الخطأ في CNTFET صغير جدا ويبلغ % 0.0000621.

تصميم ودراسة طوبولوجيا مرايا التيار باستخدام تقنية الأنابيب النانوية الكربونية CNTFET وتقنية ترانزستورات PTM_FET

ونلاحظ أن مقاومة الخرج ازدادت من مرتبة الميغا أوم $2.62 \text{ M}\Omega$ في NMOS إلى القيمة 2.29×10^{18} وهي قيمة كبيرة جدا وتقترب من الحالة المثالية، ونلاحظ أيضا أن عرض المجال في CNTFET يتفوق على باقي التقنيات في NMOS.

8- مرآة التيار الكاسكودية الثلاثية TCCM

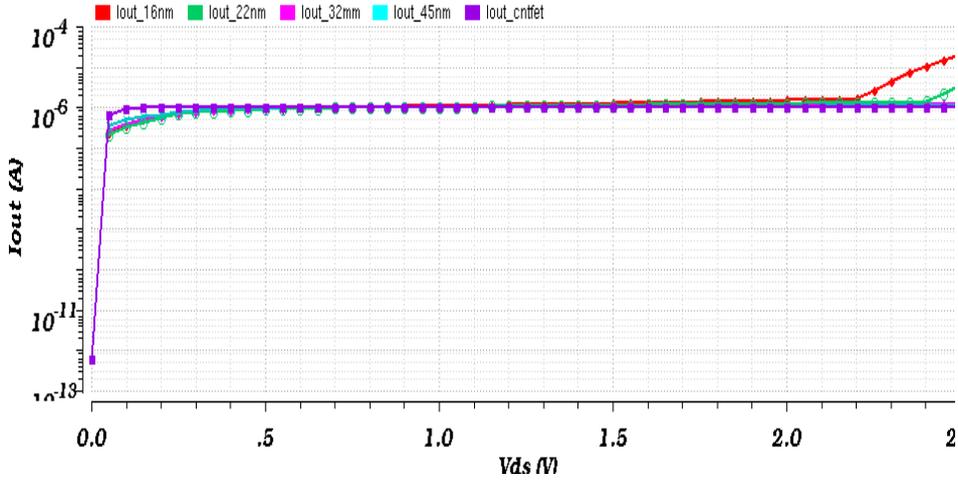
يبين الشكل (12) تصميم مرآة التيار TCCM المكونة من ست ترانزستورات باستخدام برنامج cadence، كافة نتائج المحاكاة في هذا القسم تمت من خلال المقارنة بين التقنيات الأربعة (NMOS16 , NMOS22 , NMOS32 , NMOS45) لمرآة التيار TCCM وذلك من أجل عرض قناة 200nm ، وتيار مرجعي $1 \mu\text{A}$ ، والتقنية الخامسة لمرآة التيار TCCM باستخدام CNTFET، من أجل أنبوب نانوي واحد، للنمط $\text{chirality } (n,m) = (19,0)$ ، وتيار مرجعي $1 \mu\text{A}$ ، وبتقنية 32nm ، وعرض قناة 200 nm .



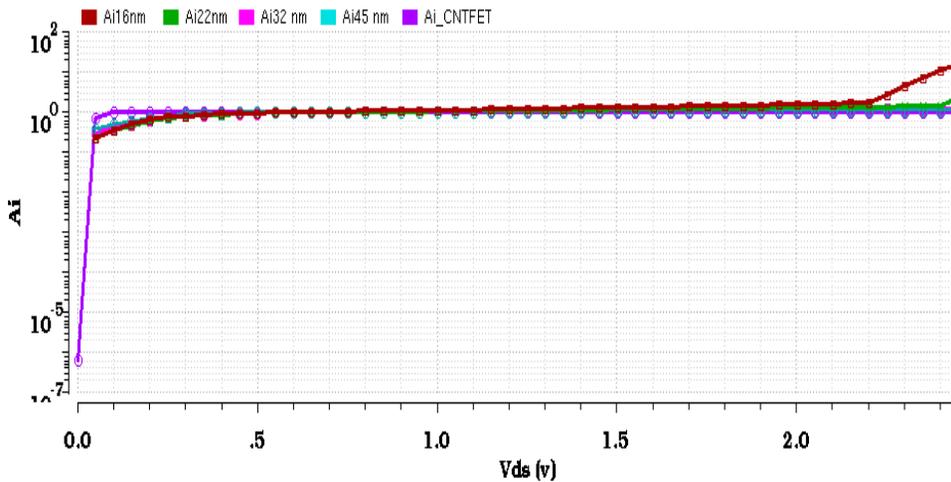
الشكل (12) تصميم مرآة التيار TCCM باستخدام البرنامج Cadence

1-8 نتائج محاكاة مرآيا التيار TCCM

يبين الشكل (13) التحليل المستمر dc analysis لعلاقة تيار الخرج بدلالة الجهد.



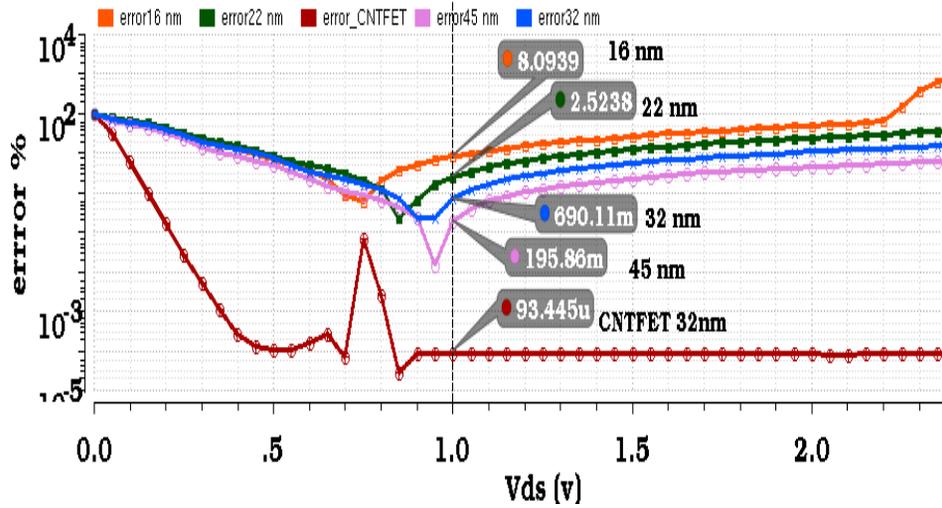
الشكل (13) التحليل المستمر في مرآة التيار TCCM لعلاقة تيار الخرج بدلالة الجهد
ويبين الشكل (14) التحليل المستمر dc analysis لعلاقة تضخيم التيار بدلالة الجهد



الشكل (14) التحليل المستمر في مرآة التيار TCCM لعلاقة تضخيم التيار بدلالة الجهد

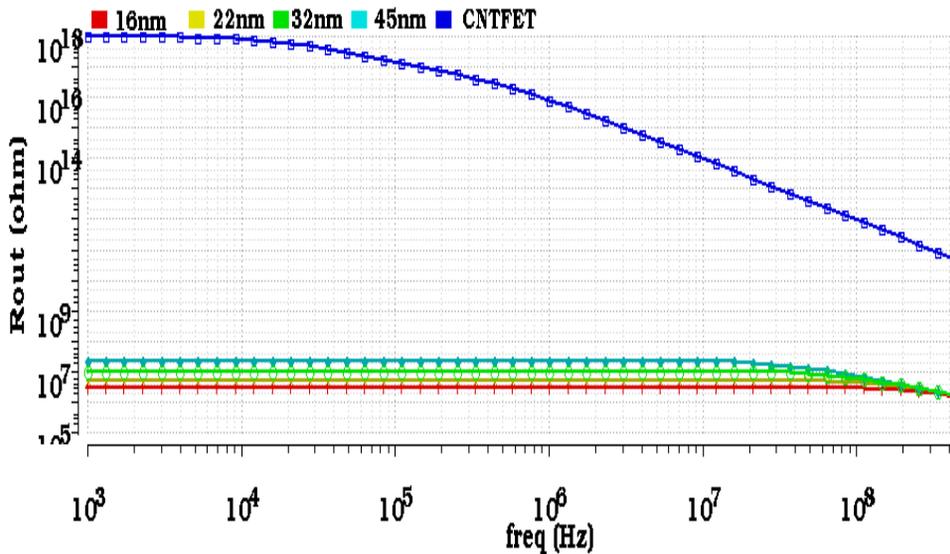
تصميم ودراسة طوبولوجيا مرآيا التيار باستخدام تقنية الأنابيب النانوية الكربونية CNTFET
وتقنية ترانزستورات PTM_FET

ويبين الشكل (15) التحليل المستمر dc analysis لعلاقة الخطأ المئوي لتيار الخرج بدلالة الجهد



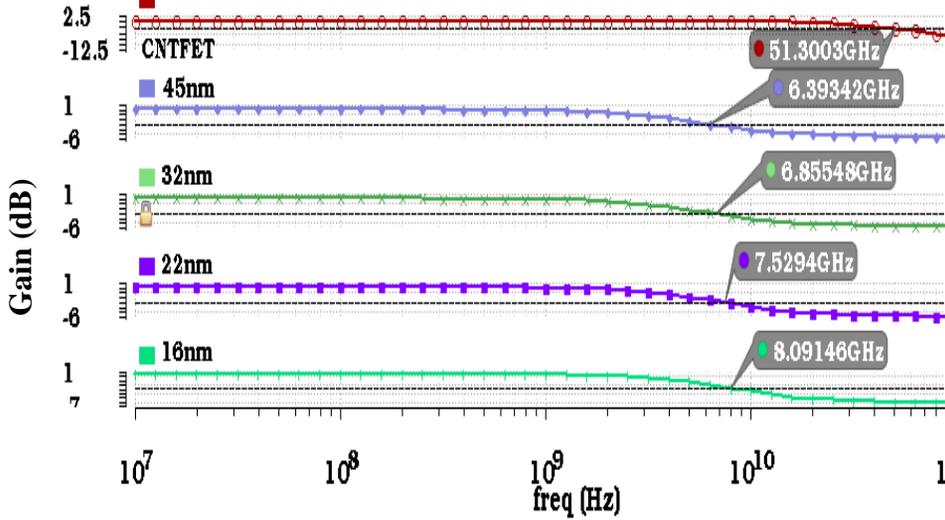
الشكل (15) التحليل المستمر في مرآة التيار TCCM لعلاقة الخطأ المئوي لتيار الخرج بدلالة الجهد

ويبين الشكل (16) التحليل المتناوب Ac analysis لعلاقة مقاومة الخرج بدلالة التردد.



الشكل (16) التحليل المتناوب في مرآة التيار TCCM لعلاقة مقاومة الخرج بدلالة التردد

ويبين الشكل (17) التحليل المتناوب Ac analysis لعلاقة التضخيم وعرض المجال الترددي بدلالة التردد.



الشكل (17) التحليل المتناوب في مرآة التيار TCCM لعلاقة التضخيم وعرض المجال

بتحليل الأشكال من 13 إلى 17، وتلخيص النتائج في الجدول (2) والذي يقارن بارامترات مرآيا التيار الكاسكودية الثلاثية (تيار الخرج، تضخيم التيار، الخطأ المئوي للتيار، مقاومة الخرج المتناوبة، عرض المجال الترددي) باستخدام NMOS وباستخدام CNTFET. المقارنة تمت عند جهد تغذية $V_{dd}=1V$ ، وتيار مرجعي $1\mu A$.

الجدول (2) مقارنة بين التقنيات المختلفة لمرآيا التيار TCCM

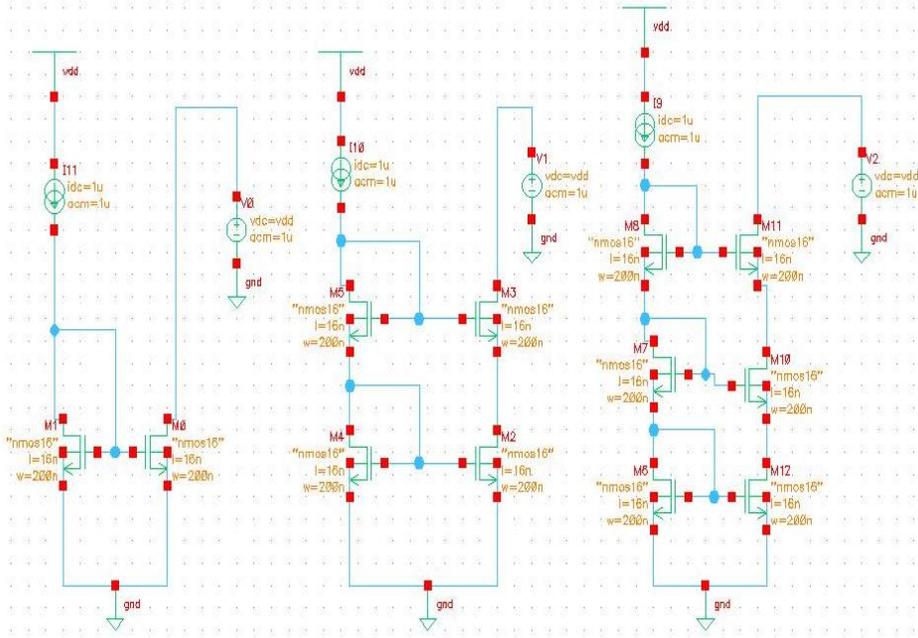
| بارامتر المحاكاة | مرآة التيار TCCM | | | | |
|-------------------------------|------------------|----------|----------|---------|--------|
| | CNTFET | 45nm | 32nm | 22nm | 16nm |
| Iout(μA) | 1.0000 | 1.0018 | 1.006 | 1.024 | 1.080 |
| Ai | 1.0000 | 1.0018 | 1.0066 | 1.0247 | 1.0801 |
| Error % | 93.44E-6 | 209.8E-3 | 721.1E-3 | 2.5858 | 8.198 |
| R _{out} (Ω) | 884E15 | 23.8E6 | 10.70E6 | 5.378E6 | 3.21E6 |
| BW(GHz) | 51.15 | 6.681 | 7.043 | 7.511 | 7.918 |

تصميم ودراسة طوبولوجيا مرايا التيار باستخدام تقنية الأنابيب النانوية الكربونية CNTFET وتقنية ترانزستورات PTM_FET

نلاحظ أن مقدار الخطأ في التقنية 45nm قد أنخفض الى القيمة % 0.209، بينما في CNTFET بلغت نسبة الخطأ % 0.0000934، ومقاومة الخرج ازدادت من القيمة 23.8Ω في التقنية 45nm إلى القيمة 884.10^{15} في التقنية CNTFET، كذلك نلاحظ أن عرض المجال في CNTFET أكبر من باقي التقنيات NMOS.

9- طوبولوجيا مرايا التيار CMT (Current Mirror topology) بتقنية NMOS

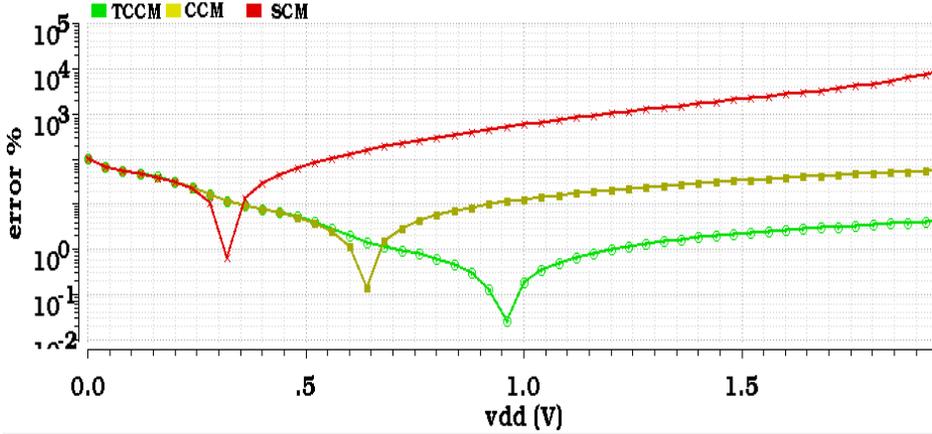
يبين الشكل (18) طوبولوجيا مرايا التيار المختلفة (مرآة التيار الأساسية، الكاسكودية، الكاسكودية الثلاثية) المصممة جميعها باستخدام ترانزستورات الأثر الحثي NMOS باستخدام برنامج Cadence.



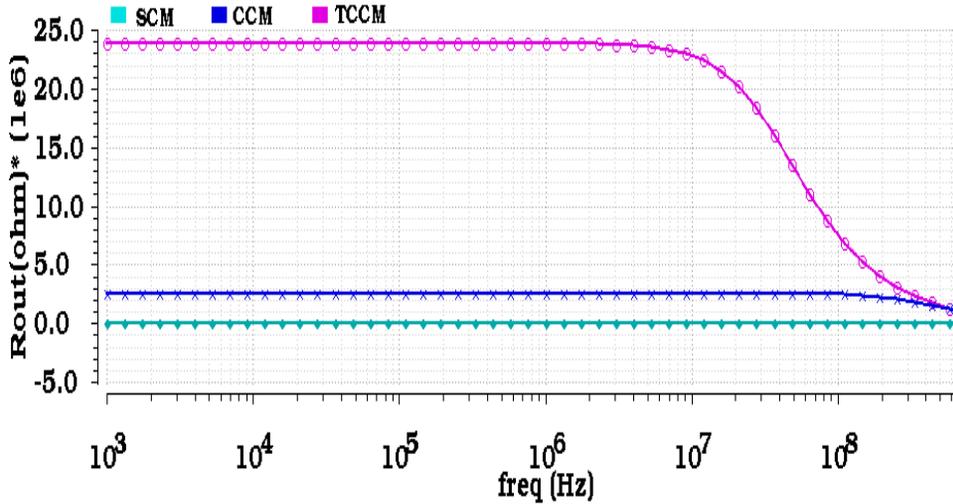
الشكل (18) طوبولوجيا مرايا التيار باستخدام NMOS

9-1 نتائج محاكاة CMT باستخدام تقنية NMOS45nm

تمت المحاكاة من أجل جهد تغذية 1V، ويعرض قناة 200nm، وبين الشكل (19) التحليل المستمر (dc analysis) لعلاقة الخطأ المنوي لتيار الخرج بدلالة الجهد V_{dd} .



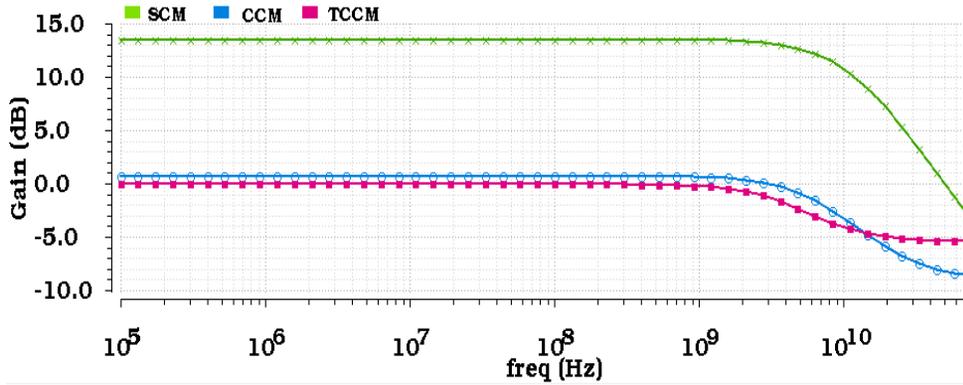
الشكل (19) التحليل المستمر في CMT لعلاقة الخطأ المنوي لتيار الخرج بدلالة الجهد وبين الشكل (20) التحليل المتناوب Ac analysis لعلاقة مقاومة الخرج بدلالة التردد.



الشكل (20) التحليل المتناوب في CMT لعلاقة مقاومة الخرج بدلالة التردد

وبين الشكل (21) التحليل المتناوب لعلاقة التضخيم وعرض المجال الترددي.

تصميم ودراسة طوبولوجيا مرايا التيار باستخدام تقنية الأنابيب النانوية الكربونية CNTFET
وتقنية ترانزستورات PTM_FET



الشكل (21) التحليل المتناوب في CMT لعلاقة التضخيم

بتحليل الأشكال 19 حتى 21 وكذلك تحليل الأداء لـ CMT من أجل بقية تقنيات NMOS، وتلخيص النتائج في الجدول (3) الذي يظهر مقارنة أداء وتحليل البارامترات التالية (الخطأ المؤي للتيار، مقاومة الخرج المتناوبة، عرض المجال الترددي) لـ CMT باستخدام تقنيات NMOS الأربعة (45nm, 32nm, 22nm, 16 nm)، حيث أن المقارنة تمت عند جهد تغذية $V_{dd}=1V$ ، وتيار مرجعي $1\mu A$.

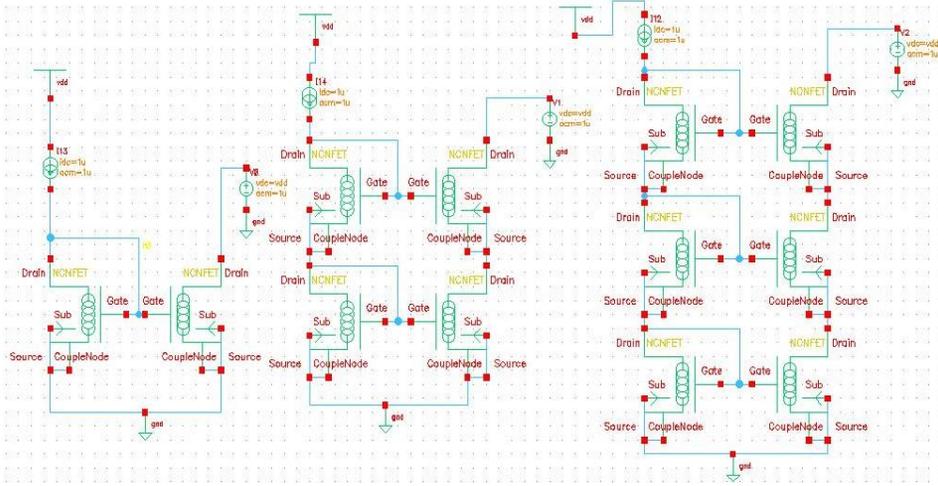
الجدول (3) مقارنة أداء طوبولوجيا مرايا التيار CMT باستخدام NMOS

| التقنية FET | بارامتر التحكم | Triple Cascode Mirror TCCM | Cascode Mirror CCM | Simple Mirror SCM |
|-------------|------------------|----------------------------|--------------------|-------------------|
| 45nm | error % | 1.958E-3 | 13.152 | 579.51 |
| | Rout(Ω) | 23.81E6 | 2.528E6 | 58.43E3 |
| | BW(GHz) | 6.681 | 7.868 | 10.6283 |
| 32nm | error % | 690.11E-3 | 24.772 | 1.197E3 |
| | Rout(Ω) | 10.707E6 | 1.395E6 | 23.781E3 |
| | BW(GHz) | 7.041 | 8.363 | 11.447 |
| 22nm | error % | 2.5238 | 47.85 | 2.8224E3 |
| | Rout(Ω) | 5.378E6 | 735.86E3 | 8.695E3 |
| | BW(GHz) | 7.509 | 9.686 | 12.635 |
| 16nm | error % | 8.0939 | 92.37 | 6.952E3 |
| | Rout(Ω) | 3.211E6 | 398.09E3 | 3.1944E3 |
| | BW(GHz) | 7.812 | 9.754 | 13.598 |

نلاحظ من النتائج أن خطأ التيار المئوي يكون كبير في مرآة التيار SCM ، وينخفض عند استخدام مرآة التيار CCM، وينخفض أكثر عند استخدام مرآة التيار TCCM. ونلاحظ أن مقاومة الخرج المتناوبة تكون منخفضة في مرآة التيار (Simple) وتزداد في CCM وتزداد أكثر باستخدام TCCM، ولكن أكبر مقاومة خرج حصلنا عليها 23.81MΩ في تقنية 45nm وهي أقل بكثير عند استخدام مرآيا التيار بتقنية CNTFET. ونلاحظ أن عرض المجال يكون أكبر ما يمكن في SCM وينخفض عند استخدام CCM وينخفض أكثر عند استخدام TCCM.

10- طوبولوجيا مرآيا التيار CMT في تقنية CNTFET:

يبين الشكل (22) طوبولوجيا مرآيا التيار CMT (مرآة التيار الأساسية، الكاسكودية، الكاسكودية الثلاثية) المصممة جميعها باستخدام ترانزستورات الأثر الحقلي ذات الأنابيب النانو كربونية CNTFET باستخدام برنامج Cadence.



الشكل (22) طوبولوجيا مرآيا التيار CMT باستخدام ترانزستورات CNTFET

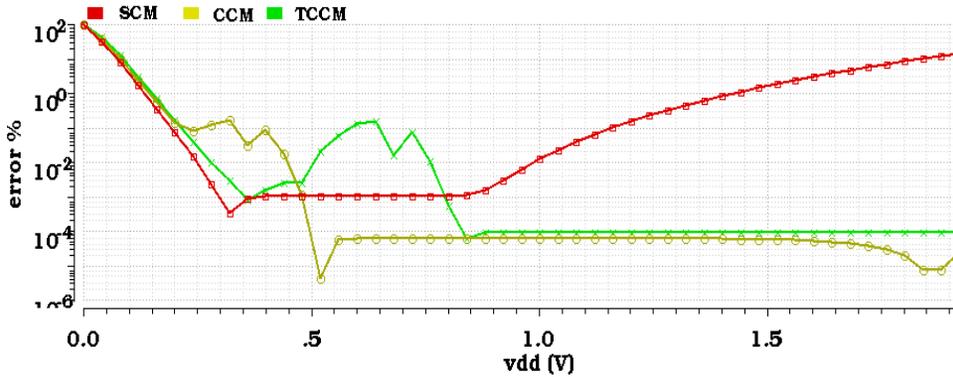
نتائج المحاكاة في هذا القسم تمت من أجل النمط $(n,m) = (19,0)$ chirality، ومن أجل أنبوب نانوي واحد، وبتيار مرجعي $1\mu A$ ، وعند جهد تغذية 1V وذلك من أجل

تصميم ودراسة طوبولوجيا مرايا التيار باستخدام تقنية الأنابيب النانوية الكربونية CNTFET
وتقنية ترانزستورات PTM_FET

تحليلات التيار المتناوب لحساب مقاومة الخرج الديناميكية المتناوبة، والخطأ المئوي لتيار الخرج، وعرض المجال الترددي.

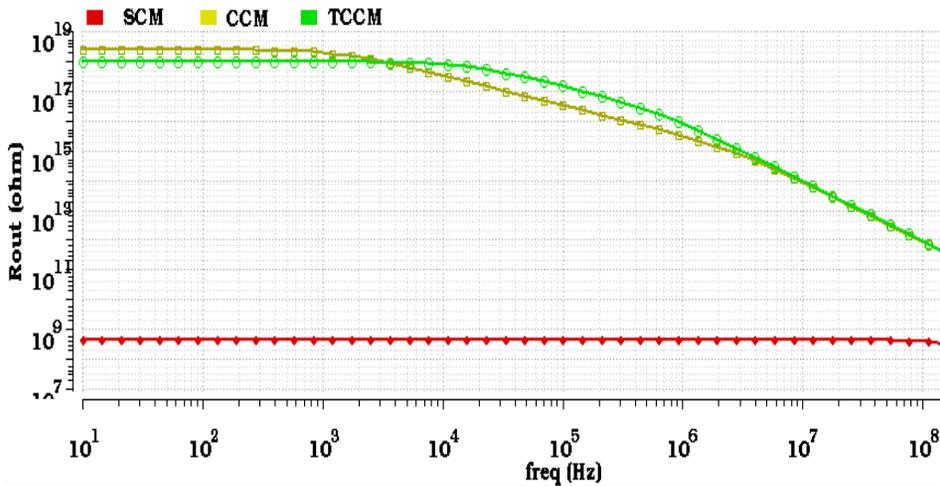
1-10 طوبولوجيا مرايا التيار باستخدام CNTFET بتقنية 32nm

تمت المحاكاة هنا من أجل تقنية 32nm، وبين الشكل (23) التحليل المستمر dc analysis لعلاقة الخطأ المئوي لتيار الخرج بدلالة الجهد Vdd



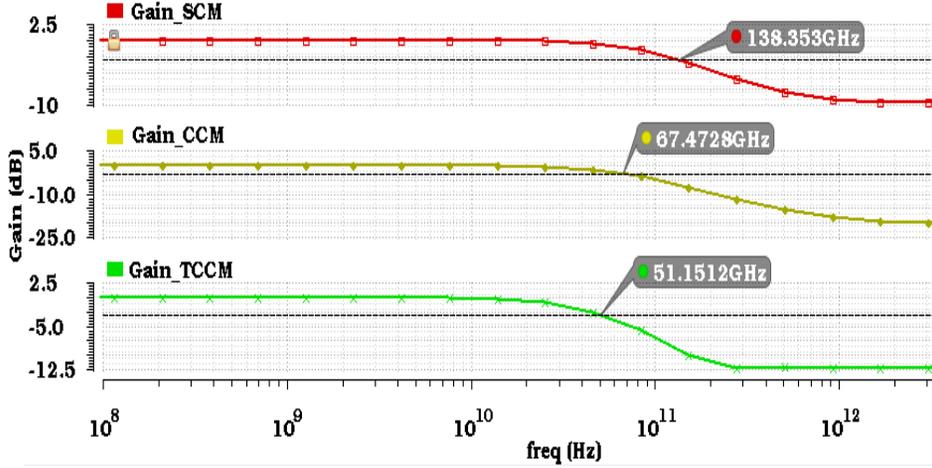
الشكل (23) التحليل المستمر لـ CMT باستخدام CNTFET32nm لعلاقة error

يبين الشكل (24) التحليل المتناوب لعلاقة مقاومة الخرج بدلالة التردد.



الشكل (24) التحليل المتناوب لـ CMT باستخدام CNTFET32nm لعلاقة مقاومة الخرج

وبين الشكل (25) التحليل المتناوب لعلاقة التضخيم وعرض المجال الترددي بدلالة التردد.



الشكل (25) التحليل المتناوب لـ CMT باستخدام CNTFET32nm لعلاقة التضخيم بتحليل الأشكال 23 حتى 25 وكذلك تحليل الأداء لـ CMT من أجل تقنية CNTFET22nm ومن أجل تقنية CNTFET16nm، وتلخيص النتائج في الجدول (4) الذي يبين مقارنة أداء مرآة CMT باستخدام CNTFET.

الجدول (4) مقارنة أداء CMT باستخدام CNTFET

| التقنية CNTFET | بارامتر التحكم | Triple Cascode Mirror TCCM | Cascode Mirror CCM | Simple Mirror SCM |
|----------------|------------------|----------------------------|--------------------|-------------------|
| 32nm | error % | 93.44E-6 | 62.12E-6 | 12.54E-6 |
| | Rout(Ω) | 902.1E15 | 2.313E18 | 491E6 |
| | BW(GHz) | 51.151 | 67.472 | 138.35 |
| 22nm | error % | 102.54E-6 | 68.23E-6 | 10.66E-3 |
| | Rout(Ω) | 53.64E15 | 27.2E18 | 543E6 |
| | BW(GHz) | 81.4566 | 111.903 | 194.664 |
| 16nm | error % | 5.49E-3 | 84.94E-6 | 7.851E-3 |
| | Rout(Ω) | 3.13E13 | 2.53E19 | 6.94E8 |
| | BW(GHz) | 282.04 | 591.42 | 735.71 |

حيث نلاحظ أن الخطأ صغير جداً، ومقاومة الخرج عالية جداً، وعرض المجال كبير.

11- ملخص الاستنتاجات والتوصيات:

تم تحليل أداء طوبولوجيا مرايا التيار (CMT) باستخدام ترانزستورات PTM_FET ذات بوابة معدنية عالية الأداء ومنخفضة الطاقة وفق نموذج PTM المقترح في جامعة Arizona الذي يدعم أربع تقنيات (16nm, 22nm, 32nm, 45nm)، يظهر الجدول (5) أفضل البارامترات التي حصلنا عليها.

الجدول (5) مقارنة أداء طوبولوجيا مرايا التيار CMT باستخدام NMOS

| التقنية FET | بارامتر التحكم | TCCM | CCM | SCM |
|----------------|------------------|----------|---------|---------|
| 45nm | error % | 1.958E-3 | 13.152 | 579.51 |
| | Rout(Ω) | 23.81E6 | 2.528E6 | 58.43E3 |
| 16nm | BW(GHz) | 7.812 | 9.754 | 13.598 |

نلاحظ من النتائج أن error يكون كبير في مرآة التيار SCM، وينخفض عند استخدام CCM، وينخفض أكثر عند استخدام TCCM حتى يصل الى القيمة % 0.001958 في تقنية 45nm.

أما Rout تكون منخفضة في SCM وتزداد في CCM وتزداد أكثر باستخدام TCCM وحصلنا على أكبر مقاومة خرج 23.81M Ω في تقنية 45nm.

أما BW يكون أكبر ما يمكن في SCM إذ يبلغ القيمة 13.598GHz في تقنية 16nm وينخفض عند استخدام CCM وينخفض أكثر عند استخدام TCCM.

يبين الجدول (6) النتائج الأمثل التي حصلنا عليها عند تحليل أداء CMT المكونة من ترانزستورات الأثر الحثي المصممة باستخدام تقنية CNTFET وفقا لنموذج جامعة Stanford الذي يدعم كامل تقنيات النانو من 10nm إلى 32nm.

الجدول (6) مقارنة أداء CMT باستخدام CNTFET

| التقنية CNTFET | بارامتر التحكم | TCCM | CCM | SCM |
|-------------------|------------------|----------|----------|----------|
| 32nm | error % | 93.44E-6 | 62.12E-6 | 12.54E-3 |
| 16nm | Rout(Ω) | 3.13E13 | 2.53E19 | 6.94E8 |
| | BW(GHz) | 282.04 | 591.42 | 735.71 |

نلاحظ من النتائج أن CCM بتقنية CNTFET32nm تتفوق على بقية مرايا التيار من ناحية error إذ يبلغ الخطأ القيمة % 62.12E-6 وهي قيمة صغيرة جداً. أما من ناحية Rout فتبلغ أعظم قيمة Ω 2.53E19 وذلك في CCM في تقنية CNTFET16nm. أما من ناحية عرض المجال الترددي BW فإن SCM تبلغ أقصى مجال ترددي وهو 735.71GHz من أجل التقنية 16nm. نلاحظ الأداء العالي لمرايا التيار الناتجة والتي تقترب من الحالة المثالية، ومقارنة مع المراجع [20] [21] [22].

كنتيجة يمكن تلخيص ما سبق ذكره بأن: طوبولوجيا مرايا التيار CMT باستخدام CNTFET تتفوق بأدائها بشكل كبير جداً عن مثيلاتها باستخدام PTM_FET.

كذلك يجب اختيار بارامترات الترانزستورات CNTFET التي تدخل في تصميم طوبولوجيا مرايا التيار بعناية وذلك من ناحية chirality وطول القناة وجهد التغذية لأن ذلك تأثير كبير على أداء مرآة التيار من حيث مقاومة الخرج وعرض المجال الترددي وكذلك على الخطأ المئوي للتيار وتضخيم التيار.

- [1] Jaspreet Kaur, **Layout and Analysis of different Current Mirror using 45nm Technology**, International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and communication, IJRITCC | January 2017,
- [2] Irum Rafique, Ayesha Kausar, -**Exploration of Epoxy Resins, Hardening Systems and Epoxy/Carbon Nanotube Composite Designed for High Performance Materials: A Review**. August 2015 Polymer-Plastics Technology and Engineering 55(3). DOI:10.1080/03602559.2015.1070874
- [3] Philippe Serp; Bruno Machado, **Nanostructured Carbon Materials for Catalysis** DOI: <https://doi.org/10.1039/9781782622567> ,Special Collection: 2015.
- [4] R. Saito ,G. Dresselhaus ,and M.S. Dresselhaus, -**Physical Properties of Carbon Nanotubes**. Imperial College Press ,London , 1st edition1998 .
- [5] Boyang Huang,Nanyang Technological University, **Carbon nanotubes and their polymeric composites**: the applications in tissue engineering Springer October 2020 Biomanufacturing Reviews 5(1).
- [6] Hasina F. Huq, Bashirul Polash, Oscar Machado and Nora Espinoza, - **Study of Carbon Nanotube Field Effect Transistors for NEMS**— The University of Texas-Pan American, USA, 2017.
- [7] Akshay Verma1, Harshul Gupta, Nitin Chaturvedi, - **Analysis of the Operational Characteristics of CNTFET**— Birla Institute of Technology and Science, Pilani, Rajasthan, India, International Journal of Enhanced Research in Science Technology & Engineering, ISSN: 2319-7463, 2014.

- [8] Aris Chatzichristos, Jamal Hassan, Current **Understanding of Water Properties inside Carbon Nanotubes**, Nanomaterials 2022, 12(1), 174; <https://doi.org/10.3390/nano12010174>.
- [9] J. Guo ,M. Lundstrom ,and S. Datta. **Performance rojections for ballistic carbon nanotube field-effect transistors**. Appl. Phys. Lett.80 ,(17):3192–31942002 ،
- [10] A. Rahman, Jing Guo, S. Datta, and M.S Lundstrom. **Theory of ballistic Nona transistors. Electron Device**, IEEE, 50(9): 1853-1864, 2003.
- [11] V. Sridevi; T. Jayanthy 2011-**CNTFET Operational Amplifier Circuits** ISSN 0974-3081 Volume 2, Number 3, pp: 203-205
- [12] Hamidrezn Hashempour and Fahrizio Lombardi. **An efficient and symbolic model for charge densities in ballistic carbon nanotube FETs**. IEEE-NANO2006 ،20 1:17 ،
- [13] Y. Maheswar ،Dr.B.L. Raju ،Dr.K. Soundara Rajan ،2013-**Modelling and Characterization of CNTFET using Hspice**. International Journal of Scientific & Engineering Research ،Volume 4 ،Issue 7.
- [14] O. Wunnicke ،**“Gate capacitance of back-gated nanowire field-effect transistors.”** Applied Physics Letters ،vol. 89 ،p. 083102 ، 2006
- [15] **Stanford University CNFET HSPICE Model** website <http://nano.stanford.edu/model.php?id=23>.
- [16] م. الياس عوض ،د. عبد الله غندور ،مجلة جامعة البعث، دراسة وتحليل مرآة التيار الأساسية باستخدام ترازستورات مصممة بتقنية أنابيب الكربون النانوية (CNTFET) ، المجلد 40 ، 2023.

- [17] Albert Lin, Gordon Wan, Jie Deng, and Prof. H-S Philip Wong, **Stanford University Carbon Nanotube Field Effect Transistors (CNFET) Verilog A Model v.2.1.1**
<http://nano.stanford.edu/license.php>.
- [18] **PTM High Performance 16nm Metal Gate / High-K /Model**, Nanoscale Integration and Modeling (NIMO) Group, Arizona State University, <http://www.eas.asu.edu/~ptm/>
- [19] Roberto Marani¹, and Anna Gina Perri², **COMPARISON OF CNFET AND MOSFET NOISE PERFORMANCE THROUGH THE DESIGN OF BASIC CURRENT MIRROR** IJRRAS 46 (1) Jan-Mar. 2021.
- [20] Jie Deng “**Device Modeling and Circuit Performance Evaluation for Nanoscale Devices: Silicon Technology Beyond 45 nm Node and Carbon Nanotube Field Effect Transistors**”, Stanford University, pp. 2-89, Jun. 2022.
- [21] Roberto Marani¹, Anna Gina Perri², **COMPARISON OF CNFET AND MOSFET NOISE PERFORMANCE THROUGH THE DESIGN OF BASIC CURRENT MIRROR**, IJRRAS 46 (1)
● Jan-Mar. 2021
- [22] Raghav Gupta, Ashwani K, **Study of CNFET based Basic Current Mirror in Comparison with NMOS Technologies**, (ICACCS), 19 – 21, Coimbatore, INDIA.

تحسين خوارزمية مرشح كالمان لكشف واستخلاص

إشارة تخطيط القلب الكهربائي للجنين

م. مي درغام علي * أ.د.م. ياسر عملة ** د.م. غادة سعد ***

الملخص

يعد تقييم مخطط كهربية القلب للجنين (fECG) Fetal electrocardiogram ضروريًا طوال فترة الحمل لمراقبة صحة الجنين وتطوره ، وربما لتشخيص عيوب القلب الخلقية المحتملة. نظرًا للضوضاء العالية المدمجة في إشارات abdominal ECG (aECG) في البطن، كان استخراج fECG يمثل تحديًا. ويكون الأمر أكثر صعوبة لاستخراج fECG إذا تم توفير قناة واحدة فقط من aECG. في هذا البحث، نقترح خوارزمية جديدة تعتمد على مرشح كالمان المتكامل Ensemble Kalman (EnKF) لاستخراج إشارة fECG غير المباشرة من إشارة aECG أحادية القناة. لتقييم أداء الخوارزمية المقترحة، استخدمنا بيانات من بنك PhysioNet 2013 Challenge مع تعليقات توضيحية لمركب QRS. توضح المنهجية المقترحة متوسط القيمة التنبؤية الإيجابية positive predictive value (PPV) بنسبة 97.59%، والحساسية sensitivity (SE) بنسبة 96.91%، ودرجة F1 بنسبة 97.25% من بنك PhysioNet 2013 Challenge. تشير نتائجنا أيضًا إلى أن الخوارزمية المقترحة موثوقة وفعالة، وتتفوق على خوارزمية مرشح كالمان الموسعة المقترحة مؤخرًا (EKF) extended Kalman filter.

الكلمات المفتاحية: استخراج تخطيط القلب للجنين، مراقبة الجنين، مرشح كالمان المتكامل (EnKF)، معالجة الإشارة.

* طالبة دكتوراه في كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية في جامعة البعث، قسم هندسة الالكترونيات والاتصالات
اختصاص هندسة الكترونية.

** أستاذ في قسم هندسة الالكترونيات والاتصالات باختصاص //معالجة الإشارة الرقمية المتقدمة // في كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية بجامعة البعث- سوريا

*** مدرس باختصاص // هندسة طبية // في كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية بجامعة تشرين-سوريا

Improved Kalman filter algorithm for fetal ECG signal detection and extraction

Mai Dergham Ali * Yaser Emleh** Ghada Saad***

Abstract

Fetal electrocardiogram (fECG) assessment is essential throughout pregnancy to monitor the wellbeing and development of the fetus, and to possibly diagnose potential congenital heart defects. Due to the high noise incorporated in the abdominal ECG (aECG) signals, the extraction of fECG has been challenging. And it is even a lot more difficult for fECG extraction if only one channel of aECG is provided, i.e., in a compact patch device. In this paper, we propose a novel algorithm based on the Ensemble Kalman filter (EnKF) for non-invasive fECG extraction from a single-channel aECG signal. To assess the performance of the proposed algorithm, we used data from the PhysioNet 2013 Challenge bank with labeled QRS complex annotations. The proposed methodology shows the average positive predictive value (PPV) of 97.59%, sensitivity (SE) of 96.91%, and F1-score of 97.25% from the PhysioNet 2013 Challenge bank. Our results also indicate that the proposed algorithm is reliable and effective, and it outperforms the recently proposed extended Kalman filter (EKF) based algorithm.

Keywords :fetal ecg extraction; fetal monitoring; ensemble kalman filter (EnKF); signal processing.

1- مقدمة

تعتبر مراقبة الجنين ضرورية طوال فترة الحمل للتعرف على العناصر التي قد تعرض حياة الجنين والأم للخطر. يقوم FECG المستخرج بدقة بتوفير معلومات حيوية حول معدل نبض القلب للجنين (FHR) Fetal Heart Rate، وتطور الجنين، ونضج الجنين، ووجود تشوهات أو ضائقة أثناء الحمل 1. ومع ذلك، ظلت مراقبة FECG المستمرة وغير المباشرة تمثل تحديًا في مجتمع البحث من حيث اكتساب الإشارات ومعالجتها. تهدف تقنيات الاستخراج غير المباشرة إلى تخمين إشارة MECG أولاً ثم معالجة بقايا الإشارة على أنها إشارة FECG وضجيج. هناك عدة طرق مقترحة لاستخراج fECG من aECG يمكن تصنيف هذه الطرق عمومًا إلى ثلاث مجموعات: فصل المصدر الأعمى (BSS) blind source separation وطرح القالب (TS) template subtraction وتقنيات التصفية. تتضمن طرق BSS طرقًا مثل تحليل المكونات الرئيسية (PCA) principal component analysis، تحليل المكونات المستقلة (ICA) independent component analysis، وتحليل المكونات الدورية (πCA) periodic component analysis [2]. تعتبر طرق BSS أن إشارة البطن عبارة عن مزيج من fECG و mECG والضوضاء [3]. على الرغم من أن هذه الطرق تؤدي بشكل كبير لاستخراج fECG، فإنها تحتاج إلى إشارات aECG متعددة القنوات، مما يجعلها غير مناسبة لمراقبة fECG المستمرة وغير المباشرة. أما بالنسبة لطريقة طرح القوالب (TS) تعتبر طريقة أخرى مستخدمة على نطاق واسع. تتضمن الطريقة طرح mECG الاصطناعية المتولدة عن طريق تخمين شكل موجة المركب QRS (mQRS) لـ mECG من إشارة البطن [4-5]. ينطوي التحدي الرئيسي لهذه الطريقة على كشف mQRS [6]، والذي يصبح أكثر صعوبة إذا تداخلت موجات R الجنينية مع موجات R للأم. هذا العيب يقلل من فعالية طريقة طرح القالب لاستخراج fECG. أما بالنسبة لتقنيات التصفية الشائعة فإنها تتضمن الترشيح التكراري [107-]، وترشيح كالمان [111-]، والتحويل المويجي [14]. يتم تطبيق تقنيات الترشيح هذه في الغالب وبشكل فعال لتقليل الضوضاء من إشارات ECG أحادية القناة.

تم اقتراح خوارزميات قائمة على التصفية التكيفية لاستخراج fECG [15] ، ومع ذلك، تتطلب هذه الأساليب إشارات مرجعية إضافية لفصل المكونات المختلفة لـ aECG .

2- الأبحاث والدراسات المرجعية:

تعتبر المقارنة بين الأبحاث المنشورة صعبة نظرًا لأن مجموعات البيانات ومعايير التقييم قد تختلف من منشور إلى آخر. لذلك المقارنة الموضوعية بين الخوارزميات ممكنة لأولئك الذين دخلوا تحدي 2013. بالمقابل حقق عدد قليل من الباحثين نتائج جيدة في تحليل واستخراج إشارة fECG .

✓ قام Niknazar وآخرون [16] باستخراج fECG عن طريق ترشيح حالة كالمان الممتدة من تسجيلات قناة واحدة حيث أظهرت النتائج أن الطريقة المقترحة يمكن استخدامها بنجاح في الكشف عن قمم R بشكل صحيح، طالما الحمل بجنين واحد (وهو ما يحدث على الأرجح) حتى مع وجود مستشعر واحد، إلا أنه يكون أكثر صعوبة في الحمل المتعدد الأجنة (توأم أو أكثر).

✓ كان Su وآخرون [17] قادرين على استخراج fECG لكل من fHR والتحليل المورفولوجي من خلال تصميم خوارزمية تعتمد على الانكماش الأمثل والمتوسط الإقليدي غير المحلي تحت نموذج متشعب للشكل الموجي. لكن هنا تم استخدام عدة أفضية بطنية، بالنسبة للتحليل المورفولوجي، اقترح محاكاة قواعد البيانات شبه الحقيقية عن طريق مزج قاعدة بيانات MIT-BIH Normal Sinus Rhythm Database وقاعدة بيانات MITDB لعدم انتظام ضربات القلب.

✓ أجرى ليو وآخرون [18] عملية الترشيح، ثم اكتشاف MQRS، ثم طرح القلب، وأخيرًا كشف FQRS من الإشارة المتبقية. من المهم ملاحظة أنهم استخدموا مؤشر الجودة (عينة إنتروبيا) لاستبعاد القنوات ذات الجودة السيئة، وهو أفضل نظرًا من إجراء كشف FQRS على كل قناة واتخاذ القرار بناءً

على انتظام الفاصل الزمني RR (كما فعل معظم المشاركين)، ولكن هذه الطريقة تحتاج زمنا أطول.

3- مشكلة وهدف البحث:

بسبب عدم توفر تجارب سريرية لمعرفة طبيعة إشارة NIFECG وقيمتها التشخيصية الحقيقية، ولأننا نهدف إلى جعل الجهاز المستخدم على البطن مدمجا وغير مزعج، فإننا نحتاج إلى قناة تسجيل واحدة لتوفير المساحة؛ وبالتالي، فإن استخراج fECG يكاد يكون مستحيلاً، خاصة مع وجود ضوضاء الحركة [19]. في هذه الحالة، هناك إشارات متعددة مدفونة في مخطط كهربية القلب أحادي القناة بما في ذلك مخطط كهربية القلب للأُم (mECG)، و fECG، ونشاط عضلات الأُم، ونشاط حركة الجنين، والضوضاء. هنا تكمن أهمية البحث في معالجة العديد من التحديات المتعلقة بتحليل إشارة NIFECG وبالتالي توفير تمثيل أكثر ملاءمة لمزيج FECC و MECC والضجيج من خلال استبعاد الظروف البيئية أو الخلقية المحتملة التي قد تؤدي إلى اعتلال الجنين والكشف المبكر عن عيوب القلب الخلقية وذلك من خلال تطوير خوارزمية جديدة لتحسين اكتشاف إشارة FQRS وتقدير معدل ضربات قلب الجنين تعتمد على مرشح كالمان المتكامل Ensemble Kalman (EnKF) لاستخراج fECG من إشارة aECG أحادية القناة. تعتبر خوارزمية EnKF طريقة ترشيح تقريبية تُستخدم لتقدير الحالة للأنظمة غير الخطية واسعة النطاق. حيث تستخدم EnKF طريقة Monte Carlo التسلسلية Sequential Monte Carlo (SMC)، وهي تُظهر أداءً أفضل، خاصة في الأنظمة ذات اللاخطية، من مرشح كالمان الموسع (الممتد) Extended Kalman الشهير (EKF) الذي يطبق التحليل الخطي التحليلي. قمنا بدراسة ومقارنة أداء EKF و EnKF باستخدام بيانات aECG التي تم الحصول عليها من قاعدة بيانات PhysioNet. أظهرت النتائج أن خوارزمية EnKF الخاصة بنا أكثر فاعلية وتتفوق على EKF العادي في استخراج مخطط كهربية القلب للجنين بدقة.

4- النظرية والطرق:

1.4. مرشح كالمان المتكامل (EnKF):

إن EnKF هو أحد أشكال مرشح كالمان الشهير المستخدم لتقدير متغيرات متغيرة بمرور الزمن في المشاكل التي تنشأ في مختلف التخصصات [20]. إنه قابل للتطبيق على الحالات التي يمكن تمثيلها كنظم ديناميكية وصياغتها في نموذج فضاء الحالة مع بارامترات الحالة المتغيرة مع الزمن غير المعروفة. عندما يكون نموذج فضاء الحالة للنظام خطياً وعاوصياً، يمكن الحصول على التقدير الأمثل لبارامترات الحالة باستخدام مرشح كالمان. ومع ذلك، عندما تكون المشكلة غير خطية أو غير عاوصية، يتم استخدام متغيرات أخرى لمرشح كالمان، مثل EnKF، للحصول على حلول قريبة من الأمثل. تم تطوير خوارزمية EnKF الخاصة بنا من خلال النظر في إطار تصفية Bayesian وصياغة مشكلة استخراج fECG كنظام ديناميكي يتم تمثيل معادلات الحالة والقياس في شكل فضاء الحالة. تم اعتماد النموذج الديناميكي من النماذج التي اقترحها McSharry وآخرون [21] وبعد ذلك تم تقديره بواسطة Sameni [22].

بافتراض أن متجه الحالة غير المعروف المتغير مع الزمن لنموذج فضاء الحالة الديناميكي يُشار إليه بواسطة $x_n \in R^{D_x}$ حيث $n = 1, 2, \dots, N$ تمثل للحظات الزمنية ويمثل D_x بُعد x_n . نحن نفترض أن x_n لها خاصية ماركوف، وأن تطورها يتم من خلال:

$$x_n = f_n(x_{n-1}) + u_n \quad (1)$$

حيث يمثل $f(\cdot)$ تابع الحالة و يكون، بشكل عام، غير خطي، وتشير u_n إلى متجه ضجيج الحالة مع دالة كثافة احتمالية معروفة probability density

function (pdf) علاوة على ذلك، تُعطى معادلة الملاحظة لنموذج فضاء الحالة من خلال:

$$y_n = h_n(x_n) + w_n \quad (2)$$

حيث يشير $y_n \in R^{D_y}$ إلى متجه القياس الذي تم الحصول عليه في الزمن n ، ويمثل D_y أبعاد المتجه y_n ، ويشير w_n إلى متجه ضجيج القياس الذي يُفترض أن تابع الكثافة الاحتمالية pdf معروف.

بالنظر إلى نموذج فضاء الحالة (1) و (2) ، فإن هدفنا هو إجراء تخمين متسلسل لتطور متجه الحالة $x_{1:n} = \{x_1 \dots x_n\}$ في الزمن الفعلي مثل متجه القياس المشار إليه بـ $y_{1:n} = \{y_1 \dots y_n\}$

يعد مرشح كالمان المتكامل Ensemble Kalman أحد أنواع مرشحات Kalman حيث يتم تقريب إحصائيات أخطاء الحالة باستخدام طريقة مونت كارلو Monte Carlo. تذكر أنه إذا كانت معادلة الحالة (1) ومعادلة القياس (2) خطية، وكانت ضوضاء الحالة u_n وضوضاء القياس w_n غاوصية، فيمكن الحصول على التخمين الأمثل لمتجه الحالة بشكل تحليلي باستخدام مرشح كالمان. لفهم EnKF، دعونا نراجع خطوتين لخوارزمية مرشح Kalman: تحديث الزمن وتحديث القياس. للتبسيط، نعيد كتابة معادلات الحالة والقياس لأنظمة خطية وغاوصية على النحو التالي:

$$\begin{cases} y_n = Hx_n + w_n \\ x_n = Fx_{n-1} + u_n \end{cases} \quad (3)$$

حيث F عبارة عن مصفوفة $(D_x \times D_x)$ ، H عبارة عن مصفوفة $(D_y \times D_x)$ ، و u_n و w_n كثافات احتمالية غاوصية ذات متوسط صفري مع التغايرات Q_u و Q_w ، على التوالي. تحصل خطوة التحديث الزمني لخوارزمية مرشح كالمان على القيمة المتوقعة لمتجه الحالة وتغاير الخطأ. يتم حساب متجه الحالة المتوقعة وتغاير

الخطأ في الزمن n من نشر قيمهما المقابلة في الزمن $n - 1$ من خلال ديناميكيات الحالة على النحو التالي:

$$\hat{x}_{n|n-1} = F\hat{x}_{n-1} \quad (4)$$

$$P_{n|n-1} = FP_{n-1}F^T + Q_u$$

حيث $\hat{x}_{n|n-1}$ هي القيمة المتوقعة لمتجه الحالة ، $P_{n|n-1}$ هي تغاير (تباين) خطأ متجه الحالة المتوقعة المعطى بواسطة $(\hat{x}_n - \hat{x}_{n|n-1})$ [عامل التوقع. بمجرد استلام متجه القياس، تُستخدم خطوة تحديث القياس لحساب تقدير متجه الحالة، \hat{x}_n والتغاير لخطأ متجه الحالة ، P_n ، من خلال تطبيق التصحيحات على القيم المتوقعة المقابلة بناءً على القياس الذي تم الحصول عليه كالتالي:

$$K_n = P_{n|n-1}H^T(HP_{n|n-1}H^T + Q_w)^{-1} \quad (5)$$

$$\hat{x}_n = \hat{x}_{n|n-1} + K_n(y_n - H\hat{x}_{n|n-1})$$

$$P_n = (I - K_nH)P_{n|n-1}$$

حيث K_n هو ربح كالمان ، و I مصفوفة قطرية. نلاحظ أنه يمكن التعبير عن ربح كالمان كـ:

$$K_n = P_{xy,n}P_{yy,n}^{-1} \quad (6)$$

حيث $P_{xy,n}$ هو التباين المتبادل لخطأ $x_{n|n-1}$ و y_n ، و $P_{yy,n}$ هو التباين (التغاير) لخطأ y_n . يتم إعطاء هذه التغيرات من خلال:

$$P_{xy,n} = E[(\hat{x}_n - \hat{x}_{n|n-1})(y_n - y_{n|n-1})^T] \quad (7)$$

$$P_{yy,n} = E[(y_n - y_{n|n-1})(y_n - y_{n|n-1})^T]$$

عندما لا تكون معادلة الحالة ومعادلة القياس خطية، فإن المعادلات المذكورة أعلاه لتغاير الأخطاء، $P_{n|n-1}$ و P_n ، وكذلك معادلة ربح كالمان K_n ، غير صالحة، وبالتالي، بشكل عام، لا يمكن تحديد ربح كالمان بشكل تحليلي. يتمثل النهج الشائع للتحايل على مثل هذه المشكلات في نماذج الفضاء غير الخطية في تطبيق مرشح كالمان الممتد (EKF)، وهو أحد متغيرات مرشح كالمان، والذي يقترب من معادلات الحالة والقياس عن طريق جعلها خطية باستخدام سلسلة تايلور. وبالتالي، يقترب EKF من كثافة الاحتمالية اللاحقة لمتجه الحالة بتوزيع غاوسي. عندما لا يكون التوزيع اللاحق الحقيقي لمتجه الحالة "قريباً" من الغاوسية، فقد لا تكون هذه التقديرات صحيحة وقد يتباعد EKF. في مثل هذه الحالات، تُظهر طرق مونت كارلو التسلسلية أداءً متفوقاً على EKF.

EnKF هو مرشح كالمان القائم على طريقة مونت كارلو والذي يمكن استخدامه للنماذج غير الخطية وغير الغاوسية. الفكرة الأساسية للطريقة هي تقريب ربح كالمان وحالة انتشار المتجهات باستخدام تقنية مونت كارلو. يحسب EnKF كالمان عن طريق تقريب $P_{xy,n}$ و $P_{yy,n}$ باستخدام التباين في العينة المقابل $\hat{P}_{xy,n}$ ، و $\hat{P}_{yy,n}$ للقيام بذلك، يتم رسم عدد N من المجموعات، $\{x_{n|n-1}^{(i)}\}_{i=1}^N$ ، يتم رسمها أولاً من الكثافة الاحتمالية السابقة لمتجه الحالة، $p(x_{n|n-1})$ ، التي لها نفس دالة توزيع الاحتمالات مثل حالة الضوضاء بمتوسط $f(x_{n-1}^{(i)})$. بإنشاء المجموعات، يتم حساب التباين في عينة الأخطاء على النحو التالي:

$$\hat{P}_{xy,n} = \frac{1}{N} \sum_i^N (x_{n|n-1}^{(i)} - \underline{x}_n)(y_{n|n-1}^{(i)} - \underline{y}_n)^T \quad (8)$$

$$\hat{P}_{yy,n} = \frac{1}{N} \sum_i^N (y_{n|n-1}^{(i)} - \underline{y}_n)((y_{n|n-1}^{(i)} - \underline{y}_n)^T$$

$$y_{n|n-1}^{(i)} = h(x_{n|n-1}^{(i)}), \underline{x}_n = \frac{1}{N} \sum_i^N x_{n|n-1}^{(i)} \quad \text{حيث}$$

$$\underline{y}_n = \frac{1}{N} \sum_i^N y_{n|n-1}^{(i)} \quad (9)$$

ثم يتم تقريب ربح كالمان من خلال:

$$\hat{K}_n = \hat{\mathbf{P}}_{xy,n} (\hat{\mathbf{P}}_{yy,n})^{-1} \quad (10)$$

ومجموعات متجه الحالة $\{x_{n|n-1}^{(i)}\}$ ، يتم حسابها على أنها:

$$x_n^{(i)} = x_{n|n-1}^{(i)} + \hat{K}_n (y_n + v_n^{(i)} - y_{n|n-1}^{(i)}) \quad (11)$$

حيث $v_n^{(i)}$ هي عينات تم الحصول عليها من التوزيع الغاوسي بمتوسط \underline{y}_n والتغاير Q_w . بمجرد حساب مجموعات متجه الحالة، يتم الحصول على تقدير متجه الحالة بأخذ متوسطات المجموعات على النحو التالي:

$$\hat{x}_n = \frac{1}{N} \sum_i^N (x_n^{(i)}) \quad (12)$$

2.4. نموذج فضاء الحالة لتخطيط القلب الكهربائي الاصطناعي: State-

Space Model of a Synthetic ECG:

اقترح McSharry وآخرون نموذجًا ديناميكيًا يتكون من مجموعة من معادلات الحالة غير الخطية لتوليد إشارات ECG تركيبية في نظام الإحداثيات الديكارتية. علاوة على ذلك، قام Sameni وآخرون بتحويل النموذج إلى نظام إحداثيات قطبي وقدم نموذجًا رياضيًا مناسبًا للزمن المنفصل. يمثل النموذج إشارة ECG بمجموع خمس توابع غاوسية، كل منها يتوافق مع الموجات الخمس لإشارة ECG، وهي موجات P، Q، R، S، T. يتم تحديد متجه الحالة للنموذج الديناميكي بواسطة $x_k = [\theta_k, z_k]^T$ وتعطى معادلة الحالة من خلال:

$$\begin{cases} \theta_k = (\theta_{k-1} + \omega \cdot \Delta) \bmod 2\pi \\ z_k = -\sum_{i \in [P, Q, R, S, T]} \frac{\alpha_i \Delta \theta_i \omega \Delta}{b_i^2} \exp\left(-\frac{\Delta \theta_i^2}{2b_i^2}\right) + z_{k-1} + \eta_k \end{cases} \quad (13)$$

حيث $\Delta \theta_i = (\theta_k - \theta_i) \bmod 2\pi$ هي زيادة الطور ، Δ هي فترة أخذ العينات ، η_k هي ضوضاء الحالة ، ω هي السرعة الزاوية للمسار أثناء تحركه حول دورة

الحد ، وتمثل α_i و b_i و θ_i مطال وعرض ومركز التوابع الغاوصية لموجات PQRST الخمس ، على التوالي. يتم تعريف متجه القياس بواسطة $y_k = [\phi_k, s_k]^T$ حيث ϕ_k هي الطور المرصود الذي يمثل التفاف الزمن الخطي للفاصل الزمني R-R في $[0, 2\pi]$ و s_k هو المطال المرصود. يتم إعطاء معادلة القياس بواسطة:

$$\begin{cases} \phi_k = \theta_k + u_k \\ s_k = z_k + v_k \end{cases} \quad (14)$$

حيث تشير u_k و v_k إلى ضوضاء القياس.

3.4 EnKF المستند إلى خوارزمية استخراج fECG:

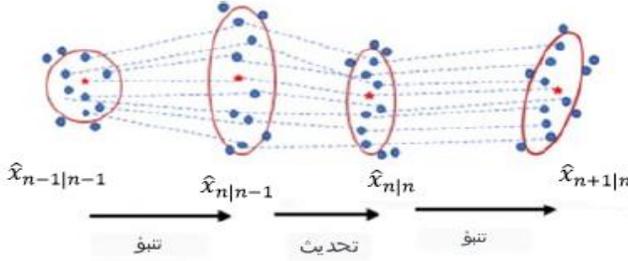
بالنظر إلى نموذج فضاء الحالة (13) و (14)، يتم تطبيق خوارزمية EnKF في الشكل (1) لتصفية mECG من aECG ، بافتراض أن الإشارة المتبقية المكونة من fECG والضوضاء على شكل توزيع غاوصي. يتم بعد ذلك طرح إشارة mECG المستخرجة من aECG للحصول على إشارة fECG المترافقة مع الضجيج. أخيرًا، يتم تطبيق خوارزمية EnKF على الإشارة المتبقية لتقليل التشويش على إشارة fECG. قبل تشغيل خوارزمية الاستخراج، تتم معالجة إشارات aECG المكتسبة لإزالة تجول خط الأساس، وخط الطاقة، والتدخلات المحيطة. تتم إزالة تجول خط الأساس باستخدام مرشح تمرير منخفض، ويتم استخدام مرشح شق notch filter لقمع ضوضاء تداخل خطوط الطاقة. قمنا أيضا بتطبيق تقنية ترشيح الموجات وتقنية العتبة وقارننا [23]. سيتم مناقشة هذا بالتفصيل في أقسام لاحقة. أخيرًا، تم اكتشاف مركب QRS الجنيني (fQRS) باستخدام خوارزمية Pan-Tompkin [2524].

4.4 بيانات الاختبار:

تم استخدام مجموعتين من بيانات مختلفة لاختبار أداء الخوارزمية المقترحة والمقارنة مع EKF. إنها البيانات التي تم الحصول عليها من قاعدة بيانات PhysioNet 2013 Challenge، ونفس البيانات مع ضجيج الحركة المضافة.

1.4.4. تحدي بنك البيانات:

يتكون بنك بيانات PhysioNet 2013 Challenge المستخدم في هذا العمل من 75 تسجيلاً، باستثناء عدد من التسجيلات (a33 و a38 و a47 و a52 و a71 و a74) التي تحتوي على تعليقات مرجعية غير دقيقة. يشتمل كل تسجيل على أربع إشارات بطنية مختلفة. تم أخذ عينات من جميع الإشارات عند 1 كيلو هرتز وتسجيلها لمدة 60 ثانية. في كل حالة، تم إنتاج التعليقات التوضيحية المرجعية التي تحدد مواقع كل مركب QRS للجنين، عادةً بالإشارة إلى إشارة fECG المباشرة، المكتسبة من قطب فروة رأس الجنين



الشكل (1) نظرة عامة على ENKF. يحتفظ ENKF بمجموعة من نقاط العينة لمتجه الحالة x_n . يقوم بنشر وتحديث المجموعة لتتبع توزيع x_n . يتم إجراء تقدير الحالة عن طريق حساب متوسط العينة (نقطة حمراء على شكل نجمة) والتغاير (القطع الناقص الأحمر) للمجموعة.

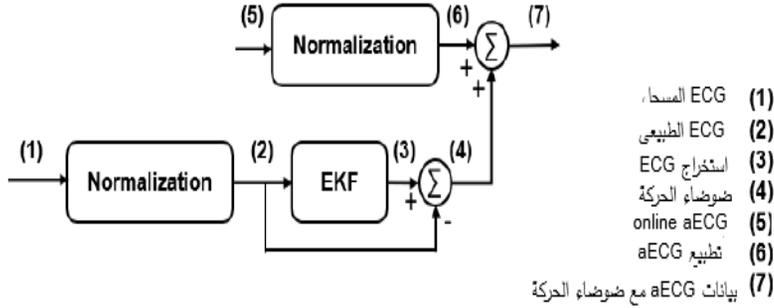
حيث مبدأ الخوارزمية المتبعة في مرشح EnKF كالتالي:

| | |
|--|---|
| for i = 1 to N | تهيئة متجه الحالة من خلال تقدير x_0 (العدد الكلي من المجموعات) |
| $x_n^{(i)} \sim p(x_k x_{n-1}^{(i)})$ | رسم N عينة متوقعة |
| $y_{n n-1}^{(i)} = [\phi_k, Z_{k k-1}^{(i)}]^T$ | حساب القيم المتوقعة |
| $x_{n n-1}^{(i)} = F(x_{n-1 n-1}^{(i)})$ | |
| $\bar{x}_n = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_{n n-1}^{(i)}, \bar{y}_n = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_{n n-1}^{(i)}$ | تقريب التباين المشترك لمتجهات خطأ الحالة |
| $\hat{P}_{xy,n} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_{n n-1}^{(i)} - \bar{x}_n)(y_{n n-1}^{(i)} - \bar{y}_n)^T$ | |
| $\hat{P}_{yy,n} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_{n n-1}^{(i)} - \bar{y}_n)((y_{n n-1}^{(i)} - \bar{y}_n)^T$ | |
| $\hat{K}_n = \hat{P}_{xy,n}(\hat{P}_{yy,n})^{-1}$ | حساب ربح كالمان |
| $x_n^{(i)} = x_{n n-1}^{(i)} + \hat{K}_n (y_n + v_n^{(i)} - y_{n n-1}^{(i)})$ | تحديد شعاع الحالة للمجموعة |
| $\hat{x}_n = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_n^{(i)})$ | تخمين شعاع الحالة |

2.4.4 الإشارات المعدلة مع الاشارات المزيفة (Artifacts) المتحركة المضافة:

ستمتلك تسجيلات aECG التي تم الحصول عليها في ظروف الحياة الواقعية مجموعة متنوعة من التدخلات، بما في ذلك اشارات الحركة المزيفة. ومع ذلك، تم الحصول على بنك البيانات عبر الإنترنت في البيئة السريرية، حيث كانت ضوضاء الحركة غير موجودة في الغالب لأن الأشخاص كانوا في وضع الراحة. أضفنا عناصر الحركة الواقعية إلى بنك البيانات عبر الإنترنت. في هذه التجربة، تم تسجيل بيانات تخطيط القلب من شخص سليم خلال أنواع مختلفة من الأنشطة. بعد ذلك، تم استخدام التسوية لإعادة تأمين aECG وضوضاء الحركة والتي لها مطال واقعي. تم تسوية البيانات المسجلة بين 1- و 1. ثم، تم استخراج ضوضاء الحركة باستخدام EKF. قبل إضافة ضوضاء الحركة إلى aECG الجديد، يجب تسوية بيانات aECG بنفس الحد. في الخطوة الأخيرة، تتم إضافة ضوضاء الحركة المتولدة إلى بنك بيانات PhysioNet 2013 Challenge. يوضح الشكل (2) البيانات المعدلة مع عملية ضوضاء الحركة: (1) ECG المسجل؛ (2) تخطيط القلب الطبيعي بين

1- و 1؛(3)تطبيق EKF لاستخراج ECG؛ (4)ضوضاء الحركة المستخرجة من خلال طرح إشارة ECG المفلترة من مخطط كهربية القلب ECG المسجل؛(5) online aECG؛ (6)تطبيع aECG بين 1 و 1؛(7)تتم إضافة ضوضاء الحركة المتولدة إلى بيانات aECG عبر الإنترنت.البيانات المعدلة مع عملية ضجيج الحركة.



الشكل (2) البيانات المعدلة مع عملية ضوضاء الحركة: (1) ECG المسجل؛(2) تخطيط القلب الطبيعي بين 1 و 1؛(3)تطبيق EKF لاستخراج ECG؛ (4)ضوضاء الحركة المستخرجة من خلال طرح إشارة ECG المفلترة من مخطط كهربية القلب ECG المسجل؛(5) online aECG؛ (6)تطبيع aECG بين 1 و 1؛(7)تتم إضافة ضوضاء الحركة المتولدة إلى بيانات aECG عبر الإنترنت.

5.4 معايير المقارنة:

يتم تقييم أداء طرق الاستخراج من خلال مقارنة طول المركب QRS لإشارة fECG المستخرج والبيانات المشروحة المقابلة. إن المعايير التالية: الحساسية (SE) (والقيمة التنبؤية الإيجابية (PPV) وقياس الدقة (درجة F1) وهو المتوسط التوافقي لـ PPV و SE ، تم استخدامها للتقييم. يتم حساب هذه المؤشرات الإحصائية على النحو التالي:

$$SE = \frac{TP}{TP+FN} \quad (15)$$

$$PPV = \frac{TP}{TP+FP}$$

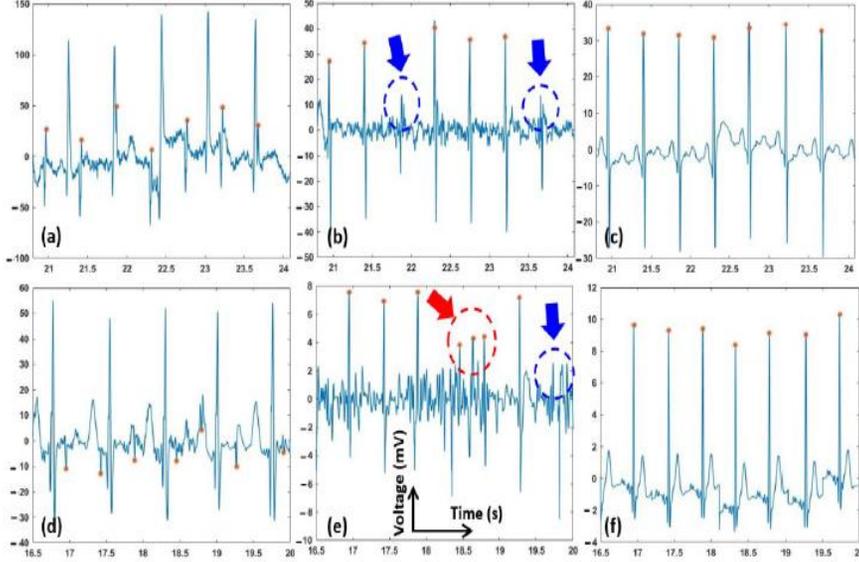
$$F1 = \frac{2TP}{2TP+FN+FP}$$

حيث TP و FP و FN هي اعداد القيم الموجبة الحقيقية والإيجابية الخاطئة والسلبية الخاطئة على التوالي.

5- النتائج:

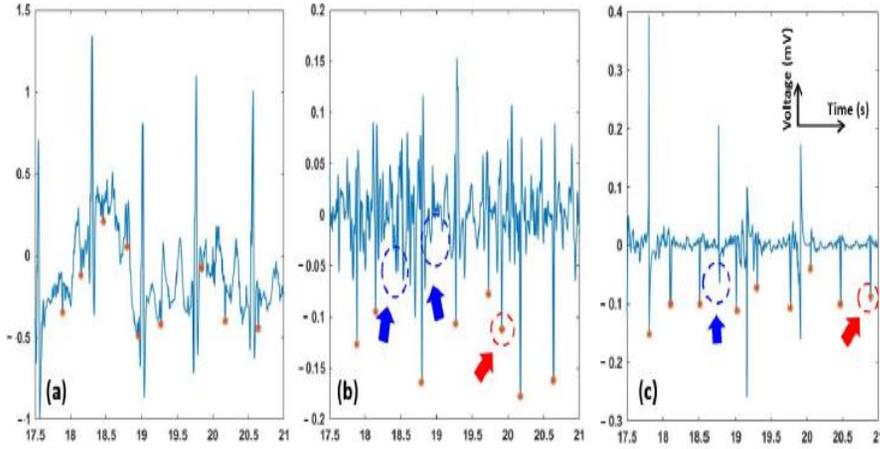
يتم حساب وقت تنفيذ كل خوارزمية من بداية المعالجة المسبقة حتى نهاية اكتشاف الذروة R لإشارة fECG. إن EnKF ذو المجموعة المتكاملة بحجم 70 له نفس وقت التنفيذ مثل EKF. ومن ثم، تم تشغيل الخوارزمية المقترحة المستندة إلى EnKF بمجموعة حجمها $N = 70$ للإشارات أحادية القناة من مجموعات البيانات المذكورة أعلاه. لأغراض المقارنة، تم أيضاً تنفيذ الخوارزمية المستندة إلى EKF باستخدام نفس بارامترات ECG الاصطناعية ومجموعات البيانات. يظهر في الشكل (3) أمثلة لإشارات تخطيط القلب البطني للتسجيلات "a01" و "a03"، وإشارات الجنين المستخرجة باستخدام EKF و EnKF، واللوحات a و d هما الإشارات الأصلية، في حين أن (b - e) و (c - f) هما fQRS المستخرج باستخدام نهج EKF و EnKF، على التوالي. يظهر التعليق التوضيحي لـ fQRS بعلامة النجمة البرتقالية (*). تُظهر الأسهم الحمراء الأماكن التي تم فيها اكتشاف QRS للجنين بشكل خاطئ. تُظهر الأسهم الزرقاء QRS للجنين المفقودة. يمكن ملاحظة أن fQRS المكتشف (قم R الجنين) تتبع تلك المشروحة بدقة عالية. تجدر الإشارة إلى أنه في التسجيل "a01" (الشكل d3)، يتم عكس معقدات QRS للجنين بسبب وضع القطب، ولكنها لم تؤثر على خوارزميات الاستخراج. يجب التأكيد على أنه في حالة تداخل QRS للجنين و QRS للأم، لا تزال خوارزمية EnKF تعطي نتائج إيجابية. توضح المقارنة بين الجزأين (b) و (c) في الشكل (3)، أن EKF فشل عندما تتداخل معقدات QRS للأم والجنين في الزمن (على سبيل المثال، عند الزمن $t \cong 23.7sec$ و $t \cong 21.8sec$) من أجل "a03"، بينما لا تزال طريقة EnKF تعمل بنجاح. يمكن أيضاً ملاحظة أن EnKF يعمل بشكل

جيد مع وجود ضجيج (على سبيل المثال ، عند $t \cong 19.7sec$ لـ "a01" ،
الشكل3(d-f) ،



الشكل (3) استخراج $fECG$ باستخدام EKF و $EnKF$ مع بيانات $PhysioNet$. يظهر التعليق التوضيحي لـ $fQRS$ بعلامة النجمة البرتقالية (*). تعرض الأسهم الحمراء الأماكن التي تم فيها اكتشاف QRS للجنين بشكل خاطئ. تُظهر الأسهم الزرقاء QRS للجنين المفقودة. (a) مخطط كهربية القلب في البطن (بيانات أولية) للتسجيل "a03"؛ (b) $fECG$ المستخرج باستخدام EKF للتسجيل " "؛ (c) $fECG$ المستخرج باستخدام $EnKF$ للتسجيل "a03"؛ (d) مخطط كهربية القلب في البطن (بيانات أولية) للتسجيل "a01"؛ مع مركبات QRS للجنين المعكوسة؛ (e) $fECG$ المستخرج باستخدام EKF للتسجيل "a01"؛ (f) $fECG$ المستخرج باستخدام $EnKF$ للتسجيل "a01".

يوضح الشكل (4) نتائج استخراج $fECG$ من بيانات $PhysioNet$ المعدلة مع إشارات الحركة المزيفة المضافة. كما رأينا، كان $fECG$ المستخرج بواسطة EKF غير صحيح وانخفضت درجة $F1$ بشكل كبير (متوسط $F1 = 78$ ، انظر الجدول (1)). ومع ذلك، لا تزال مجموعات $fQRS$ المستخرجة بواسطة $EnKF$ مرئية في معظم النقاط الزمنية، مما يؤدي إلى الحصول على درجة $F1$ مواتية تبلغ 89.



الشكل (4) استخراج $fECG$ باستخدام EKF و $EnKF$ مع حركة الاشارة المزيفة مضافة من بيانات $PhysioNet$. يظهر التعليق التوضيحي $fQRS$ بالنجمة البرتقالية (*). تُظهر الأسهم الحمراء الأماكن التي تم فيها اكتشاف QRS الجيني بشكل خاطئ. تُظهر الأسهم الزرقاء QRS للجين المفقودة. (a) مخطط كهربية القلب في البطن (بيانات أولية)؛ (b) استخراج $fECG$ باستخدام EKF ؛ و (c) استخراج $fECG$ باستخدام $EnKF$.

يوضح الجدول (1) متوسط درجات F1 ومتوسط PPE ومتوسط SV لأداء خوارزميات $EnKF$ و EKF . يتم حساب هذه المؤشرات الإحصائية عن طريق تحديد الدقة، TP و FP و FN لمواقع قمم R التي تم الحصول عليها بواسطة خوارزميات EKF و $EnKF$ مقابل التعليقات التوضيحية المرجعية. يتم حساب درجة F1 و PPV و SE باستخدام 68 تسجيلاً من تسجيلات aECG مدتها دقيقة واحدة من بنك بيانات PhysioNet 2013 Challenge. تشير النتائج الموضحة في الجدول (1) إلى أن طريقة $EnKF$ يمكن الاعتماد عليها من تلقاء نفسها. في جميع الحالات، يتفوق $EnKF$ على EKF .

الجدول (1) أداء خوارزميات EKF و EnKF

| متوسط PPE (%) | متوسط الحساسية (%) SE | متوسط F1 (%) | | |
|---------------|-----------------------|--------------|------|---|
| 91.16±4.6 | 86.73±5.5 | 88.90±5 | EKF | البيانات عبر الانترنت بدون وجود ضجيج الحركة |
| 97.59±3.8 | 96.91±0.5 | 97.25±2.4 | EnKF | |
| 80.80±5.1 | 75.38±7.4 | 78±6.58 | EKF | البيانات عبر الانترنت مع وجود ضجيج الحركة |
| 89.9±4.5 | 88.2±1.7 | 89.04±3 | EnKF | |

البارامتر الآخر التي يجب أن يؤخذ في الاعتبار هو التعقيد الحسابي. يتناسب التعقيد الحسابي لخوارزمية EnKF مع عدد المجموعات المستخدمة. في عمليات المحاكاة التي أجريناها، لاحظنا أن زيادة حجم المجموعة بأكثر من 70 لا يؤدي إلى تحسين أداء الخوارزمية بشكل كبير. ظلت درجة F1 التي تم الحصول عليها عند تشغيل الخوارزمية لأحجام المجموعات بين 5 إلى 350 دائمًا في النطاق بين 94.5% و 98.6% لتسجيلات aECG الـ 68 جميعها والتي تم الحصول عليها من قاعدة بيانات PhysioNet.

6- المناقشة والاستنتاجات:

لا تكون طرق استخراج FECG الحالية من إشارة قناة واحدة قوية عندما (1) يتداخل الطول الموجي لـ FECG و MECG بشكل خاص مؤقتًا، و (2) سعة FECG منخفضة مقارنة بمستوى الضوضاء. في الآونة الأخيرة، تم اقتراح خوارزمية قائمة على EKF لاستخراج FECG من إشارة AECG أحادية القناة. بشكل عام، تكون هذه الخوارزميات المستندة إلى EKF أقل فعالية كما في كل

لحظة من الزمن، فهي تقارب كثافة الاحتمال الخلفي للبارامتر ذات الأهمية من خلال توزيع غاوسي. عندما لا يكون تابع الكثافة الرجعية الحقيقية غاوسي، فإن طرق ترشيح مونت كارلو المتسلسلة (SMC) sequential Monte Carlo تُظهر أداءً أفضل على طرق EKF. لذلك، هنا، طريقة ENKF المقترحة لدينا هي طريقة تعتمد على SMC، لاستخراج FECG غير المباشر من AECG ذو القناة الواحدة. كما هو موضح أعلاه، أظهرت خوارزمتنا المستندة إلى ENKF أداءً قوياً عند اختباره باستخدام البيانات العامة عبر الإنترنت و 68 تسجيلاً، بما في ذلك 1 دقيقة من AECGs في Physionet Challenge 2013، وأضاف بنك البيانات عبر الإنترنت أنه تم استخدام اشارات مزيفة ذات حركة واقعية لتقييم أداء الطريقة المقترحة.

وهو ما يفسر الأداء الأفضل في استخراج FECG (الأشكال 3-4) والجدول (1) أثبتت تجاربنا أن الخوارزمية المستندة إلى ENKF هي طريقة قوية ولها أداء متفوق على EKF لاستخراج FECG في سيناريوهات مختلفة (الأشكال 3-4) تدعم النتائج التوقعات بأن ENKF لا يستخلص إشارة الجنين فقط عندما تتداخل الموجات FECG و MECG مؤقتاً، ولكنها قد تستخرج أيضاً إشارة FECG دقيقة مع موجات مميزة مثل موجات P و T. حالياً، لا يوجد نهج متاح لاستخراج FECG ذو مميزات كاملة، خاصة مع AECG في الحياة اليومية. وبالتالي، قد يحمل حلنا القدرة على إحداث ثورة في مراقبة الجنين حيث يمكن استخدامه لتشخيص الآثار الخلقية المحتملة

نظراً لطبيعة عملية الاستحواذ على AECG، فإن الإشارة مصحوبة دائماً بعناصر حيوية أخرى، مثل نشاط عضلة الأم، ونشاط حركة الجنين، والضوضاء. أشارت النتائج الموضحة في (الأشكال 3-4) إلى أنه قبل استخراج FECG، تعد المعالجة المسبقة خطوة حرجة تحتاج إلى التحسين فيها. على وجه التحديد، قد تساعد المعالجة المسبقة في الاستخراج بشكل كبير لأنها تزيل مكونات الضوضاء، ولكنها

قد تزيل أيضاً المكونات المهمة ذات المطال المنخفض مثل أمواج P و T. مخطط الترشيح المستخدم هنا هو مرشح تمرير منخفض، ومرشح شق رقمي، وتقنية الترشيح المويجي. نظراً لأن موجات P و T لها تردد ومطال مماثل لعناصر الضجيج، يكاد يكون من المستحيل إعداد عتبات مثالية للتخلص من الضوضاء والحفاظ على الموجات المطلوبة في جميع الحالات. لذلك، عادة ما ننفذ هذا يدوياً حتى يتم الحصول على أفضل أداء. التحدي هو أن مستوى الضوضاء يختلف من شخص لآخر، ومن إعداد لإعداد، وحتى من وقت لآخر داخل شخص واحد في إعداد واحد. لمعالجة هذا، نخطط لإضافة مقياس تسارع لتجميع ضوضاء الحركة، واستكشاف المزيد من الخوارزميات لاستخراج تقلص الرحم وحركة الجنين. ستوفر FECG معلومات قيمة يمكن أن تساعد في تقديم رعاية أفضل قبل الولادة بالإضافة إلى مساعدة الأطباء في اتخاذ قرارات مناسبة وفي الوقت المناسب أثناء المخاض. في هذا السياق، قد يجلب ENKF المقدم في هذا العمل تأثيرات كبيرة كخوارزمية قوية وفعالة منتشرة في الأجهزة القابلة للارتداء المدمجة لتقييم FECG في الإعداد المنزلي. يتضمن العمل المستقبلي تقييم تصحيح FECG وخوارزمية ENKF في إعدادات خارجية. في العمل المستقبلي، ينبغي أيضاً دراسة مراقبة ECG الجنينية في التوأم والأجنة المتعددة قبل الولادة.

المراجع

1. Jaros, R.; Kahankova, R.; Martinek, R.; Nedoma, J.; Fajkus, M.; Slanina, Z. 2018, Fetal phonocardiography signal processing from abdominal records by non-adaptive methods. In *Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments; International Society for Optics and Photonics*: Bellingham, WA, USA, 2018; Vol. 10808, p. 108083E.
2. Martinek, R.; Kahankova, R.; Jezewski, J.; Jaros, R.; Mohylova, J.; Fajkus, M.; Nedoma, J.; Janku, P.; Nazeran, H. 2018, Comparative effectiveness of ICA and PCA in extraction of fetal ECG from abdominal signals: Toward non-invasive fetal monitoring. *Front. Physiol.*, Vol. 9, p 648. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
3. Cardoso, J.-F. 1998, Blind signal separation: Statistical principles. *Proc. IEEE*, Vol.86, p2009–2025. [[CrossRef](#)]
4. Ungureanu, M.; Bergmans, J.W.; Oei, S.G.; Strungaru, R. 2007, Fetal ECG Extraction during Labor Using an Adaptive Maternal Beat Subtraction Technique. *Biomed. Eng.*, Vol.52, p 56–60. [[CrossRef](#)]
5. Varanini, M.; Tartarisco, G.; Billeci, L.; Macerata, A.; Pioggia, G.; Balocchi, R. 2014, An efficient unsupervised fetal QRS complex detection from abdominal maternal ECG. *Physiol. Meas.*, Vol.35, p1607. [[CrossRef](#)]
6. Matonia, A.; Jezewski, J.; Horoba, K.; Gacek, A.; Labaj, P. 2016, The maternal ECG suppression algorithm for efficient extraction of the fetal ECG from abdominal signal. *Technol Health Care.* Vol.24, P783-794.
7. Fotiadou, E.; Van Laar, J.O.; Oei, S.G.; Vullings, R. 2018, Enhancement of low-quality fetal electrocardiogram based on

- time-sequenced adaptive filtering. Med. Biol. Eng. Comput., Vol.56, p2313–2323. [[CrossRef](#)]
8. Kaleem, A.M.; Kokate, R.D. 2019, An efficient adaptive filter for fetal ECG extraction using neural network. J. Intell. Syst., Vol. 28, P589–600. [[CrossRef](#)]
 9. Martinek, R.; Kahankova, R.; Nazeran, H.; Konecny, J.; Jezewski, J.; Janku, P.; Bilik, P.; Zidek, J.; Nedoma, J.; Fajkus, M. 2017, Noninvasive fetal monitoring: A maternal surface ECG electrode placement-based novel approach for optimization of adaptive filter control parameters using the LMS and RLS algorithms. Sensors, Vol.17, p1154. [[CrossRef](#)]
 10. Wu, S.; Shen, Y.; Zhou, Z.; Lin, L.; Zeng, Y.; Gao, X. 2013, Research of fetal ECG extraction using wavelet analysis and adaptive filtering. Comput. Biol. Med Vol.43, p1622–1627. [[CrossRef](#)]
 11. Andreotti, F.; Riedl, M.; Himmelsbach, T.; Wedekind, D.; Zaunseder, S.; Wessel, N.; Malberg, H., 2013 Maternal signal estimation by Kalman filtering and template adaptation for fetal heart rate extraction. Computing in Cardiology Zaragoza, Spain Vol.40; p. 193–196.
 12. Suganthy, M.; Manjula, S. 2019, Enhancement of SNR in fetal ECG signal extraction using combined SWT and WLSR in parallel EKF. Cluster Computing, Vol. 22 p 3875–3881. [[CrossRef](#)]
 13. Vullings, R.; De Vries, B.; Bergmans, J.W. 2010, An adaptive Kalman filter for ECG signal enhancement. IEEE Trans. Biomed. Eng. Vol.58, p 1094–1103. [[CrossRef](#)]
 14. Martinek, R.; Kahankova, R.; Nedoma, J.; Fajkus, M.; Cholevova, K. 2018, Fetal ECG preprocessing using wavelet transform. In Proceedings of the 10th International Conference

- on Computer Modeling and Simulation, Sydney, Australia, 8–10 January; pp. 39–43
15. Sharma, M.; Ritchie, P.; Ghirmai, T.; Cao, H.; Lau, M.P. 2017, Unobtrusive acquisition and extraction of fetal and maternal ECG in the home setting. In Proceedings of the 2017 IEEE SENSORS, Glasgow, UK, 29 October–1 November 2017; pp. 1–3.
16. M. Niknazar, B. Rivet, and C. Jutten, 2013 “Fetal ECG extraction by extended state Kalman filtering based on single-channel recordings,” IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 60, no. 5, pp. 1345–1352
17. P. C. Su, S. Miller, S. Idriss, P. Barker, and H. T. Wu, 2019 “Recovery of the fetal electrocardiogram for morphological analysis from two transabdominal channels via optimal shrinkage, Signal Processing (eess.SP), vol. 40, arXiv:1904.09525.
18. Liu C, Li P, Maria C D, Zhao L, Zhang H and Chen Z 2014 A multi-step method with signal quality assessment and fine-tuning procedure to locate maternal and fetal QRS complexes from abdominal ECG recordings Physiol Meas. vol.35,p 1665
19. Jagannath, D.; Selvakumar, A.I. 2014, Issues and research on foetal electrocardiogram signal elicitation. Biomed. Signal. Process. Control Vol. 10,p 224–244. [[CrossRef](#)]
20. Keller, J.; Hendricks Franssen, H.J.; Marquart, G. 2018, Comparing seven variants of the ensemble Kalman filter: How many synthetic experiments are needed? Water Resour. Res. Vol 54, p6299–6318. [[CrossRef](#)]
21. McSharry, P.E.; Clifford, G.D.; Tarassenko, L.; Smith, L.A. . 2003, A dynamical model for generating synthetic electrocardiogram signals. IEEE Trans. Biomed. Eng. Vol. 50, p289–294. [[CrossRef](#)]

22. Sameni, R.; Shamsollahi, M.B.; Jutten, C.; Clifford, G.D. 2007, A nonlinear Bayesian filtering framework for ECG denoising. *IEEE Trans. Biomed. Eng.* Vol.54,p 2172–2185. [[CrossRef](#)]
23. Cao, H.; Yu, F.; Zhao, Y.; Zhang, X.; Tai, J.; Lee, J.; Darehzereshki, A.; Bersohn, M.; Lien, C.-L.; Chi, N.C.2014, Wearable multi-channel microelectrode membranes for elucidating electrophysiological phenotypes of injured myocardium. *Integr .Biol.* Vol.6,p 789–795. [[CrossRef](#)]
24. Sarafan, S.; Le, T.; Naderi, A.M.; Nguyen, Q.-D.; Kuo, B.T.-Y.; Ghirmai, T.; Han, H.-D.; Lau, M.P.; Cao, H. 2020, Investigation of methods to extract fetal electrocardiogram from the mother's abdominal signal in practical scenarios. *Technologies*, Vol. 8,p 33. [[CrossRef](#)]
25. Keller, J.; Hendricks Franssen, H.J.; Marquart, G. 2018, Comparing seven variants of the ensemble Kalman filter: How many synthetic experiments are needed? *Water Resour. Res.* Vol.54, p6299–6318. [[CrossRef](#)].