تحليل ومقارنة تقنيات تعديل عرض النبضة المستمرة والمتقطعة باستخدام حقن المركبة الصفرية ZSS

محمد عاصي*، أحمد عمار نعساني، جمال جعفر*****

*طالب دراسات عليا (ماجستير)، قسم هندسة القيادة الكهربائية، كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية، جامعة حلب

**أستاذ، قسم هندسة القيادة الكهربائية، كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية، جامعة حلب

*** مدرس، قسم هندسة القيادة الكهربائية، كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية، جامعة حلب

الملخص

تم في هذا البحث دراسة ومحاكاة تقنيات تعديل عرض النبضة المستمرة Continuous PWM الممثلة بتقنية تعديل عرض النبضة الجيبي SPWM وتقنية SPWM مع حقن المدروج الثالث 3rd Harmonic PWM (3HPWM) المنبثقة عن تقنية SVPWM، بالإضافة إلى تقنيات تعديل عرض النبضة المتقطعة Discontinuous PWM بأنواعها المختلفة، بغية المقارنة بين هذه التقنيات من حيث المحتوى المدروجي لإشارة خرج القالبة، ومن ثم ضياعات تبديل المفاتيح الإلكترونية.

تم بناء خوارزمية شاملة تعتمد على مفهوم حقن الجهود المرجعية بالمركبة الصفرية Zero Sequence Signal. نستطيع من خلال هذه الخوارزمية الحصول على جميع التقنيات السابقة بتغيير الثابت k الذي يحدد شكل المركبة الصفرية المراد حقنها، وبالتالي تجنب التعقيد الناتج عن التنفيذ الشعاعي لهذه التقنيات.

تم بناء هذه الخوارزمية مع قانون ضبط سرعة المحرك التحريضي V/f في بيئة MATLAB/Simulink باستخدام توابع S-Function المكتوبة بلغة C القياسية، كما تم استخدام برنامج Melcosim لدراسة وتحليل ضياعات تبديل المفاتيح الإلكترونية. وقد أظهرت النتائج المحاسن والمساوئ لكل تقنية على حِدة.

كلمات مفتاحية: تعديل عرض النبضة المتقطعة، تعديل عرض النبضة المستمرة، المركبة الصفرية.

ورد البحث للمجلة بتاريخ ا 8/ 3 /2021

قبل للنشر بتاريخ ا5/4 /2021

Analysis and Comparison of Continuous and Discontinuous Pulse Width Modulation Techniques Using a Zero Sequence Signal (ZSS) Injection

Mohamad Assi*, Ahmad Ammar Naassani, Jamal Jafar*****

*Postgraduate Student (MSc), Dept. of Electrical Drives, Faculty of Electrical and Electronic Engineering, University of Aleppo

**Prof., Dept. of Electrical Drives, Faculty of Electrical and Electronic Engineering, University of Aleppo

***Teacher, Dept. of Electrical Drives, Faculty of Electrical and Electronic Engineering, University of Aleppo

Abstract

This paper presents a study and simulation of Continuous Pulse Width Modulation (CPWM) techniques, represented by sine PWM (SPWM) technique and sine PWM injected with 3^{rd} harmonic (3HPWM) technique derived from SVPWM technique, in addition to various Discontinuous Pulse Width Modulation (DPWM) techniques. The aim of this study is to compare between these techniques in terms of the harmonic content of the inverter (VSI) output signal, and in terms of switching losses in the electronic switches.

A comprehensive algorithm based on the concept of injecting three-phase reference voltages with Zero Sequence Signal (ZSS) was implemented. With this algorithm, we can obtain all the aforementioned techniques by changing the constant k (which determines the shape of the ZSS signal to be injected).

A V/f Algorithm of three-phase induction motor with the proposed comprehensive algorithm was simulated in MATLAB/Simulink environment, using S-Function method based on standard C language. Melcosim software was also used to study and analyze switching losses in the electronic switches. The results show the advantages and disadvantages of each technique.

Keywords: Discontinuous PWM (DPWM), Continuous PWM (CPWM), Zero Sequence Signal (ZSS).

Received 8 /3/2021
Accepted 5/4 /2021

1- مقدمة

إنَّ أي نظام قيادة يستخدم الطرق غير المباشرة لقيادة قالبة الجهد ثلاثية الطور ذات المستويين Two-Level Three Phase Inverter يحتاج إلى تطبيق إحدى تقنيات تعديل عرض النبضة PWM. تعطي نظم القيادة على خرجها جهود مرجعية لا يمكن تطبيقها مباشرةً على المحرك لأنها تعتبر صورة عن الجهود الحقيقية المطلوبة، لذلك لا بد من مقارنة هذه الجهود مع إشارة مثلثية من أجل توليد نبضات الوصل والفصل لمفاتيح القالبة، أي إمكانية تغيير مطال وتردد هذه الجهود وتطبيقها بشكلٍ فعال على المحرك، وهذا ما يعرف بتقنيات تعديل عرض النبضة PWM.

إن إشارة خرج قالبة الجهد ستكون عبارة عن إشارة متقطعة تحتوي على مركبة أساسية Fundamental Component ذات تردد f_s وعلى مجموعة من المداريج Harmonics بترددات منخفضة من مضاعفات تردد المركبة الأساسية، وبترددات مرتفعة متمركزة في مجموعات بالقرب من تردد التبديل f_{PWM} ومضاعفاته [1]. تشكل المداريج ذات الترتيب المنخفض القريبة من تردد المركبة الأساسية f_s الضرر الأكبر على شكل إشارة تيار خرج القالبة وذلك بسبب صعوبة ترشيحها عن طريق الحمل [2]. لذلك نسعى دائماً أن يكون المحتوى المدروجي في إشارة جهد خرج القالبة أبعد ما يمكن عن المركبة الأساسية لسهولة ترشيحه في الحمل، يتم ذلك من خلال زيادة تردد التبديل f_{PWM} مع البقاء ضمن حدود المواصفات الفنية للمفاتيح الإلكترونية المكونة لقالبة الجهد. من ناحية أخرى، يجب أن تكون المداريج ذات الترتيب المنخفض بمطالات منخفضة مقارنةً مع مطال المركبة الأساسية، وبالتالي الحصول على قيمة منخفضة لمعامل التشوه المدروجي THD. يمكن القول بأن تركيب هذه المداريج يتعلق بعدة عوامل، أهمها نوع تقنية تعديل عرض النبضة المستخدمة أي كيفية تطبيق نبضات الوصل والفصل على المفاتيح الإلكترونية، بالإضافة إلى تردد تبديل هذه المفاتيح f_{PWM} [3]. سنقوم في هذا البحث بتسليط الضوء على تأثير المحتوى المدروجي على جودة إشارة خرج القالبة لكل تقنية PWM على حِدى. لتوسيع دائرة المقارنة سنقوم بدارسة وتحليل الضياعات الحرارية الناتجة

عن تبديل المفاتيح الإلكترونية المكونة لقالبة الجهد وذلك باستخدام بيئة برمجية مستقلة متخصصة بهذا الغرض تدعى Melcosim [4].

2- أهمية البحث

تتلخص أهمية هذا البحث في بناء خوارزمية شاملة تجمع بين تقنيات تعديل عرض النبضة المستمرة Continues PWM والمتقطعة Discontinues PWM مع سهولة الانتقال فيما بينها من خلال تغيير ثابت واحد فقط k، وذلك بالاعتماد على حقن الجهود المرجعية ثلاثية الطور بإشارة المركبة الصفرية ZSS، ومن ثم إجراء مقارنة بين هذه التقنيات بهدف معرفة محاسن ومساوئ كل تقنية ومدى تأثيرها على أداء المحرك. يمنح هذا العمل لمصممي خوارزميات أنظمة القيادة الكهربائية الخيار الأنسب من بين عموم تقنيات PWM باعتبارها جزءاً رئيساً لا غنى عنه في تشكيل الجهود على خرج القالبة والمطلوبة من نظام القيادة المعتمد.

3- طريقة البحث وخطواته

سيتم في هذا البحث العرض النظري لعموم تقنيات تعديل عرض النبضة المدروسة من قبل الباحثين، وشرح المبدأ الرياضي للحصول على مختلف إشارات المركبة الصفرية v_{zss} الواجب حقنها مع الجهود الثلاثية المرجعية للحصول على جميع تقنيات تعديل عرض النبضة الموجودة في المراجع ذات الصلة. ستكون هذه الخطوات مدعَّمة بنتائج المحاكاة باستخدام بيئة MATLAB/Simulink. من ناحية أخرى، سيتم استخدام بيئة Melcosim لحساب ضياعات الاستطاعة وارتفاعات درجة حرارة Junction في المفاتيح الإلكترونية لقالبة الجهد مع إمكانية اختيار المفاتيح الإلكترونية ذات مواصفات فنية محددة تبعاً لظروف التشغيل، إمكانية تحديد نوع الحمل، وإمكانية تحديد نوع تقنية PWM المراد إجراء دراسة ضياعات التبديل الناتجة عنها.

4- خوارزمية تعديل عرض النبضة الشاملة

تعد تقنية تعديل عرض النبضة الشعاعي الفراغي SVPWM واحدة من أكثر تقنيات PWM شيوعاً، حيث تحقق استفادة أكبر لجهد الوصلة المستمر V_{dc} (جهد خرج أعلى بنسبة 15.47% مقارنةً بتقنية SPWM) [5]. لزيادة كفاءة قالبة الجهد

VSI عند العمل بترددات تبديل كبيرة، تم تطوير هذه التقنية من خلال إعادة توزيع أماكن الأشعة الصفرية V_0، V_7 في القطاعات الستة بحيث نحصل على فترات لا يتم فيها التبديل للمفاتيح الإلكترونية، وبالتالي التقليل من ضياعات التبديل، وهذا ما يعرف بتقنيات تعديل عرض النبضة المتقطعة Discontinuous PWM [6]. ولكن تبقى المشكلة الأساسية في هذه التقنيات هي صعوبة بنائها رقمياً لما تحتاجه من تنفيذ عمليات رياضية معقدة، لذلك قام الباحثون باشتقاق تقنية أخرى، بالاعتماد على تقنية SVPWM، ترتكز على إيجاد قيمة الجهد الواجب حقنه في القيم المرجعية لجهود الطور، وبالنتيجة الحصول على ذات الأداء والنتائج لتقنية SVPWM، تدعى هذه الطريقة بتقنية تعديل عرض النبضة الجيبي مع حقن المدروج الثالث 3HPWM [7].

من هذا المنطلق تم في هذا البحث استنتاج معادلة شاملة تمثل إشارة المركبة الصفرية Zero Sequence Signal (ZSS) الواجب حقنها للجهود المرجعية الثلاثية. يختلف شكل هذه الإشارة باختلاف الثابت k الذي من خلال تغييره نستطيع الحصول على تقنيات تعديل عرض النبضة المستمرة Continuous PWM (يتم تبديل المفاتيح الإلكترونية بشكلٍ مستمر) الممثلة بتقنية SPWM وتقنية 3HPWM، بالإضافة إلى تقنيات تعديل عرض النبضة المتقطعة Discontinuous PWM (يوجد فترات لا يتم فيها تبديل المفاتيح الإلكترونية) الممثلة بثلاثة أصناف، DPWM-120°، DPWM-60° و DPWM-30° [5]، [6]، [7].

يمكن تمثيل هذه المعادلة بالعلاقة الآتية:

$$v_{NP} = v_{ZSS} = -(kv_{max} + (1-k)v_{min} + (1-2k)\frac{V_{dc}}{2}) \quad (1)$$

حيث إن:

$$v_{max} = \max(v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) \quad (2)$$

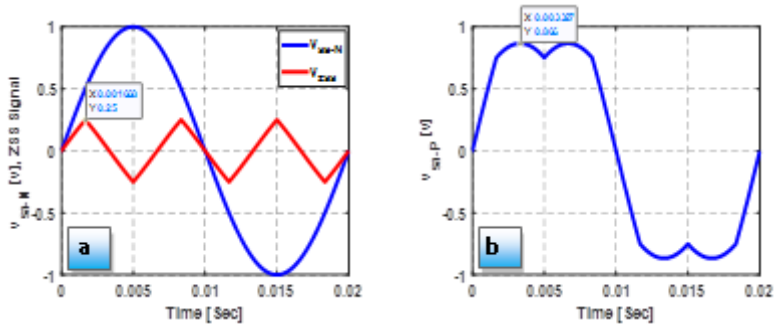
$$v_{min} = \min(v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) \quad (3)$$

حيث إن v_{sa}، v_{sb}، v_{sc} هي جهود الطور الثلاثية، V_{dc} هو جهد الوصلة المستمر، أما الثابت k فهو المسؤول عن تحديد شكل إشارة المركبة الصفرية v_{zss} المراد حقنها، ويمكن أن يأخذ القيم الآتية:

a) حالة (k=0.5)، بالتعويض في المعادلة (1)، نحصل على إشارة المركبة الصفرية v_{zss} الواجب حقنها في جهود الطور المرجعية للحصول على تقنية 3HPWM (المشابهة تماماً لتقنية تعديل عرض النبضة الشعاعي الفراغي SVPWM).

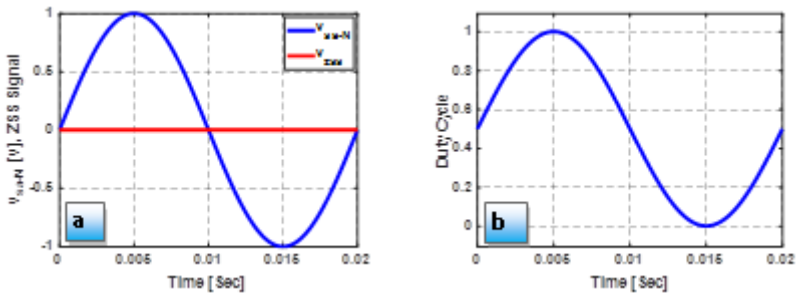
$$v_{NP} = v_{ZSS} = \frac{-v_{max} - v_{min}}{2} \qquad (4)$$

يبين الشكل (a-1) جهد الطور الأول v_{sa} بالنسبة لنقطة الحيادي N وإشارة المركبة الصفرية v_{zss} الواجب حقنها وهي عبارة عن إشارة المدروج الثالث ذات شكل شبيه بالمثلثي ترددها يساوي ثلاث مرات تردد إشارة جهد الطور ومطالها 25% من مطاله، كما يبين الشكل (b-1) جهد الطور الأول بعد حقنه بإشارة المركبة الصفرية (بالنسبة للنقطة الوهمية P الموجودة في وسط منبع التغذية المستمر V_{dc})، نلاحظ انخفاض مطال الجهد بمقدار (15.47%)، وبالتالي يمكن زيادة مطال الإشارة المرجعية بمقدار (15.47%) من دون الدخول في منطقة التعديل الزائد Over-modulation، أي مقدرة القالبة على توليد جهد طور بمطال تصل قيمته إلى $(V_{dc}/\sqrt{3})$، أو يمكن إنقاص قيمة جهد الوصلة المستمر V_{dc} على دخل القالبة بنسبة (15.47%).



الشكل (1): تقنية 3HPWM (a): جهد الطور v_{sa_N} وإشارة المركبة الصفرية v_{zss}، (b): جهد الطور v_{sa_P} (بعد الحقن)

الجدير بالذكر إنه في حال قمنا بتعويض قيمة جهد المركبة الصفرية v_{zss} بالقيمة صفر (v_{zss}=0)، سنحصل على تقنية تعديل عرض النبضة الجيبي SPWM، التي تتميز ببساطتها وسهولة تنفيذها، كما هو موضح في الشكل (2).



الشكل (2): تقنية SPWM (a): جهد الطور v_{sa_N} وجهد المركبة الصفرية v_{zss}، (b): إشارة معدل التشغيل Duty Cycle (الطور الأول)

b) حالة (k=1)، بالتعويض في المعادلة (1)، نحصل على إشارة المركبة الصفرية v_{zss} الواجب حقنها في جهود الطور الثلاثية المرجعية للحصول على تقنية DPWM-Max.

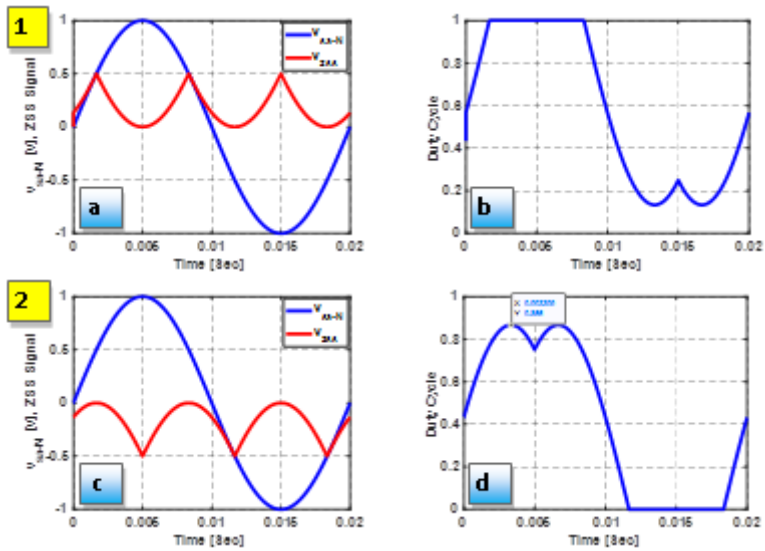
$$v_{NP} = v_{ZSS} = -v_{max} + \frac{V_{dc}}{2} \qquad (5)$$

c) حالة (k=0)، بالتعويض في المعادلة (1)، نحصل على إشارة المركبة الصفرية v_{zss} الواجب حقنها في جهود الطور المرجعية للحصول على تقنية DPWM-Min.

$$v_{NP} = v_{ZSS} = -v_{min} - \frac{V_{dc}}{2} \qquad (6)$$

يبين الشكلان (3-a) و(3-c) جهد الطور الأول v_{sa} بالنسبة للنقطة N وإشارة المركبة الصفرية v_{zss} الواجب حقنها لتقنيتي DPWM-Max و DPWM-Min على الترتيب، كما يبين الشكلان (3-b) و(3-d) إشارة معدل التشغيل Duty Cycle للطور الأول لذات التقنيتين، نلاحظ أن تقنية DPWM-Max تملك قمة منبسطة واحدة من الأعلى بمقدار 120^o، وتقنية DPWM-Min تملك قمة منبسطة واحدة من الأسفل بمقدار 120^o، لذلك تسمى هاتين التقنيتين بـ DPWM-120^o، وعند مقارنة هذه الإشارات مع الإشارة الحاملة المثلثية، لن يتم تبديل المفتاح الإلكتروني لفترة 120^o وسيكون في حالة on أو off بشكلٍ دائم خلال هذه الفترة.

d) حالـة (k=0) و(k=1) بالتنـاوب، بـالتعويض فـي المعادلـة (1)، سنحصـل علـى تقنيـــــات $DPWM\text{-}60^o$ وهـــــي DPWM(0)، DPWM(1) و DPWM(2)، بالإضافة إلى تقنية $DPWM\text{-}30^o$ الممثلة بـ DPWM(3).



الشكل (3): تقنيات $DPWM\text{-}120^o$ (1): تقنية DPWM-Max، (2): تقنية DPWM-Min

يتحقق لدينا هذا التناوب في قيمة k من خلال العلاقة الآتية:

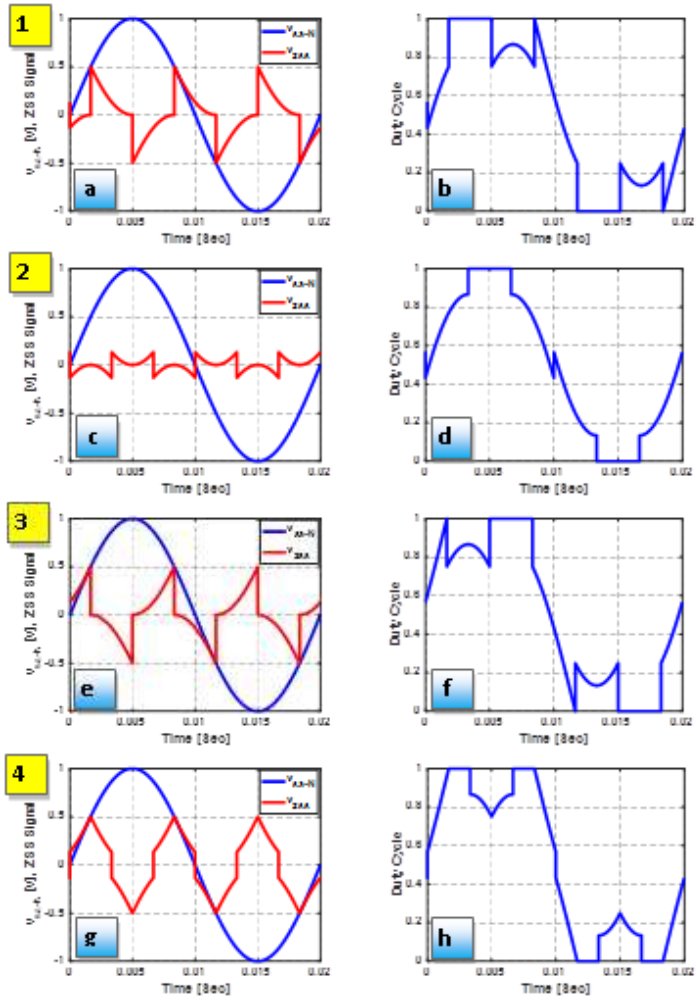
$$k = 1 - 0.5[1 + \text{sgn}(\cos 3(\theta_s - \psi))] \qquad (7)$$

حيث تمثل العلاقة {sgn()}إشارة المعادلة ما بين القوسين، فتكون 1، 0 أو 1- عندما تكون قيمة ما بين القوسين موجب، صفر أو سالب على الترتيب، الزاوية θ_s هي تكامل السرعة الزاوية الكهربائية المدخلة ω_s في خوارزمية V/f [8] وتعطى بالعلاقة:

$$\theta_s = \int \omega_s dt \qquad (8)$$

بينما يحدد الثابت ψ زاوية التعديل والتي من خلال تغييرها يتم توليد إشارات تعديل متقطعة تمثل تقنيات DPWM المختلفة. بتعويض $(\psi = 0)$ في المعادلة (7) ومنه في المعادلة (1) نحصل على تقنية DPWM(0). وبالمثل لباقي التقنيات، بتعويض $(\psi = \pi/6)$ نحصل على تقنية DPWM(1)، وبتعويض $(\psi = \pi/3)$ نحصل على تقنية DPWM(2)، وبتعويض $(\psi = \pi/2)$ نحصل على تقنية DPWM(3).

توضح الأشكال (b-4)، (d-4) و(f-4) إشارات معدل التشغيل للطور الأول Duty Cycle لتقنيات DPWM(0)، DPWM(1) و DPWM(2). نلاحظ أن جميع هذه الإشارات لها قمة منبسطة من الأعلى بمقدار 60^o ومن الأسفل بمقدار 60^o خلال دورة تشغيل واحدة، لذلك تسمى هذه التقنيات بتقنيات DPWM-60^o. أما الشكل (h-4) فيوضح إشارة معدل التشغيل لتقنية DPWM(3). نلاحظ أن هذه الإشارة لها قمتين منبسطتين من الأعلى بمقدار 30^o وقمتين منبسطتين من الأسفل بمقدار 30^o أيضا خلال دورة تشغيل واحدة، لذلك تسمى هذه التقنية بـDPWM-30^o.



الشكل (4): تقنيات DPWM-60^o, 30^o، (1): تقنية DPWM(0)، (2): تقنية DPWM(1)،

(3): تقنية DPWM(2)، (4): تقنية DPWM(3)

الجدير بالذكر أن جميع تقنيات DPWM تشترك مع تقنية 3HPWM من حيث إمكانية تصغير قيمة جهد الوصلة المستمر V_{dc} بنسبة (15.47%)، إلا أنها تتفوق عليها من ناحية تخفيض ضياعات التبديل لأنها ترتكز في عملها على أن التبديل للمفاتيح الإلكترونية يتم فقط في طورين من أطوار قالبة الجهد الثلاثة، بينما يثبت الطور الثالث على جهد الوصلة المستمر العلوي ($+V_{dc}/2$) أو السفلي ($-V_{dc}/2$) لفترة 120^o خلال الفترة الكاملة 360^o، لذلك تدعى هذه التقنيات بتقنيات Tow-phase SVM. بالنتيجة تنخفض عدد حالات التبديل بمقدار الثلث مقارنةً بتقنيات CPWM وبالنتيجة تقليل ضياعات التبديل للمفاتيح بنسبة تصل إلى (33%).

5- نتائج المحاكاة

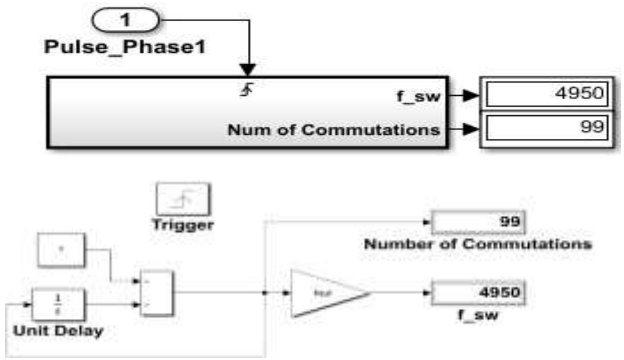
سيتم استعراض نتائج المحاكاة من خلال بناء الخوارزمية الشاملة مع قانون ضبط سرعة المحرك التحريضي V/f، في بيئة MATLAB/Simulink باستخدام توابع S-Function المكتوبة بلغة C القياسية. سيتم مناقشة النتائج المتعلقة بعدد حالات تبديل المفاتيح الإلكترونية لكل تقنية ومدى تأثيرها على ضياعات التبديل باستخدام برنامج Melcosim، كما سيتم مناقشة النتائج المتعلقة بالمحتوى المدروجي في إشارات تيار المحرك لكل تقنية بالاعتماد على عامل التشوه المدروجي THD، حيث إن جهد الوصلة المستمر المستخدم في جميع التقنيات هو ($V_{dc}=2*220*\sqrt{2}$ /1.15) بخلاف تقنية SPWM سيكون ($V_{dc}=2*220*\sqrt{2}$) وترددات التشغيل f_s وترددات التبديل f_{PWM} المستخدمة مذكورة تباعاً.

يبين الشكل (5) مخطط حساب عدد حالات التبديل خلال دور واحد من الإشارة المرجعية ($T=1/f_s$)، والمحكوم بالنسبة بين تردد الإشارة الحاملة $f_{carrier}$ إلى تردد الإشارة المرجعية f_s، كما تبين العلاقة الآتية:

$$M_f = \frac{f_{carrier}}{f_s} \qquad (9)$$

وذلك من خلال جمع عدد النبضات (الصاعدة أو الهابطة) الناتجة عن عملية مقارنة إشارة معدل التشغيل Duty Cycle ذو التردد f_s مع الإشارة الحاملة المثلثية ذات

التردد $f_{carrier}$ وذلك خلال دورة تشغيل واحدة ($T=1/f_s$).



الشكل (5): مخطط حساب عدد حالات التبديل للمفاتيح الإلكترونية

يدعى العامل M_f بعامل التعديل الترددي ويجب أن يكون عدد صحيح فردي لتجنب ظهور توافقيات زوجية وثانوية في جهد الخرج والناتجة عن عدم تناظر شكل جهد خرج القالبة بالنسبة لنصف الدور $f(\omega t) \neq -f(\omega t + \pi)$.

يبين الجدول (1) عدد حالات التبديل للمفاتيح الإلكترونية لتقنيات تعديل عرض النبضة المدروسة عند تردد تشغيل ($f_s=50Hz$)، وذلك عند ترددات ($f_{carrier}=4950,7425Hz$). نلاحظ أن عدد حالات التبديل في جميع تقنيات DPWM قد انخفضت بنسبة تصل إلى 33% مقارنةً عما كانت عليه في تقنيات CPWM، وبالتالي أصبح لدينا تردد تبديل المفاتيح الإلكترونية في هذه الحالة ($f_{PWM}=f_{carrier}*(2/3)$) بدلاً من ($f_{PWM}=f_{carrier}$). لذلك لا يمكن في جميع تقنيات DPWM اعتبار تردد تبديل المفاتيح الإلكترونية f_{PWM} مساوٍ لتردد الإشارة الحاملة المثلثية $f_{carrier}$ كما كان عليه الوضع في تقنيات CPWM.

الجدول (1): عدد حالات تبديل المفاتيح الإلكترونية خلال دورة تشغيل واحدة $1/f_s$

		Number of Commutations	Number of Commutations
		$f_{carrier}$ = 4950	$f_{carrier}$ = 7425
Continuous PWM	SPWM	99	149
	3HPWM	99	149
Discontinuous PWM	DPWM-Max	66	99
	DPWM-Min	66	99
	DPWM(0)	65	99
	DPWM(1)	67	99

	DPWM(2)	67	99
	DPWM(3)	66	99

بطبيعة الحال، إن انخفاض عدد حالات التبديل للمفاتيح الإلكترونية بنسبة 33% سيؤدي إلى انخفاض ضياعات التبديل تقريباً بنسبة 33%، لذلك لا بدَّ من حساب تلك الضياعات وإجراء المقارنة بين تقنيات CPWM وتقنيات DPWM. على سبيل المثال سيتم العمل على دراسة ومقارنة تقنية 3HPWM التي تمثل أبرز تقنيات PWM المستمرة مع تقنية DPWM(1) أبرز تقنيات PWM المتقطعة.

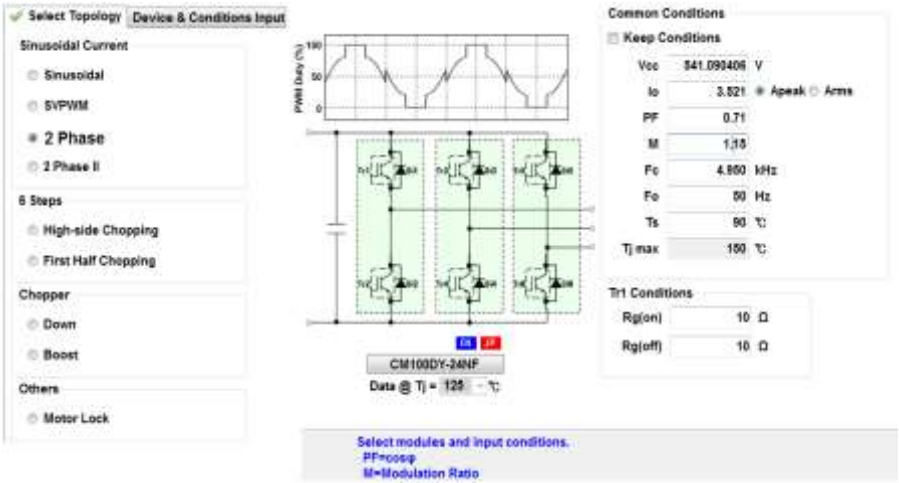
تم استخدام برنامج Melcosim، وهو برنامج محاكاة مصمم لحساب ضياعات الاستطاعة أثناء التبديل، بالإضافة إلى دراسة ارتفاعات درجة حرارة Junction الذي يعتبر مصدر الحرارة داخل المفاتيح الإلكترونية المكونة لقالبة الجهد، مع إمكانية اختيار Module له مواصفات فنية محددة تبعاً لظروف التشغيل، إمكانية تحديد عامل الاستطاعة PF الذي بدوره يحدد نوع الحمل المستخدم، وإمكانية تحديد نوع تقنية PWM المراد إجراء دراسة ضياعات التبديل الناتجة عنها.

تم إجراء الدراسة عند حملين مختلفين: الحمل الأول، عبارة عن حمل تحريضي بعامل استطاعة (PF=0.71) (المحرك المدروس)، أما الحمل الآخر، عبارة عن حمل أومي بعامل استطاعة (PF=1).

يبين الشكل (6) بنية قالبة الجهد ثلاثية الطور المستخدمة، حيث تتألف من ثلاثة أذرع، كل ذراع عبارة عن Module من النوع CM100DY-24NF وهو عبارة عن 2-Pack IGBT (عنصرين IGBT) لهما المواصفات الآتية: I_c=100A، V_{CE}=1200V، $V_{CE(sat)}$=1.8V، $t_{(on)}$=120ns، $t_{(off)}$=450ns، T_{Jmax}=150C^o، R_{th}(J-C)=0.19K/W، حيث إن جهد الوصلة المستمر المستخدم (V_{dc}=2*220* $\sqrt{2}$ /1.15)، تردد التشغيل (f_s=50Hz) وتردد الإشارة الحاملة ($f_{carrier}$=4950Hz) وتيار الحمل في كلا الحالتين (حمل تحريضي وحمل أومي) هو (3.521A (Peak)).

يبين الجدول (2) ضياعات الاستطاعة في كلٍ من الترانزستور الأول والديود الأول (الموصول معه على التفرع والتضاد) من أجل تقنية 3HPWM عند الحمل

التحريضي. تمثل SW(on) ضياع الطاقة عند انتقال الترانزستور إلى الحالة on، SW(off) ضياع الطاقة عند انتقال الترانزستور إلى الحالة off وConductionLosses هي ضياعات التوصيل (الضياعات عندما يكون فيها الترانزستور في حالة on)، غالباً تكون تلك الضياعات ذاتها في كل تقنيات PWM وهي أخفض بكثير من ضياعات التبديل.



الشكل (6): واجهة برنامج Melcosim المختص بحساب ضياعات التبديل

وبما أن قالبة الجهد تتكون من ستة ترانزستورات (كل ترانزستور موصول معه ديود مسار حر)، فتكون ضياعات التبديل في القالبة ككل هي الضياعات الكلية في ترانزستور واحد مضروباً بستة، كما هو موضح بالعلاقة الآتية:

$$P_{Inverter} = (P_{Tr1_Total} + P_{Di1_Total}) * 6 \qquad (10)$$

الجدول (2): ضياعات التبديل في الترانزستور الأول والديود الأول (تقنية 3HPWM)، (PF=0.71)

	3HPWM, PF=0.71						
	SW (on)	SW (off)	Total Switching	Cond.	P_Total	TJ(Tr1) _Ave	TJ(Tr1) _Max
P_Tr1	2.84W	1.85W	4.70W	0.72W	5.43W	91.19C°	91.50C°
P_Diode1		1.35W	1.35W	0.16W	1.51W	90.83C°	91.00C°
P_Inverter	41.64W						

نلاحظ من الجدول (2) أن الضياعات الكلية في قالبة الجهد عند استخدام تقنية 3HPWM مع الحمل التحريضي (PF=0.71) كانت 41.64W، مع العلم أننا

حصلنا على ذات الضياعات تقريباً عند استخدام ذات التقنية مع الحمل الأومي (PF=1).

يبين الجدول (3) ضياعات الطاقة في كلٍ من الترانزستور الأول والديود الأول من أجل تقنية DPWM(1) عند الحمل التحريضي ذاته، نلاحظ انخفاض ضياعات التبديل لقالبة الجهد من 41.64W إلى 28.44W أي بنسبة 31.7%.

الجدول (3): ضياعات التبديل في الترانزستور الأول والديود الأول (تقنية DPWM(1))، (PF=0.71)

	DPWM(1), PF=0.71						
	SW (on)	SW (off)	Total Switching	Cond.	P_Total	TJ(Tr1) _Ave	TJ(Tr1) _Max
P_Tr1	1.81W	1.18W	2.99W	0.72W	3.72W	90.81C°	91.10C°
P_Diode1		0.86W	0.86W	0.16W	1.02W	90.56C°	90.74C°
P_Inverter	28.44W						

أما الجدول (4) فيبين ضياعات الطاقة في كلٍ من الترانزستور الأول بالإضافة إلى الديود الأول، من أجل تقنية DPWM(1) عند الحمل الأومي، نلاحظ انخفاض ضياعات التبديل لقالبة الجهد إلى 26.76W أي بنسبة 35.74% مقارنةً مع تقنية 3HPWM.

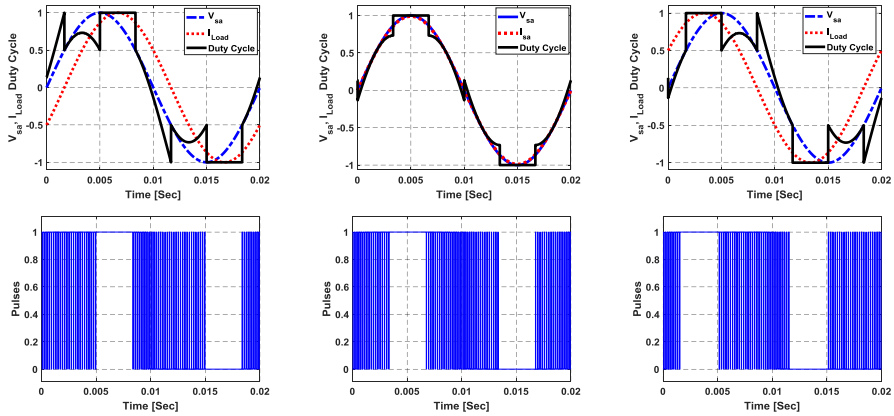
الجدول (4): ضياعات التبديل في الترانزستور الأول والديود الأول (تقنية DPWM(1))، (PF=1)

	DPWM(1), PF=1						
	SW (on)	SW (off)	Total Switching	Cond.	P_Total	TJ(Tr1) _Ave	TJ(Tr1) _Max
P_Tr1	1.72W	1.05W	2.78W	0.84W	3.62W	90.78C°	91.02C°
P_Diode1		0.80W	0.80W	0.04W	0.84W	90.50C°	90.61C°
P_Inverter	26.76W						

مما سبق نلاحظ أن ضياعات التبديل في تقنية DPWM(1) مع حمل أومي أقل مما كانت عليه مع الحمل التحريضي، يفسر ذلك كون ضياعات التبديل متناسبة مع جداء الجهد على طرفي المفتاح الإلكتروني بالتيار المار فيه لحظة التبديل (تيار الحمل) وبما أن الجهد على طرفي المفتاح الإلكتروني يساوي الجهد المستمر V_{dc} وهو ثابت، وبالتالي فإن ضياعات التبديل تتعلق بطويلة تيار الحمل لحظة التبديل وتكون هذه الضياعات ذات قيمة معتبرة عند القيمة العظمى لتيار الحمل (القمة)، وبما أن تقنية DPWM(1) مع حمل أومي تتيح لنا أن تكون المنطقة المنبسطة لإشارة معدل التشغيل في منتصف قمة تيار الحمل، الشكل (7-b)، أي لن يتم التبديل للمفتاح الإلكتروني خلال هذه الفترة وستكون الضياعات فقط من نوع Conduction Losses،

وبالتالي الحصول على أفضل نسبة يتم فيها خفض ضياعات التبديل، لذلك نستطيع القول بأن ضياعات التبديل في تقنيات DPWM تتعلق أيضاً بزاوية عامل الاستطاعة φ، فمن أجل حمل أومي تكون التقنية الأنسب هي DPWM(1)، الشكل (7-b)، ومن أجل حمل تحريضي تكون التقنية الأنسب هي تقنية DPWM(2)، الشكل (7-a)، ومن أجل حمل سعوي (كاستخدام محرك متواقت من أجل تعويض الاستطاعة الردية مثلاً) تكون التقنية الأنسب هي تقنية DPWM(0)، الشكل (7-c).

لإعطاء دراسة مكتملة لا بد من مقارنة المحتوى المدروجي للتقنيات المدروسة والمتعلقة بشكلٍ أساسي بعامل التعديل الترددي M_f المعطى بالعلاقة (9)، بالإضافة لعامل التشوه المدروجي THD المعطى بالعلاقة الآتية:



(a) (b) (C)

الشكل (7): إشارات التيار، الجهد، معدل التشغيل، نبضات الوصل والفصل، (a): تقنية DPWM(2) (حمل تحريضي)، (b): تقنية DPWM(1) (حمل أومي)، (c) تقنية DPWM(0) (حمل سعوي)

$$THD\% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{m} V_n^{\,2}}}{V_1} * 100 \qquad (11)$$

حيث إن V_1 جهد المركبة الأساسية (rms) وV_n جهد المدروج رقم n (rms).

توضح العلاقة (9) النسبة بين تردد الإشارة الحاملة $f_{carrier}$ إلى تردد الإشارة المرجعية f_s، هذا يعني أنه في حال كان لدينا تردد الإشارة الحاملة مثلاً ($f_{carrier}$=5kHz) وتردد الإشارة المرجعية (f_s=50Hz)، عندئذٍ ستتكرر الإشارة الحاملة

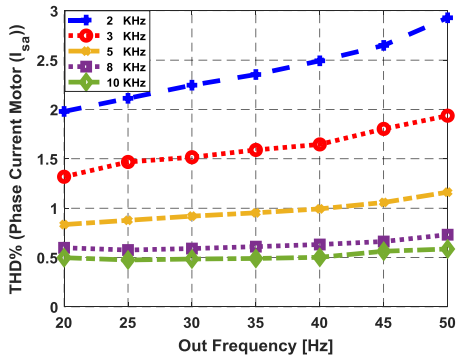
المثلثية 100 مرة خلال دورة تشغيل واحدة $1/f_s$. وفي حال كان لدينا ($f_{carrier}$=10kHz)، عندئذٍ الإشارة المثلثية ستتكرر 200 مرة خلال دورة التشغيل ذاتها. هذا يعني أن زيادة تردد الإشارة الحاملة يؤدي إلى زيادة نقاط التعديل (نقاط المقارنة بين الإشارة المرجعية والإشارة الحاملة المثلثية)، وبالتالي زيادة ملاحقة إشارة الخرج للقيمة الآنية للإشارة المرجعية، وهذا من شأنه أن يؤدي إلى تخفيض مطالات المداريج ذات الترددات المنخفضة في إشارة جهد خرج القالبة مقارنةً مع مطال المركبة الأساسية V_1، أي التقليل من عامل التشوه المدروجي THD في إشارة جهد خرج القالبة والذي بدوره يقلل التشوه في شكل إشارة التيار المغذية للمحرك.

من ناحية أخرى، بما أن المداريج ذات الترددات العالية تتجمع على شكل Clusters بالقرب من تردد الإشارة الحاملة ومضاعفاتها، فإن زيادة هذا التردد يبعد هذه المداريج عن المركبة الأساسية مما يسهل ترشيحها في الحمل (باعتبار أن ملفات المحرك تعمل كمرشح تمرير منخفض LPF).

بناءً على ما سبق، تم دراسة تأثير تردد الإشارة الحاملة $f_{carrier}$ على المحتوى المدروجي لإشارة خرج قالبة الجهد من أجل تقنية 3HPWM. يبين الجدول (5) القيم المئوية لعامل التشوه المدروجي THD% في إشارة جهد خرج القالبة، وذلك من أجل المداريج ذات الترتيب المنخفض (من المدروج 2^{nd} حتى المدروج 25^{th})، عند تردد تشغيل (f_s=50Hz) وترددات ($f_{carrier}$=2,3,5,8,10kHz). نلاحظ انخفاض THD% لهذه المداريج مع زيادة تردد الإشارة الحاملة (تردد التبديل) (أي انخفاض مطالات هذه المداريج مقارنةً مع مطال المركبة الأساسية V_1)، العلاقة (11).

الجدول (5): THD% لإشارة جهد خرج القالبة للمداريج ذات الترتيب المنخفض (حتى المدروج 25^{th})

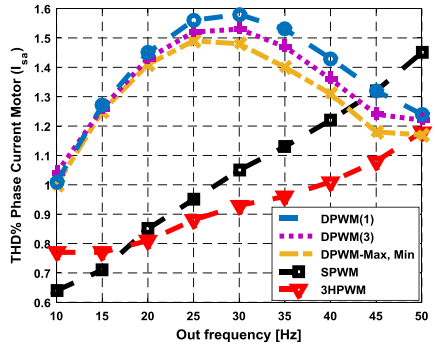
THD_V % (Up to 25^{th} voltage harmonic)					
$f_{carrier}$	2kHz	3kHz	5kHz	8kHz	10kHz
V_1	310.9V	311.4V	311V	311V	310.9V
THD_V%	0.74	0.41	0.30	0.26	0.22



الشكل (8): قيم THD% في إشارة تيار المحرك عند ترددات تبديل مختلفة في تقنية 3HPWM

يبين الشكل (8) القيم المئوية لعامل التشوه المدروجي THD% في إشارة تيار المحرك عند ترددات التبديل ذاتها، وذلك عند ترددات تشغيل مختلفة f_s (سرعات مختلفة ω_s). نلاحظ انخفاض قيم عامل التشوه المدروجي THD% لإشارة تيار المحرك مع زيادة تردد التبديل.

تم أيضاً مقارنة جميع التقنيات المدروسة من حيث المحتوى المدروجي، حيث يبين الشكل (9) القيم المئوية لعامل التشوه المدروجي THD% في تيار المحرك من أجل تقنيات تعديل عرض النبضة المستمرة CPWM والمتقطعة DPWM، وذلك عند ترددات تشغيل مختلفة f_s، وتردد الإشارة الحاملة ($f_{carrier}$=4950Hz).



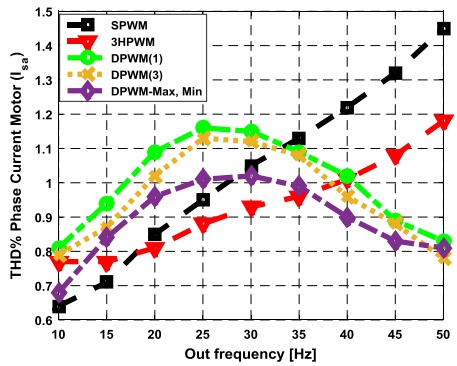
الشكل (9): قيم THD% في إشارة تيار المحرك عند تردد $f_{carrier}$=4950Hz
(تقنيات CPWM وتقنيات DPWM المختلفة)

نلاحظ من الشكل (9)، أن تقنية 3HPWM ذات محتوى مدروجي أقل مقارنةً بتقنية SPWM عند السرعات المتوسطة والعالية، لأن تقنية 3HPWM تقدم استفادة أكبر لجهد الوصلة المستمر V_{dc}، وبالتالي يكون لدينا عامل التعديل المطالي

Modulation Index (Mi) المعطى بالعلاقة (12) أكبر بنسبة 15.47% مقارنةً بتقنية SPWM، فكلما كان مطال الإشارة المعدلة أقرب من مطال الإشارة الحاملة تكون دقة التعديل أكبر كون الميل بين نقطتي تعديل يكون أكبر مقارنةً بالإشارات ذات المطال الأصغر.

$$Mi = \frac{\pi}{2}\frac{V_{ref}}{V_{dc}} \qquad (12)$$

كما نلاحظ أن تقنيات CPWM تتفوق بشكلٍ واضح على تقنيات DPWM المختلفة من حيث المحتوى المدروجي، يفسر ذلك بسبب انخفاض عدد حالات التبديل للمفاتيح الإلكترونية (تردد التبديل) في تقنيات DPWM بمقدار الثلث، الجدول (1)، وبالتالي عدم وجود تعديل لفترة ($f_s/3$) في كل دورة تشغيل ($T=1/f_s$)، هذا بدوره يؤدي لزيادة التشوه المدروجي في إشارة خرج القالبة، لذلك يمكن القول بأن ميزة خفض ضياعات التبديل في تقنيات DPWM ستكون على حساب محتوى مدروجي أسوء لإشارتي جهد وتيار المحرك.



الشكل (10): قيم THD% في إشارة تيار المحرك (تقنيات CPWM عند تردد $f_{carrier}$=4950Hz و(تقنيات DPWM عند تردد $f_{carrier}$=7425Hz)

في الواقع، لا نستطيع اعتبار المقارنة بين تقنيات CPWM وDPWM بأنها عادلة عند استخدام ذات تردد الإشارة الحاملة في كلا الحالتين، لذلك حتى تصبح المقارنة أكثر صِحةً يجب زيادة تردد الإشارة الحاملة من ($f_{carrier}$) إلى ($1.5f_{carrier}$) في تقنيات DPWM، وبالتالي الحصول على عدد حالات تبديل مساويةً لما هي عليه في تقنيات CPWM، لاحظ الجدول (1). وبالنتيجة معرفة أداء تقنيات CPWM

وتقنيات DPWM من حيث المحتوى المدروجي عند ضياعات التبديل ذاتها. يبين الشكل (10) القيم المئوية لعامل التشوه المدروجي %THD في تيار المحرك لتقنيات CPWM عند تردد ($f_{carrier}$=4950Hz) وتقنيات DPWM عند تردد ($f_{carrier}$=7425Hz)، نلاحظ أن تقنيات DPWM عند السرعات المرتفعة ذات محتوى مدروجي أقل مقارنةً بتقنيات CPWM، في حين تقنيات CPWM لها الأفضلية من حيث المحتوى المدروجي عند السرعات المنخفضة. يعود سبب ذلك أنه عند السرعات المرتفعة يكون عدد نقاط التعديل خلال دور الإشارة المرجعية أكبر مقارنةً مع تقنيات CPWM (4950Hz لتقنيات CPWM و7425Hz لتقنيات DPWM)، وبالتالي زيادة ملاحقة إشارة الخرج للقيمة الآنية للإشارة المرجعية وتحسين المحتوى المدروجي لإشارة التيار. أما عند السرعات المنخفضة، فإنه في تقنيات DPWM سيكون هناك تأثير لمناطق عدم التعديل أكبر لأن عدد نقاط التعديل خلال دور الإشارة المرجعية يكون قليلاً ولذلك نجد المحتوى المدروجي في تقنيات DPWM أعلى من تقنيات CPWM.

في الواقع، هناك تقاطع، يجب أن يأخذ بالحسبان لتفسير الشكل (10)، بين تأثير مناطق عدم التعديل في تقنيات DPWM وتردد الإشارة المرجعية الخاضعة لعملية التعديل.

الخاتمة

من خلال هذا العمل تم تحليل خوارزميات تعديل عرض النبضة المستمرة CPWM وتقنيات تعديل عرض النبضة المتقطعة DPWM بطريقة مبسطة تتجنب تعقيد الطرق التقليدية التي تعتمد على فراغ الأشعة Space Vector، وذلك من خلال استخدام مفهوم حقن الجهود المرجعية الثلاثية بإشارة مركبة صفرية v_{zss}. حيث تم إيجاد علاقة عامة وشاملة تجمع بين تقنيات PWM بنوعيها المستمرة والمتقطعة، وبالتالي بناء كود برمجي شامل بلغة C باستخدام توابع S-Function، يمكن من خلاله الانتقال من تقنية إلى أخرى بشكلٍ سلس وبسيط. تم إجراء مقارنة بين الخوارزميات المدروسة، وقد أثبتت النتائج أن تقنيات DPWM تتفوق على تقنيات CPWM من حيث تخفيض ضياعات التبديل في قالبة الجهد بنسبة تصل إلى 33%

تقريباً، ولكن سيكون ذلك على حساب زيادة التشوه المدروجي THD في الإشارة المغذية للمحرك الذي يؤثر بطبيعة الحال على أدائه. من ناحية أخرى، تقدم تقنيات CPWM محتوى مدروجي أقل عند العمل بسرعات منخفضة، في حين تقنيات DPWM لها الأفضلية عند العمل بسرعات مرتفعة عند تساوي عدد حالات التبديل في كلا التقنيتين.

المراجع

1- KHAN H., 2012- **Optimized Space Vector Modulation for Variable Speed Drives**, Blaise Pascal University, 167 Pages.

2- BHAVSAR T.; NARAYANAN G, 2009- **Harmonic Analysis of Advanced Bus-Clamping PWM Techniques**, IEEE Transactions on PE, **24(10)**, 2347-2352.

3− YANGDI H., 2018- **A Comparison of Modulation Techniques and Motor Performance Evaluation**, Master's Thesis in Electric Power Engineering, University of Technology, Sweden, 72 Pages.

4- MITSUBISHE ELECTRIC., 2015- **Power Loss Simulation ver.5- User's Manual**, 13-70.

5- KAZMIERKOWSKI M.; KRISHNAN R.; BLAABJERG F., 2002- **Control in Power Electronics: Selected Problems**, Elsevier Science (USA), 89-160.

6- ALYAMI H., 2015- **Design and Characteristics of a Two-Level VSC with a Third-Harmonic Injection Bus-Clamping SVM– Detailed Study**, IOSR Journal of Engineering, University of Alberta, Canada, 15.

7- MONMASSON E.; FAUCHER J., 1997- **Projet Pédagogique autour de la MLI Vectorielle Destinée au Pilotage d'un Onduleur Triphasé**, Revue 3EI, **(8)**, 23-36

8- **غزال** نور الدين، **جوخدار** عبد القادر، **نعساني** أحمد عمار، 2014− **تخفيض الضجيج السمعي للمحركات التحريضية المقادة بواسطة قالبات ترددية باستخدام التعديل العرضي النبضي الشعاعي العشوائي**، رسالة ماجستير، جامعة حلب.