الجمهورية العربية السورية

جامعة دمشق

كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

هندسة الطاقة الكهربائية

تصميم وتنفيذ نظام قيادة للتحكم بسرعة المحرك التحريضي ثلاثي الطور بطريقة *VVVF*

رسالة مقدمة لنيل درجة الماجستير في هندسة نظم القدرة الكهربائية

إعداد

المهندس عمر هيثم كحيل

إشراف

الدكتور المهندس زياد السقا

2022 **م**

الفهرس

	رقم الصفحة
ملخص	5
شكر وتقدير	6
المقدمة	7
الفصل الأول: الاطار العام	8
الفصل الثاني: الدراسة النظرية	16
2-1- مقدمة	17
2-2- طرائق تنظيم سرعة المحركات التحريضية ثلاثية الطور	17
2-2-1- القيادة السلمية	19
2-3- تقنيات التعديل وقيادة الجسور ثلاثية الطور	29
2-3-1- التعديل الجيبي	31
2-3-2- التعديل الشعاعي	36
الفصل الثالث: النمذجة والمحاكاة	61
3-1- المقدمة	62
3-2- نمذجة المحرك التحريضي ثلاثي الطور	62
3-2-1- الاختبارات واستنتاج بارامترات المحرك التحريضي	62
3-2-2- المعادلات الرياضية الناظمة لآلية عمل المحرك التحريضي ثلاثي الطور	62
3-2-3- نتائج نمذجة المحرك التحريضي ثلاثي الطور	66
3-3- نمذجة المعرج ثلاثي الطور	96
3-4- نمذجة تقنيات قيادة المعرج	70
3-4-1- نمذجة تقنية التعديل الجيبية	70
3-4-2- نمذجة تقنية التعديل الشعاعية	72
3-5- نتائج نمذجة دارة القيادة الكلية	87
الفصل الرابع: القسم التطبيقي	88
4-1- المقدمة	89
4-2- تصميم المعرج ثلاثي الطور	89
4-3- مبدلة قياس السرعة	93
4-4- تصميم نظام التحكم	94
4-5- الإجراء التجريبي	96
5-4-1- اختبار تشغيل المعرج عند التوترات المنخفضة	96
5-4-2- اختبار التحميل الأومي للمعرج عند توتر دخل [Vdc]300	97

5-4-3- اختبار تشغيل المحرك عند السرعات والتوترات المنخفضة 98
5-4-4- اختبار تشغيل المحرك عند التوتر الاسمي 99
5-4-5- اختبار تشغيل نظام القيادة بوجود تغذية خلفية 99
النتائج وتحليل المنحنيات 104
5-4-6- اختبار الأداء الديناميكي للنظام (التجربة النهائية) 106
النتائج وتحليل المنحنيات 107
النتائج والتوصيات 109
المراجع 110

الملخص

تضمن البحث مراحل تصميم نظام قيادة في الزمن الحقيقي للتحكم بسرعة المحرك التحريضي ثلاثي الطور بطريقة تغيير التوتر والتردد. وذلك بالاستعانة بكرت معالجة الإشارة الرقمية (LAUNCHXL-F28379D) وهو أحد كروت التطوير المقدمة من قبل شركة Texas Instrument. واستخدام بيئة Matlab-Simulink لبرمجة الكرت وتحقيق عملية التحكم. وقد اُختيرت طريقة القيادة السلمية المعدلة لتحقيق الغاية المطلوبة، واعتُمدت تقنية التعديل الشعاعي للتحكم بخرج المعرج ثلاثي الطور المستخدم.

وقد تم الوصول في نهاية البحث إلى تأمين بنية مخبرية عامة مرنة تتيح للباحثين مستقبلاً قيادة جسور التعريج لاستخدامها في التطبيقات المختلفة (كالمعرجات أحادية الطور والمقومات الفعالة) وذلك بتعديل برنامج الماتلاب فقط لتحقيق الغاية المطلوبة.

تضمن البحث إضافة لما سبق تقديم الأُسس النظرية والنماذج الحاسوبية لعمل كافة مكونات نظام القيادة.

الكلمات المفتاحية: نظام قيادة، محرك تحريضي ثلاثي الطور، التعديل الشعاعي، الزمن الحقيقي

شكر وتقدير

أتقدم بخالص الامتنان لقسم هندسة الطاقة الكهربائية بجامعة دمشق رئاسةً وأعضاءً، وأخص بالشكر مشرفي الدكتور زياد السقا، الذي منحني الفرصة لمتابعة هذه الدرجة وإجراء هذا العمل البحثي العلمي تحت إشرافه وبمتابعته، حيث كانت توجيهاته أساس العمل وركيزته.

كما أود شكر عائلتي العزيزة لتقديمها كافة أسباب الراحة والرعاية، والدعم النفسي والمعنوي خلال كامل فترة إنجاز البحث.

المقدمة

تعدّ أنظمة القيادة في الزمن الحقيقي أحد أكثر الأنظمة حداثةً وفعاليةً، وقد أسهم التطور المتسارع في عالم البرمجة والتحكم إلى تنوع السبل والإمكانيات المتوافرة لتنفيذ هذه النظم، مما ساعد على انتشارها وأصبح تنفيذها متاحاً لجميع الباحثين في هذه المجالات، ومن هنا أتت الرغبة في تنفيذ نظام قيادة للمحرك التحريضي ثلاثي الطور في الزمن الحقيقي بحيث يتم التحكم بسرعة المحرك عن طريق الحاسب ويتم في كل لحظة مراقبة بارامترات المحرك.

وقد قسّم محتوى البحث إلى أربعة فصول متكاملة جاءت كما يلي:

الفصل الأول: تم خلاله التعريف بالبحث وذكر أهم أسباب القيام به وأهميته على الصعيدين العلمي والعملي بالإضافة إلى عرض بعض الدراسات المرجعية فيما يتعلق بالبحث موضوع الدراسة، بالإضافة لذكر نتائج هذه الدراسات وبعض الملاحظات حولها.

الفصل الثاني: تضمن هذا الفصل شرح الأساس النظري ومبدأ عمل جميع مكونات نظام القيادة، حيث تم عرض بعض طرائق تنظيم سرعة المحركات التحريضية ثلاثية الطور، بالإضافة إلى شرح أهم تقنيات قيادة جسور التعريج المستخدمة لقيادة المحرك التحريضي.

الفصل الثالث: تطرَّق هذا الفصل إلى ذكر النماذج الحاسوبية المقترحة ضمن بيئة Matlab-Simulink لكلٍّ مكونات نظام القيادة. حيث ابتدأ الفصل بنمذجة المحرك التحريضي ثلاثي الطور مروراً بكلٍّ منَ المعرج والتقنية المستخدمة لقيادته حتى الوصول إلى النموذج النهائي لدارة التحكم والقيادة المقترحة.

الفصل الرابع: تناول هذا الفصل شرح التصاميم العملية المعتمدة، وتفاصيل الدارات الإلكترونية المصممة. بالإضافة إلى ذكر الطريقة التي تم استخدامها لربط الحاسب بدارة القيادة وتحقيق التحكم في الزمن الحقيقي للمحرك التحريضي ثلاثي الطور. كما تم عرض الاختبارات التي تم اجراؤها حتى الوصول إلى النموذج النهائي لنظام القيادة.

وتم في نهاية البحث ذكر بعض التوصيات لتحسين أداء نظام القيادة المقترح، آملين أن يكون هذا البحث حجر الأساس في مجال القيادة في الزمن الحقيقي للمحركات الكهربائية.

الفصل الأول

الإطار العام

general framework

1-الإطار العام

1-1- ما هو البحث

تصميم نظام تحكم بسرعة المحرك التحريضي ثلاثي الطور بالاعتماد على تقنية تنظيم السرعة بتغيير التوتر والتردد (variable voltage variable frequency) VVVF.

1-2- الهدف من البحث

- تصميم وتنفيذ نظام قيادة في الزمن الحقيقي مربوط مع الحاسب للتحكم بسرعة المحرك التحريضي ثلاثي الطور.
- تنفيذ تجربة مخبرية تساعد الباحثين مستقبلا في تنفيذ وتطوير مختلف تقنيات القيادة المستخدمة لتنظيم سرعة المحركات التحريضية.

1-3- أسباب اختيار البحث

يعود اختيار البحث لسببين رئيسيين:

أولهما يتعلق بموضوع البحث حيث تعتبر طريقة تغيير التوتر والتردد للتحكم بسرعة المحركات التحريضية من أكثر الطرق انتشارا وأكثرها فعالية. وعلى الرغم من قدم المبدأ النظري لهذه الطريقة إلا أن طرائق تنفيذها ماتزال في تطور دائم وذلك بالتزامن مع تطور العناصر الالكترونية وتطور الدارات القابلة للبرمجة، وماتزال الأبحاث تجرى حتى الآن لزيادة مردود النظام والحصول على توتر خرج جيبي قدر الامكان وتحقيق سرعة الاستجابة المطلوبة. ولذلك تم الاتجاه لاختيار دراسة هذه الطريقة وتطبيقها في قيادة المحركات التحريضية.

أمَّا السبب الثاني فيعود لافتقار الأبحاث المنجزة داخليا إلى الشق التنفيذي، ورغبتنا بتصميم نظام متكامل بدءاً من الأساس البرمجي وانتهاءً بتصميم الدارات الالكترونية، وبحيث يحاكي إلى حد كبير النظم العالمية المتبعة لتحقيق هذه الغاية.

1-4- أهمية البحث

ويمكن تلخيص أهمية البحث بالنقاط الآتية:

- تنوع الجوانب التطبيقية للبحث حيث تعد المحركات التحريضية الأكثر انتشاراً في التطبيقات الصناعية (كالمصاعد والضواغط ومضخات المياه وغيرها الكثير من التطبيقات).

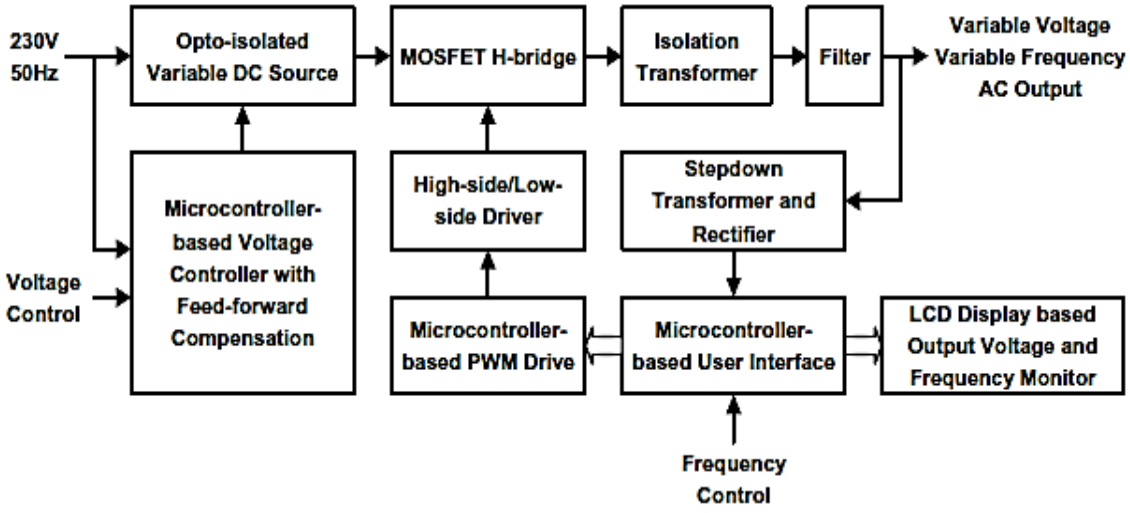
- تتيح القيادة في الزمن الحقيقي باستخدام الحاسب المرونة في التعامل مع البرمجيات وإجراء التعديلات في نظام القيادة ليتناسب وطبيعة الاستثمار المطلوبة، كما تسمح للباحث بمراقبة بارامترات النظام المرغوبة ومعالجتها وتخزينها عند اللزوم.
- تهيئة البنية التحتية اللازمة لربط الماتلاب بنظام القيادة مما يتيح استثمار نتائج النمذجة وتحويلها لقيم ملموسة.
- تقديم نموذج مخبري يساعد طلاب المرحلة الجامعية بربط المفاهيم النظرية بالتطبيق العملي.

1-5- الدراسات المرجعية

الدراسة الأولى: [1]

تمّ في هذه الدراسة تصميم منبع جيبي أحادي الطور متغير التوتر والتردد للتحكم بسرعة المحرك التحريضي بطريقة VVVF، وذلك باستخدام تشكيلة H-bridg والتحكم بدارة القيادة باستخدام المايكروكنترولر، وتم التمكن من تغير التوتر ضمن المجال (30 -80 Vrms) والتردد ضمن المجال (40-70 HZ).

ويبين المخطط الصندوقي الآتي بنية دارة القيادة والتحكم حيث يتم التحكم بالتوتر عن طريق تغيير توتر الدخل المستمر للمعرج وذلك باستخدام ترياك متحكّم به بواسطة PIC12F675 ويتم التحكم بالتردد باستخدام المايكروكنترولر 18F2520 والذي يقوم بمقارنة إشارة التغذية العكسية الناتجة عن تخفيض توتر الخرج وتقويمه والإشارة المرجعية التي يحددها المستخدم.

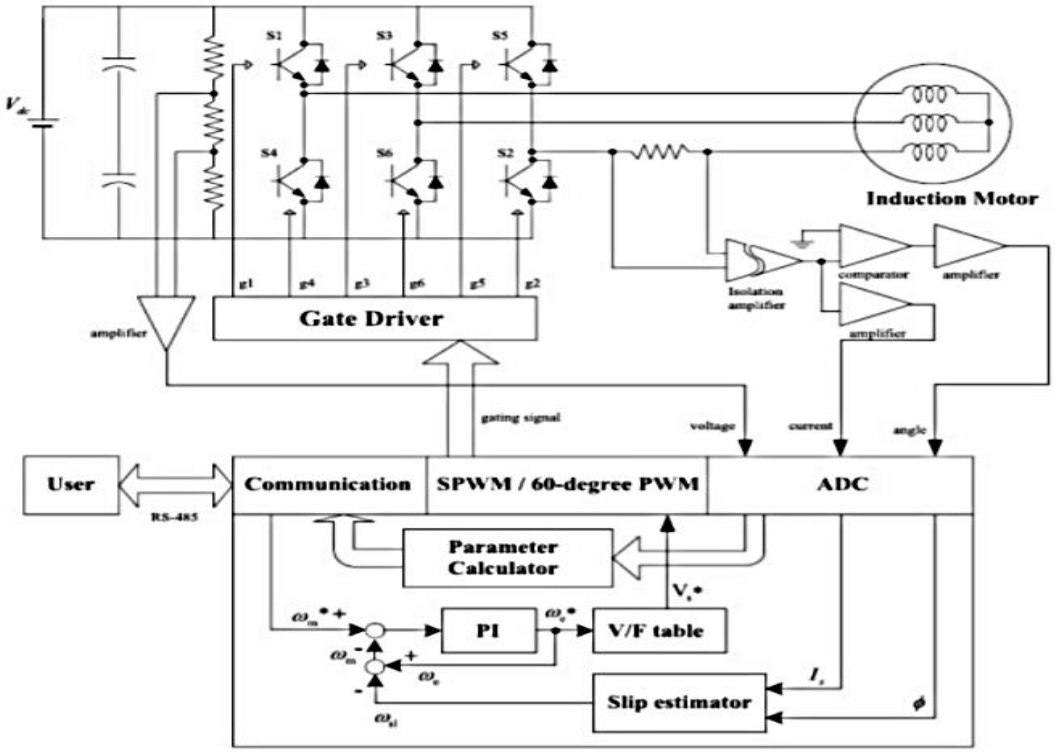


الشكل (1-1): المخطط الصندوقي لنظام القيادة [1]

الدراسة الثانية: [2]

تهدف هذه الدراسة إلى التحكم بضغط الهواء ضمن حجرة مغلقة باستخدام مضخة هواء ثلاثية الطور باستطاعة 4.3 KW وقد تم تصميم دارة قيادة بطريقة VVVF، تم خلالها تغذية المحرك من معرج جيبي مقاد بطريقة SPWM وتم التحكم بالقواطع الإلكترونية للمعرج بواسطة PIC18F4431.

ولتقدير سرعة المحرك والتحكم بها تم استخدام تقنية تقدير الانزلاق عوضاً عن تحسس الفيض في الجزء الثابت وذلك نتيجة لصعوبة عزل الفيض الناتج عن الثابت وكلفة الحساسات. وتعتمد طريقة تقدير الانزلاق على تحسس كل من تيار الحمل وزاوية الإزاحة بالطور.



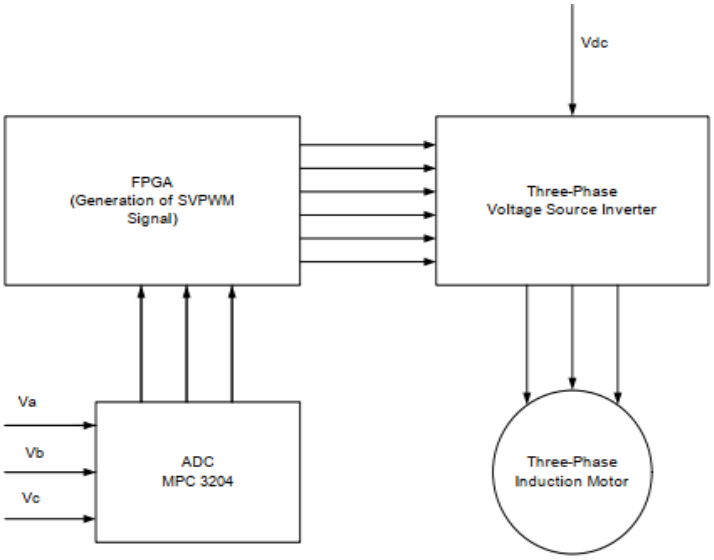
الشكل (1-2): المخطط الصندوقي لنظام القيادة [2]

ملاحظات حول الدراسة:

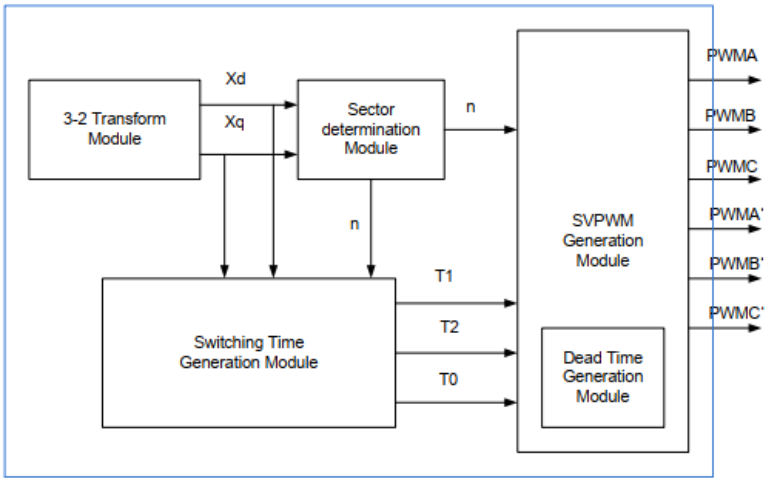
- تم في هذه الدراسة استخدام حاسب مستقل لإعطاء أوامر السرعة وعرض بارامترات الدخل، كما تم استخدام مقياس استطاعة (power profiler) لقياس كل من استطاعة دخل المحرك وتوتر وتيار الخط، كذلك تم استخدام حاسب مستقل لقياس الضغط ضمن الحجرة.

الدراسة الثالثة: [3]

تعتمد الدراسة الآتية على استخدام الطريقة السليمة لتغير التوتر والتردد للتحكم بسرعة المحرك التحريضي والاستعانة بشريحة الـ FBGA لتوليد نبضات القيادة وفق طريقة SVPWM واستخدام نظرية Fixed Point Realization للتقليل من استخدام المساحة المتاحة ضمن الشريحة وبالتالي التقليل من استهلاك الطاقة وتحسين سرعة الاستجابة.



الشكل (1-3): المخطط الصندوقي لنظام القيادة

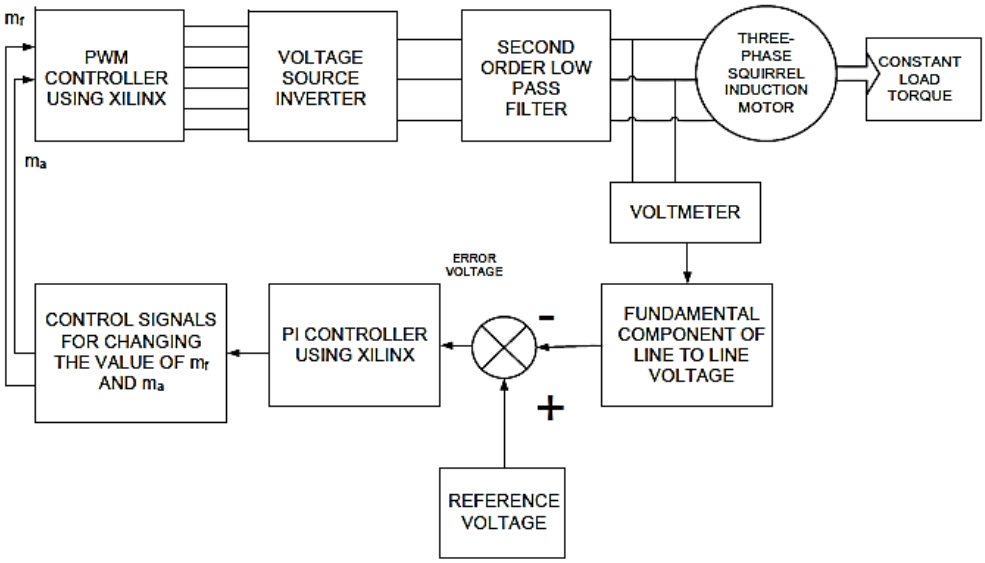


الشكل (1-4): المخطط الصندوقي لتقنية قيادة المعرج بطريقة SVPWM [3]

الدراسة الرابعة: [4]

تم في هذه الدراسة تصميم نظام قيادة لمحرك تحريضي ثلاثي الطور قادر على تشغيل المحرك عند أربع سرعات محددة مسبقا.

اعتمدت الدراسة على استخدام الـ FBGA لتصميم دارة التحكم بالاعتماد على تقنية SPWM.



الشكل (1-5): المخطط الصندوقي لنظام القيادة والتحكم [4]

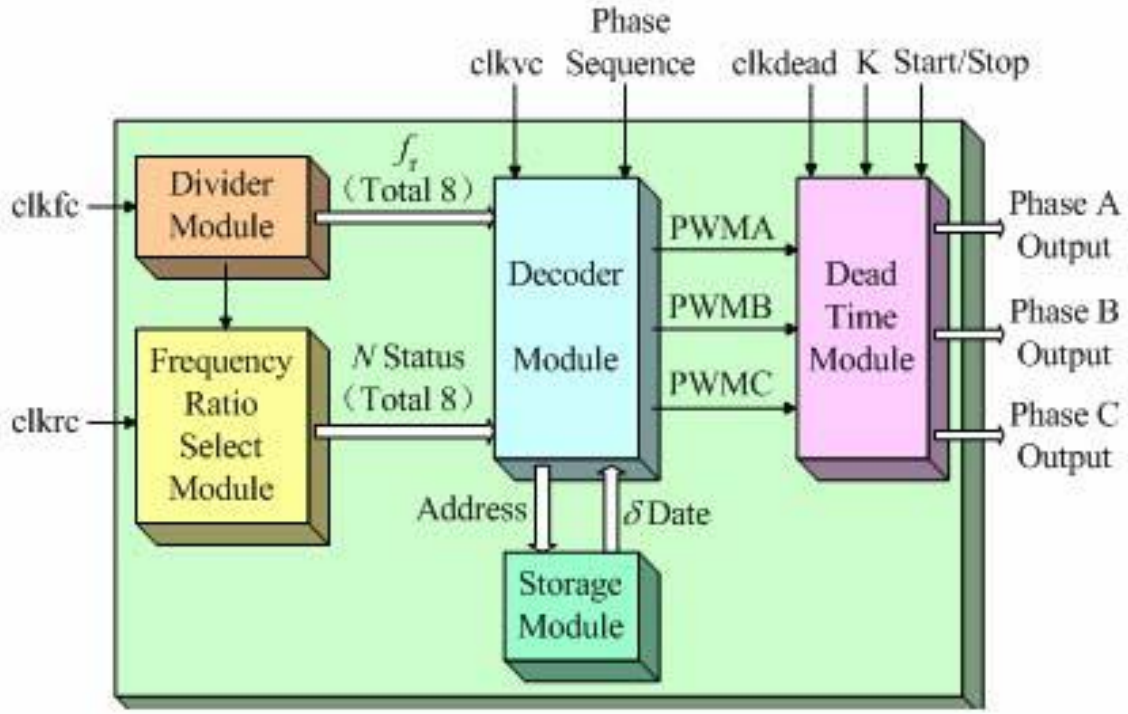
ملاحظات حول الدراسة:

- تم تصميم دارة الـFBGA لتوليد نبضات القيادة وفق خمس مراحل متكاملة وهي كما يلي:
- متحكم الـ PI والمسؤول عن مقارنة إشارة توتر الخرج مع الإشارة المرجعية وتوليد إشارة الخطأ، والتي بدورها ستتحكم بكل من مطال وتردد الموجة الجيبية المرجعية.
- دارة التحكم بالتردد والتي بدورها تقوم بإعطاء أوامر لكل من دارتي توليد الاشارة الجيبية والمثلثية لتحديد mf (Frequency modulation index)، وذلك بناءً على إشارة الخطأ القادمة من متحكم PI.
- دارة توليد الإشارة المثلثية والتي تقوم بتوليد إشارة مثلثية ذات مطال ثابت وتردد متحكم به.
- دارة توليد الإشارة الجيبية والتي تقوم بتوليد ثلاث إشارات جيبية حاملة ذات تردد وتوتر متحكم به.
- دارة المقارنة والتي تقوم بمقارنة الإشارات الجيبية والمثلثية وتوليد النبضات وفق طريقة SPWM.

الدراسة الخامسة: [5]

تناولت هذه الدراسة استخدام الـ FBGA لتوليد نبضات القيادة والتحكم بخرج معرج VVVF. وتم توليد نبضات القيادة بالاعتماد على المعادلات الناظمة لآلية عمل تقنية التعديل الجيبية SPWM. تم استخدام بيئة FBGA لمحاكات المعادلات الرياضية والتحكم بكل من تردد وتوتر خرج المعرّج.

وقد تم الاعتماد على أربع نبضات ساعة خارجية للتحكم بعملية توليد النبضات clkfc,clkvc,clkrc,clkdead هذه النبضات مسؤولة عن التحكم بكل من تردد وتوتر الخرج والتردد المسموح به للموجة المثلثية والـ dead time للعناصر الإلكترونية المقادة لضمان عدم قصر أي ذراع من الجسر.



الشكل (1-6): المخطط الصندوقي للنموذج المصمم [5]

ملاحظات حول الدراسة:

- توصل الباحث في نهاية بحثه إلى برمجة شريحة الـ FBGA لتكون نواةً لتصميم دارات القيادة للمحرك التحريضي بالطريقة السلمية، وذلك بسبب قدرتها على التخاطب مع مختلف أنواع المعالجات لاستقبال الإشارات المرجعية وتوليد نبضات القيادة.

نتائج الدراسات المرجعية:

نستطيع على ضوء الدراسات المرجعية السابقة تحديد مجموعة نقاط للانطلاق في تصميم نظام القيادة المطلوب للمحرك التحريضي ثلاثي الطور، ويمكن تلخيص أهم هذه النقاط بما يلي:

- تتجه أغلب الدراسات إلى تحقيق عملية التحكم عن طريق الحاسب وذلك لما تتمتع به من ليونة في التصميم وسهولة في التعامل بالنسبة للمستثمر.
- يستخدم غالبا لقيادة جسور التعريج المغذية للمحرك التحريضي إحدى طريقتين، الأولى تعديل عرض النبضة بالطريقة الجيبية SPWM وهي الكثر انتشاراً، والثانية باستخدام طريقة تعديل عرض النبضة شعاعياً SVPWM، وتعد هذه الطريقة هي الأكثر كفاءةً من حيث الأداء والأصعب من حيث البناء.
- تتجه أغلب الدراسات الحديثة إلى استخدام كروت معالجة الإشارة التي تعتمد شرائح الـ FPGA لتحقيق عملية القيادة والتحكم، وذلك لما تتمتع به هذه الشرائح من سرعة في الأداء وبالتالي القدرة على تنفيذ عمليات معقدة قد تعجز عنها المعالجات الأخرى. تتطلب عملية برمجة هذه الكروت المعرفة الواسعة بلغة برمجة الآلة VHL.
- تعتمد بعض أنظمة التحكم استخدام الحاسب في عملية المعالجة وليس فقط العرض وإعطاء الأوامر، وتتطلب هذه الأنظمة وجود أساس برمجي مناسب بالإضافة إلى كروت إلكترونية خاصة لتحصيل الإشارات ونقلها إلى نظام القيادة.
- يستطيع نظام قيادة المحرك باستخدام الطريقة السليمة V/F تحقيق الاستجابة المطلوبة لكثير من التطبيقات، وقد يتطلب في بعض الأحيان إجراء تعديلات إضافية لتحسين الأداء مثل تعويض قيمة التوتر أو تعويض قيمة الانزلاق عند العمل باستخدام نظام الحلقة المفتوحة.

الفصل الثاني

الدراسة النظرية

Theoretical Study

2- الدراسة النظرية

2-1- مقدمة

انتشر استخدام محركات التيار المستمر قديماً بشكل واسع في التطبيقات التي تتطلب أداءً عالياً وتنظيماً دقيقاً للسرعة وذلك لسهولة التحكم بالفيض المغناطيسي لهذا النوع من المحركات. ولكن استخدام المجمع والمسفرات والشرر الناجم عن عملية التبديل أدى لكثير من المشاكل الاستثمارية كالحاجة للصيانة المستمرة، كما حال دون انتشار هذه المحركات في البيئات سريعة الاشتعال كمعامل المنظفات والمواد الكيميائية. ومع التطور في الإلكترونيات وطرائق قيادة المعرجات ثلاثية الطور أخذ استخدام المحركات التحريضية بالتزايد وقد ساعدها على ذلك رخص ثمنها وارتفاع مردودها و وثوقيتها العالية بالإضافة لسهولة تركيبها وانخفاض كلفة صيانتها وعدم احتوائها على أجزاء سهلة العطب أو سريعة الاستهلاك كالمسفرات. [6] وقد ساهمت جميع الميزات السابقة في جعل هذه المحركات الأكثر استخداما في مجالات العمل المختلفة كالجر الكهربائي والمخارط والمثاقب وآلات القص والمصاعد والمراوح والمضخات والضواغط وغيرها. ويشغل إنتاج هذه المحركات الحيز الأكبر من صناعة الآلات حالياً حيث يتم إنتاجها لمختلف الاستطاعات الصغيرة والكبيرة، وتشكّل اليوم أكثر من 80% من المحركات المستخدمة في المجال الصناعي. [7]

2-2- طرائق تنظيم سرعة المحركات التحريضية ثلاثية الطور

يقصد بتنظيم السرعة إمكانية عمل المحرك حسب الطلب على سرعات دوران مختلفة. وتختلف طرائق تنظيم السرعة وتتنوع حسب حاجة الأحمال، وتتم المفاضلة تبعاً لمجموعة عوامل أهمها مجال التنظيم الذي يمكن تأمينه ونعومة التنظيم واتجاهه بالإضافة إلى استقرار سرعة الدوران عند تغير الحمولة والمردود وسرعة الاستجابة الميكانيكية وغيرها الكثير من العوامل التي تتبع في تحديدها نوع الحمولة وخبرة المصمم.

ومن أشهر طرائق تنظيم سرعة المحركات التحريضية:

1- تغيير عدد الأقطاب.

2- إضافة مقاومات أومية على التسلسل مع ملفات الجزء الدائر.

3- تغيير توتر التغذية للمحرك.

4- تغيير تردد التغذية.

ولكل من هذه الطرائق السابقة مزاياه ومساوئه. حيث تعدّ حساسية العزم بتغير التوتر أحد أكبر الصعوبات عند محاولة تنظيم السرعة بتغير التوتر فقط لذلك لا يمكن استخدام هذه الطريقة عند الحاجة لعزوم إقلاع كبيرة

نسبياً. كما أن وزن وثمن المحركات متعددة السرعات التي تعتمد في مبدأ عملها على تغيير عدد الأقطاب يكون أكبر مقارنةً بالمحركات التقليدية، ويتم تغيير السرعة في هذه المحركات بشكل قفزات بين السرعات، وبالتالي فإن تصميم هذه المحركات ينطوي على إيجاد حلول وسطى بين متطلبات تصميمية متناقضة مما يؤدي إلى التضحية ببعض الخواص الاستثمارية للآلة. بينما تُستخدم طريقة تنظيم سرعة المحركات التحريضية ذات الدائر الملفوف بإضافة مقاومات أومية على التسلسل مع ملفات الجزء الدائر بشكل خاص في حالات الحمولات المتقطعة والتي تتطلب عزم إقلاع كبير كما في حالة الروافع والمصاعد وتعدّ الضياعات الإضافية الكبيرة في المقاومات من أكبر المساوئ التي تحول دون استخدام هذه الطريقة عند الحاجة لحمولات مستمرة.

وتعدّ طريقة تغيير التردد من أكثر الطرائق انتشارا للتحكم بسرعة المحركات التحريضية ولكن تعاني هذه الطريقة من بعض المساوئ، فبحالة تغيير التردد بثبات التوتر قد يزداد الفيض المغناطيسي عند زيادة نسبة التوتر إلى التردد كما هو موضح في العلاقة (1-2) وسنصل لحالة الإشباع وبالتالي زيادة تيار المغنطة مما يؤدي إلى تسخين ملفات المحرك مما قد يصل لخرق في عازليتها بالإضافة إلى انخفاض مردود المحرك، وعند انخفاض هذه النسبة سينقص الفيض المغناطيسي مما يؤدي لقصور في قدرة التحميل للمحرك. [7]

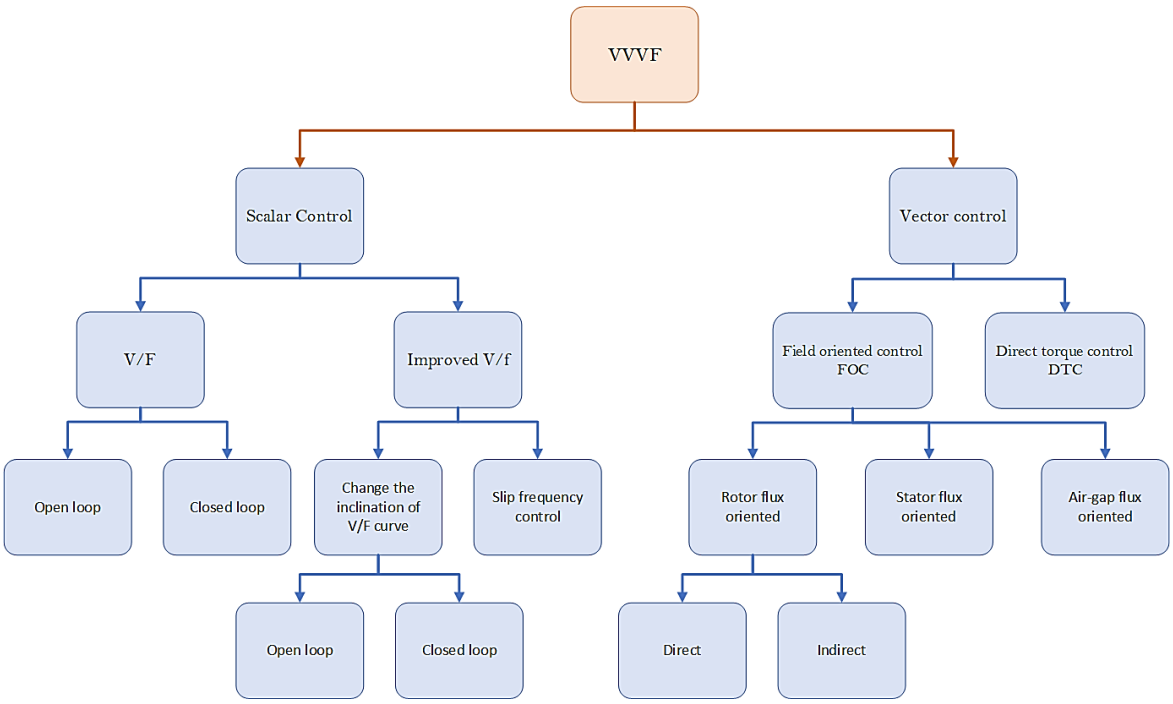
$$\emptyset = \frac{E}{f}\frac{1}{4.44K_w W_{ph}} \qquad (2\text{-}1)$$

وبالتالي يجب التحكم بالتوتر والتردد معا للحفاظ على قدرة التحميل للمحرك عند مختلف السرعات، وتدعى هذه الطريقة في القيادة (VVVF: Variable Voltage Variable Frequency) أو اختصارا (VFD :Variable Frequency Drive) وتعدّ أحد أكثر الطرائق انتشاراً و فعاليةً.

وعلى الرغم من قِدم المبدأ النظري لهذه الطريقة إلا أن طرائق تنفيذها لا تزال في تطوّر دائم، ومازالت الأبحاث تُجرى حتى الآن لتطويرها وتحسين أداء المحرك.

وقد تم اختيار دراسة هذه الطريقة (VFD) دوناً عن غيرها لما تتمتع به من ميزات تتعلق بمجال التنظيم والقدرة على تأمين تيار إقلاع ناعم وتشغيل المحرك عند السرعات المنخفضة والحمولة الكاملة وغيرها من المزايا التي جعلتها أكثر الطرائق انتشارا. وقبل البدء بشرح دارة القيادة التي تم اعتمادها وتنفيذها لابد من ذكر أهم طرائق قيادة المحرك التحريضي ثلاثي الطور المستخدمة في الوقت الراهن والتي تعتمد على التحكم بالتوتر والتردد بشكل مباشر أو غير مباشر، وكيفية تصنيفها وإيضاح مزايا ونقاط ضعف كل منها.

تقسم طريقة (VFD) إلى قسمين رئيسيين هما الطريقة السلمية scalar control والطريقة الشعاعية vector control، ويمكن تقسيم كل منهما تبعاً لاستخدام الحساسات إلى قسمين sensor control و control sensorless. كما يمكن تقسيمها تبعاً لإشارة التغذية العكسية إلى نظام الحلقة المفتوحة open loop ونظام الحلقة المغلقة closed loop والتي تعدّ الطريقة الأكثر دقة والقادرة على تلبية متطلبات الأحمال ذات العزوم المتغيرة كما هو الحال في المصاعد. ويبين الشكل الآتي تصنيف طرائق قيادة المحرك التحريضي بتغيير التردد. ولكن هذه التصنيفات لا تكون ملزمة بكثير من الأحيان، ومن الممكن أن تتشابك طرائق القيادة هذه بحيث يصبح من الصعب إدراج دارة التحكم المستخدمة تحت بند معين منها.



الشكل (2-1): مخطط يوضح تصنيف طرائق قيادة المحرك التحريضي بتغيير التردد [8]

2-2-1- القيادة السلمية (scalar control or V/F control)

كما أسلفنا سابقاً فإن تَغيير التردد دون تغيير التوتر سيؤدي إلى تغيير قيمة الفيض المغناطيسي في الثغرة الهوائية وللحفاظ على قيمة ثابتة للفيض المغناطيسي يجب الحفاظ على قيمة ثابتة للنسبة (V/F) كما هو موضح في المعادلة (2-1). ولكي يتم تأمين عمل مستقر للمحرك التحريضي يجب تأمين قدرة تحميل كافية له، وبالتالي عند تغيير التردد يجب أن يتحقق الشرط الآتي:

$$\frac{T_{max}}{T_m} = \frac{T_{max}`}{T_m`} = K_0 = const \geq 1.7 - 2 \qquad (2\text{-}2)$$

وكما نعلم فإن العزم الأعظمي للمحرك التحريضي يُعطى بالعلاقة الآتية:

$$T_{max} = \frac{3V^2P}{4\pi f\left[R_1 + \sqrt{{R_1}^2 + \left(X_1 + X_2`\right)^2}\right]} \qquad (2\text{-}3)$$

وبإهمال قيمة R_1 في المقام بسبب قيمتها الصغيرة أمام X عند التردد الاسمي نحصل على ما يلي:

$$T_{max} = \frac{3V^2P}{4\pi f(X_1 + X_2`)} = \frac{3V^2P}{4\pi f[2\pi f(L_1 + L_2`)]} = C\frac{V^2}{f^2} \qquad (2\text{-}4)$$

وبالعودة إلى قدرة التحميل وتعويض قيمة T_{max} في العلاقة (2-2) نجد:

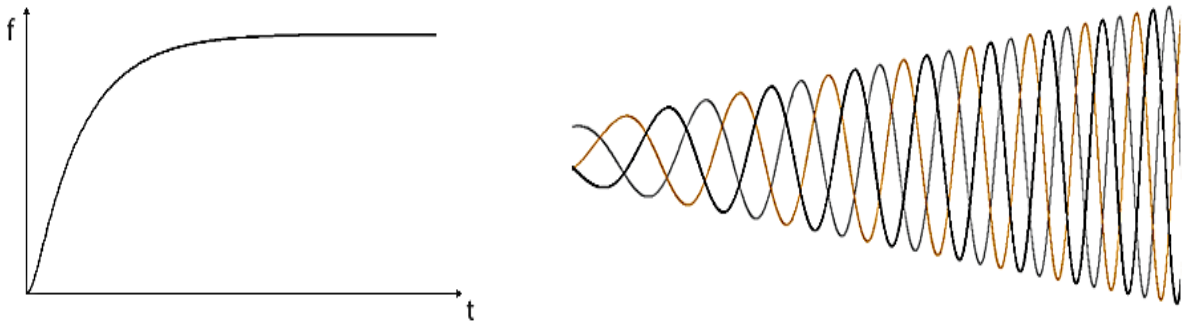
$$\frac{T_{max}}{T`_{max}} = \frac{T_m}{T} = \frac{V^2{f`}^2}{{V`}^2f^2} \qquad (2\text{-}5)$$

$$\frac{V}{V`} = \frac{f}{f`}\sqrt{\frac{T_m}{T_m`}} \qquad (2\text{-}6)$$

وعند تحميل المحرك بحمل ذي عزم ثابت تأخذ العلاقة (2-6) الشكل الآتي:

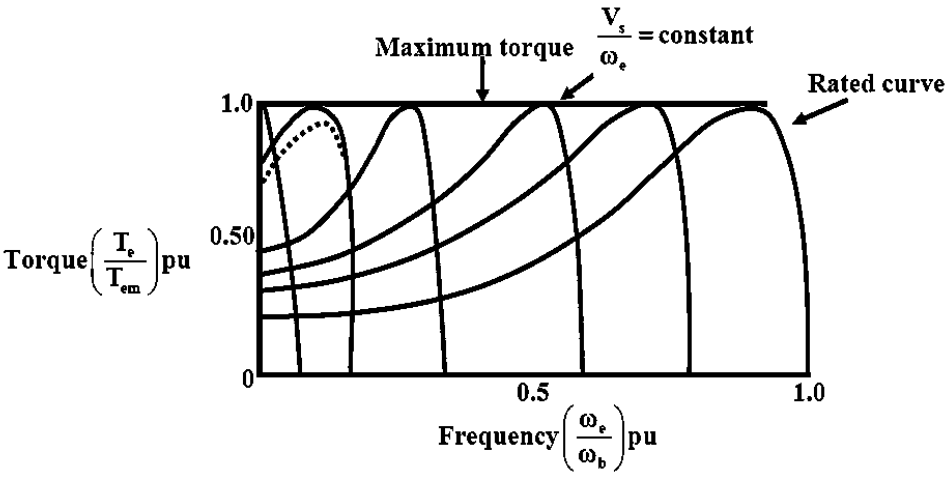
$$\frac{V}{V`} = \frac{f}{f`} \qquad (2\text{-}7)$$

ومما سبق نستنتج أن الحفاظ على قيمة ثابتة للنسبة V/F عند تغذية المحرك وتحميله بحمل ذي حمولة متغيرة يُمكننا من تأمين قدرة التحميل المطلوبة والحفاظ على قيمة ثابتة للفيض المغناطيسي ضمن الثغرة الهوائية [7].



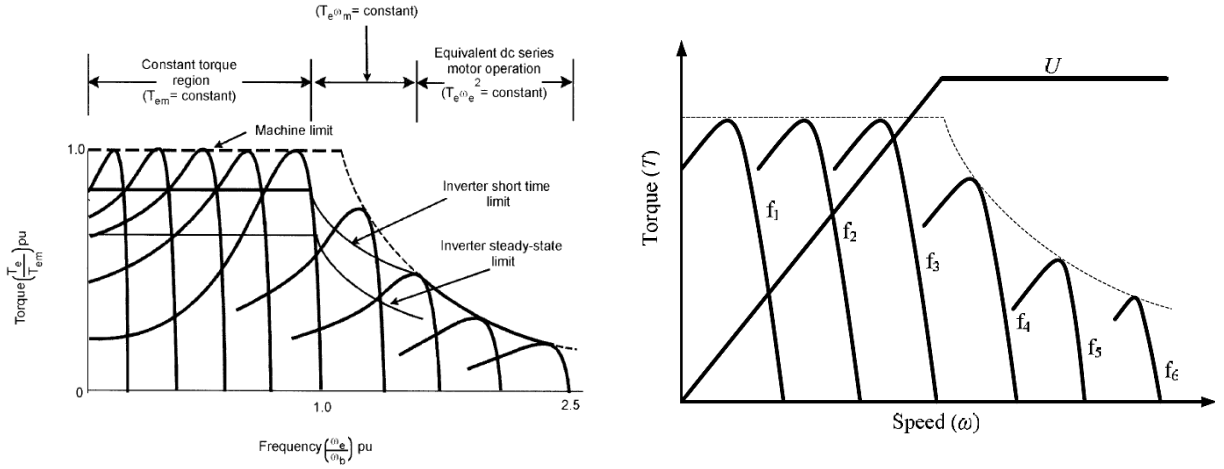
الشكل (2-2): كيفية تغيير التوتر والتردد من الإقلاع وحتى القيمة المطلوبة للسرعة [9]

تأخذ منحنيات (العزم–السرعة) للمحرك التحريضي عند ثبات النسبة V/F الشكل الآتي:



الشكل (2-3): منحنيات (السرعة – العزم) عند ثبات نسبة توتر التغذية إلى التردد [10]

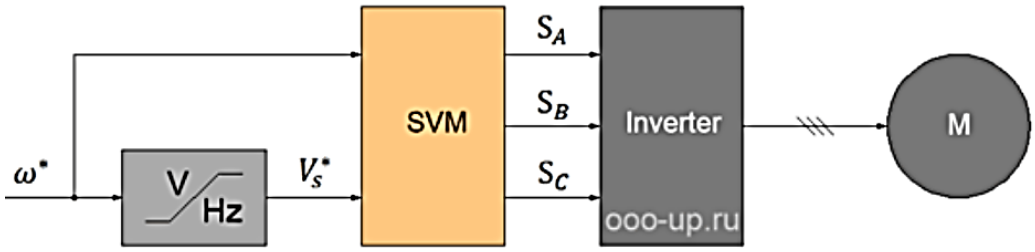
وتقسم منطقة العمل إلى قسمين، يتم في الأول زيادة قيمة التوتر والتردد حتى الوصول إلى القيم الاسمية لكل منهما وتدعى منطقة العزم الثابت إذ يمكن ضمن هذه المنطقة تنظيم سرعة المحرك تحت السرعة الاسمية، ولكن بمجرد وصول التوتر إلى قيمته الاسمية تبدأ المنطقة الثانية والتي لا يمكن بعدها زيادة قيمته، ولزيادة السرعة فوق السرعة الاسمية يتوجب زيادة قيمة التردد فقط، وتدعى هذه المنطقة عندها بمنطقة الاستطاعة الثابتة ويلاحظ ضمن هذه المنطقة انخفاض قدرة التحميل للمحرك. ويبين الشكل (2-4) كلتا المنطقتين.



الشكل (2-4): العلاقة بين السرعة والعزم وتوضيح منطقتي العمل [10]

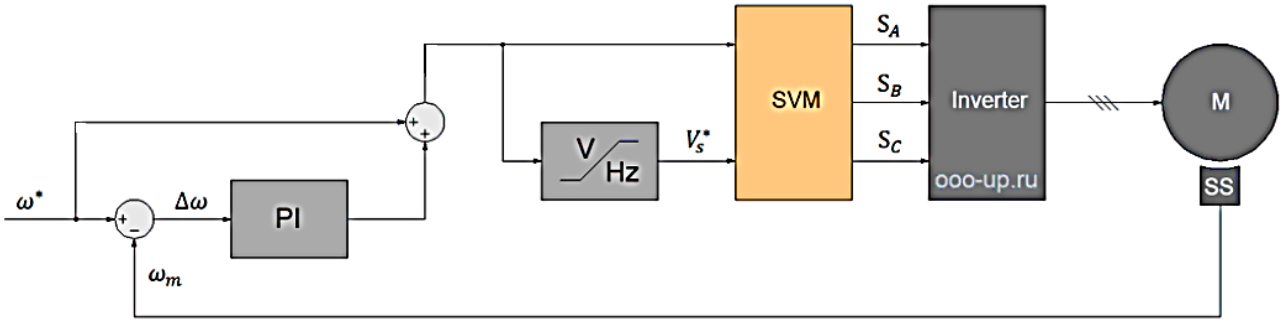
ويمكن تحقيق القيادة السلمية عن طريق استخدام نظام الحلقة المفتوحة أو المغلقة. حيث يعتمد نظام الحلقة المغلقة على استخدام حساس للسرعة ليتم مقارنة السرعة المرجعية مع السرعة المطلوبة وتقدير خطأ

السرعة ومن ثم التحكم ببارامترات الدخل للمحرك لتصبح إشارة الخطأ معدومة والوصول إلى القيمة المطلوبة وتمتاز هذه الطريقة بقدرتها على تنظيم السرعة عند تغير الحمولة. ويبين الشكل الآتي كلا النظامين.



أ: دارة القيادة المفتوحة

[11]



ب: دارة القيادة المغلقة

الشكل (2-5): تحقيق مبدأ القيادة السلمية عن طريق نظام الحلقة المفتوحة والحلقة المغلقة [9]

وتتميز طريقة (V/F) السلمية بمجموعة من نقاط القوة والضعف والتي يمكن تلخيص أهمها كما يلي:

ميزات طريقة القيادة السلمية:

1- البساطة وسهولة التنفيذ.

2- القدرة على تأمين تيار إقلاع صغير، ومنطقة عمل مستقر كبيرة نسبيا. [6]

3- لا تحتاج هذه الطريقة تحديد قيم الدارة المكافئة للمحرك كالمفاعلة التسربية والمتبادلة وغيرها. [12]

4- لا تتطلب دارة القيادة استخدام حساسات لتحديد موقع الدائر وإنما تحتاج فقط إلى إشارة تغذية خلفية بالسرعة عند استخدام نظام الدارة المغلقة مما يخفض من تكاليف التصميم.

5- أحد ميزات دارات القيادة التي تعتمد استخدام هذه الطريقة هو إمكانية قيادة أكثر من محرك معاً باستخدام دارة القيادة نفسها وهو الأمر الذي تنفرد به هذه الطريقة عن سواها من طرائق القيادة. [12]

6- يمكن أن تؤمن دارة القيادة المصممة بهذه الطريقة عزم إقلاع يصل حتى 150% من العزم الاسمي عند تردد بحدود 3HZ والذي يعد كافياً لأغلب التطبيقات. [12]

7- تتمتع هذه الطريقة بمجال تنظيم كبير للسرعة يتراوح حتى 1:40 من التردد الاسمي، أي بفرض تردد العمل الاسمي 60HZ عندها يمكن تشغيل المحركات عند تردد 1.5HZ. [12]

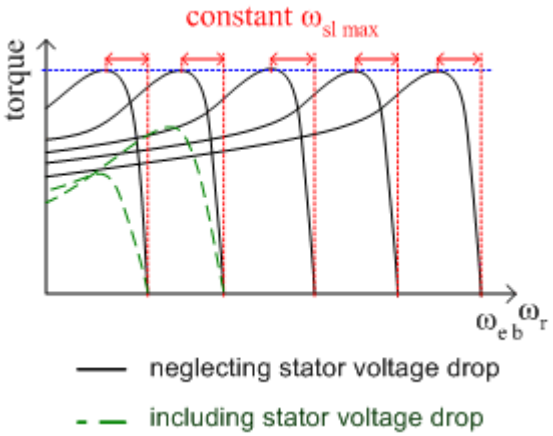
مساوئ طريقة القيادة السلمية:

1- لا يبدي هذا النوع من القيادة استجابة ديناميكية جيدة عند تغير الحمل وخاصة إذا ما قورنت بطرائق القيادة الشعاعية، [6] لذلك يتم استخدام طريقة القيادة هذه في التطبيقات التي لا تتطلب أداء ديناميكياً مرتفعاً كما هو الحال في المضخات والمراوح وأجهزة الطرد المركزي والسيور وغيرها. [13]

2- لا يمكن باستخدام هذه الطريقة من القيادة التحكم المباشر بكل من السرعة والعزم وبالتالي من الممكن العمل في المنطقة غير المستقرة والخروج عن الاستقرار.

3- لا يمكن تحقيق التحكم المباشر بالفيض إلا باستخدام بعض الطرائق المحسنة التي تعتمد على التحكم بمركبتي تيار الثابت ولكن هذه الطرائق تعدّ أحد فروع القيادة الشعاعية.

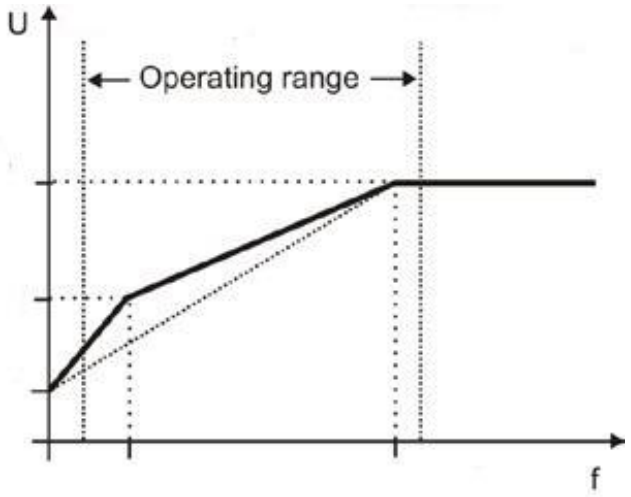
4- عند الترددات المنخفضة لا يمكن إهمال قيمة مقاومة ملفات الثابت أمام المفاعلة التحريضية، وبالتالي عند السرعات المنخفضة يجب أخذ قيمة هبوط التوتر على هذه المقاومات بعين الاعتبار وذلك لتأمين العزم المناسب والسرعة المطلوبة [14]. ويوضح الشكل الآتي كيفية نقصان العزم عند الترددات المنخفضة وذلك بسبب تأثير مقاومة ملفات الثابت.



الشكل (2-6): تأثير مقاومة ملفات الثابت على قيمة عزم المحرك [15]

5- عند دوران المحرك بالسرعة الاسمية فإن قيمة الانزلاق تكون بحدود 3% وبالتالي يمكن إهمال تأثير الانزلاق على سرعة دوران المحرك، ولكن مع نقصان السرعة تزداد قيمة الانزلاق لتصل لمرحلة لا يمكن معها إهمال تأثيره، وبحال لم يتم تعويض هذا النقصان لن يعود بإمكان المحرك تأمين العزم المطلوب عند القيمة المنخفضة للتردد مما قد يؤدي إلى إيقافه. [14]

وتجدر الإشارة إلى أن النقطتين الرابعة والخامسة تعكسان أبرز المشاكل التي تعاني منها طريقة القيادة السلمية، لذلك اتجهت الكثير من الدراسات إلى إيجاد حلول لهذه المشاكل وتحسين أداء المحرك عند السرعات المنخفضة. ويعدّ تغيير ميل منحني التوتر إلى التردد عند السرعات المنخفضة أحد أبسط وأكثر الطرائق انتشاراً وتعتمد هذه الطريقة على زيادة قيمة التوتر لتعويض النقصان بقيمة الفيض المغناطيسي والناجمة عن هبوط التوتر على مقاومة ملفات الثابت، ويبين الشكل (2-7) كيفية تغيير ميل منحني التوتر باختلاف قيمة التردد. ولكن هذه الطريقة تعاني من مشكلة هامة وهي ظاهرة التعويض الزائد (over-compensation) والتي تعني زيادة الفيض المغناطيسي في الثغرة الهوائية نتيجة عدم الدقة في تقدير قيمة هبوط التوتر المطبقة على المحرك، الأمر الذي قد يؤدي بدوره إلى حدوث الإشباع وخاصة عند الأحمال الصغيرة والسرعات المنخفضة. [16]



الشكل (2-7): تغيير قيمة ميل منحني التوتر والتردد عند الترددات المنخفضة لتعويض قيمة هبوط التوتر على مقاومة ملفات الثابت [17]

وقد قامت العديد من الدراسات بمحاولة تحديد قيمة هذه الضياعات بدقة لتجنب مشاكل التعديل الزائد، وفيما يلي إحدى النظريات المستخدمة لتحسين أداء نظم التحكم التي تعتمد طريقة القيادة السلمية [16]

في هذه الطريقة تتشابك القيادة السلمية ومبدأ القيادة الشعاعية حيث تعتمد على فصل تيار الثابت إلى مركبتين I_{sd}, I_{sq} إحداهما تستخدم لتعويض أثر الانزلاق والأخرى لتعويض هبوط التوتر وبالتالي الفيض. وسيتم شرح ذلك بشيء من التفصيل كونها أحد الطرائق الشائعة حديثا لتحقيق القيادة السلمية.

تعبر المعادلة الآتية عن العلاقة بين العزم الكهرومغناطيسي وهبوط السرعة الناجم عن الانزلاق ω_{sl}

$$T_e = \frac{P}{R_r} {L_m}^2 {i_{sd}}^2 \omega_{sl} \quad (2\text{-}8)$$

وبالتالي يمكن حساب السرعة الناجمة عن الانزلاق والتي يطلب تعويضها وذلك عن طريق معرفة العزم الكهرومغناطيسي ومركبة التيار i_{sd} كما هو موضع بالعلاقة الآتية:

$$\omega_{sl} = \frac{T_e R_r}{P {L_m}^2 {i_{sd}}^2} \quad (2\text{-}9)$$

ويمكن حساب العزم بمعرفة كل من مقاومة الثابت ومركبتي تيار الثابت وتوتره على المحاور الثابتة (β,α) ومعرفة قيمة مقاومة الثابت كما هو موضح بالعلاقة الآتية:

$$T_e = \frac{3}{2} P\left(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}\right) \quad (2\text{-}10)$$

ويتم حساب كل من $\psi_{s\beta}$ و $\psi_{s\alpha}$ بالعلاقات الآتية:

$$\psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s) dt \quad (2\text{-}11)$$

$$\psi_{s\beta} = \int \left(u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s\right) dt \quad (2\text{-}12)$$

$$i_{s\alpha} = i_a \quad (2\text{-}13)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \quad (2\text{-}14)$$

$$u_{s\alpha} = u_a \quad (2\text{-}15)$$

$$u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} u_a + \frac{2}{\sqrt{3}} u_b \quad (2\text{-}16)$$

ولحساب مركبتي التيار i_{sq}, i_{sd} يتم إسقاط تيار الثابت على جملة محاور d و q تدور بسرعة الفيض المغناطيسي وبحيث يكون المحور d موجهاً باتجاه الفيض المغناطيسي وتحسب عندها قيم مركبات التيار بالعلاقتين الآتيتين:

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos\theta_{field} + i_{s\beta} \sin\theta_{field} \quad (2\text{-}17)$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin\theta_{field} + i_{s\beta} \cos\theta_{field} \quad (2\text{-}18)$$

وكما نلاحظ من المعادلتين السابقتين يجب تحديد زاوية الدائر θ_{field} ويتم ذلك كما يلي:

$$cos\theta_{field} = \frac{\psi_{r\alpha}}{\sqrt{{\psi_{r\alpha}}^2 + {\psi_{r\beta}}^2}} \quad (2\text{-}19)$$

$$sin\theta_{field} = \frac{\psi_{r\beta}}{\sqrt{{\psi_{r\alpha}}^2 + {\psi_{r\beta}}^2}} \quad (2\text{-}20)$$

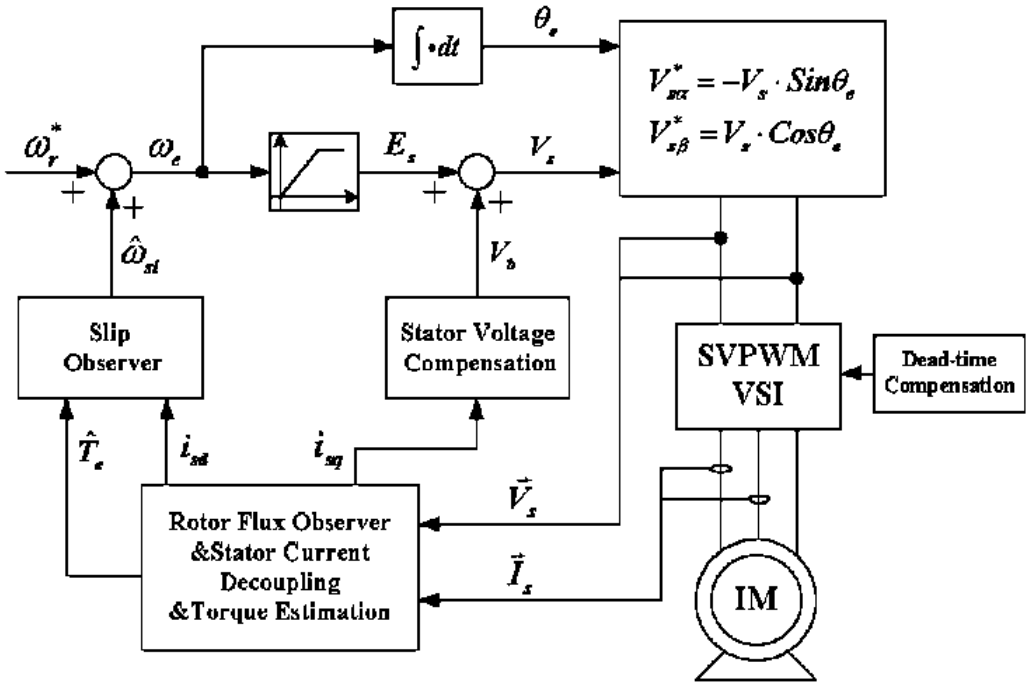
$$\psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m}[\psi_{s\alpha} - \sigma L_s i_{s\alpha}] \quad (2\text{-}21)$$

$$\psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m}[\psi_{s\beta} - \sigma L_s i_{s\beta}] \quad (2\text{-}22)$$

ومن الممكن حساب التوتر اللازم لتعويض أثر مقاومة الثابت عن طريق استخدام مركبة التيار i_{sq} كما هو موضح بالمعادلة الآتية:

$$V_s = {E_s}^{\star} + i_{sq}R_s \quad (2\text{-}23)$$

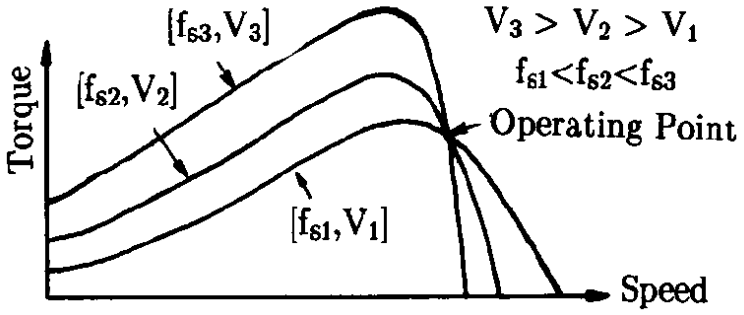
ويوضح الشكل الآتي دارة القيادة المستخدمة لتحقيق القيادة السلمية باستخدام مركبتي التيار I_{sd}, I_{sq} .



الشكل (2-8): التعويض الشعاعي للانزلاق والتوتر باستخدام مركبتي التيار على المحورين d و q [16]

التحكم بالمردود والقيادة عند المردود الأمثل Efficiency Optimization

في جميع الدارات سابقة الذكر تمت قيادة المحرك مع الحفاظ على الفيض المغناطيسي في الثغرة الهوائية عند قيمته الاسمية وذلك بهدف تأمين قدرة تحميل كافية والابتعاد عن الإشباع، ولكن قيادة المحرك بهذه الطريقة تحت الحمولات الصغيرة ستؤدي لزيادة قيمة الفيض أكثر من القيمة اللازمة لتشغيل المحرك وبالتالي ستزيد الضياعات الحديدية و ينقص المردود [10]، ولذلك اتجهت بعض الدراسات والشركات المصنعة إلى تصميم دارات القيادة بحيث تقوم بتأمين العزم اللازم لقيادة الحمولة عند السرعة المطلوبة و المردود الأمثل. ويوضح الشكل الآتي إمكانية قيادة المحرك عند نقطة عمل محددة بقيم مختلفة لبارامترات التغذية.

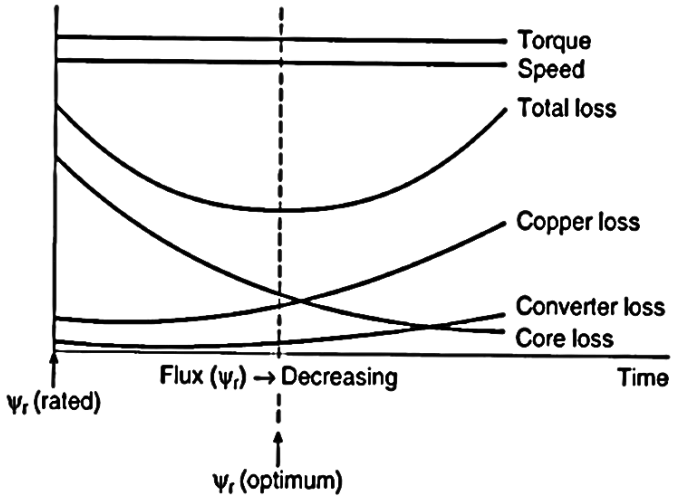


الشكل (2-9): إمكانية قيادة المحرك عند نقطة عمل محددة بقيم مختلفة للتردد والتوتر [18]

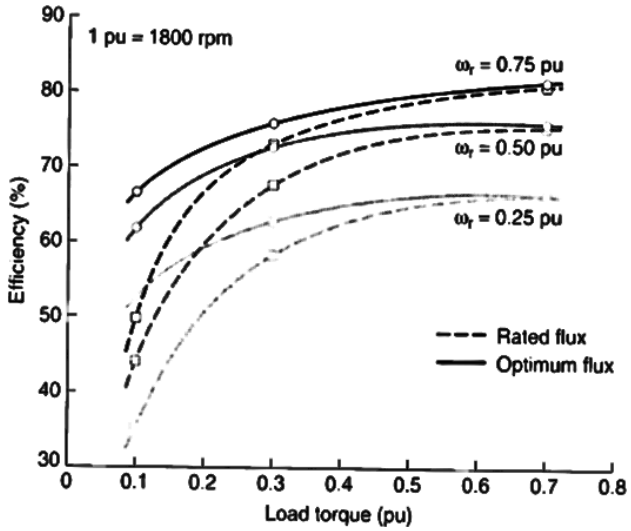
ويتعلق المردود بمختلف أنواع الضياعات في المحرك ولمحاولة الوصول إلى المردود الأمثل يتوجب تحديد علاقة مختلف الضياعات بقيمة الفيض المغناطيسي. فتغير قيمة الفيض المغناطيسي لن تؤثر فقط على قيمة الضياعات الحديدية في المحرك وإنما ستؤثر أيضاً على قيمة الضياعات النحاسية والضياعات الناتجة عن تأثير التوافقيات بالإضافة للظاهرة القشرية والإشباع في النواة وغيرها من العوامل التي ترتبط بقيمة توتر وتردد التغذية المتوجب تطبيقها لتوليد هذا الفيض. والشكل (2-10) يوضح تغير قيم الضياعات مع تغير الفيض المغناطيسي.

ويبين الشكل (2-11) مقارنة لمردود المحرك التحريضي عند قيم مختلفة للسرعة والحمولة وذلك بين حالتي التشغيل عند الفيض الاسمي للمحرك وهو المنحني المنقط، وحالة التشغيل عند الفيض الأمثل المنحني المستمر.

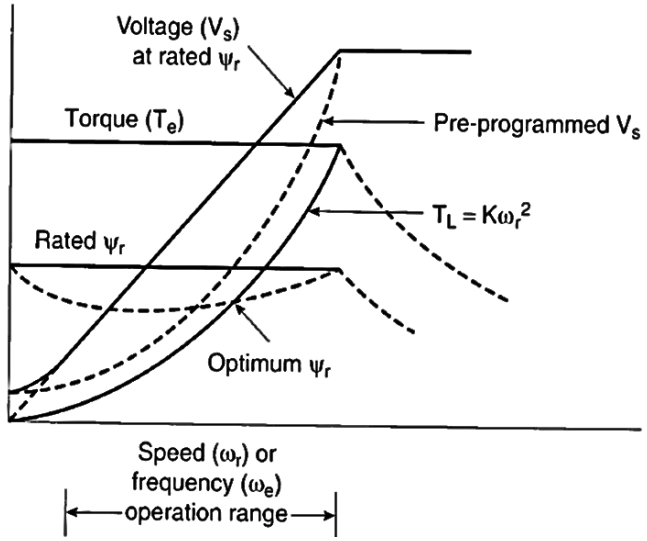
أما الشكل (2-12) فيوضح كيفية تغيير التوتر والفيض للحصول على المردود الأمثل، وكما هو ملاحظ من المنحني فإن القيمة المثلى للفيض عند العزم الاسمي هي القيمة الاسمية الموافقة للتوتر الاسمي.



الشكل (2-10): منحنيات علاقة الضياعات بالفيض المغناطيسي



الشكل (2-11): مقارنة المردود عند حالتي تثبيت الفيض وأمثلته وذلك عند قيم مختلفة للسرعة



الشكل (2-12): مقارنة بين قيم التوتر والفيض اللازمة للحصول على المردود الأعظمي [10]

2-3- تقنيات التعديل وقيادة الجسور ثلاثية الطور

تعدّ جسور التعريج ثلاثية الطور (VSI: Voltage Source Inverter) أحد أهم التجهيزات الإلكترونية في التطبيقات الصناعية وقيادة المحركات التحريضية على وجه الخصوص، حيث تقوم هذه الجسور بتحويل توتر الدخل المستمر إلى توتر ثلاثي الطور ذي مطال وتردد متحكم به يستخدم لتنظيم سرعة هذه المحركات وقيادتها. وتتم عملية التحكم بتوتر الخرج بعدة طرائق كالتحكم بتوتر خرج المعرج (AC-AC Control) وذلك عن طريق التحكم بزاوية القدح للعناصر الإلكترونية وتدعى هذه الطريقة (External Control of AC Voltage) ، أو عن طريق التحكم بتوتر الدخل المستمر للمعرج (External Control of DC Voltage)، ولكن أهم طرائق التحكم وأكثرها فعالية هو التحكم الداخلي بالمعرج (Internal Control of VSI) والذي يتيح التحكم بمطال وتردد توتر الخرج عن طريق التحكم بنبضات القيادة المطبقة على بوابة القواطع الإلكترونية للجسر، وتعدّ تقنية تعديل عرض النبضة (PWM: pulse width modulation) أهم التقنيات المتبعة لتحقيق هذه الغاية، وسيتم في هذا الجزء من الفصل إلقاء الضوء على أهم هذه التقنيات وأكثرها استخداماً لقيادة المحركات التحريضية ثلاثية الطور.[19]

- **تقنية تعديل عرض النبضة PWM**

تعدّ تقنية PWM إحدى أشهر تقنيات التعديل المستخدمة في التطبيقات الصناعية كقيادة المحركات والمبدلات الإلكترونية وغيرها الكثير من التطبيقات مثل (المقطعات، المعرجات، المقومات، المدرجات).

يعتمد مبدأ عمل هذه التقنية على التحكم بعرض النبضات المطبقة على بوابات القواطع الإلكترونية، وبالتالي التحكم بفتح وإغلاق هذه القواطع الأمر الذي يتيح للمستخدم الحصول على التغذية بالشكل المطلوب من حيث قيمة التوتر والتردد. وقد تم في أواخر القرن الماضي تطوير عدد كبير من تقنيات تعديل عرض النبضة بما يتوافق مع ازياد المتطلبات الفنية المطلوبة، ولكل من هذه التقنيات استخداماتها المحددة ولا يمكن الجزم بأفضلية إحداها على الأخرى وإنما يجب الإحاطة بخصائصها جيداً لاختيار التقنية الأكثر ملاءمة.

يوجد عدة طرائق لتصنيف تقنيات تعديل عرض النبضة، إذ يمكن تصنيفها تبعاً لتناظر نبضات القيادة إلى Symmetrical PWM وAsymmetrical PWM أو تبعاً لآلية توليدها إلى Single PWM و-Multi PWM، كما يمكن أن تقسم تبعاً لاستخدام الموجة الحاملة إلى قسمين رئيسين هما Carrier based modulation technique والـ Carrier less modulation technique. [20]

ومع اختلاف طرائق التصنيف يمكن اعتبار التقنيات التالية أهم تقنيات التعديل: [21]

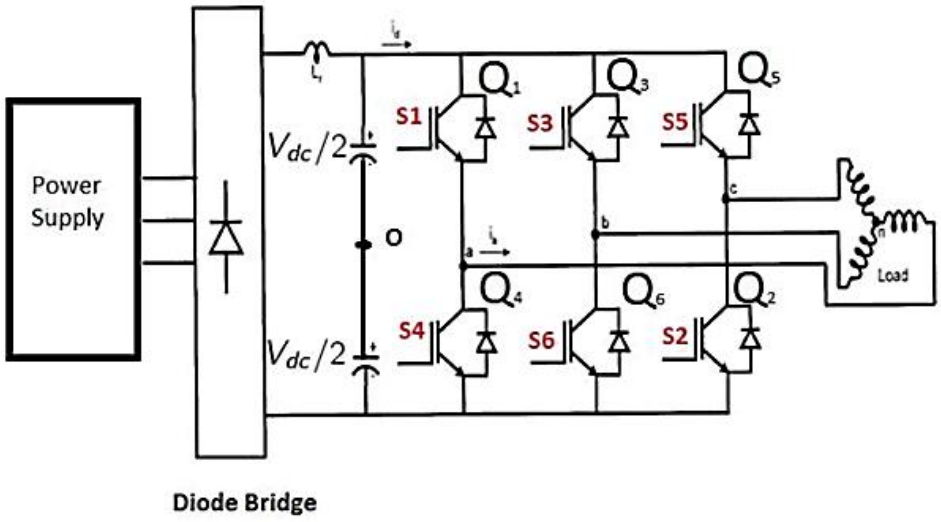
- SPWM: Sinusoidal Pulse Width Modulation.
- THIPWM: Third Harmonic Injection PWM.
- SVM: Space Vector Modulation.
- MPWM: Modified Pulse Width Modulation.
- RPWM: Random Pulse Width Modulation.
- DM: Delta Modulation.
- PDPWM: Phase Disposition Pulse Width Modulation.
- IDM: Improved Delta Modulation.
- SHE: Specific Harmonic Elimination.
- WM: Wavelet Modulation.
- SHEPWM: Selected Harmonic Pulse Width Modulation.
- Hysteresis-band current control PWM.
- Minimum ripple current PWM.

ويتم المفاضلة بين التقنيات السابقة تبعاً لمجموعة عوامل أهمها الاستثمار الأمثل لتوتر الدخل ومطال التوافقية الأولى ونسبة تشوه التوافقيات THD (total harmonic distortion) في موجة الخرج وتأثيرها على توتر المنبع، بالإضافة لضياعات التوصيل وسهولة التنفيذ وغيرها من العوامل التي تتبع في تحديد أهميتها نوع التطبيق وخبرة المصمم.

وتعدّ تقنية الـ SPWM الأقدم والأكثر انتشاراً بين جميع التقنيات السابقة لبساطتها وسهولة تنفيذها على الصعيدين البرمجي والتطبيقي، ولكن منذ استخدامها عام 1964 من قبل Schöung ترافقت هذه التقنية بأحد أسوأ العيوب وهو استثمارها المنخفض لمنبع الدخل المستمر (Under-Utilization)، الأمر الذي دفع الباحثين لتطوير تقنيات جديدة كتقنية THIPWM عام 1965 على يد Buja والذي استطاع باستخدامها تحسين استثمار منبع الدخل المستمر وزيادة توتر الخرج بنسبة 15.5% مقارنة بتقنية SPWM. كما بدأ في منتصف الثمانينات وضع أسس تقنية جديدة تدعى SVPWM، وفي عام 1988 تم تطوير هذه التقنية بشكل كبير من قبل الباحث

Van Der وبدأت تأخذ شكلها الحالي المعروف والذي لم يكتمل حتى قيام Holtz عام 1991 بإدخال منطقتي التعديل الزائد إليها واستطاع بذلك تحقيق الاستثمار الأفضل لمنبع التيار المستمر، وفي عام 1998 قام Lee بتحليل تقنية Holtz ووضع المعادلات التقريبية ضمن منطقتي التعديل الزائد لتسهيل تنفيذها لتصبح تقنية SVPWM بذلك إحدى أهم التقنيات المستخدمة حتى وقتنا الحاضر.

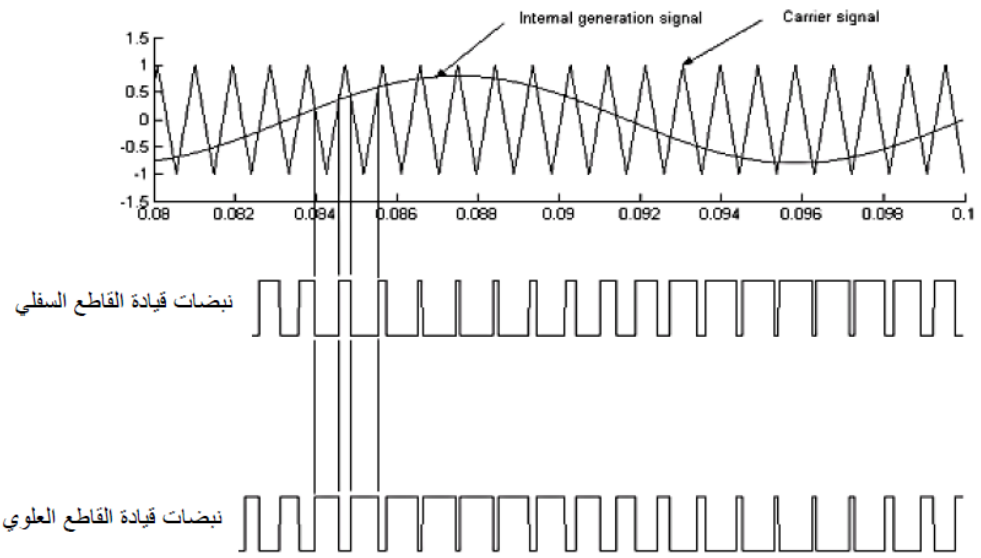
وسيتم في هذا البحث التركيز على دراسة التقنيات الثلاثة سابقة الذكر SPWM /SVPWM لقيادة المعرج ثلاثي الطور الموضح الشكل (2-13)، باعتبارها التقنيات الأكثر استخداما لقيادة المحركات التحريضية ثلاثية الطور وسيتم مقارنة نتائج النمذجة لهذه التقنيات باستخدام بيئة الـ Matlab، كما سيتم وبشيء من التفصيل ذكر المراحل التنفيذية لتقنية SVPWM باعتبارها التقنية التي تم اختيارها لقيادة المعرج في هذا البحث.



الشكل (2-13): المعرج ثلاثي الطور المستخدم لقيادة المحرك التحريضي [22]

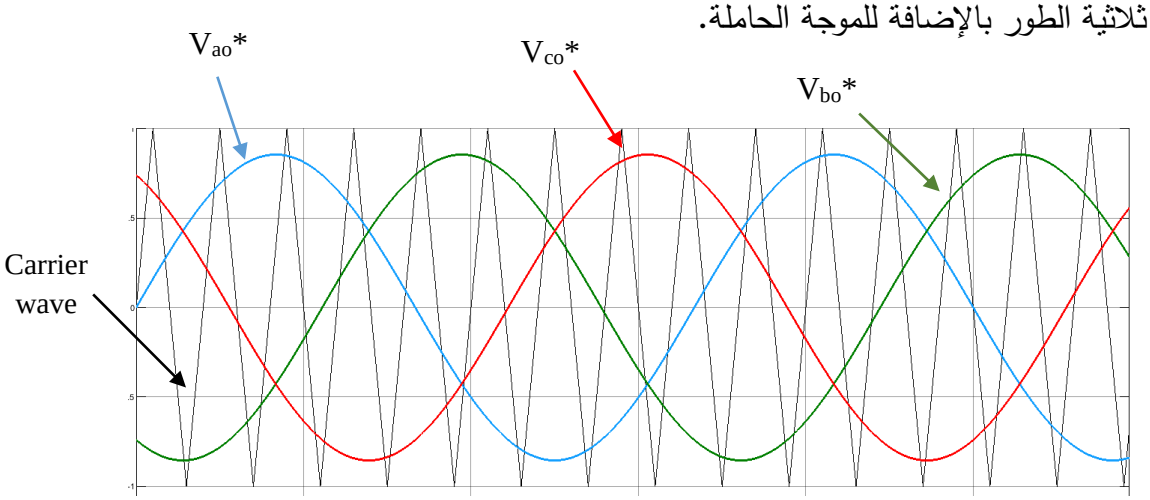
2-3-1- التعديل الجيبي:(Sinusoidal Pulse Width Modulation) SPWM

تعدّ هذه التقنية إحدى أشهر التقنيات المستخدمة في قيادة المعرجات الصناعية وذلك بسبب بساطة مبدئها وسهولة تنفيذها ونتائجها التي تحقق الغاية المرجوة لكثير من التطبيقات، وتؤمن هذه التقنية التحكم بكل من تردد ومطال توتر خرج المعرج، ويعتمد مبدأ عمل هذه التقنية على مقارنة موجة حاملة (carrier wave) ذات تردد تقطيع كبير f_c مع ثلاث أمواج مرجعية جيبية ثلاثية الطور (reference or modulation waves) ذات تردد f_r وتحدد نقاط التقاطع بين الموجتين بداية ونهاية نبضات القيادة، ويتم توليد هذه النبضات عندما يكون مطال الموجة المرجعية أكبر من مطال الموجة الحاملة، ويكون لنبضات القيادة عندها فترات توصيل مختلفة كما هو موضح في الشكل الآتي:



الشكل (2-14): تقاطع الموجة الحاملة والمرجعية وتحديد نبضات القيادة [20]

وتقوم كل موجة من الأمواج المرجعية ثلاثية الطور بالتحكم بتوليد نبضات القيادة لقاطعين على نفس الذراع حيث تقوم الموجة المرجعية V_a^* بتحديد نبضات القيادة للقواطع Q_4 و Q_1 والموجة V_b^* تتحكم بنبضات القيادة للقاطعين Q_3 و Q_6 بينما V_c^* تقوم بتحديد نبضات القيادة للقواطع Q_2 و Q_5. والشكل الآتي يوضح الأمواج المرجعية ثلاثية الطور بالإضافة للموجة الحاملة.



الشكل (2-15): تقاطع الأمواج الجيبية ثلاثية الطور مع الموجة الحاملة

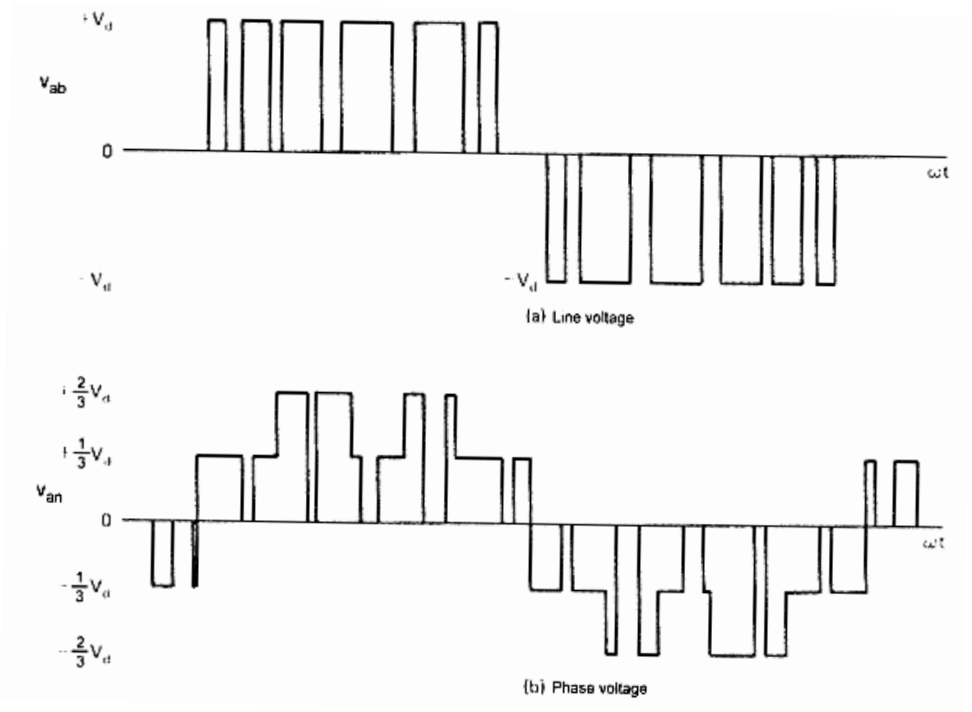
ونلاحظ من الشكل السابق عندما يكون $V_a^* > V_T$ يتم توصيل Q_1 وفصل Q_4 وبالتالي نلاحظ من الشكل (2-13) أن $V_{ao} = 0.5V_{dc}$ ، حيث النقطة O هي النقطة المشتركة بين مكثفي الدخل في المعرج، ويتم تحديد جميع الحالات الممكنة لعمل القواطع كما يلي:

$$V_a > V_T \quad \text{then} \quad V_{ao} = 0.5V_{dc}$$
$$V_b > V_T \quad \text{then} \quad V_{bo} = 0.5V_{dc}$$
$$V_c > V_T \quad \text{then} \quad V_{co} = 0.5V_{dc}$$
$$V_a < V_T \quad \text{then} \quad V_{ao} = -0.5V_{dc}$$
$$V_b < V_T \quad \text{then} \quad V_{bo} = -0.5V_{dc}$$
$$V_c < V_T \quad \text{then} \quad V_{co} = -0.5V_{dc}.$$

ويوضح الجدول (2-1) قيم كل من التوتر الخطي والتوتر الطوري المطبق على المحرك عند مختلف وضعيات توصيل العناصر الإلكترونية، ويلاحظ من الجدول أنه وعند توصيل كل من القواطع الإلكترونية Q_6 وQ_2 وQ_1 فإن قيمة $V_{an} = 2/3\ V_{dc}$ وبالمثل سنجد $V_{bn} = V_{cn} = -1/3\ V_{dc}$ وفي هذه الحالة فإن $V_{ab} = V_{dc}$ و $V_{bc} = 0$ و $V_{ca} = -V_{dc}$ ويبين الشكل (2-16) قيم كل من V_{an} و V_{ab} خلال دور كامل.

الجدول (2-1): قيم التوترات الطورية والخطية المطبقة على المحرك عند مختلف وضعيات التوصيل للجسر *[22]*

Switching pattern			*Line to neutral voltage*			*Line to line voltage*		
g1	*g2*	*g3*	*Van*	*Vbn*	*Vcn*	*Vab*	*Vbc*	*Vca*
0	*0*	*0*	*0*	*0*	*0*	*0*	*0*	*0*
1	*0*	*0*	*2/3*	*-1/3*	*-1/3*	*1*	*0*	*-1*
1	*1*	*0*	*1/3*	*1/3*	*1/3*	*0*	*1*	*-1*
0	*1*	*0*	*-1/3*	*2/3*	*2/3*	*-1*	*1*	*0*
0	*1*	*1*	*-2/3*	*1/3*	*1/3*	*-1*	*0*	*1*
0	*0*	*1*	*-1/3*	*-1/3*	*-1/3*	*0*	*-1*	*1*
1	*0*	*1*	*1/3*	*-2/3*	*-2/3*	*1*	*-1*	*0*
1	*1*	*1*	*0*	*0*	*0*	*0*	*0*	*0*



الشكل (2-16): قيم كل من V_{an} و V_{ab} خلال دور كامل [10]

تمتلك موجة توتر الخرج تردداً مساوياً لتردد الموجة المرجعية f_r، ويمكن عن طريق تحليل فورييه لموجة الخرج تحديد علاقة التوافقية الأولى كما هو موضح لموجة التوتر v_{ao} بالعلاقة الآتية:[23]

$$v_{ao} = 0.5 m_a Vdc \qquad (2\text{-}24)$$

حيث:

m_a: معامل التعديل المطالي (amplitude-modulation ratio or modulation index).

V_{dc}: قيمة توتر الدخل المستمر للمعرج.

ويعطى معامل التعديل المطالي بالعلاقة الآتية: [24]

$$m_a = \frac{V_P}{V_T} \qquad (2\text{-}25)$$

V_p: القيمة العظمى لتوتر الإشارة المرجعية.

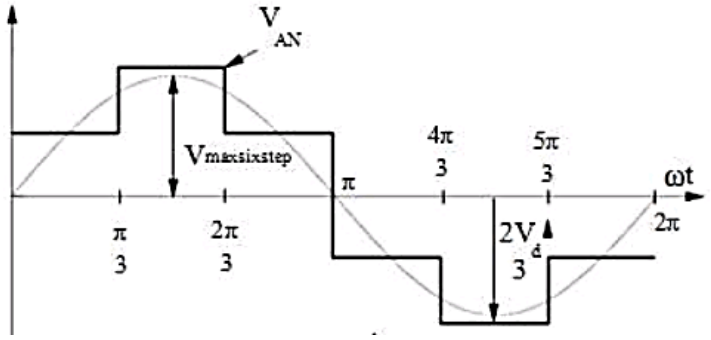
V_T: القيمة العظمى لتوتر الموجة الحاملة.

وبتغير معامل التعديل المطالي من القيمة 0 وحتى القيمة العظمى تتغير قيمة توتر الخرج بشكل خطي لتصل للقيمة العظمى $0.5V_d$ عند معامل تعديل مطالي 1. وتسمى هذه المنطقة عندها منطقة التعديل الخطية وعند زيادة قيمة مطال الإشارة المرجعية عن مطال الإشارة الحاملة تبدأ منطقة التعديل غير الخطية.

ويتم تعريف معامل التعديل على أنه النسبة بين القيمة العظمى لتوتر الخرج والقيمة العظمى للتوافقية الأولى $V_{maxsixstep}$ عندما يتم استخدام نبضات قيادة مزاحة عن بعضها 60 درجة كما هو موضح في الشكل (2-17 و2-16). [22] وهي الطريقة الأكثر رواجاً للتعبير عن معامل التعديل والتي تستخدم للمقارنة بين مختلف طرائق القيادة وبيان قدرتها على استثمار منبع الدخل المستمر.

ويتم حساب القيمة العظمى للتوافقية الأولى $V_{maxsixstep}$ من تحليل فوريية كما هو مبين:

$$V_{max-sixstep} = \frac{4}{\pi}\left[\int_{0}^{\frac{\pi}{3}} \frac{V_{dc}}{3} sin\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{V_{dc}}{3} sin\theta \, d\theta\right] = \frac{2V_{dc}}{\pi} \qquad (2\text{-}26)$$

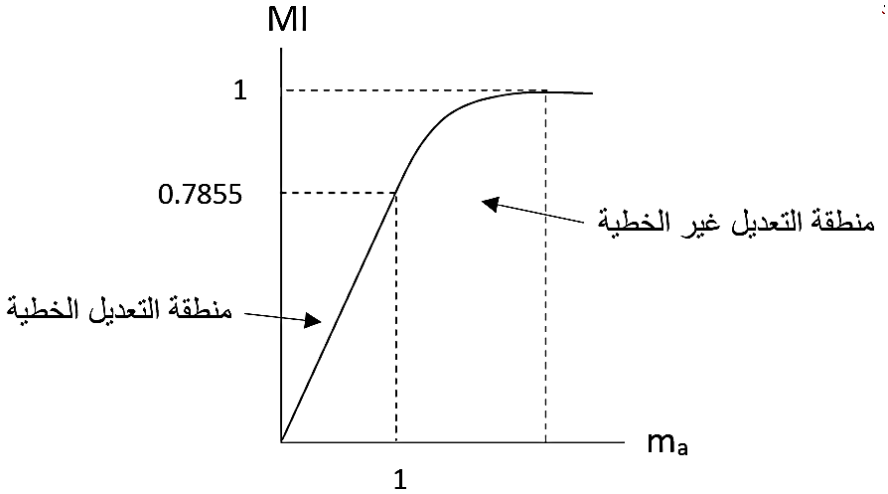


الشكل (2-17): القيمة العظمى للتوافقية الأولى بموجة الخرج المربعة $V_{maxsixstep}$ [22]

وبالتالي عند معامل تعديل مطالي يساوي الواحد يمكن حساب القيمة العظمى لمعامل التعديل في المنطقة الخطية بالعلاقة:

$$M_{max} = \frac{0.5V_{dc}}{V_{maxsixstep}} = 78.55 \qquad (2\text{-}27)$$

ويوضح الشكل الآتي منطقتي التعديل الخطية وغير الخطية وعلاقتهما بمعامل التعديل



الشكل (2-18): علاقة معامل التعديل مع توتر الخرج ومنطقتي التعديل الخطية وغير الخطية [10]

2-3-1- التعديل الشعاعي SVPWM (Space Vector PWM)

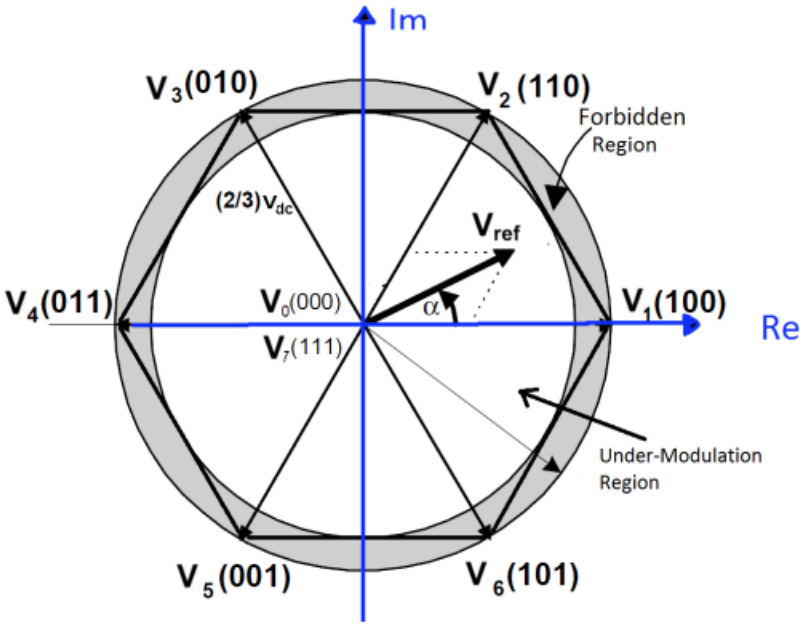
مقدمة

تعدّ هذه التقنية الأكثر تطورا عند الحاجة لتوليد توترات عالية ونسبة تشوه في التوافقيات THD منخفضة، كما تعد أحد أهم الطرائق المستخدمة لقيادة المحركات التحريضية لما تقدمه من ميزات مقارنة بالطرائق التقليدية لتوليد النبضات، حيث يمكن باستخدام هذه التقنية الحصول على توتر خرج أكبر بـ 15% مما هو عليه عند استخدام SPWM، وكذلك ضياعات تشغيل أقل نتيجة الحد من تشغيل القواطع الإلكترونية.

مبدأ وآلية العمل

تعتمد هذه الطريقة في القيادة استخدام الشعاع الدوار الناتج عن جمع توترات خرج الجسر الجيبية ثلاثية الطور في كل لحظة، ويشكّل هذا الشعاع نتيجة وضعيات الجسر المتاحة ستة أشعة فعالة تحدد مضلعاً سداسياً يدور بداخله بالإضافة لشعاعين صفريين. وتتبع سرعة دوران الشعاع المرجعي ومطاله تردد وتوتر الجسر على الترتيب.

تدعى المنطقة المحصورة داخل الدائرة المماسة داخلياً لأضلاع المسدس بمنطقة التعديل الخطي (linear modulation region or under-modulation)، أما المنطقة المحصورة بين الدائرتين فتدعى منطقة التعديل الزائد أو منطقة التعديل المحظور (over modulation or forbidden region). والشكل الآتي يوضح نوعي التعديل.



الشكل (2-19): الأشعة الفعالة والصفرية بالإضافة لمنطقتي التعديل [22]

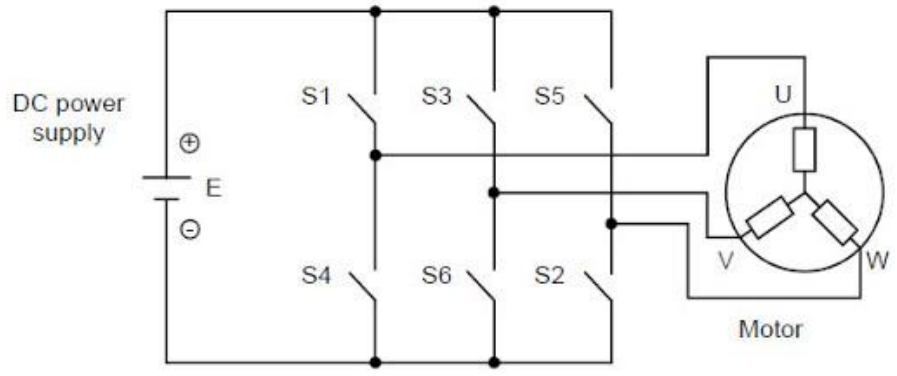
عند حساب الشعاع المكافئ لخرج معرج ثلاثي الطور مقاد بالطريقة التقليدية (six-step inverter) أي بتطبيق كل من الأشعة الفعالة لمدة 60° سنجد بأن المعرج يأخذ ست وضعيات فقط ومن هنا يمكن فهم المبدأ الرئيسي لتوليد النبضات في القيادة الشعاعية حيث وعند كل قيمة للزاوية θ يمكن توليد الشعاع المرجعي بالقيمة المطلوبة.

يعطى الشعاع المحصل لنظام ثلاثي الطور متوازن بالعلاقة الآتية:

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3}\left[V_a(t)e^{j0} + V_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}}\right] \qquad (2\text{-}28)$$

حيث التوترات $V_a(t), V_b(t), V_c(t)$ عبارة عن توترات جيبية ثلاثية الطور ذات تردد متساو ومزاحة في الطور بزاوية $2\pi / 3$، والشعاع $\vec{V}(t)$ هو شعاع دوار ذو طويلة ثابتة، أما سرعته فيحددها تردد الأمواج الجيبية ثلاثية الطور.

يمكن أن تأخذ قواطع الجسر ثمان وضعيات مختلفة تبعاً لحالة توصيلها حيث يجب مراعاة عدم إغلاق أو فتح قاطعين على نفس الزراع في الوقت ذاته. ويمكن أن يتم ترميز هذه الوضعيات بالصيغة الثنائية تبعاً لوضعيات توصيل القواطع العلويةS1 وS3 وS5 حيث يتم إعطاء الرمز 1 عند إغلاق القاطع والرمز 0 عند فتحه، فمثلاً عند إغلاق S1 وفتح كل منS5 وS3 ونرمز لهذه الوضعية بالرمز (100).

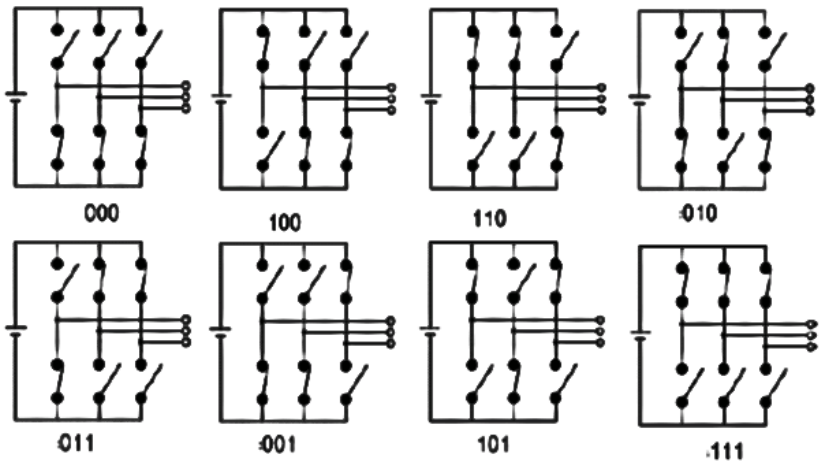


الشكل (2-20): جسر تعريج ثلاثي الطور

من الشكل (1-31) وبحال تطبيق الوضعية (100) نلاحظ أن قيم التوترات على الشكل الآتي $V_a = {}^{V_{dc}}/_{2}$ ، $V_c = -{}^{V_{dc}}/_{2}$ ومن المعادلة (2-28) نستطيع إيجاد الشعاع المحصل لهذه الحالة وفق المعادلة الآتية:

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3}[V_{dc}e^{j0}] \qquad (2\text{-}29)$$

ويوضح الشكل الآتي جميع الوضعيات لقواطع الجسر.



الشكل (2-21): الوضعيات الثمانية لجسر التعريج ثلاثي الطور *[22]*

الوضعيات الثماني للجسر يمكن أن تولد ثمان حالات للشعاع المحصل كما هو موضح وفق المعادلة الآتية:

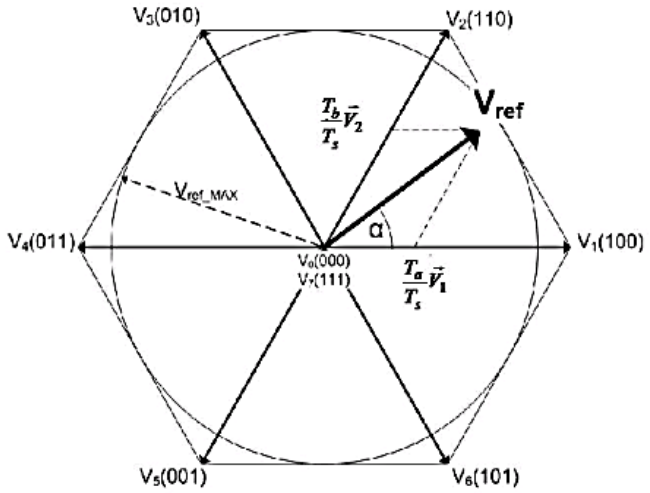
$$\vec{V}_k = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{dc} e^{J(k-1)\frac{\pi}{3}} & if\ k = 1,2,3,4,5,6 \\ 0 & if\ \ k = 0,7 \end{cases} \qquad (2\text{-}30)$$

والجدول الآتي يوضح العلاقة بين الشعاع المحصل لتوترات خرج المعرج ووضعية القواطع الإلكترونية

الجدول (2-2): العلاقة بين الشعاع المحصل لتوترات خرج المعرج ووضعية القواطع الإلكترونية [22]

Space Vetor	Swtiching State	On-state Switch	Vector Definition
$\vec{V}_0$	[000]	S4,S6,S2	$\vec{V}_0 = 0$
$\vec{V}_1$	[100]	S1,S6,S2	$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j0}$
$\vec{V}_2$	[110]	S1,S3,S2	$\vec{V}_2 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}}$
$\vec{V}_3$	[010]	S4,S3,S2	$\vec{V}_3 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
$\vec{V}_4$	[011]	S4,S3,S5	$\vec{V}_4 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{3\pi}{3}}$
$\vec{V}_5$	[001]	S4,S6,S5	$\vec{V}_5 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$\vec{V}_6$	[101]	S1,S6,S5	$\vec{V}_6 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{5\pi}{3}}$
$\vec{V}_7$	[111]	S1,S3,S5	$\vec{V}_7 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j0}$

من الجدول السابق نلاحظ أن وضعيات التشغيل تشكل ست أشعة فعالة V1→V6 بطويلة 2Vdc/3 وشعاعين صفريين V0,V7، تقسم هذه الأشعة الدائرة إلى ستة قطاعات بزاوية 60 درجة كما هو موضح في الشكل الآتي:



الشكل (2-22): الأشعة الفعالة والصفرية والأقسام الست لدائرة التعديل *[22]*

منطقة التعديل الخطي: under-modulation region

يدور الشعاع المرجعي V_{ref} بسرعة زاوية $\omega = 2\pi f$ تعتمد على تردد خرج المعرج، ويمسح دورة كاملة حول المركز عندما تنجز موجة توتر الخرج هزة واحدة.

ومن الممكن أن يتم حساب التوترات الخطية V_{ab},V_{bc},V_{ca} تبعاً لوضعية القواطع الإلكترونية كما هو موضح في المعادلة المصفوفية الآتية:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix}$$

وبأخذ النقطة n كنقطة تأريض للحمل نستطيع أن نكتب:

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \\ V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0. \end{cases}$$

وبالتالي نستطيع التعبير عن التوترات الطورية كتابع لوضعيات القواطع الإلكترونية كما يلي:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix}$$

والجدول الآتي يلخص قيم التوترات الطورية والخطية عند حالات تشغيل المعرج المختلفة:

الجدول (2-3): قيم التوترات الطورية والخطية عند كل قيمة للأشعة الفعالة [22]

Voltage Vectors	Switching Vectors			Line-to-Neutral Voltages			Line-to-Line Voltages		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
V_2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
V_3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
V_4	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
V_5	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
V_6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

من الممكن التعبير عن الشعاع المرجعي V_{ref} عن طريق مركبتيه على المحورين α, β كما يلي:

$$\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}\left(V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}\right) \qquad (2\text{-}31)$$

وبتحويل الأشعة للشكل المثلثي نجد:

$$V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}\left(V_a + V_b cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + V_c cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)\right) + j\frac{2}{3}\left(V_b sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + V_c sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)\right) \qquad (2\text{-}32)$$

وبالتالي فإن:

$$V_\alpha = \frac{2}{3}\left(V_a + V_b cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + V_c cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (2\text{-}33)$$

$$V_\beta = \frac{2}{3}\left(V_b sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + V_c sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (2\text{-}34)$$

ومما سبق نستطيع أن نكتب بالشكل المصفوفي:

$$\vec{V}_{ref} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2\text{-}35)$$

والجدول الآتي يلخص قيم كل من المركبتين V_β و V_α عند حالات تشغيل المعرج المختلفة:

الجدول (2-4): قيم كل من المركبتين V_α, V_β عند كل قيمة للشعاع المرجعي V_{ref} [22]

Voltage Vector	a	b	c	V_α	V_β	Vector
V_0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	V_{0^o}
V_2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	V_{60^o}
V_3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	V_{120^o}
V_4	0	1	1	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	V_{180^o}
V_5	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	V_{240^o}
V_6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	V_{300^o}
V_7	1	1	1	0	0	0

- تنفيذ القيادة الشعاعية

يمكن تلخيص خطوات تحقيق SVPWM بما يلي: [22]

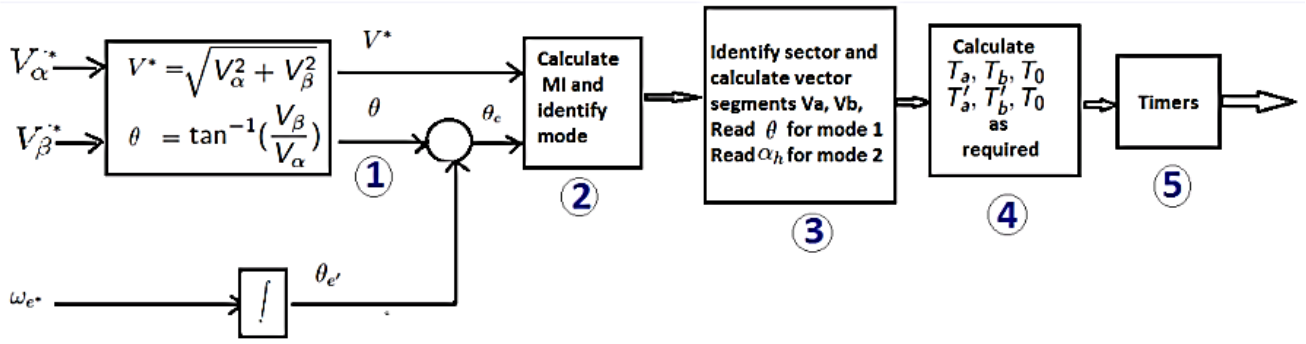
1- تحديد طويلة التوتر المرجعي V_{ref} بناءً على توترات الدخل المرجعية.

2- حساب معامل التعديل MI.

3- تحديد تموضع الشعاع المرجعي.

4- تحديد كل من المركبات T_0, T_a, T_b بناءً على مكان تموضع الشعاع والزمن Ts.

5- توليد نبضات القيادة للعناصر الإلكترونية.



الشكل(2-23): المخطط الصندوقي لخطوات تنفيذ القيادة الشعاعية [22]

- حساب طويلة وزاوية الشعاع المرجعي V_{ref}:

يمكن التعبير عن التوترات الجيبية ثلاثية الطور إما بتحديد طويلة الشعاع الدوار V_{ref} وزاويته θ، وإما عن طريق تحديد مركبتي الشعاع المرجعي على المحورين α وβ، وبالتالي يمكن تمثيل التوترات ثلاثية الطور المرجعية المراد الحصول عليها بشعاعين مرجعين V_a^* و V_b^* ثم استنتاج كل من طويلة الشعاع الدوار V_{ref} وزاويته θ.

تعطى التوترات الجيبية ثلاثية الطور بالعلاقات الآتية:

$$V_a(t) = V_{ref} cos(\omega t) \quad (2\text{-}36)$$

$$V_b(t) = V_{ref} cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2\text{-}37)$$

$$V_c(t) = V_{ref} cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2\text{-}38)$$

ومن أجل أي منبع ثلاثي الطور متوازن نستطيع أن نكتب:

$$V_a(t) + V_b(t) + V_c(t) = 0 \quad (2\text{-}39)$$

يدور الشعاع المرجعي بسرعة زاوية w ويعتمد اتجاه الدوران على تتابع الأطوار، حيث يدور بعكس اتجاه دوران عقارب الساعة عند استخدام التتابع الموجب.

يتم حساب طويلة الشعاع المرجعي كما يلي:

$$|\vec{V}_{ref}| = \sqrt{{V_\alpha}^2 + {V_\beta}^2} \quad (2\text{-}40)$$

كما يتم حساب الزاوية θ من المعادلة الآتية:

$$\theta = tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (2\text{-}41)$$

- حساب معامل التعديل الخطي (Modulation Index):

عند العمل ضمن منطقة التعديل الخطي يبقى الشعاع المرجعي داخل الدائرة المماسة داخلياً للمضلع السداسي. ويعرف معامل التعديل على أنه النسبة بين طويلة الشعاع المرجعي والقيمة العظمى للتوافقية الأولى بموجة الخرج المربعة $V_{maxsixstep}$.

$$MI = \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{maxsixstep}} \quad (2\text{-}42)$$

ولحساب معامل التعديل الأعظمي ضمن منطقة التعديل الخطية نقوم بحساب القيمة العظمى للشعاع المرجعي والتي تساوي نصف قطر الدائرة المماسة داخلياً للمسدس المتكون من رؤوس الأشعة الفعالة، ويحسب نصف القطر بالعلاقة:

$$\vec{V}_{ref(max)} = \frac{2}{3}V_{dc}\, cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad (2\text{-}43)$$

وبالتعويض في المعادلة نستطيع حساب معامل التعديل الأعظمي كما يلي:

$$MI_{max} = \frac{\frac{2}{3}V_{dc}\, cos\left(\frac{\pi}{6}\right)}{\frac{2V_{dc}}{\pi}} = 0.907 \quad (2\text{-}44)$$

- تحديد تموضع الشعاع المرجعي:

يتم تحديد القطاع مكان وجود الشعاع المرجعي تبعاً لقيمة الزاوية θ كما هو موضح في الجدول الآتي:

الجدول (2-5): تحديد القطاع تبعا لزاوية الشعاع المرجعي [22]

Sector	Degrees
1	$0 < \theta \leq 60^o$
2	$60 < \theta \leq 120^o$
3	$120 < \theta \leq 180^o$
4	$180 < \theta \leq 240^o$
5	$240 < \theta \leq 300^o$
6	$300 < \theta \leq 360^o$

- تحديد الأزمنة (Time Duration) T_a و T_b و T_0 :

يتم تعريف الأزمنة T_a ، T_b على أنها أزمنة توصيل كل من الأشعة الفعالة غير الصفرية V_k،V_{k+1} على الترتيب ويعبر T_0 عن زمن توصيل الأشعة الصفرية خلال كل زمن نمذجة T_s، لأنه وعند دوران الشعاع المرجعي سيتواجد في كل لحظة بين شعاعين غير صفريين V_k و V_{k+1}.

ويتم التعبير عن الأشعة الفعالة في كل لحظة بالمعادلة الآتية:

$$\overrightarrow{V_k} = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \ \dots\dots\dots\ k = 1,2,3,4,5,6 \qquad (2\text{-}45)$$

وبالتحويل للشكل المثلثي نجد:

$$\overrightarrow{V_k} = \frac{2}{3} V_{dc} \left[cos(k-1)\frac{\pi}{3} + jsin(k-1)\frac{\pi}{3} \right] \qquad (2\text{-}46)$$

$$\vec{V}_{k+1} = \frac{2}{3} V_{dc} e^{jk\frac{\pi}{3}} = \frac{2}{3} V_{dc} \left[cos\frac{k\pi}{3} + jsin\frac{k\pi}{3} \right] \qquad (2\text{-}47)$$

ونتيجة تناظر الأقسام جميعها نستطيع أن نكتب في أي قسم:

$$\int_0^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{\frac{T_0}{4}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{4}}^{\frac{T_0}{4}+T_a} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{4}+T_a}^{\frac{T_0}{4}+T_a+T_b} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{4}+T_a+T_b}^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_7 dt \qquad (2\text{-}48)$$

وكما نعلم فإن قيمة الأشعة الصفرية معدومة لذلك فإن:

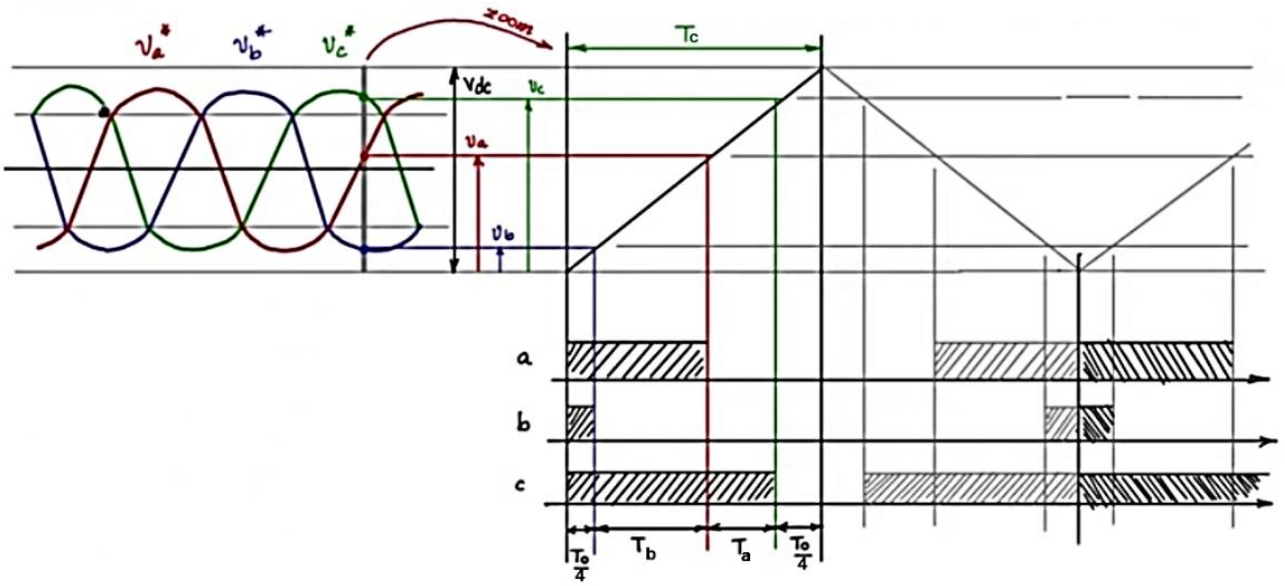
$$\int_0^{\frac{T_0}{4}} \vec{V}_0 dt = \int_{\frac{T_0}{4}+T_a+T_b}^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_7 dt = 0 \qquad (2\text{-}49)$$

وبالتالي تصبح المعادلة (2-48) كما يلي:

$$\int_0^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_{ref} dt = \int_{\frac{T_0}{4}}^{\frac{T_0}{4}+T_a} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{4}+T_a}^{\frac{T_0}{4}+T_a+T_b} \vec{V}_{k+1} dt \qquad (2\text{-}50)$$

وبإجراء التكامل نحصل على المعادلة الآتية:

$$\vec{V}_{ref} \frac{T_s}{2} = \vec{V}_k T_a + \vec{V}_{k+1} T_b \qquad (2\text{-}51)$$



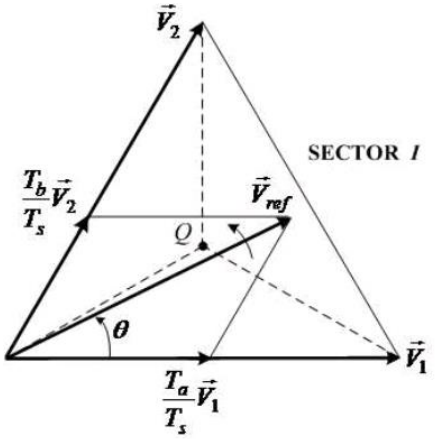
الشكل (2-24): زمن النمذجة T_s بالإضافة للأزمنة T_a و T_b و T_0 [25]

وتختلف قيمة كل من الأزمنة T_a و T_b تبعاً لمكان تموضع الشعاع المرجعي أي باختلاف قيمة الزاوية θ فبفرض تواجد الشعاع المرجعي V_{ref} في المنتصف بين الشعاعيين V_1 و V_2 أي $\theta = 30^\circ$ عندها سيكون $T_a = T_b$، أما بحال الشعاع المرجعي أقرب للشعاع V_2 منه للشعاع V_1 فإن قيمة T_b ستكون أكبر من قيمة T_a والعكس صحيح، وبحال انطباق الشعاع المرجعي على الشعاع V_2 عندها فإن $T_a = 0$.

- ويمكن التعبير عن المركبتين T_a و T_b باستخدام الزاوية θ كما يلي:

كما وجدنا سابقاً فإنه يمكن التعبير عن الشعاع المرجعي بالإحداثيات α و β.

$$\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta \qquad (2\text{-}52)$$



الشكل (2-25): نسبة كل من الأزمنة T_a, T_b تبعاً لتموضع الشعاع المرجعي [22]

وبتعويض المعادلات (2-46) و(2-47) و(2-51) في المعادلة (2-52) نجد:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2V_{dc}}{3} \left(T_a \begin{bmatrix} cos\dfrac{(k-1)\pi}{3} \\ sin\dfrac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} + T_b \begin{bmatrix} cos\dfrac{k\pi}{3} \\ sin\dfrac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \right) \tag{2-53}$$

وبإعادة صياغة الشكل المصفوفي نجد:

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_s}{2V_{dc}} \begin{bmatrix} sin\dfrac{k\pi}{3} & -cos\dfrac{k\pi}{3} \\ -sin\dfrac{(k-1)\pi}{3} & cos\dfrac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \tag{2-54}$$

والجدول الآتي يلخص قيم كل من T_a وT_b بالإحداثيات α, β كتابع للزاوية θ:

الجدول (2-6): قيم كل من T_a وT_b بالإحداثيات α و β كتابع للزاوية θ [22]

Sector	θ	T_a	T_b
1	$0 < \theta \leq 60^o$	$\frac{3V_\alpha}{4} - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$	$0V_\alpha + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{2}$
2	$60 < \theta \leq 120^o$	$\frac{3V_\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$	$\frac{-3V_\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$
3	$180 < \theta \leq 240^o$	$0V_\alpha + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{2}$	$\frac{-3V_\alpha}{4} - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$
4	$120 < \theta \leq 180^o$	$\frac{-3V_\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$	$0V_\alpha - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{2}$
5	$240 < \theta \leq 300^o$	$\frac{-3V_\alpha}{4} - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$	$\frac{3V_\alpha}{4} - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$
6	$180 < \theta \leq 240^o$	$0V_\alpha - \frac{\sqrt{3}V_\beta}{2}$	$\frac{3V_\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}V_\beta}{4}$

ويمكن الانتقال إلى الإحداثيات الدوّارة باستخدام الشكل المثلثي للشعاع المرجعي

$$\vec{V}_{ref} = |\vec{V}_{ref}|e^{j\omega t} = |\vec{V}_{ref}|(cos\,\omega t + jsin\omega t) \tag{2-55}$$

وبالتعويض في (2-54) نجد:

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_s|\vec{V}_{ref}|}{2V_{dc}} \begin{bmatrix} sin\dfrac{k\pi}{3} & -cos\dfrac{k\pi}{3} \\ -sin\dfrac{(k-1)\pi}{3} & cos\dfrac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} cos\ \omega t \\ sin\ \omega t \end{bmatrix} \tag{2-56}$$

وكما وجدنا سابقاً فإن معامل التعديل يُعطى بالعلاقة الآتية:

$$MI = \frac{\left|\vec{V}_{ref}\right|}{V_{maxsixstep}} = \frac{\pi V_{ref}}{2V_{dc}} \tag{2-57}$$

$$\left|\vec{V}_{ref}\right| = MI\,\frac{2V_{dc}}{\pi} \tag{2-58}$$

وبتعويض طويلة الشعاع المرجعي في المعادلة (2-56) نجد:

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{MI\sqrt{3}T_s}{\pi} \begin{bmatrix} sin\frac{k\pi}{3} & -cos\frac{k\pi}{3} \\ -sin\frac{(k-1)\pi}{3} & cos\frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} cos\ \omega t \\ sin\ \omega t \end{bmatrix} \tag{2-59}$$

ومن الشكل المصفوفي نجد:

$$T_a = \frac{MI\sqrt{3}T_s}{\pi}\left(sin\frac{k\pi}{3}.cos\ \omega t - cos\frac{k\pi}{3}.sin\ \omega t\right) \tag{2-60}$$

$$T_a = \frac{MI\sqrt{3}T_s}{\pi}.sin\left(\frac{k\pi}{3} - \omega t\right) \tag{2-61}$$

$$T_b = \frac{MI\sqrt{3}T_s}{\pi}\left(-sin\frac{(k-1)\pi}{3}.cos\ \omega t + cos\frac{(k-1)\pi}{3}.sin\ \omega t\right) \tag{2-62}$$

$$T_b = \frac{MI\sqrt{3}T_s}{\pi}.sin\left(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3}\right) \tag{2-63}$$

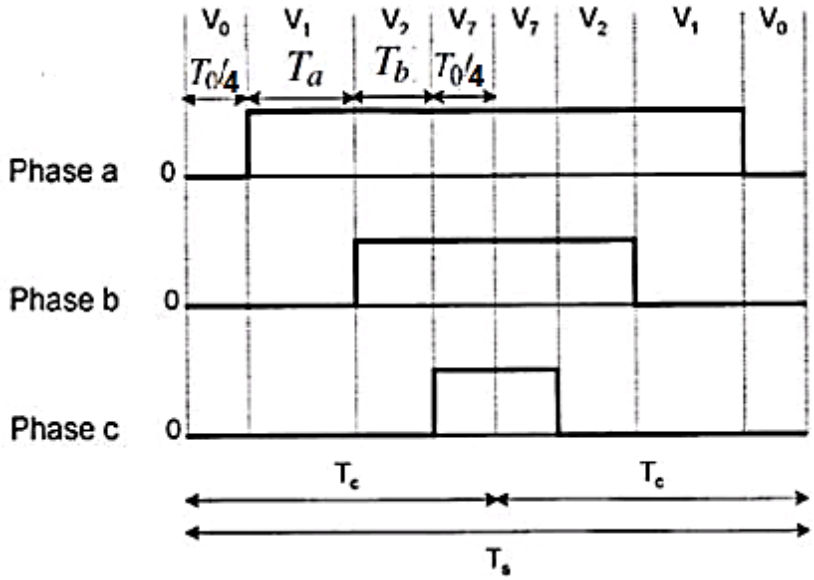
تعبّر كل من المعادلتين (2-61)، (2-63) عن علاقة زمن توصيل الأشعة الفعّالة كتابع للزمن عند كل قسم من الأقسام الست لدائرة التعديل.

إن مجموع الأزمنة $2T_a$ و$2T_b$ سيكون أقل أو مساوٍ لزمن التقطيع T_s والفرق بينهما هو زمن تطبيق الشعاع الصفري على الجسر T_0، كما هو موضح في المعادلة الآتية.

$$T_S = T_0 + 2(T_a + T_b) \tag{2-64}$$

يتم توزيع فترتي توصيل الأشعة$2T_a$، $2T_b$ بشكل متناظر بالنسبة لمنتصف زمن التقطيع T_s ، فتبدأ كل فترة تقطيع بالشعاع V_0 لمدة $T_0/4$ وتنتهي بنفس الشعاع وبشكل متناظر، كما يتم بمنتصف فترة التقطيع توصيل الشعاع V_7 لمدة قدرها $T_0/2$.

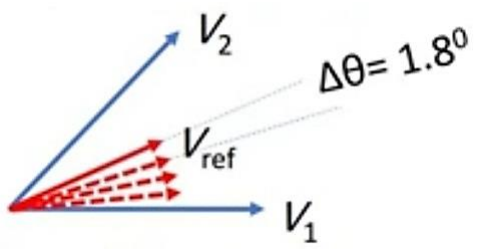
بفرض أن الشعاع المرجعي V_{ref} يقع في القسم الأول عندها سيتم توصيل القواطع الإلكترونية وفق التسلسل الآتي: يتم توصيل الشعاع V_0 لمدة $T_0/4$ ثم V_1 لمدة T_a يتبعه الشعاع V_2 لمدة T_b وينتهي بالشعاع V_7 لمدة قدرها $T_0/4$ ويتم بعد ذلك إعادة التوصيل ذاته ولكن بشكل معاكس. وتأخذ عملية التوصيل هذه زمناً قدره T_s يكون خلاله الشعاع المرجعي V_{ref} قد قطع زاوية قدرها $\Delta\theta$ تتبع تردد التقطيع وتردد الموجة المرجعية.



الشكل (2-26): تتابع توصيل الأشعة الفعالة والصفرية ضمن القسم الأول من دائرة التعديل [22]

بفرض تردد التقطيع fs=10[kHz] وتردد الموجة الحاملة f=50[Hz] أي أن الشعاع المرجعي سيدور بزاوية 360 كل زمن وقدره T=0.02[s]، وبالتالي فإن الشعاع المرجعي سيقطع زاوية $\Delta\theta$ كل دور تقطيع (نمذجة) وتحسب هذه الزاوية عندها بالعلاقة:

$$\Delta\theta = \frac{360°}{0.02 \times 10000} = 1.8°$$



ويظهر الجدول الآتي تتابع توصيل الأشعة الفعالة والصفرية في كل قسم.

الجدول (2-7): يظهر تتابع توصيل الأشعة الفعالة والصفرية في كل قسم [22]

Sector	Switching Segment						
	1	2	3	4	5	6	7
1	$\vec{V}_0$,[000]	$\vec{V}_1$,[100]	$\vec{V}_2$,[110]	$\vec{V}_7$,[111]	$\vec{V}_2$,[110]	$\vec{V}_1$,[100]	$\vec{V}_0$, [000]
2	$\vec{V}_0$,[000]	$\vec{V}_3$,[010]	$\vec{V}_2$,[110]	$\vec{V}_7$,[111]	$\vec{V}_2$,[110]	$\vec{V}_3$,[010]	$\vec{V}_0$, [000]
3	$\vec{V}_0$,[000]	$\vec{V}_3$,[010]	$\vec{V}_4$,[011]	$\vec{V}_7$,[111]	$\vec{V}_4$,[011]	$\vec{V}_3$,[010]	$\vec{V}_0$, [000]
4	$\vec{V}_0$,[000]	$\vec{V}_5$,[001]	$\vec{V}_4$,[011]	$\vec{V}_7$,[111]	$\vec{V}_4$,[011]	$\vec{V}_5$,[001]	$\vec{V}_0$, [000]
5	$\vec{V}_0$,[000]	$\vec{V}_5$,[001]	$\vec{V}_6$,[101]	$\vec{V}_7$,[111]	$\vec{V}_6$,[101]	$\vec{V}_5$,[001]	$\vec{V}_0$, [000]
6	$\vec{V}_0$,[000]	$\vec{V}_1$,[100]	$\vec{V}_6$,[101]	$\vec{V}_7$,[111]	$\vec{V}_6$,[101]	$\vec{V}_1$,[100]	$\vec{V}_0$, [000]

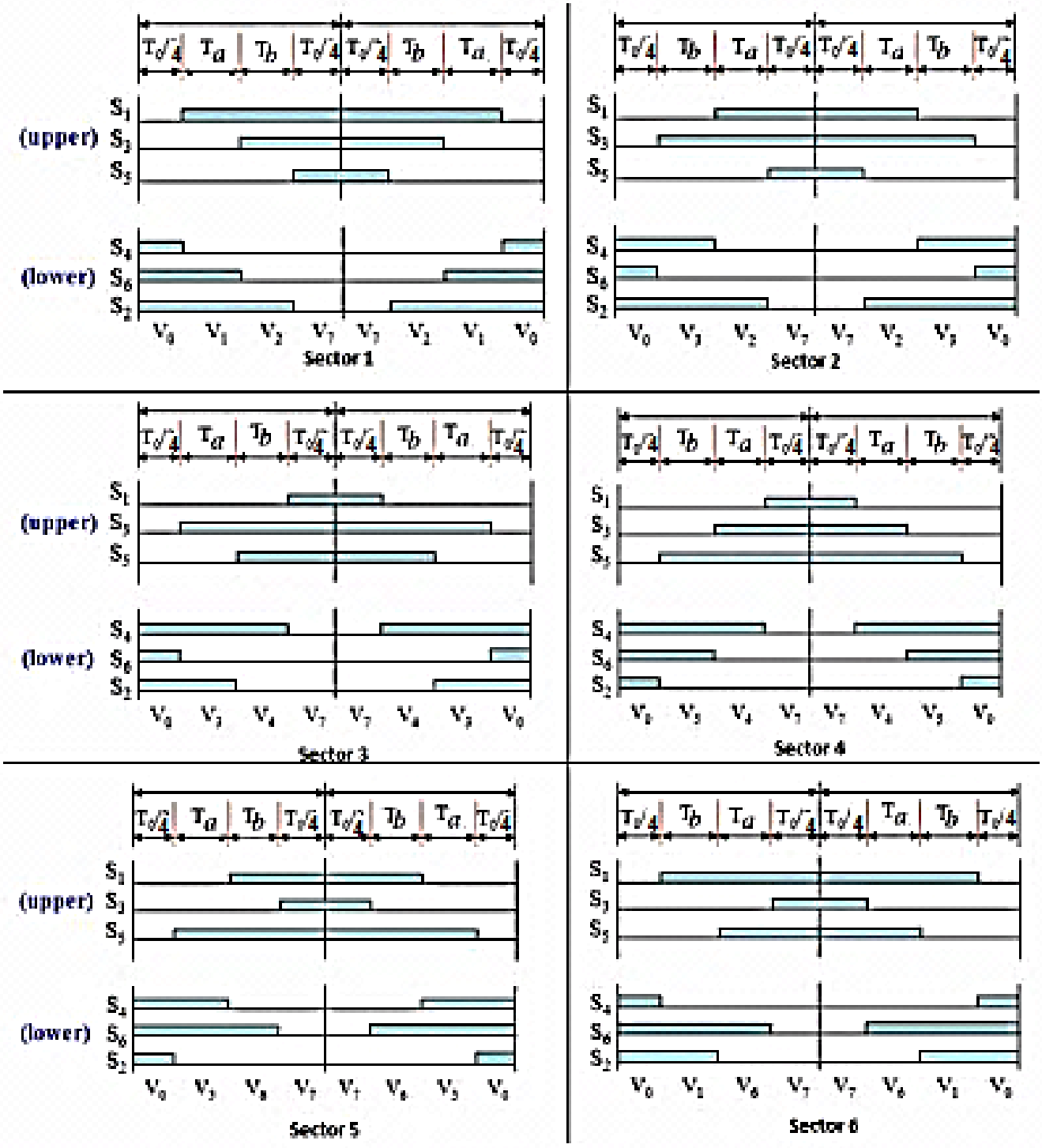
أثناء العمل في القسم الأول فإن القاطع S_1 سيغلق أثناء توصيل كل من الأشعة V_1,V_2,V_7 أي أن زمن توصيل القاطع S_1 خلال كل زمن تقطيع T_s وفي القسم الأول يعطى بالعلاقة $S_1=T_a+T_b+T_0/2$ وبنفس الطريقة نجد $S_3=T_a+T_0/2$ و $S_5=T_0/2$.

ويوضح كل من الشكل (2-27) والجدول (2-8) أزمنة توصيل كل من القواطع الإلكترونية العلوية والسفلية بالتفصيل.

منطقة التعديل الزائد Over-Modulation Region

نحتاج في كثير من التطبيقات إلى زيادة توتر خرج المعرّج إلى قيم أعلى مما يمكن الحصول عليها عند معامل تعديل MI= 0.907، كما هو الحال عند قيادة المحركات التحريضية تحت الشروط الاسمية من عزم وسرعة. ويهدف التعديل الزائد إلى تمديد منطقة التعديل الخطية وذلك لزيادة توتر واستطاعة خرج الجسر عند نسبة تشوّه بالتوافقيات أقل ما يمكن وتحقيق الاستثمار الأمثل لتوتر الدخل.

تم في السنوات الأخيرة دراسة عدة طرائق لتمديد منطقة التعديل الخطية، وستتم دراسة أكثر هذه الطرائق تقدماً وقابلية للتنفيذ وقدرةً على تلبية متطلبات القيادة المطلوبة.

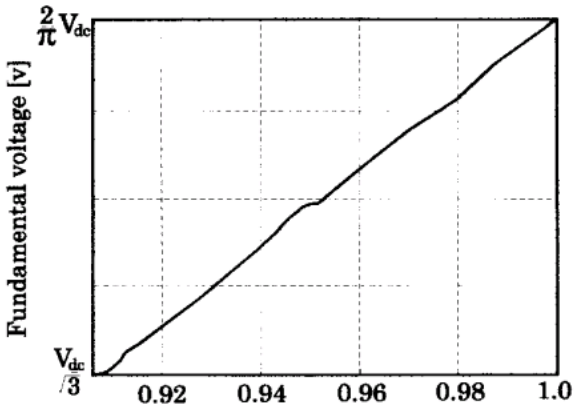


الشكل (2-27): أزمنة توصيل كل من القواطع الإلكترونية العلوية والسفلية في كل قسم [22]

الجدول (2-8): أزمنة توصيل كل من القواطع الإلكترونية العلوية والسفلية في كل قسم [22]

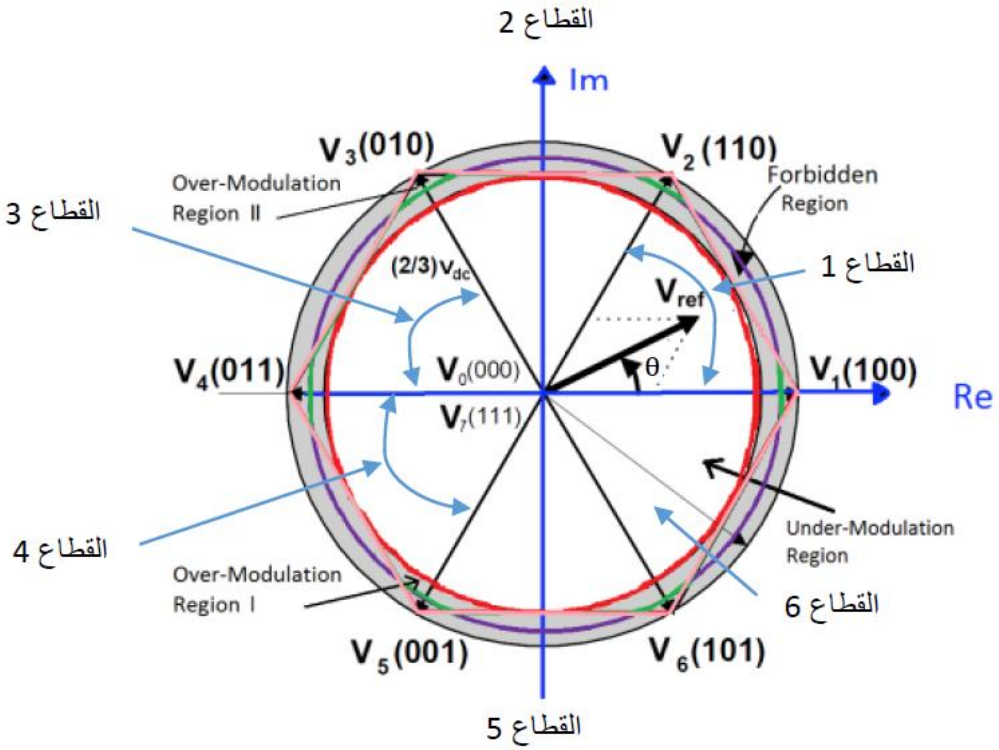
Sector	Upper Switches S1&S3&5	Lower Switches S2&S4&6
1	$S_1 = 2T_a + 2T_b + T_0/2$ $S_3 = 2T_b + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = 2T_a/2$ $S_2 = 2T_a + 2T_b + T_0/2$
2	$S_1 = 2T_a + T_0/2$ $S_3 = 2T_a + 2T_b + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = 2T_b + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = 2T_a + 2T_b + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = 2T_a + 2T_b + T_0/2$ $S_5 = 2T_b + T_0/2$	$S_4 = 2T_a + 2T_b + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = 2T_a + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = 2T_a + T_0/2$ $S_5 = 2T_a + 2T_b + T_0/2$	$S_4 = 2T_a + 2T_b + T_0/2$ $S_6 = 2T_b + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = 2T_b + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = 2T_a + 2T_b + T_0/2$	$S_4 = 2T_a + T_0/2$ $S_6 = 2T_a + 2T_b + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = 2T_a + 2T_b + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = 2T_a + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = 2T_a + 2T_b + T_0/2$ $S_2 = 2T_b + T_0/2$

يمكن باستخدام طريقة SPWM الحصول على قيمة عظمى لتوتر الخرج تساوي $0.5V_{dc}$، أما باستخدام المنطقة الخطية للتعديل بطريقة SVPWM فيمكن الحصول على قيمة عظمى تساوي $0.577V_{dc}$، ويمكن زيادة هذه القيمة بتمديد منطقة التعديل الخطي، عندها سيزداد الشعاع المحصل V_{ref} ليصل للقيمة $2V_{dc}/\pi$ عند معامل تعديل MI=1، وسيزداد عندها نصف قطر دائرة التعديل لتقطع الشكل المسدس ويستمر نصف القطر بالزيادة حتى تمر دائرة التعديل من رأس المسدس عند معامل التعديل الواحدي.



الشكل (2-28): العلاقة شبه الخطية بين معامل التعديل وتوتر الخرج ضمن منطقتي التعديل الزائد [26]

ويمكن تقسيم منطقة التعديل الزائد إلى منطقتين، تبدأ المنطقة الأولى عند معامل تعديل 0.907 وتنتهي عند معامل تعديل 0.952، لتبدأ عندها منطقة التعديل الثانية وتنتهي عند معامل تعديل 1.



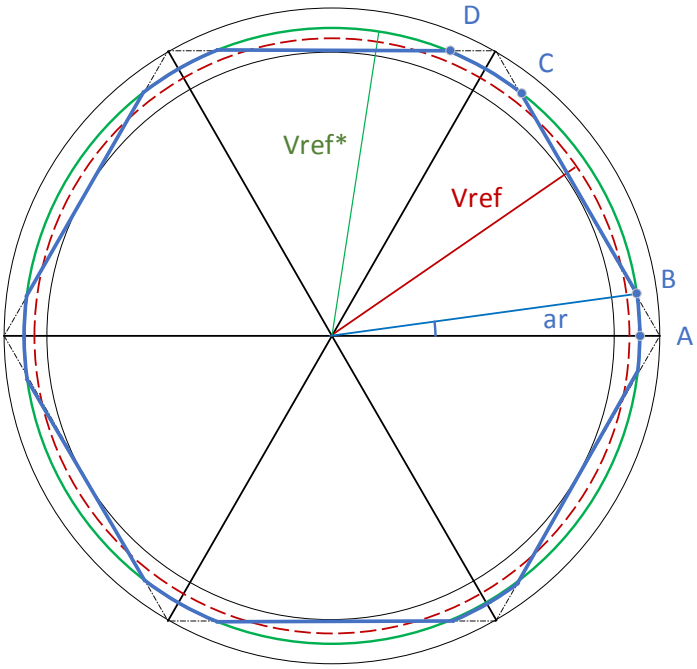
الشكل (2-29): منطقتي التعديل الزائد [22]

منطقة التعديل الزائد الأولى Over-Modulation Mode 1

تبدأ منطقة التعديل الزائد الأولى عندما يجتاز الشعاع المرجعي حدود الشكل المسدس أي بعد تجاوز معامل التعديل القيمة 0.907. ويتم توليد النبضات وبالتالي توتر الخرج في هذه المنطقة تبعاً للشعاع المرجعي المعدل $\vec{V}_{ref}^{'}$ الذي يمتلك طويلة معدلة عن الشعاع $\vec{V}_{ref}$ بينما يمتلك كلا الشعاعين الزاوية نفسها، حيث يتم في هذه المنطقة تعديل مطال الشعاع المرجعي فقط بينما تبقى زاويته ثابتة.

تدعى الزاوية α_r المحصورة بين رأس المسدس ونقطة تقاطع الشعاع المرجعي **المعدل** $\vec{V}_{ref}^{'}$ مع حدود المسدس بزاوية العبور أو الزاوية المرجعية (crossover or reference angle)، وتتغير هذه الزاوية بتغير قيمة الشعاع المرجعي بدءاً من القيمة $\pi/6$ عند معامل تعديل 0.907 حتى القيمة 0 عند وصول **الشعاع المرجعي** إلى الحد الفاصل بين المنطقتين الأولى والثانية أي عند معامل تعديل 0.952.

يملك الشعاع المرجعي المعدل $\vec{V}_{ref}^{'}$ طويلة متغيرة تبعا للزاوية θ التي يصنعها مع المرجع، ويشكل الشعاع المعدل عدة مسارات مجزأة بحيث يكون عبارة عن جزء من دائرة التعديل تارةً وجزء من المسدس تارةً أخرى. يوضح الشكل (2-30) مسار الشعاع المعدل حيث يشكل بين النقطتين A,B جزءا من دائرة ثم يأخذ مسارا مستقيما منطبقا على ضلع المسدس بين النقطتين B,C ليعود بين النقطتين C,D ليشكل جزءا من دائرة. ويأخذ توتر الخرج شكلا خطيا تقريبيا بين النقطتين B,C وشكلا جيبيا بين النقطتين C,D.



الشكل (2-30): مسار الشعاع المعدل $\vec{V}_{ref}^{'}$ ضمن منطقة التعديل الزائد الأولى

تحديد أزمنة التوصيل T_0,T_a,T_b:

ضمن منطقة التعديل الخطي بين النقطتين A,B أي عند تواجد الشعاع المرجعي المعدل ضمن الشكل المسدس، يتم حساب أزمنة التوصيل للأشعة الفعالة والصفرية كما هو موضح ضمن منطقة التعديل الخطي بالمعادلات (2-61) و(2-63)، مع تعديل طويلة الشعاع المرجعي $\vec{V}_{ref}$ للحصول على طويلة الشعاع المعدل $\vec{V}_{ref}^{'}$ وفق المعادلة الآتية:

$$cos\left(\frac{\pi}{6}-\alpha_r\right)=\frac{\left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}\right)}{V_{ref}^{'}} \tag{2-65}$$

ضمن المنطقة بين النقطتين B,C يتم توصيل الأشعة الفعالة فقط ويتم إهمال تطبيق الأشعة الصفرية، أي لا يوجد ضمن هذه المنطقة فترات زمنية لا يتم فيها توصيل أي من القواطع، ويتم بناء على ذلك تعديل فترات التوصيل للأشعة الفعالة لتصبح كما هو موضح في المعادلات الآتية:

$$T_a^{'}=\frac{T_s}{2}\frac{T_a}{T_a+T_b} \tag{2-66}$$

$$T_b^{'}=\frac{T_s}{2}\frac{T_b}{T_a+T_b} \tag{2-67}$$

$$T_0^{'}=0 \tag{2-68}$$

ويمكن كتابة أزمنة التوصيل تبعاً لزاوية الشعاع المرجعي θ كما يلي:

$$T_a^{'}=\frac{T_s}{2}\frac{\sqrt{3}\,cos\left(\theta-\frac{(k-1)\pi}{3}\right)-sin\left(\theta-\frac{(k-1)\pi}{3}\right)}{\sqrt{3}\,cos\left(\theta-\frac{(k-1)\pi}{3}\right)+sin\left(\theta-\frac{(k-1)\pi}{3}\right)} \tag{2-69}$$

$$T_b^{'}=T_s-T_a^{'} \tag{2-70}$$

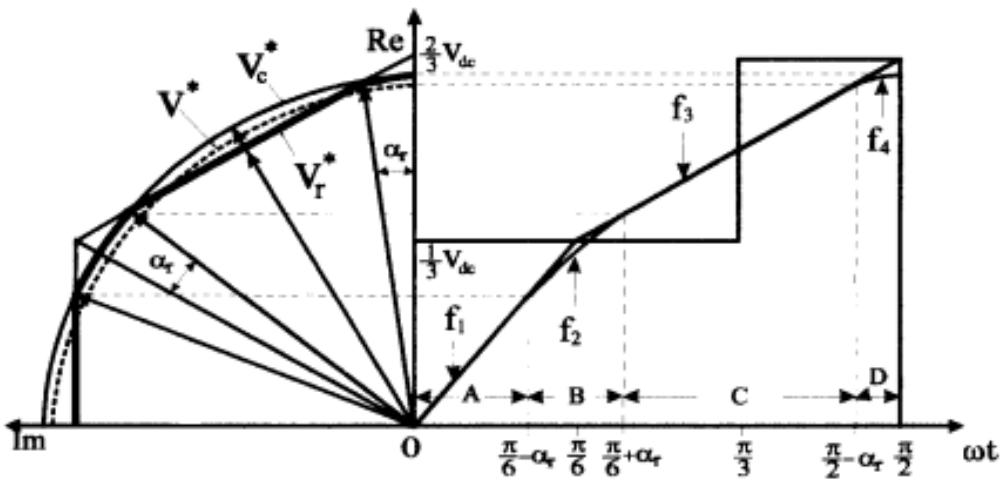
$$T_0^{'}=0 \tag{2-71}$$

يوضح الجدول (2-9) صياغة أزمنة التوصيل كتابع للتوترات وذلك باستخدام المعادلات السابقة والاستعانة بالمعادلة (2-54).

الجدول (2-9): صياغة أزمنة التوصيل T_b', T_a' كتابع للتوترات V_α, V_β

Sector	θ	T_a'	T_b'
1	$0 < \theta \leq 60^0$	$\frac{\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}{\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}$	$\frac{2V_\beta}{\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}$
2	$60 < \theta \leq 120^0$	$\frac{\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}{2V_\beta}$	$\frac{-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}{2V_\beta}$
3	$120 < \theta \leq 180^0$	$\frac{2V_\beta}{-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}$	$\frac{-\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}{-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}$
4	$180 < \theta \leq 240^0$	$\frac{-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}{-\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}$	$\frac{-2V_\beta}{-\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}$
5	$240 < \theta \leq 300^0$	$\frac{-\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}{-2V_\beta}$	$\frac{\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}{-2V_\beta}$
6	$300 < \theta \leq 360^0$	$\frac{-2V_\beta}{\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}$	$\frac{\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta}{\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta}$

كما يوضح الشكل (2-31) العلاقة بين الشعاع المرجعي وتوتر الخرج للمعرج خلال ربع دور، حيث نلاحظ منطقتي التعديل الخطي D,B والتي يأخذ التوتر ضمنهما شكلاً جيبياً، بينما يأخذ شكلاً مستقيماً ضمن المنطقتين A,C.



الشكل (2-31): العلاقة بين الشعاع المرجعي وتوتر الخرج للمعرج خلال ربع دور [26]

ويمكن التعبير عن توتر الخرج للطور الأول بالتوابع f1,f2,f3,f4 خلال كل منطقة تبعاً لزاوية توتر الخرج θ_e كما هو موضح في المعادلات من (2-72) وحتى (2-75). [10]

$$f_1 = \frac{2V_{dc}}{\pi}\,\theta_e \qquad \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right) > \theta_e \geq 0 \qquad (2\text{-}72)$$

$$f_2 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right)}\sin\theta_e \qquad \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_r\right) > \theta_e \geq \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right) \qquad (2\text{-}73)$$

$$f_3 = \frac{V_{dc}}{6} + \frac{V_{dc}}{\pi}\theta_e \qquad \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_r\right) > \theta_e \geq \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_r\right) \qquad (2\text{-}74)$$

$$f_4 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right)}\sin\theta_e \qquad \left(\frac{\pi}{2}\right) > \theta_e \geq \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_r\right) \qquad (2\text{-}75)$$

ويمكن صياغة المعادلات السابقة تبعا لزاوية الشعاع المرجعي θ حيث الفرق بينها وبين θ_e زاوية الطور للتوتر $\vec{v}_a$ تساوي $\pi/2$

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \theta_e \qquad (2\text{-}76)$$

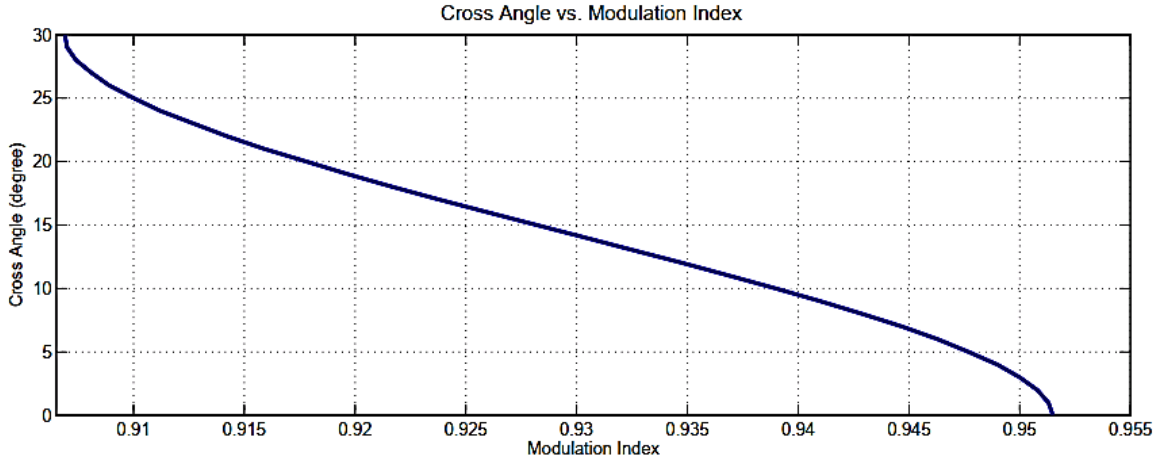
ويمكن باستخدام فوريه تحديد قيمة التوافقية الأولى كتابع للزاوية α_r كما يلي:

$$F(\alpha_r) = \frac{4}{\pi}\left[\int_0^{\frac{\pi}{6}-\alpha_r} f_1 \sin\theta\, d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha_r}^{\frac{\pi}{6}+\alpha_r} f_2 \sin\theta\, d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha_r}^{\frac{\pi}{2}-\alpha_r} f_3 \sin\theta\, d\theta + \int_{\frac{\pi}{2}-\alpha_r}^{\frac{\pi}{2}} f_4 \sin\theta\, d\theta\right] \qquad (2\text{-}77)$$

ولكن كما هو معلوم فإن قيمة $F(\alpha_r)$ تساوي طويلة الشعاع المرجعي $\vec{V}_{ref}$ وبالتالي يمكن أن نكتب:

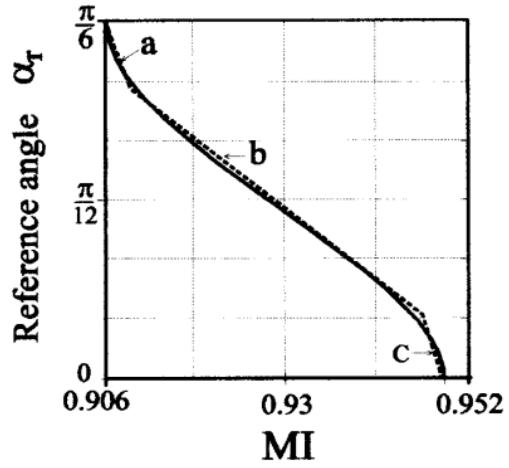
$$F(\alpha_r) = \frac{2}{\pi}V_{dc}MI \qquad (2\text{-}78)$$

مما سبق يمكننا حساب قيمة الزاوية α_r كتابع لمعامل التعديل MI كما هو موضح في الشكل الآتي:



الشكل (2-32): علاقة الزاوية α_r كتابع لمعامل التعديل MI [22]

ويمكن تسهيل حساب الزاوية α_r وتبسيط عملية النمذجة بتقسيم المنحني السابق إلى مجموعة أقسام خطية كما هو موضح في الشكل الآتي:



الشكل (2-33): تجزئة منحني العلاقة بين α_r و MI لأجزاء خطية [26]

والمعادلات الآتية تعطي التوابع الخطية التقريبية للعلاقة بين α_r و MI: [26]

$$\alpha_r = -30.23MI + 27.94 \qquad 0.907 \leq MI < 0.9095 \qquad (2\text{-}79)$$

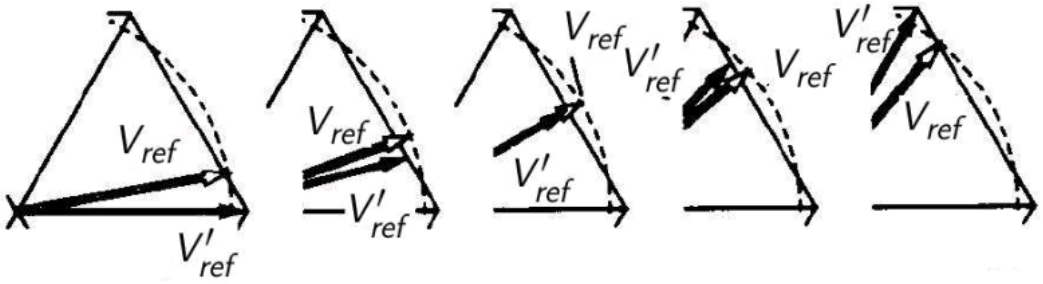
$$\alpha_r = -8.58MI + 8.23 \qquad 0.9095 \leq MI < 0.9485 \qquad (2\text{-}80)$$

$$\alpha_r = -26.43MI + 25.15 \qquad 0.9485 \leq MI < 0.952 \qquad (2\text{-}81)$$

منطقة التعديل الزائد الثانية Over-Modulation Mode 2:

تبدأ هذه المنطقة عندما يتجاوز معامل التعديل القيمة 0.952 وتستمر حتى القيمة 1. ويتم في هذه المنطقة تعديل كل من طويلة الشعاع المرجعي وزاوية دورانه مقارنة بمنطقة التعديل الخطية.

يتم التعديل في هذه المنطقة بتطبيق الأشعة الفعالة خلال كامل فترة التقطيع وذلك عندما يتحرك الشعاع المرجعي ضمن زاوية تبلغ قيمة معينة على طرفي الشعاع الفعال، تدعى هذه الزاوية بزاوية الإمساك أو زاوية التثبيت (α_h: holding angle). وعندما يتجاوز الشعاع المرجعي هذه الزاوية يتم تعديل مطاله ليأخذ مسار الشكل المسدس ويتم تعديل زاوية دورانه بحيث يمسح الشعاع المرجعي المعدل كامل ضلع الشكل المسدس وذلك خلال الفترة الفاصلة بين تطبيق شعاعين فعالين متتاليين، ويبين الشكل الآتي مطال وزاوية دوران الشعاع المرجعي المعدل.



الشكل (2-34): زاوية دوران الشعاع المرجعي المعدلة$\acute{\theta}$ [22]

وتعطى زاوية الدوران المعدلة$\acute{\theta}$ كتابع للزاوية α_h في كل قسم بالعلاقات الآتية:

$$\acute{\theta} = \begin{cases} 0 & (k-1)\frac{\pi}{3} \le \theta \le \alpha_h + (k-1)\frac{\pi}{3} \\ \frac{\theta - \alpha_h}{\pi/6 - \alpha_h}\frac{\pi}{6} & \alpha_h + (k-1)\frac{\pi}{3} \le \theta \le k\pi/3 - \alpha_h \\ \frac{\pi}{3} & k\pi/3 - \alpha_h \le \theta \le k\,\pi/3 \end{cases} \quad (2\text{-}82)$$

ويتم إعطاء العلاقات المحددة لتوتر الخرج V_{ao} خلال الربع الأول كتابع للزاوية θ_e كما هو موضح في المعادلات الآتية:

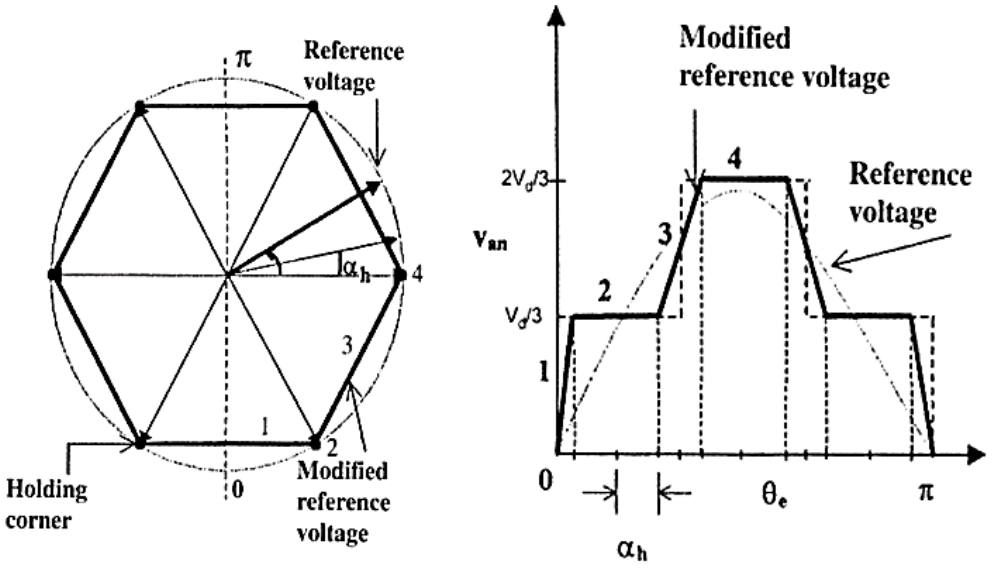
$$f_1 = \frac{2V_{dc}}{\pi}\,\theta_e \qquad \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_h\right) > \theta_e \ge 0 \quad (2\text{-}83)$$

$$f_2 = \frac{V_{dc}}{3} \qquad \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_h\right) > \theta_e \ge \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_h\right) \quad (2\text{-}84)$$

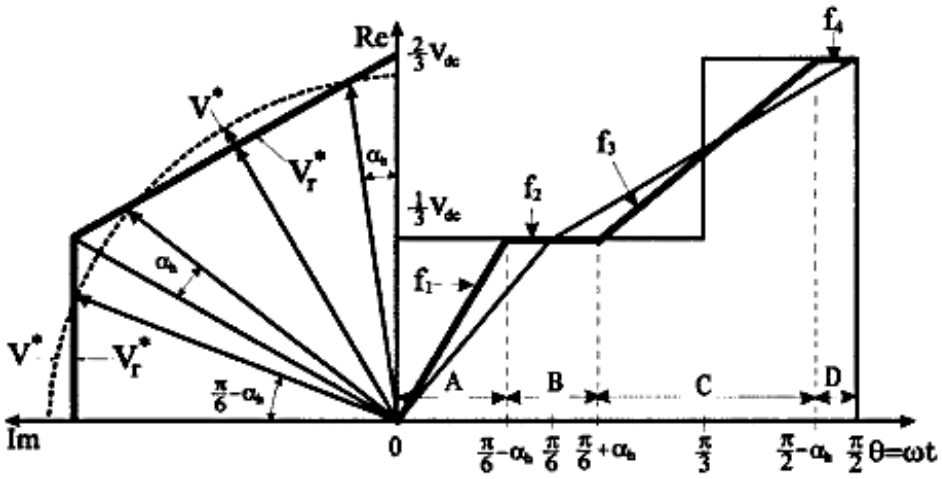
$$f_3 = \frac{V_{dc}\left(\frac{\pi}{6} - 3\alpha_h\right)}{3\left(\frac{\pi}{3} - 2\alpha_h\right)} + \frac{V_{dc}\theta_e}{3\left(\frac{\pi}{3} - 2\alpha_h\right)} \qquad \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_h\right) > \theta_e \ge \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_h\right) \quad (2\text{-}85)$$

$$f_4 = \frac{2V_{dc}}{3} \qquad \left(\frac{\pi}{2}\right) > \theta_e \ge \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_h\right) \quad (2\text{-}86)$$

ومما سبق يمكن استنتاج شكل توتر الخرج خلال منطقة التعديل الثانية كما هو موضح في الشكل الآتي:



الشكل (2-35): شكل توتر الخرج خلال منطقة التعديل الثانية [26]

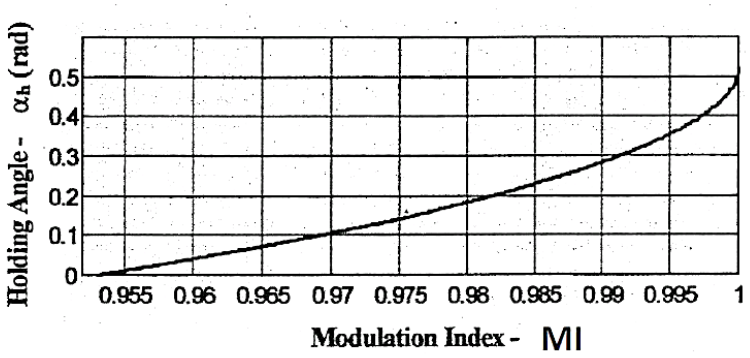


الشكل (2-36): شكل توتر الخرج V_{ao} خلال ربع دور كتابع للزاوية θ_e [22]

ويمكن باستخدام فوريه تحديد قيمة التوافقية الأولى كتابع للزاوية α_h كما يلي:

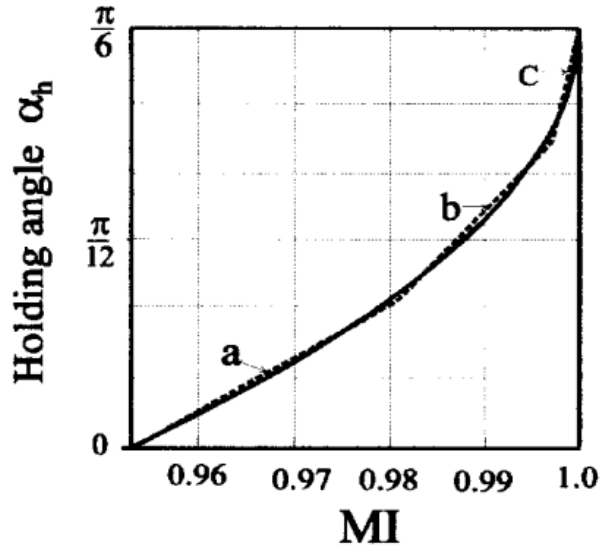
$$F(\alpha_h)=\frac{4}{\pi}\left[\int_0^{\frac{\pi}{6}-\alpha_h} f_1 \sin\theta\, d\theta+\int_{\frac{\pi}{6}-\alpha_h}^{\frac{\pi}{6}+\alpha_h} f_2 \sin\theta\, d\theta+\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha_h}^{\frac{\pi}{2}-\alpha_h} f_3 \sin\theta\, d\theta+\int_{\frac{\pi}{2}-\alpha_h}^{\frac{\pi}{2}} f_4 \sin\theta\, d\theta\right] \quad (2\text{-}87)$$

ومن علاقة $F(\alpha_h)$ والمعادلة (2-78) يمكن استنتاج علاقة α_h كتابع لمعامل التعديل MI، والشكل الآتي يعبر عن هذه العلاقة.



الشكل (2-37): زاوية الإمساك α_h كتابع لمعامل التعديل MI [22]

ويمكن لتسهيل حساب الزاوية α_h وتبسيط عملية النمذجة تقسيم المنحني السابق إلى مجموعة أقسام خطية كما هو موضح في الشكل الآتي:



الشكل (2-38): المنحنيات الخطية التقريبية لعلاقة زاوية الامساك α_h كتابع لمعامل التعديل MI [26]

وتعطي المعادلات الآتية التوابع الخطية التقريبية للعلاقة بين α_h و MI: [26]

$$\alpha_h = 6.4MI - 6.09 \qquad 0.952 \le MI < 0.98 \qquad (2\text{-}88)$$

$$\alpha_h = 11.75MI - 11.34 \qquad 0.98 \le MI < 0.9975 \qquad (2\text{-}89)$$

$$\alpha_h = 48.96MI - 48.43 \qquad 0.9975 \le MI \le 1 \qquad (2\text{-}90)$$

الفصل الثالث

النمذجة والمحاكاة

Modeling & Simulation

3- النمذجة والمحاكاة

3-1- المقدمة

سيتم في هذا الفصل عرض خطوات نمذجة دارة القيادة والتحكم بما تحتويه من أجزاء، ابتداءً من المحرك التحريضي ثلاثي الطور وانتهاءً بطريقة القيادة المختارة مروراً بكافة العناصر المكونة للنظام كالمعرج ونظام التحكم.

كما سيتم وبشكل منفصل نمذجة طرائق قيادة المعرج الثلاث والتي تمت الإشارة إليها سابقا في القسم النظري وإجراء المقارنة بين هذه الطرائق من حيث استثمار منبع الدخل ونسبة التشوه في التوافقيات THD وسهولة التنفيذ، واختيار الطريقة الأكثر مناسبة.

3-2- نمذجة المحرك التحريضي ثلاثي الطور

3-2-1- الاختبارات واستنتاج بارامترات المحرك التحريضي

أجريت الاختبارات اللازمة على المحرك -تجربتي اللاحمل والقصر- للحصول على محدداته الخاصة واستخدامها ضمن النموذج المقترح لمحاكاة أداء المحرك التحريض المراد قيادته في الواقع.

الجدول (3-1): بارامترات المحرك المخبري المستخدم في البحث

P_n	0.25 $[kw]$	P_o	80[w]	R_s	36[Ω]	L_m	1.21$[H]$
V_n	400 $[V]$	U_o	220[V]	$\acute{R}_r$	30[Ω]	L_S	1.289$[H]$
f_n	50$[Hz]$	I_o	0.98[A]	L_{ls}	0.079$[H]$	$\grave{L_r}$	1.276$[H]$
n_N	2850 $[r.p.m]$	P_{sc}	130[w]	$\acute{L_{lr}}$	0.066$[H]$	T_n	0.84$[N.m]$
J	0.00021$[Kg.m^2]$	I_{sc}	1.4[A]	B_o	2.5$[mS]$	m	3 $[ph]$
p	1 [$pole\ pairs$]	U_{sc}	65[V]	G_o	0.55$[mS]$		

3-2-2- المعادلات الرياضية الناظمة لآلية عمل المحرك التحريضي ثلاثي الطور

لتسهيل دراسة النموذج الديناميكي للمحرك التحريضي ثلاثي الطور وتمثيل الظواهر المعقدة التي تحدث في الآلة الحقيقة يتم اللجوء إلى النظرية العامة للآلات الكهربائية، والتي تقوم بتمثيل الآلة الحقيقية بآلة أخرى مثالية مكافئة، وتكون الآلة المثالية ثنائية الأقطاب ثنائية الطور لها زوجان من الملفات المتماثلة على محورين متعامدين في كل من الثابت والدائر كما هو موضح في الشكل (3-1).

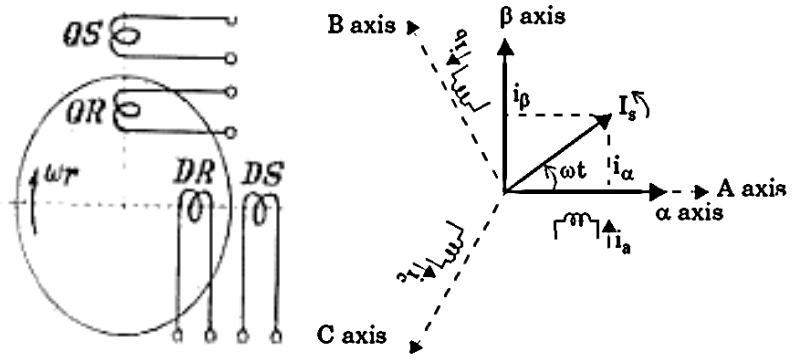
وتعدّ دراسة الظواهر الفيزيائية في الآلة الكهربائية معقدة بسبب مجموعة عوامل أهمها عدم خطية عناصر الآلة الكهربائية وكذلك منحني المغنطة بالإضافة لعدم التوزع الجيبي لمنحني القوة المحركة المغناطيسية للملفات على محيط الآلة، وتؤدي هذه الظواهر للحصول على معادلات غير خطية من غير الممكن دراستها تحليلياً. لذلك وعند دراسة المحرك الكهربائي يتم أخذ بعض الفرضيات والتبسيطات بالحسبان وهي كما يلي:

- اعتبار الفجوة الهوائية منتظمة.
- اعتبار توزيع الملفات على محيط الثابت يولد توزيعا جيبيا للقوة المحركة الكهربائية.
- التناظر التام لملفات الثابت.
- عدم علاقة الفيض التسريبي لملفات الآلة بوضعية الجزء الدائر.

وبأخذ الاعتبارات السابقة بالحسبان يمكن دراسة المحرك التحريضي ثلاثي الطور بتطبيق توترات جيبية مزاحة عن بعضها 90_{eledeg} على ملفات الجزء الثابت للآلة المثالية وستظهر عندها ساحة مغناطيسية دوارة دائرية في الفجوة الهوائية لهذه الآلة. وبقصر ملفات الجزء الدائر سيتولد في هذه الملفات تيار تردده $f_2 = sf_1$ وسيدور الجزء الدائر بسرعة دوران أصغر من سرعة دوران الساحة المغناطيسية.

ولدراسة النموذج الرياضي نختار جملة محاور إحداثية متعامدة، ونميز ثلاث حالات مستخدمة بشكل واسع عند دراسة النظرية العامة للآلة الكهربائية:

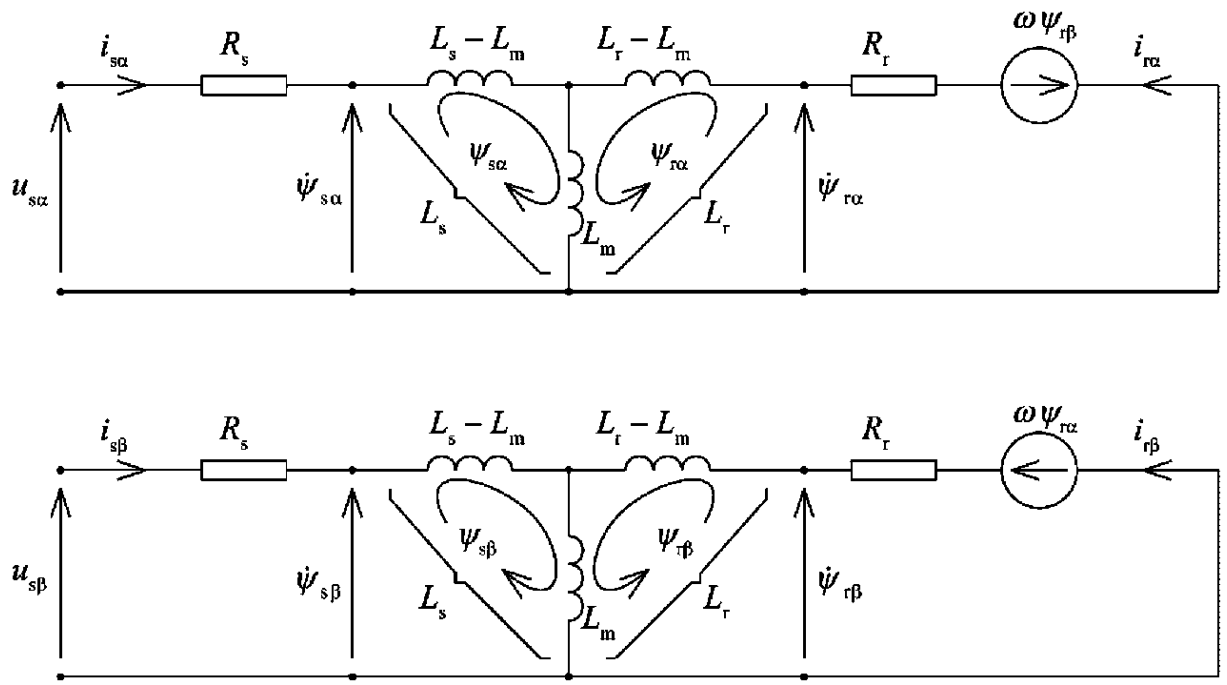
- نظام محاور α وβ ثابتة متموضعة على الثابت وتدعى أحيانا d_s و q_s .
- نظام محاور d و q متموضعة على الدائر وتدور معه بسرعة دوران الدائر.
- نظام محاور u و v مثبتة على محاور اختيارية وتدور بسرعة اختيارية.



الشكل (3-1): دارة الآلة المثالية والمحورين α وβ [27]

ويفضل استخدام النظام α وβ لحل معادلات تحويل الطاقة في المحركات التحريضية لأنها تحوي على أقل عدد من الحدود، وسيتم وصف الظواهر التي تحدث في المحرك عن طريق مجموعة من المعادلات وهي:

- معادلات توازن التوترات.
- معادلة توازن العزوم على محور الآلة.
- معادلة الحركة.



الشكل (3-2): الدارة المكافئة للمحرك التحريضي ثلاثي الطور على المحورين α وβ [28]

وبالاستعانة بالدارة المكافئة للمحرك التحريضي على المحورين α وβ المبينة في الشكل السابق نجد:

$$u_{\alpha s} = R_{\alpha s} i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} \tag{3-1}$$

$$u_{\beta s} = R_{\beta s} i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} \tag{3-2}$$

$$u_{\alpha r} = R_{\alpha r} i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \psi_{\beta r} \tag{3-3}$$

$$u_{\beta r} = R_{\beta r} i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \psi_{\alpha r} \tag{3-4}$$

وتعطى معادلات التشابك المغناطيسي ψ كما يلي:

$$\psi_{\alpha s} = L_{\alpha s} i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \quad (3\text{-}5)$$

$$\psi_{\beta s} = L_{\beta s} i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \quad (3\text{-}6)$$

$$\psi_{\alpha r} = L_{\alpha r} i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \quad (3\text{-}7)$$

$$\psi_{\beta r} = L_{\beta r} i_{\beta r} + L_m i_{\beta r} \quad (3\text{-}8)$$

وبما أن دائر المحرك التحريضي يكون مقصورا عندها يكون:

$$u_{\alpha r} = u_{\beta r} = 0 \quad (3\text{-}9)$$

وبسبب تناظر الآلة تكون المقاومات الأومية والمفاعلات التحريضية لملفي الثابت والدائر على المحورين α و β متساوية، أي أنَّ:

$$R_{\alpha s} = R_{\beta s} = R_s \quad (3\text{-}10)$$

$$R_{\alpha r} = R_{\beta r} = R_r \quad (3\text{-}11)$$

$$L_{\alpha s} = L_{\beta s} = L_s \quad (3\text{-}12)$$

$$L_{\alpha r} = L_{\beta r} = L_r \quad (3\text{-}13)$$

وبالتعويض نجد:

$$u_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + L_s \frac{di_{\alpha s}}{dt} + L_m \frac{di_{\alpha r}}{dt} \quad (3\text{-}14)$$

$$u_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + L_s \frac{di_{\beta s}}{dt} + L_m \frac{di_{\beta r}}{dt} \quad (3\text{-}15)$$

$$0 = R_r i_{\alpha r} + L_r \frac{di_{\alpha r}}{dt} + L_m \frac{di_{\alpha s}}{dt} + \omega_r \left(L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s}\right) \quad (3\text{-}16)$$

$$0 = R_r i_{\beta r} + L_r \frac{di_{\beta r}}{dt} + L_m \frac{di_{\beta s}}{dt} - \omega_r (L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s}) \quad (3\text{-}17)$$

ونلاحظ من المعادلات الأربعة السابقة بأنه يمكننا حساب كل من التيارات $i_{\alpha s}$ و $i_{\beta s}$ بمعرفة كل من قيم $u_{\alpha s}$ و $u_{\beta s}$ وسرعة الدائر ω_r. ويتم تحديد سرعة الدائر من معادلة الحركة الآتية.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J}(T_{em} - T_m) \quad (3\text{-}18)$$

ويعطى العزم الكهرومغناطيسي من معادلة توازن العزوم بالعلاقة الآتية:

$$T_{em} = \frac{3}{2} P L_m \left(i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r} \right) \quad (3\text{-}19)$$

ولحساب قيمة $u_{\alpha s}$ و $u_{\beta s}$ الواجب تطبيقها على الآلة المثالية لتكافئ عمل الآلة الحقيقية يتم تحويل التوترات ثلاثية الطور الجيبية المطبقة على الآلة الحقيقية باعتبارها توترات متناظرة إلى توترات ثنائية ثابتة مع الزمن وفق تحويلات كلارك كما هو موضح في المعادلات الآتية:[29]

$$u_{\alpha s} = u_{\alpha} \quad (3\text{-}20)$$

$$u_{\beta s} = u_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (u_b - u_c) = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{\alpha} + \frac{2}{\sqrt{3}} u_b \quad (3\text{-}21)$$

وللحصول على تيارات الثابت I_a, I_b, I_c نقوم باستخدام تحويل كلارك العكسي كما يلي:

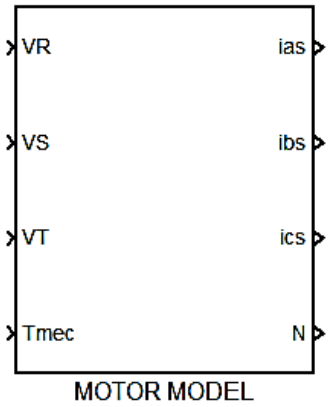
$$I_a = i_{\alpha s} \quad (3\text{-}22)$$

$$I_b = -\frac{1}{2} i_{\alpha s} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta s} \quad (3\text{-}23)$$

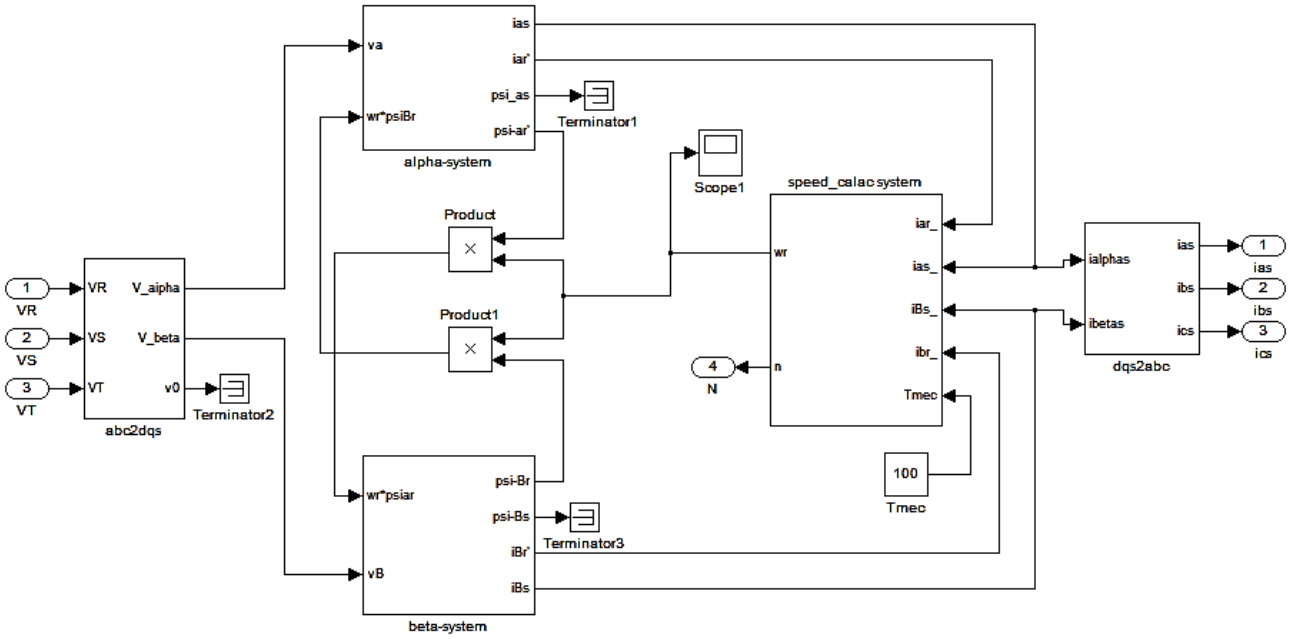
$$I_c = -\frac{1}{2} i_{\alpha s} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta s} \quad (3\text{-}24)$$

3-2-3- نتائج نمذجة المحرك التحريضي ثلاثي الطور

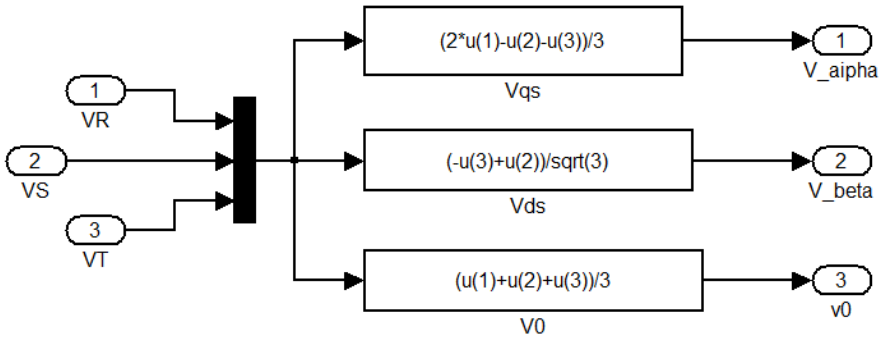
بالاستعانة بالمعادلات من (3-14) وحتى (3-24) تم بناء نموذج المحرك التحريضي ثلاثي الطور بحيث يكون دخل المحرك عبارة عن التوترات V_R, V_S, V_T والعزم الميكانيكي T_{em} والخرج عبارة عن التيارات الخطية ثلاثية الطور i_{as}, i_{bs}, i_{cs} وسرعة الدوران N. وتوضح الأشكال التالية النموذج المقترح ضمن بيئة الماتلاب.



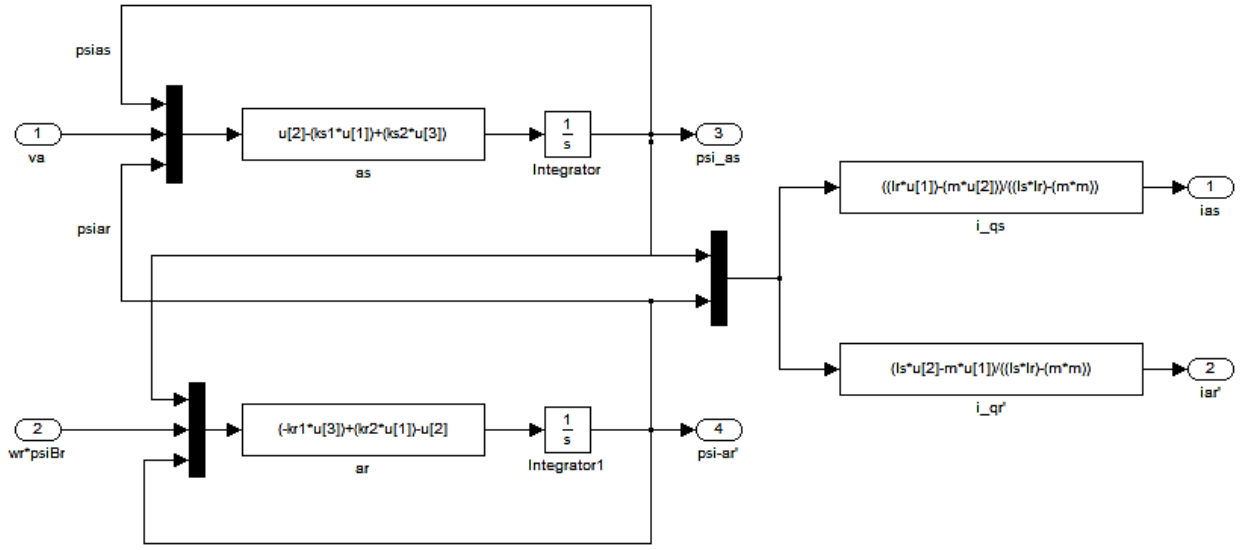
الشكل (3-3): نموذج المحرك التحريضي ثلاثي الطور يوضح المداخل والمخارج



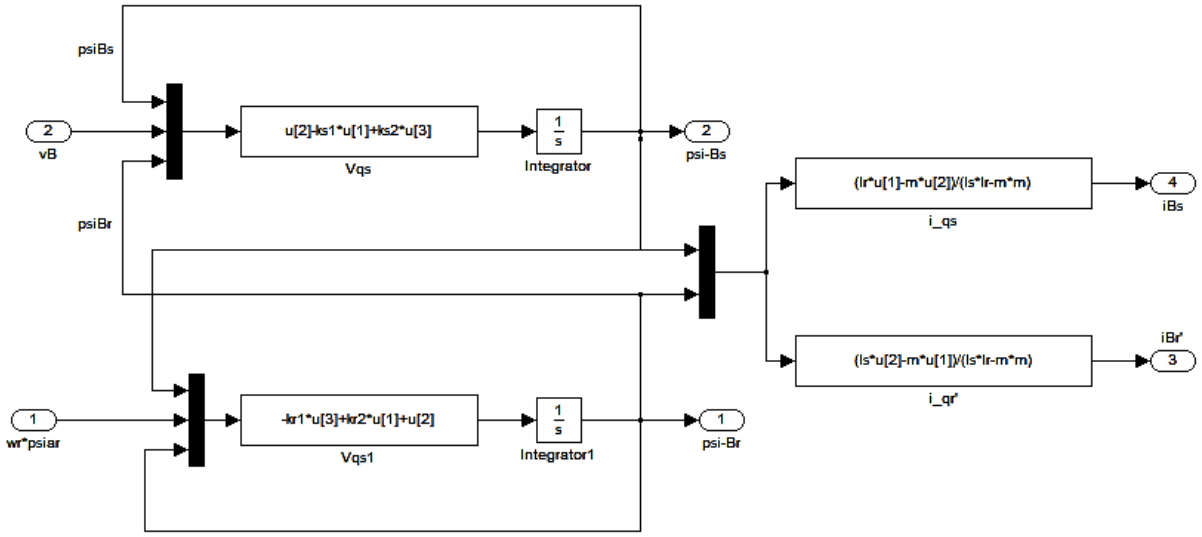
الشكل (3-4): البنية الداخلية لنموذج المحرك التحريضي ثلاثي الطور



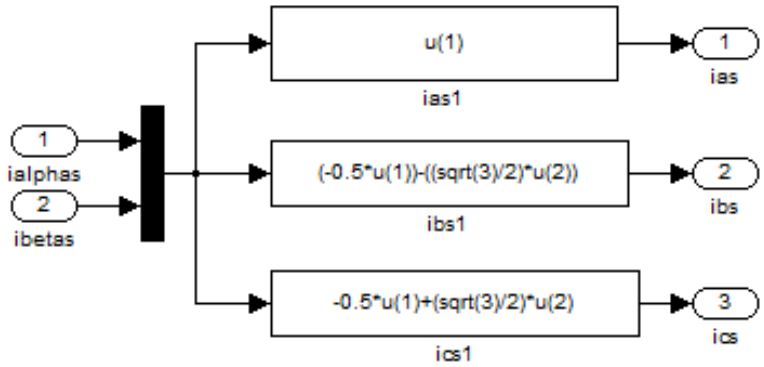
الشكل (3-5): البنية الداخلية للكتلة abc2dqs



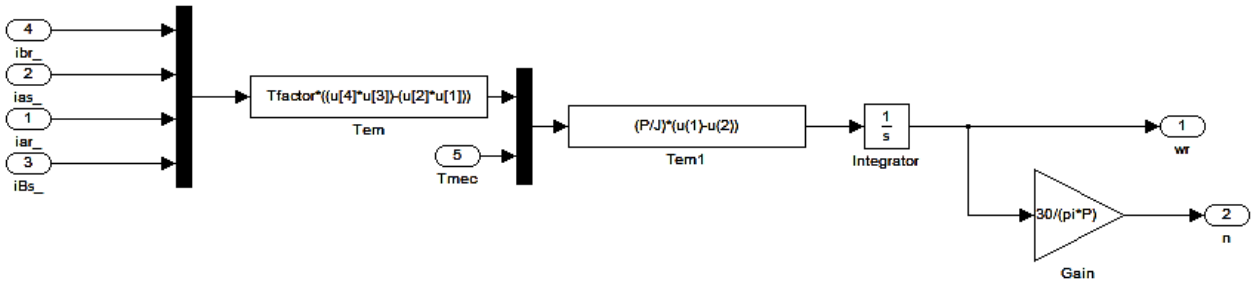
الشكل (3-6): البنية الداخلية للكتلة alpha-system



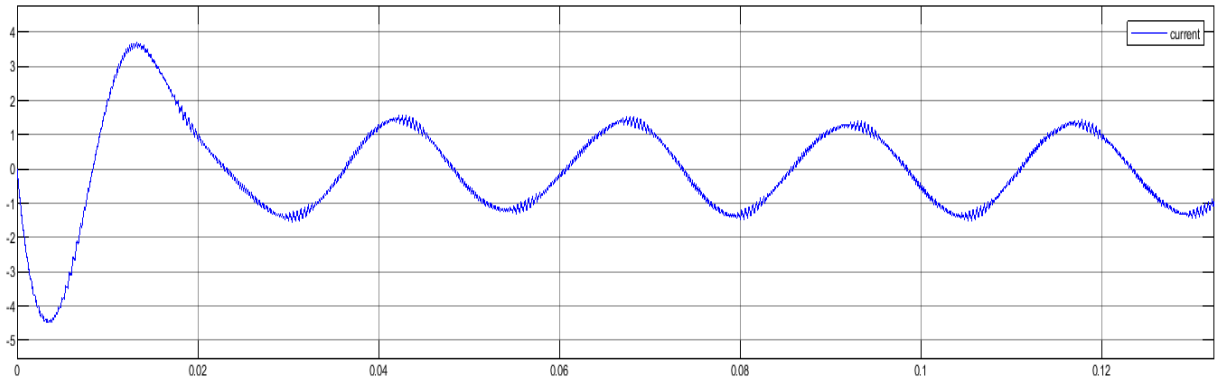
الشكل (3-7): البنية الداخلية للكتلة beta-system



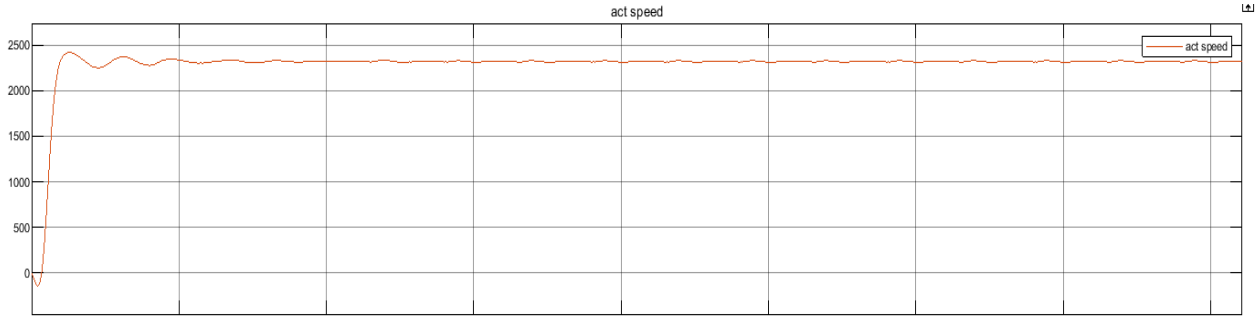
الشكل (3-8): البنية الداخلية للكتلة dqs2abc



الشكل (3-9): البنية الداخلية للكتلة speed-calac system



الشكل (3-10): تيار المحرك ias عند تردد [40[Hz والحمل الاسمي



الشكل (3-11): سرعة المحرك عند تردد [40[Hz والحمل الاسمي

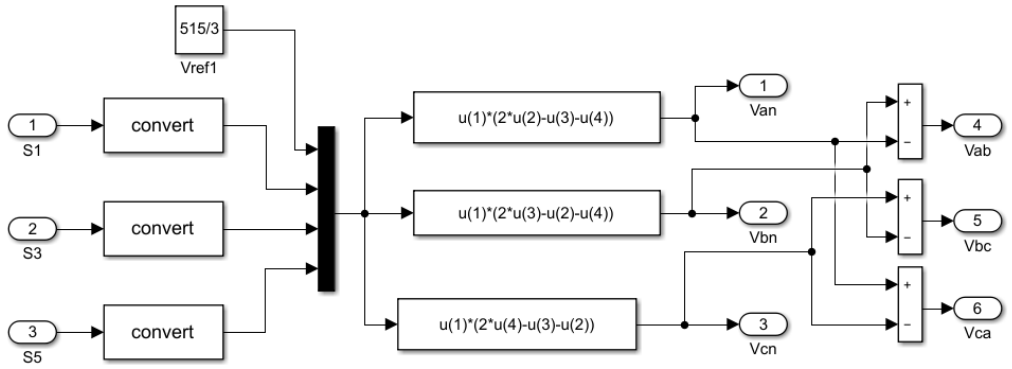
3-3- نمذجة المعرج التقليدي المثالي

3-3-1-المعادلات الرياضية الناظمة لآلية عمل المعرج

يمكن نمذجة آلية عمل المعرج التقليدي ثلاثي الطور بالاستعانة بالمعادلة المصفوفية التالية، والتي توضح قيمة التوترات الخطية عند مختلف حالات العمل للقواطع S1 وS3 وS5، ولا تأخذ هذه المصفوفة بالحسبان أي نوع من أنواع الضياعات داخل المعرج حيث يتم اعتبار القواطع مثالية وهو أمر غير دقيق حقيقة ولكن الهدف من نمذجة المعرج بهذه الطريقة تحقيق ربط النموذج السابق للمحرك مع دارة القيادة ومقارنة النتائج.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix}$$

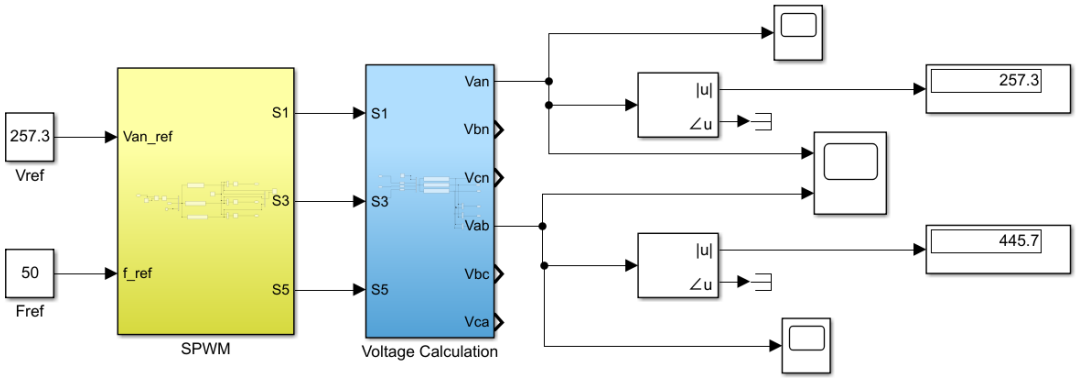
3-3-2- نموذج المعرج التقليدي ثلاثي الطور



الشكل (3-12): الكتلة الداخلية للمعرج التقليدي المثالي ثلاثي الطور

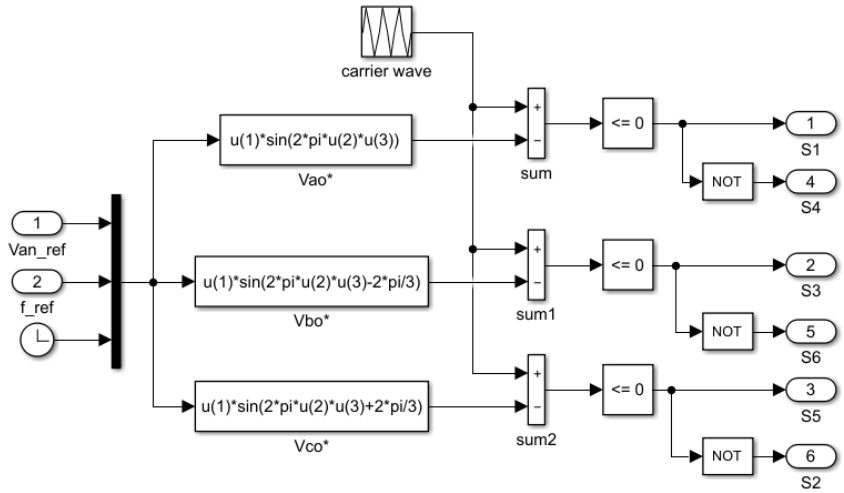
3-4- نمذجة تقنيات قيادة المعرج ثلاثي الطور المقترحة

3-4-1- نمذجة تقنية SPWM:



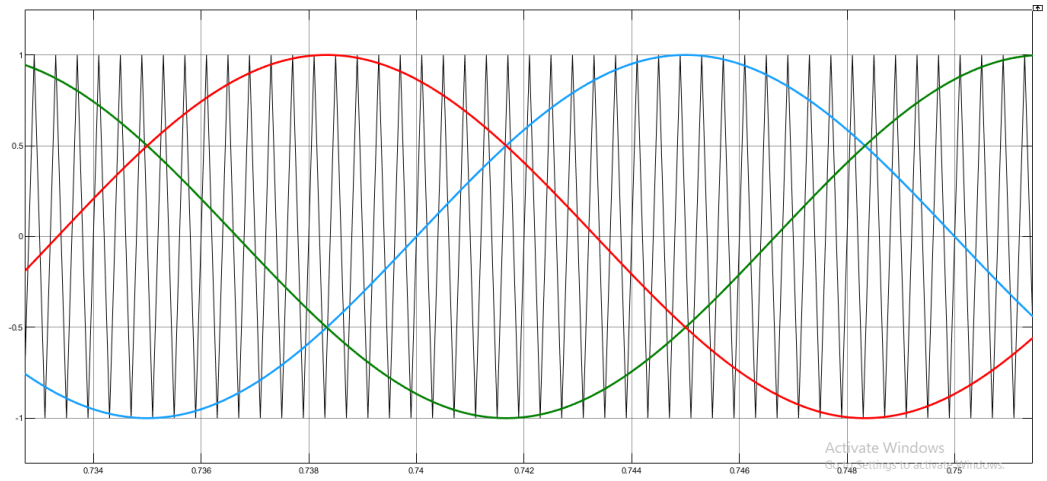
الشكل (3-13): مداخل ومخارج دارة توليد النبضات باستخدام تقنية SPWM

يبين الشكل الآتي آلية توليد النبضات باستخدام تقنية SPWM حيث يتم توليد ثلاث إشارات جيبية مرجعية ثلاثية الطور ومقارنتها مع الموجة الحاملة لتوليد النبضات كما هو موضح في الجزء النظري.

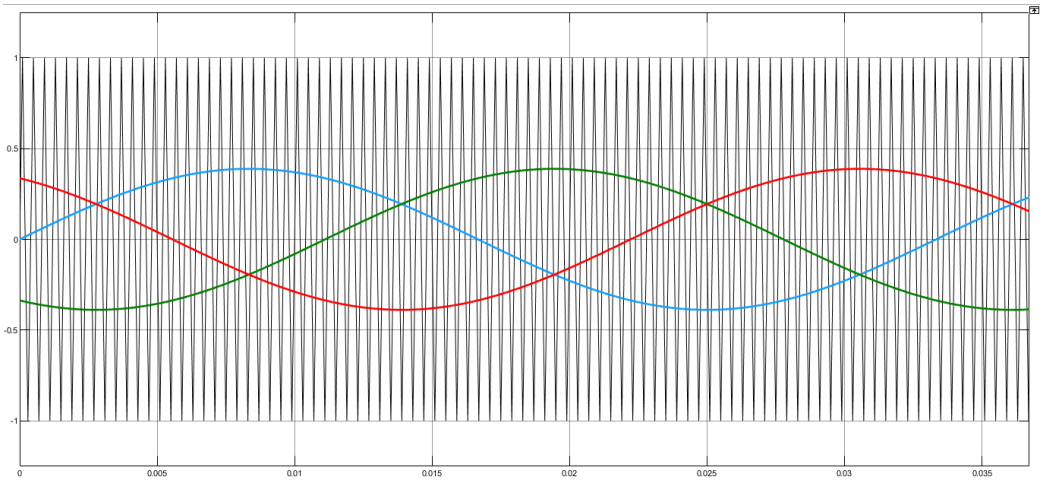


الشكل (3-14): البنية الداخلية لتقنية توليد النبضات باستخدام تقنية SPWM

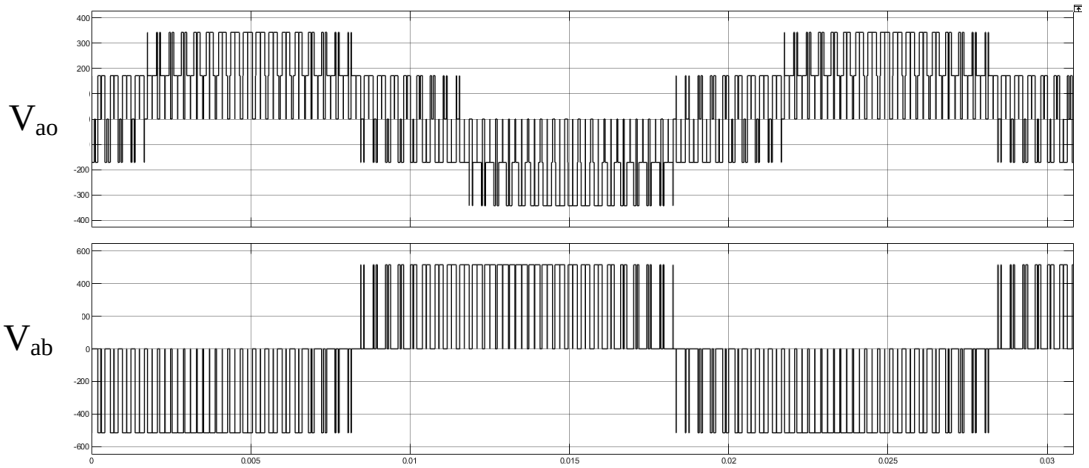
3-4-1-1- نتائج نمذجة تقنية SPWM:



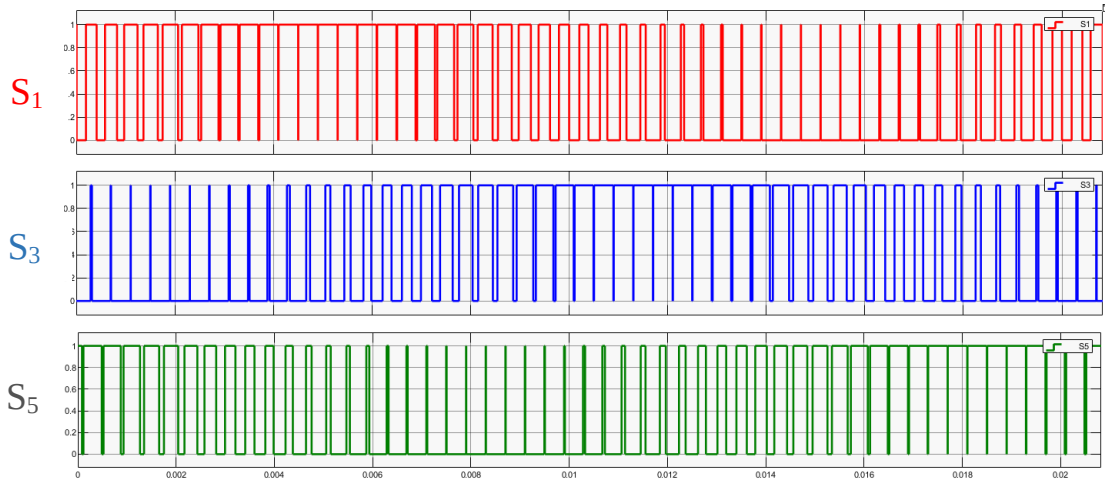
الشكل (3-15): الإشارة الحاملة والمرجعية عند تردد f=50 ومعامل تعديلMI=0.7855



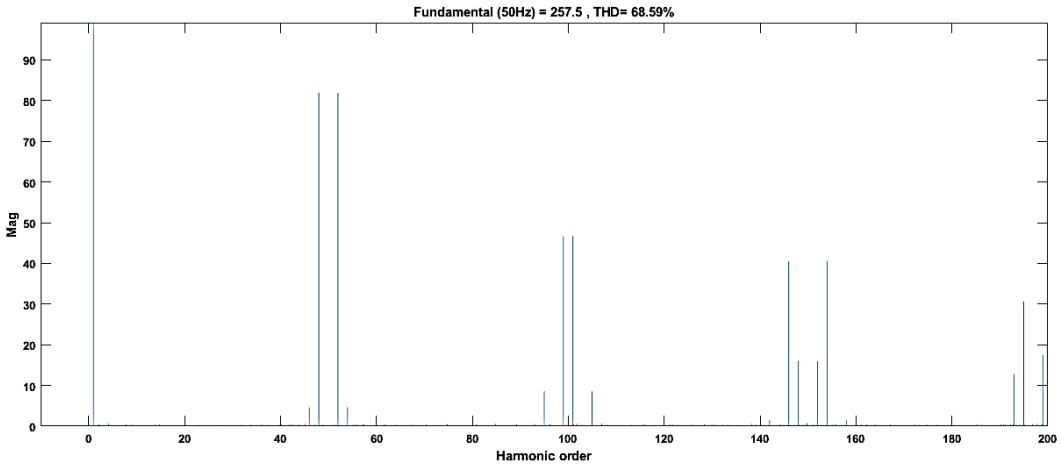
الشكل (3-16): الإشارة الحاملة والمرجعية عند تردد f=30 ومعامل تعديلMI=0.61



الشكل (3-17): التوتر الخطي والطوري عند تردد f=50 ومعامل تعديلMI=0.7855



الشكل (3-18): نبضات القيادة للقواطع S1,S3,S5 عند تردد f=50 ومعامل تعديلMI=0.7855



الشكل (3-19): تحليل فورية لموجة توتر الخرج V_{an} عند تردد f=50 ومعامل تعديلMI=0.7855

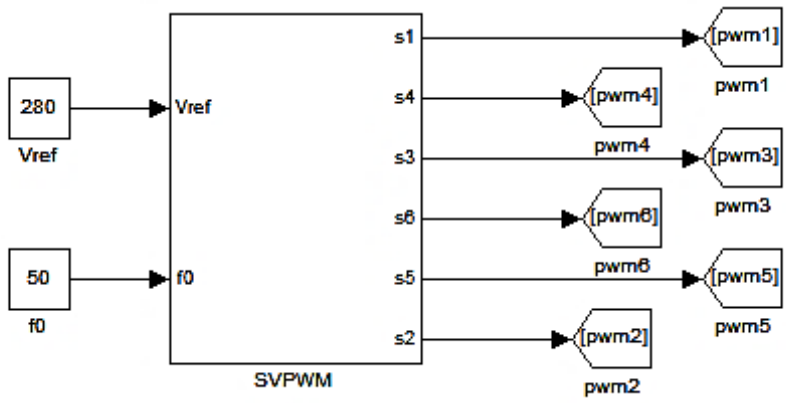
الجدول (3-2): نسبة التشوه في التوافقيات وقيم التوافقيات المميزة بموجة الخرج V_{an}عند تردد f=50

Vdc	MI	ma	THD(%)	fund	h48	h52	h99	h101	h146
515	0.7855	1	68.59	257.3	81.9	81.8	46.6	46.7	40.5
	0.61	0.39	167.07	100	14.7	15	82.4	82.4	2.9
	0.1525	0.19	256.6	50	3.9	3.7	47.7	47.6	0.2

3-4-2- نمذجة تقنية توليد النبضات بالطريقة الشعاعية SVPWM:

3-4-2-1- النموذج المقترح لتقنية التعديل الشعاعي

يبين الشكل (3-20) مداخل ومخارج دارة توليد النبضات باستخدام تقنية SVPWM، حيث دخل هذه الدارة هو التوتر المرجعي V_{ref} والتردد المرجعي f_0، وخرجها عبارة عن ست نبضات لقيادة عناصر الجسر.



الشكل (3-20): مداخل ومخارج دارة توليد النبضات باستخدام تقنية SVPWM

وسيتم توضيح مراحل النمذجة بشيء من التفصيل لبيان الغاية والهدف من كل عنصر تم استخدامه. ويبين الشكل (3-21) الكتل الرئيسية للنموذج المستخدم وهي كما يلي:

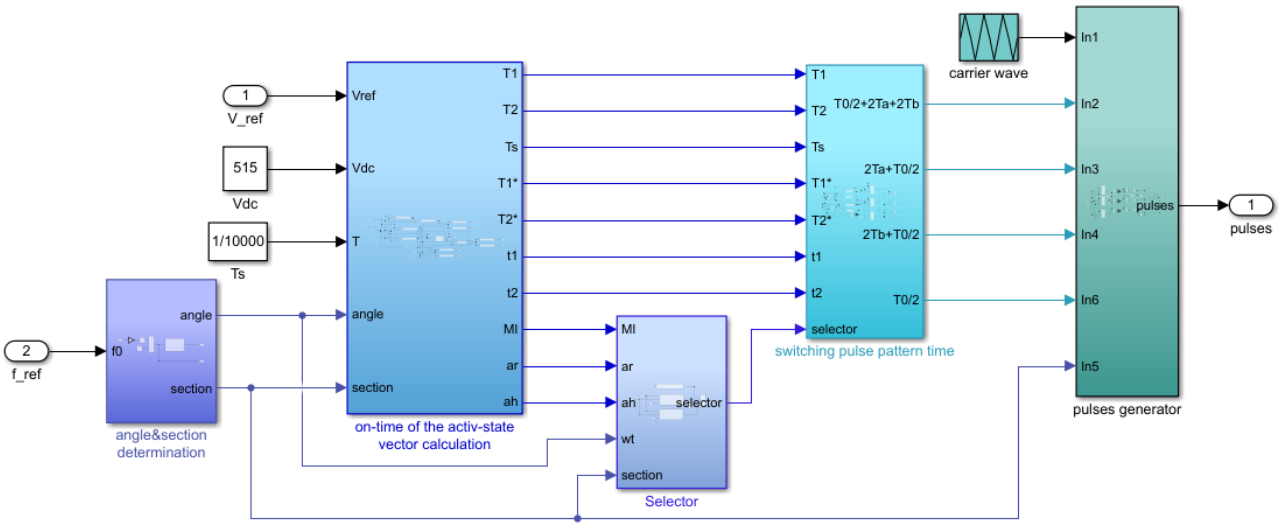
1- Angle&section determination.

2- On-time of the active-state vector calculation.

3- Selector.

4- Switching pulse pattern time.

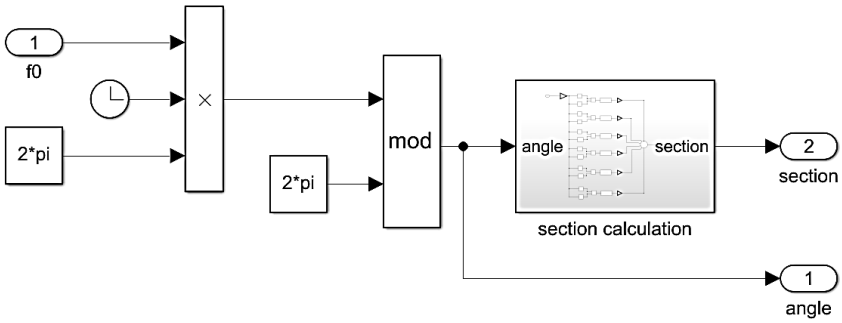
5- Pulses generate.



الشكل (3-21): البنية الداخلية لدارة توليد النبضات باستخدام تقنية SVPWM

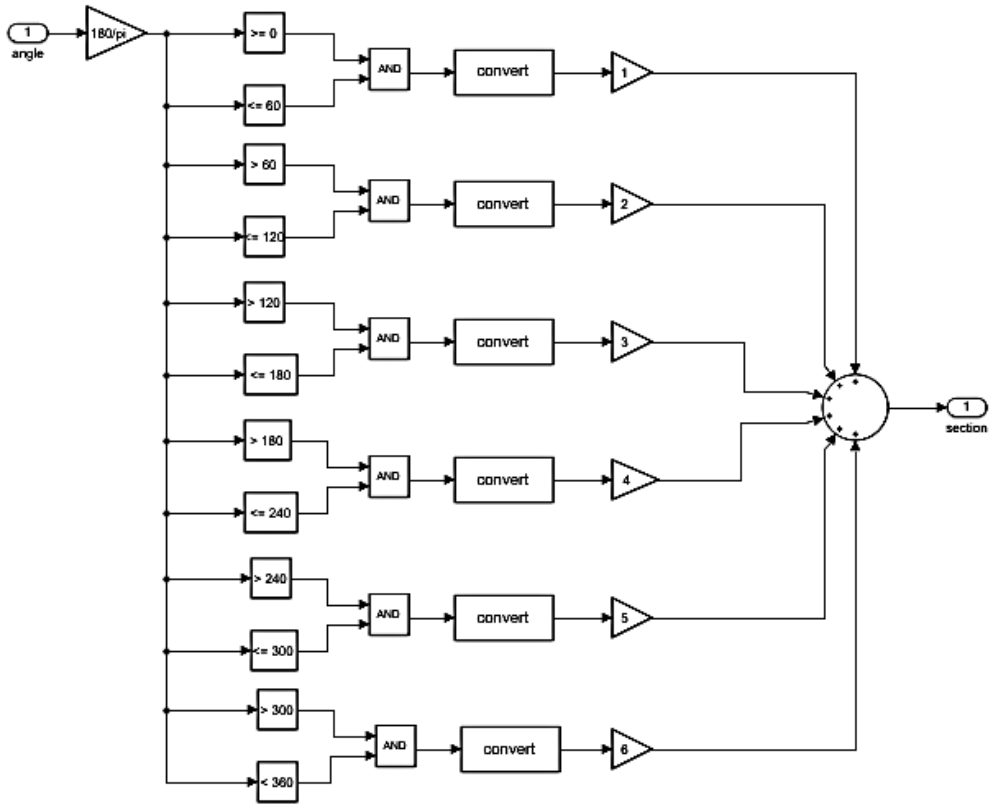
<u>الكتلة الأولى Angle&section determination:</u>

وظيفة هذه الكتلة تحديد زاوية الشعاع المرجعي V_{ref} ومكان تموضعه وذلك عن طريق معرفة التردد f_0 وفق الآلية الموضحة في الشكل الآتي:

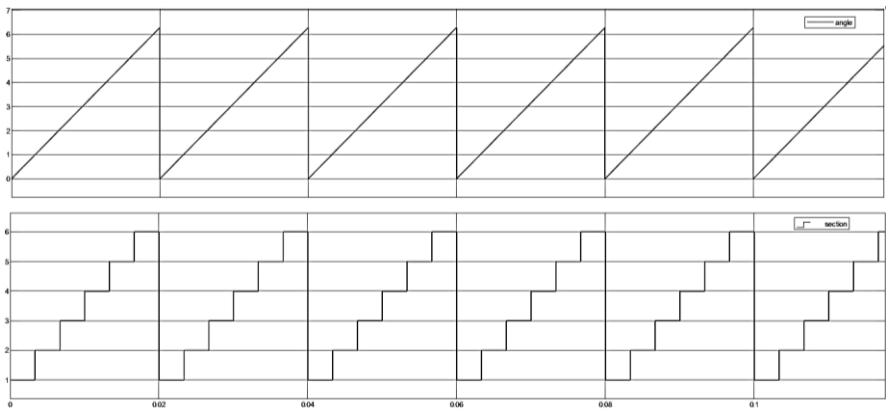


الشكل (3-22): البنية الداخلية للكتلة *Angle&section determination*

ويتم تحديد القسم مكان تموضع الشعاع المرجعي V_{ref} عن طريق الكتلة section calculation كما يلي:



الشكل (3-23): البنية الداخلية للكتلة *section calculation*



الشكل (3-24): خرج الكتلة *Angle&section determination*

الكتلة الثانية On-time of the active-state vector calculation:

يبين الشكل (3-25) البنية الداخلية للكتلة الثانية والتي يتم من خلالها حساب أزمنة توصيل الأشعة الفعالة T_a و T_b خلال مناطق التعديل الثلاثة، حيث T_2 و T_1 هما أزمنة التوصيل للأشعة الفعالة خلال منطقة التعديل الخطية ويتم حسابهما وفق المعادلات (2-58) و (2-61) و (2-63).

بينما تأخذ أزمنة التوصيل T_a و T_b قيماً جديدة خلال منطقة التعديل الزائد الأولى نتيجة اعتماد قيمة الشعاع المرجعي المعدل $V_{ref}^{\prime}$ في الحسابات، وسيرمز لهذه القيم بالرمزين t_2 و t_1 واللذين يتم حسابهما كما في المرحلة الخطية ولكن بعد حساب قيمة الشعاع المرجعي المعدل وفق المعادلة (2-65) والتي تتطلب معرفة قيمة زاوية العبور α_r، ويتم حساب هذه الزاوية عن طريق الكتلة $\alpha_r\ calculation$.

أما خلال مرحلة التعديل الزائد الثانية فيتم تعديل كل من طويلة وزاوية الشعاع المرجعي وذلك كما هو موضح في الفصل الأول، وبالتالي فإن حساب أزمنة توصيل الأشعة الفعالة T_a و T_b خلال هذه المنطقة والتي سيرمز لها T_2^* و T_1^* سيعتمد على حساب زاوية الشعاع المرجعي المعدل.

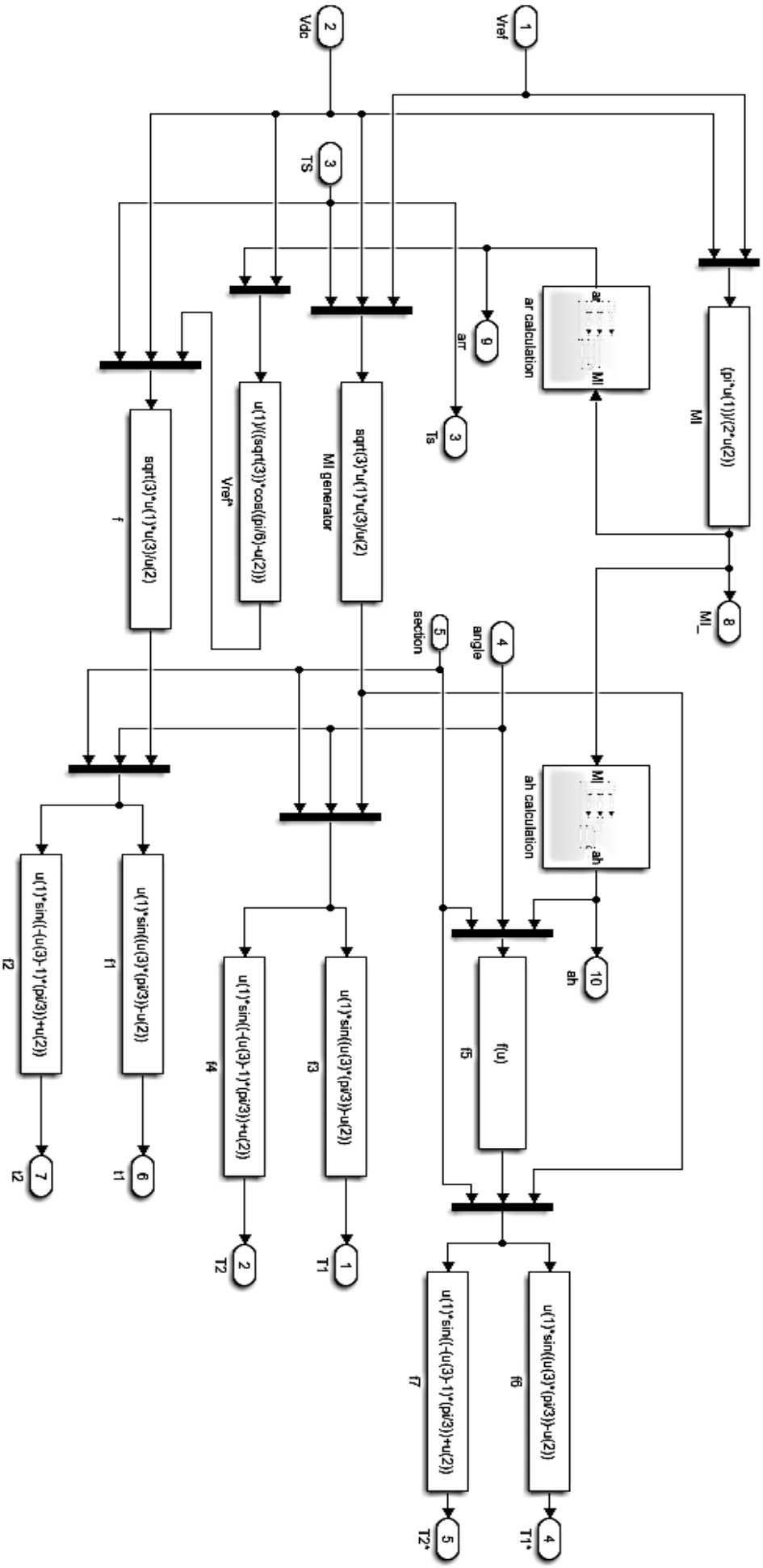
وقد تم حساب زاوية الشعاع المرجعي المعدل وفق التابع f_5 الموضح في الشكل (3-25) وذلك وفق المعادلة الآتية:

$$((((u(2)-(pi/3)*(u(3)-1))-u(1))/(pi/6-u(1)))*(pi/6))+((u(3)-1)*(pi/3))$$

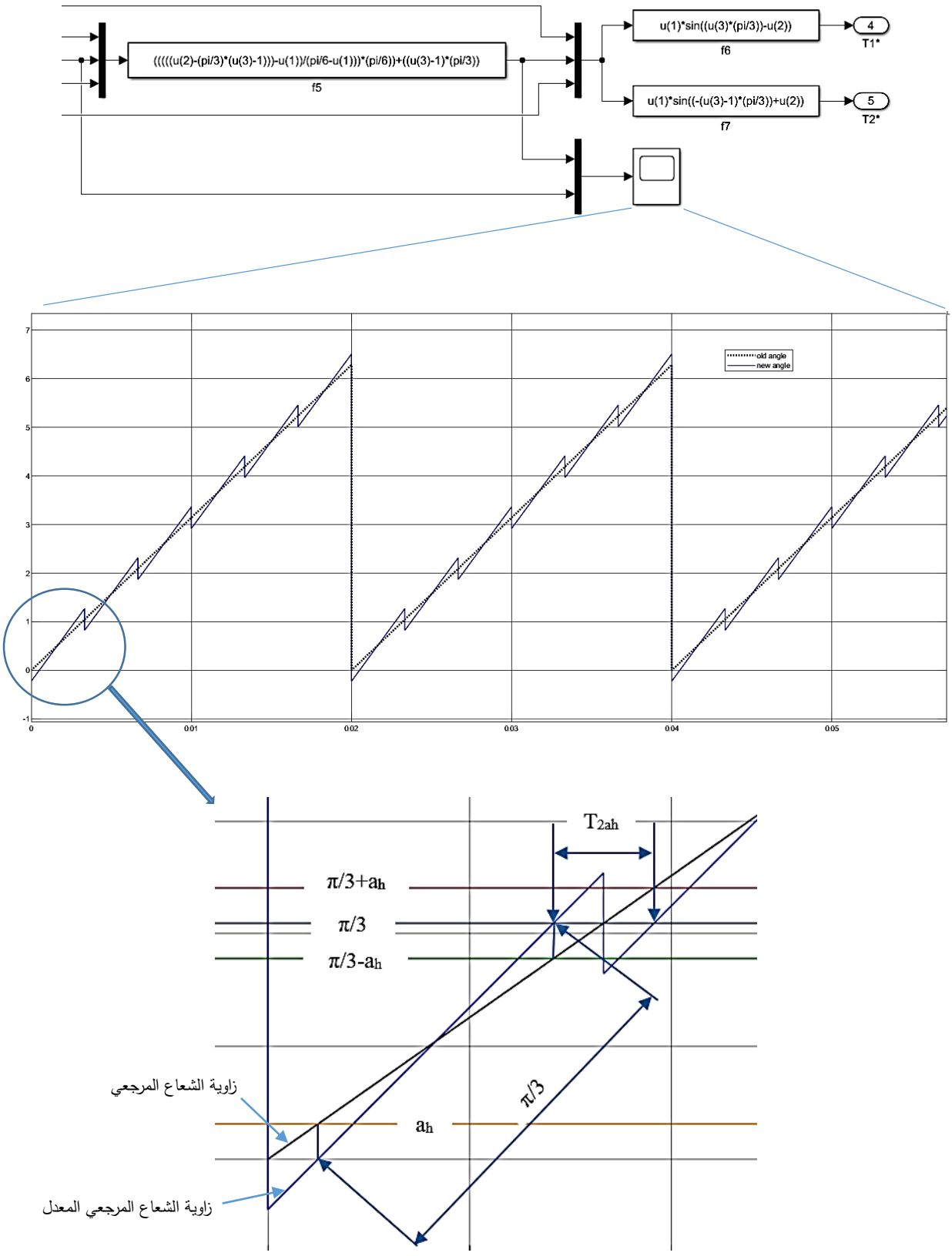
حيث $u(1)$ هو الزاوية α_h و $u(2)$ هو زاوية الشعاع المرجعي بينما $u(3)$ تعبر عن القسم مكان تموضع الشعاع المرجعي.

ويبين الشكل (3-26) مقارنة بين زاوية الشعاع المرجعي وزاوية الشعاع المرجعي المعدل حيث في القسم الأول وعند وجود الشعاع المرجعي بين الزاوية α_h والزاوية $\pi/3 - \alpha_h$ فإن زاوية الشعاع المرجعي المعدل تتغير من القيمة 0 وحتى القيمة $\pi/3$ ، وهكذا لبقية الأقسام.

ويتم إهمال زاوية الشعاع المرجعي المعدل في المنطقة الزمنية المشار إليها بالرمز $T_{2\alpha_h}$ في الرسمة، حيث يتم خلال هذه المنطقة تطبيق الأشعة الفعالة تبعاً للقسم مكان تموضع الشعاع المرجعي.



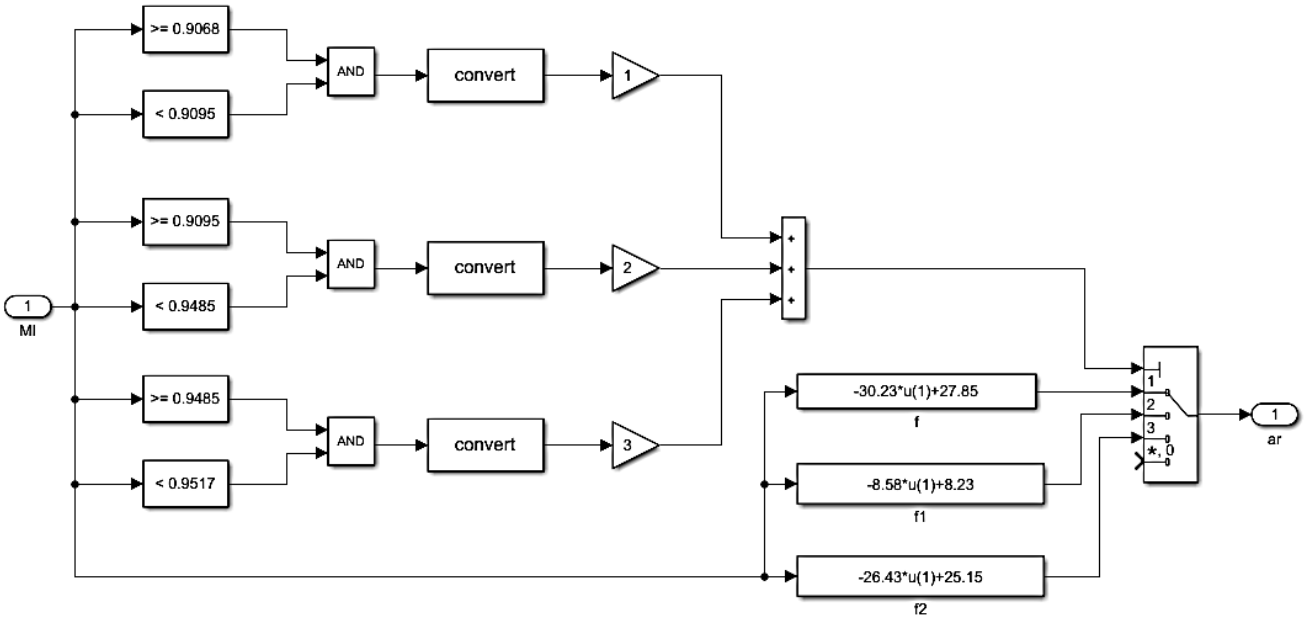
الشكل (3-25): البنية الداخلية للكتلة On-time of the active-state vector calculation



الشكل (3-26): مقارنة بين زاوية الشعاع المرجعي في المنطقة الخطية ومنطقة التعديل الزائد الثانية

- حساب الزاوية α_r:

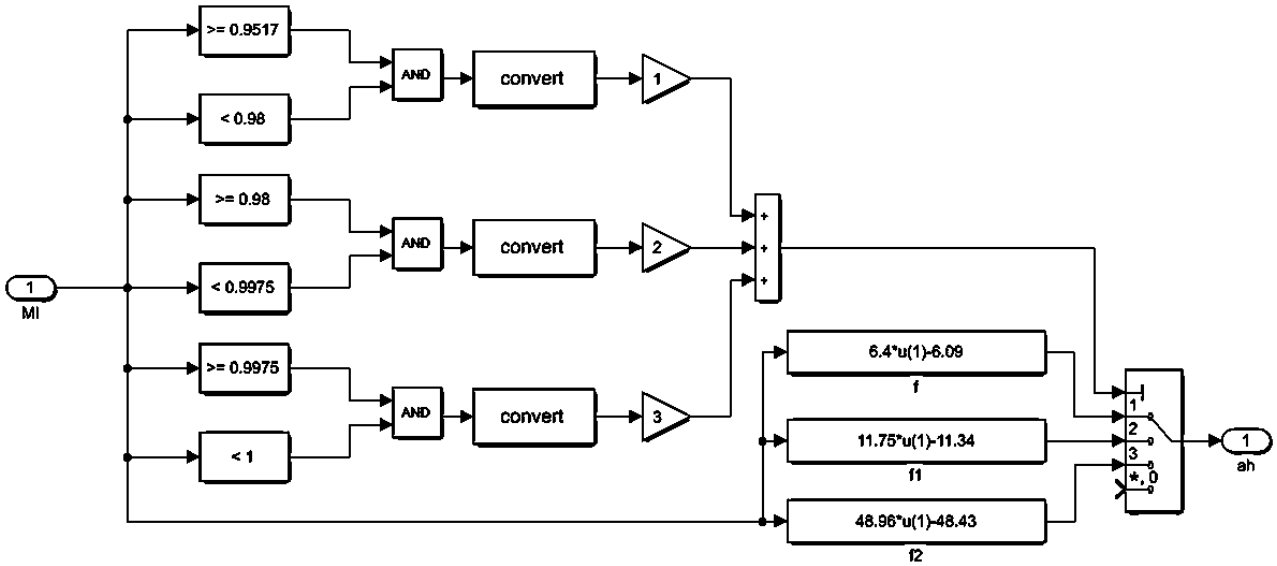
يتم حساب الزاوية α_r وفق المعادلات (2-79) و (2-80) و(2-81) كما هو موضح في الشكل الآتي:



الشكل (3-27): كيفية حساب الزاوية α_r عن طريق المعادلات التقريبية

- حساب الزاوية α_h:

يتم حساب الزاوية α_h وفق المعادلات من (2-88) وحتى (2-90) كما هو موضح في الشكل الآتي:



الشكل (3-28): كيفية حساب الزاوية α_h عن طريق المعادلات التقريبية

الكتلة الثالثة Selector:

يتم عن طريق هذه الكتلة إعطاء أمر الاختيار الذي يعبر عن مكان تموضع الشعاع المرجعي ومنطقة العمل سواءً منطقة التعديل الخطية أو منطقتي التعديل الزائد الأولى والثانية، وعن طريق هذا الأمر يتم توليد الإشارات المرجعية الثلاث ليتم مقارنتها مع الموجة الحاملة وتوليد نبضات القيادة لاحقاً.

ويأخذ ناخب الاختيار selector الموضح في الشكل (3-29) قيماً تتراوح من 1 وحتى 7 ولكل قيمة من هذه القيم دلالاتها وهي على الشكل الآتي:

القيمة 1: وتعبر عن أن الشعاع المرجعي يتواجد ضمن منطقة التعديل الزائد الأولى ومحصور ضمن الزاوية $\pi/3(k-1)$ والزاوية $\pi/3(k-1)+\alpha_r$.

القيمة 2: وتعبر عن أن الشعاع المرجعي يتواجد ضمن منطقة التعديل الزائد الأولى ومحصور ضمن الزاوية $\pi/3(k-1)+\alpha_r$ والزاوية $\pi/3(k-1)+\pi/3-\alpha_r$.

القيمة 3: وتعبر عن أن الشعاع المرجعي يتواجد ضمن منطقة التعديل الزائد الأولى ومحصور ضمن الزاوية $\pi/3(k-1)+\pi/3-\alpha_r$ والزاوية $\pi/3(k-1)+\pi/3$.

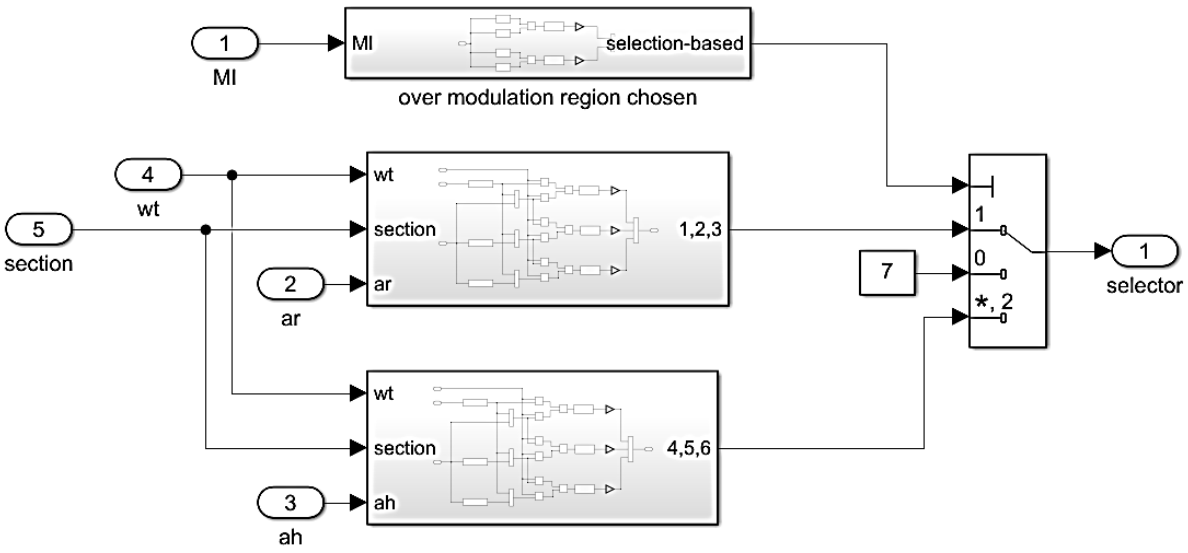
القيمة 4: وتعبر عن أن الشعاع المرجعي يتواجد ضمن منطقة التعديل الزائد الثانية ومحصور ضمن الزاوية $\pi/3(k-1)$ والزاوية $\pi/3(k-1)+\alpha_h$.

القيمة 5: وتعبر عن أن الشعاع المرجعي يتواجد ضمن منطقة التعديل الزائد الثانية ومحصور ضمن الزاوية $\pi/3(k-1)+\alpha_h$ والزاوية $\pi/3(k-1)+\pi/3-\alpha_h$.

القيمة 6: وتعبر عن أن الشعاع المرجعي يتواجد ضمن منطقة التعديل الزائد الثانية ومحصور ضمن الزاوية $\pi/3(k-1)+\pi/3-\alpha_h$ والزاوية $\pi/3(k-1)+\pi/3$.

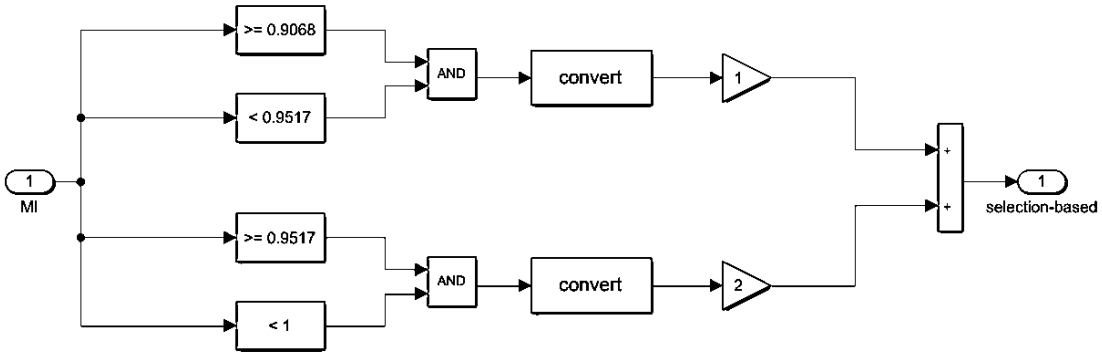
القيمة 7: وتعبر أن الشعاع المرجعي يتواجد ضمن المنطقة الخطية.

وتعبر k عن القسم مكان تموضع الشعاع المرجعي.



الشكل (3-29): البنية الداخلية للكتلة Selector

ولتجنب حدوث أي مشكلة أو تداخل بين الأقسام تم استخدام ناخب اختيار ثانوي يعطي إشارتين إما 1 وتدل على أن الشعاع المرجعي ضمن منطقة التعديل الزائد الأولى أما الرقم 2 فيدل على أن الشعاع المرجعي بلغ منطقة التعديل الزائد الثانية، والشكل الآتي يوضح آلية الانتخاب.

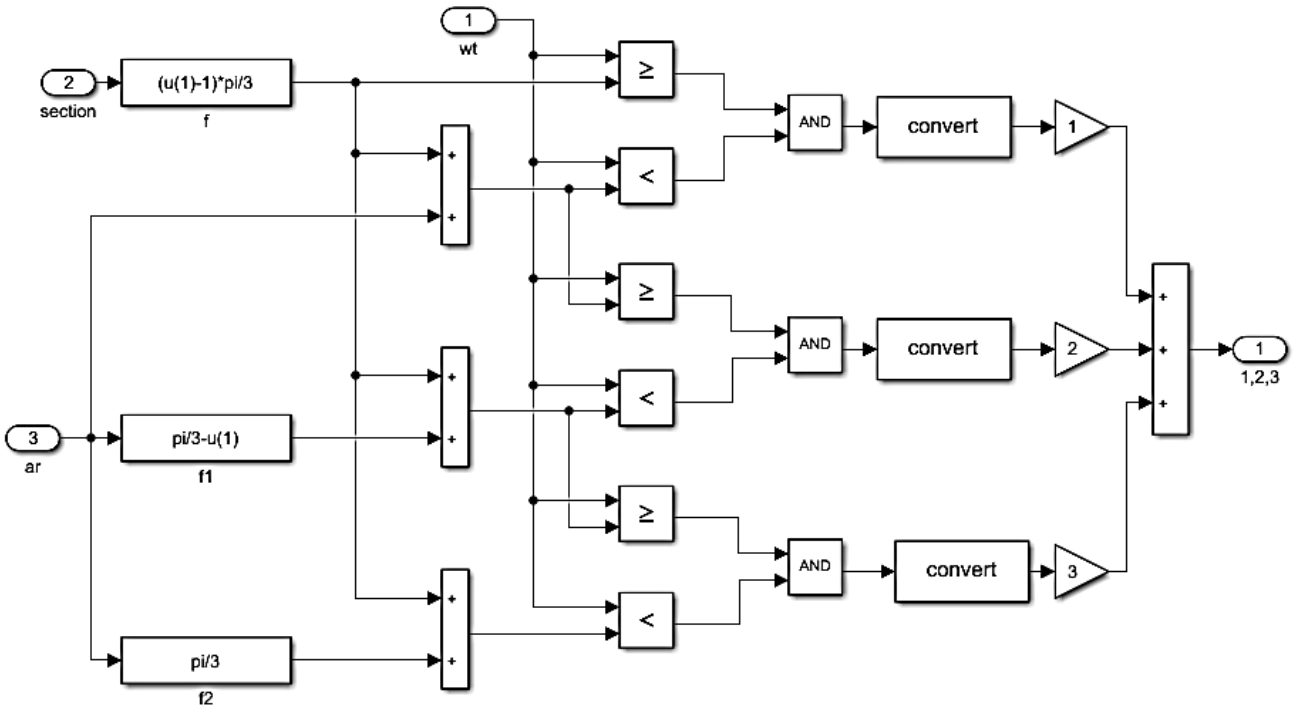


الشكل (3-30): البنية الداخلية للكتلة over modulation region chosen

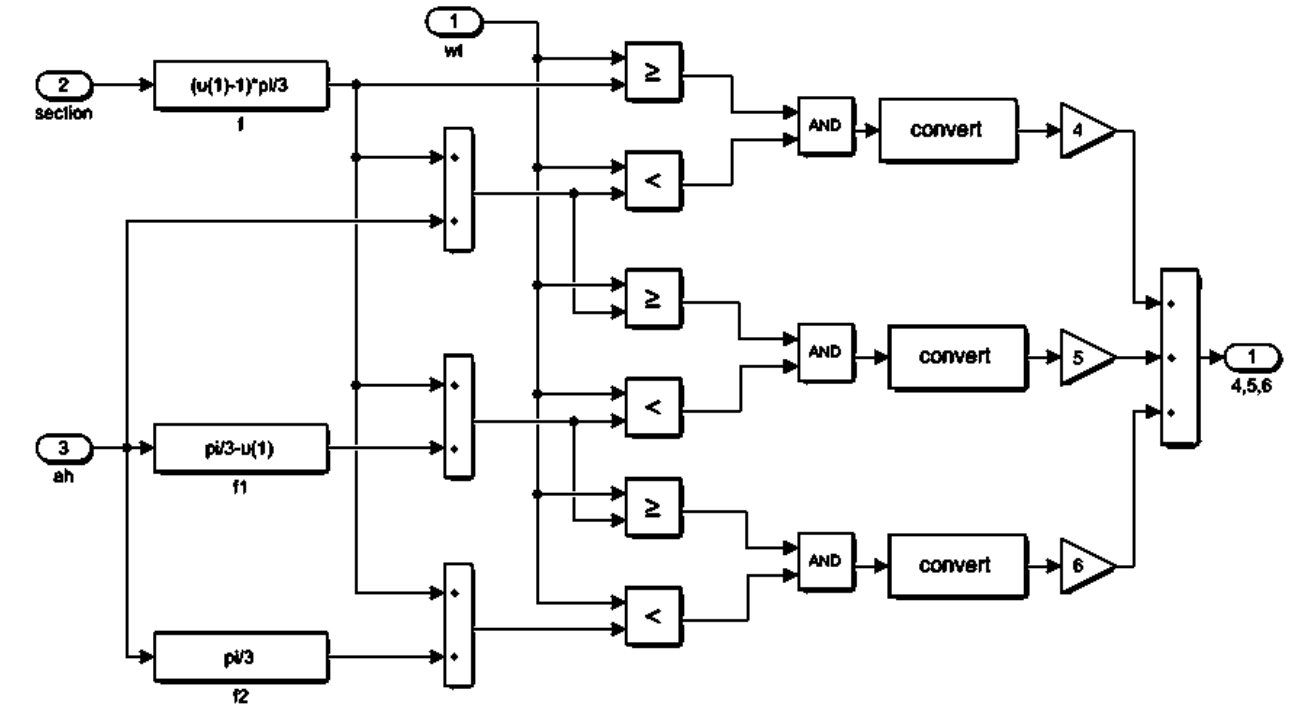
ويبين كل من الشكلين (3-31) و (3-32) البنية الداخلية للناخبين ضمن منطقتي التعديل الزائد الأولى والثانية.

الكتلة الرابعة Switching pulse pattern time:

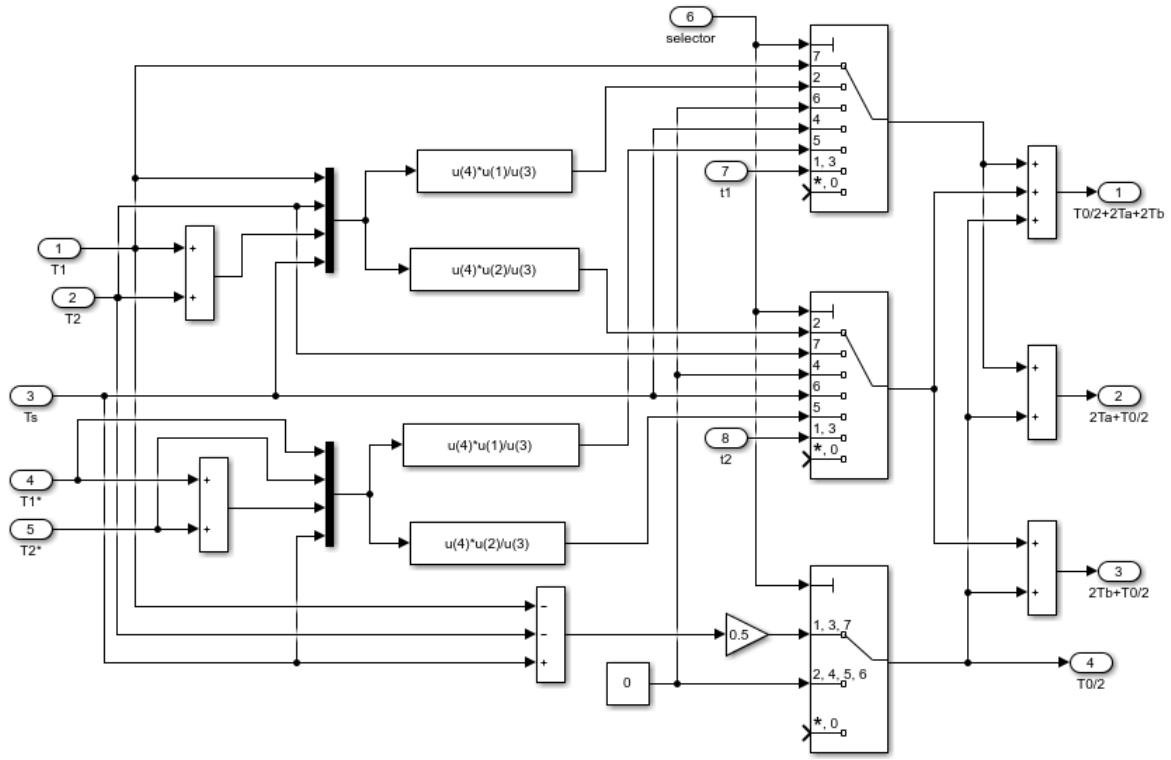
يتم عن طريق هذه الكتلة توليد الأزمنة الموضحة في الجدول (2-8) ليتم استخدامها لاحقاً بتوليد الإشارات المرجعية اللازمة لتوليد نبضات القيادة، ويتم اختيار قيمة كل من T_a و T_b تبعاً لقيمة إشارة الناخب وقيمة أزمنة التوصيل القادمة من الكتلة الثانية. ويوضح الشكل (3-33) البنية الداخلية لهذه الكتلة.



الشكل (3-31): البنية الداخلية للناخب ضمن منطقة التعديل الزائد الأولى



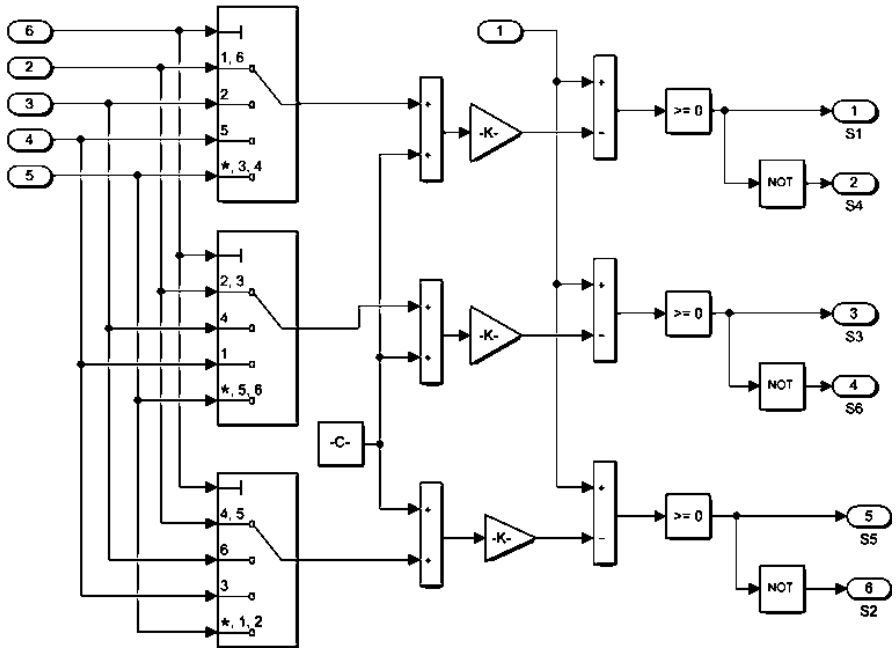
الشكل (3-32): البنية الداخلية للناخب ضمن منطقة التعديل الزائد الثانية



الشكل (3-33): البنية الداخلية للكتلة Switching pulse pattern time

الكتلة الخامسة Pulses generate:

يتم ضمن هذه الكتلة توليد الإشارات المرجعية وفق ما هو موضح في الجدول (2-8)، ويتم في الحقيقة توليد ثلاث إشارات مرجعية واستنتاج قيمة نبضات القيادة للقواطع السفلية بأخذ الإشارة المعاكسة للقواطع العلوية ولكل ذراع على حدة.

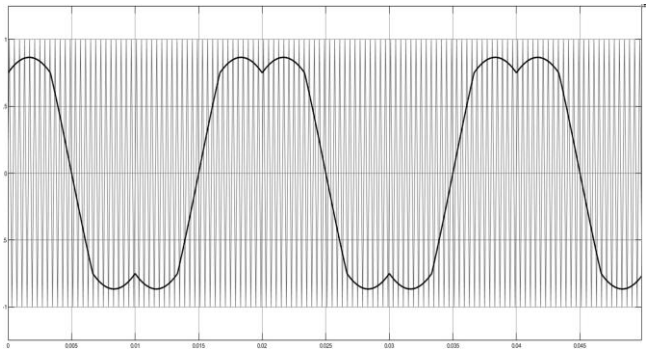


الشكل (3-34): البنية الداخلية للكتلة Pulses generate

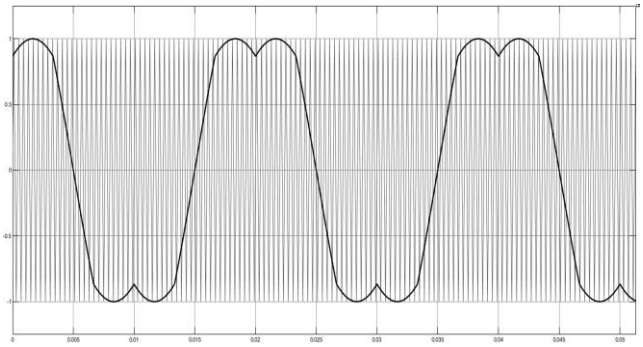
3-4-2-2- نتائج نمذجة تقنية التعديل الشعاعي SVPWM:

تم التحقق من نتائج دارة القيادة عن طريق تطبيق نبضات القيادة على جسر ترانزيستوري ثلاثي الطور ومقارنة نتائج الخرج من توترات طورية وخطية عند مختلف قيم معامل التعديل.

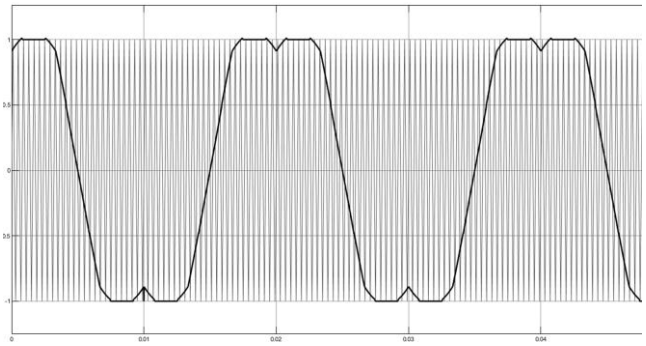
وتبين الأشكال الآتية مقارنة بين الموجة الحاملة والموجة المرجعية المولدة للتوتر Vanعند قيم مختلفة لمعامل التعديل:



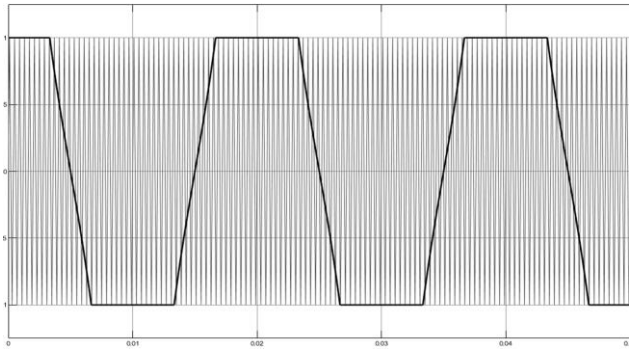
MI=0.785



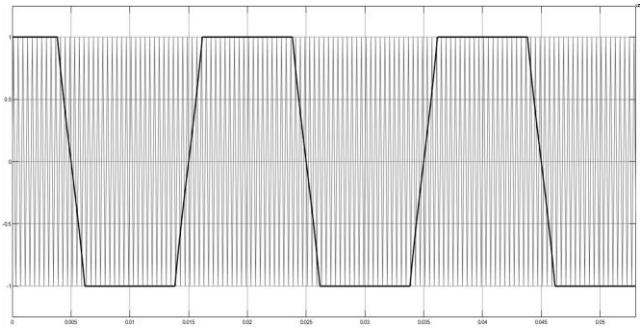
MI=0.9068



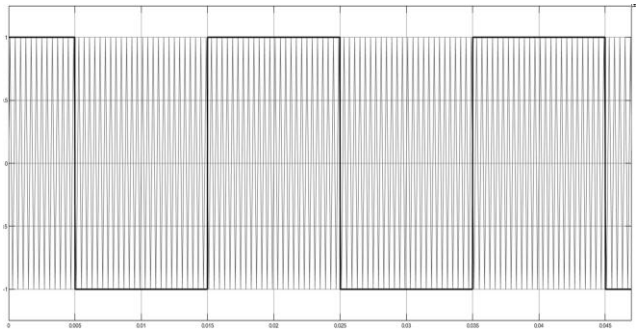
MI=0.93



MI=0.9517



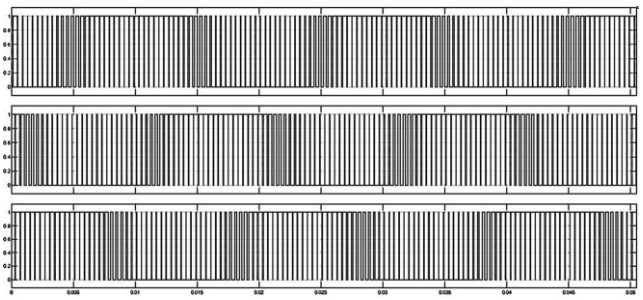
MI=0.976



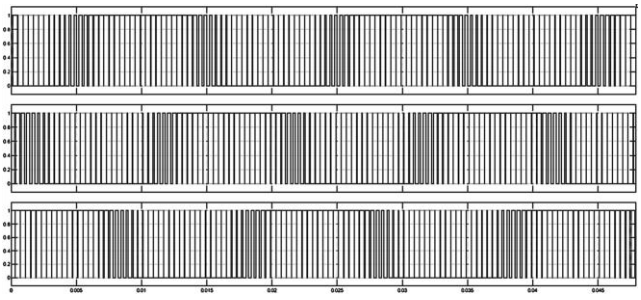
MI=1

الشكل (3-35): الموجة الحاملة والموجة المرجعية المولدة للتوتر Van

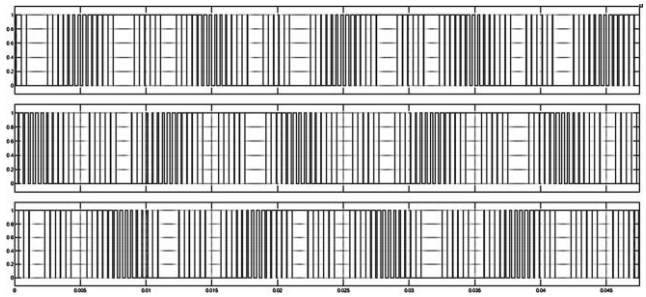
تبين الأشكال الآتية مقارنة نبضات القيادة للقواطعS1,S3,S5 عند قيم مختلفة لمعامل التعديل:



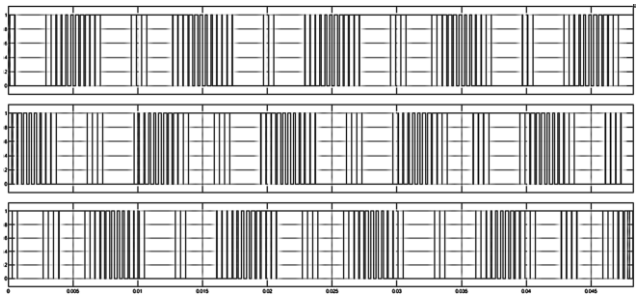
MI=0.785



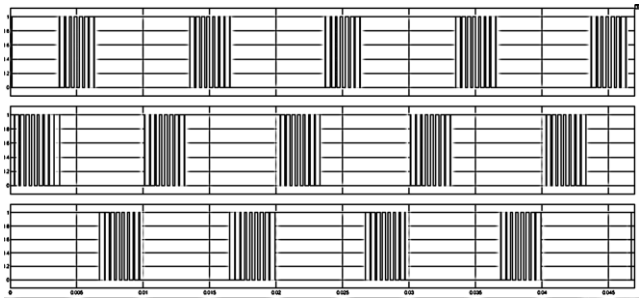
MI=0.9068



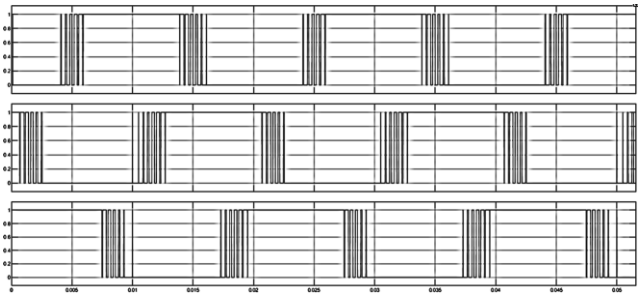
MI=0.915



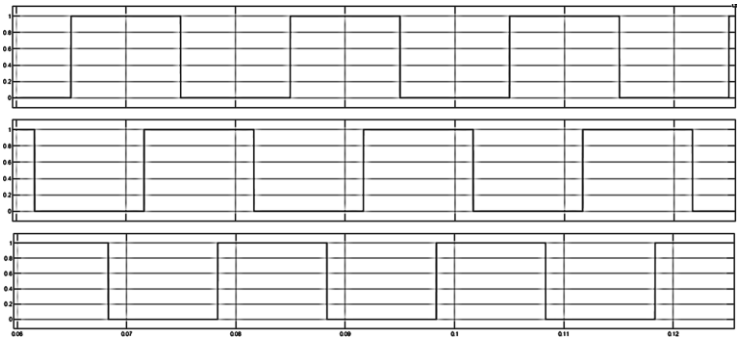
MI=0.93



MI=0.9517



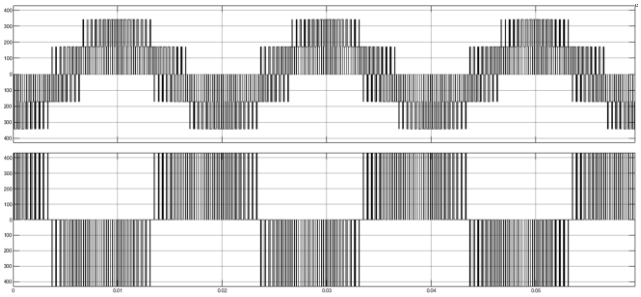
MI=0.976



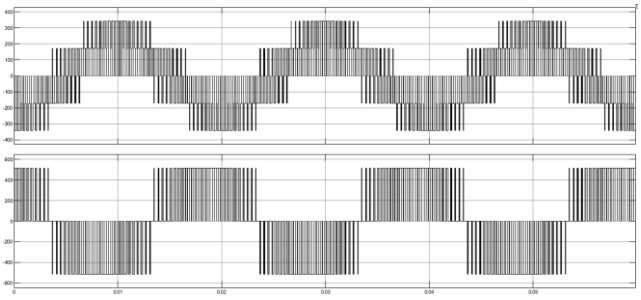
MI=1

الشكل (3-36): نبضات القيادة للقواطعS1,S3,S5 عند قيم مختلفة لمعامل التعدي

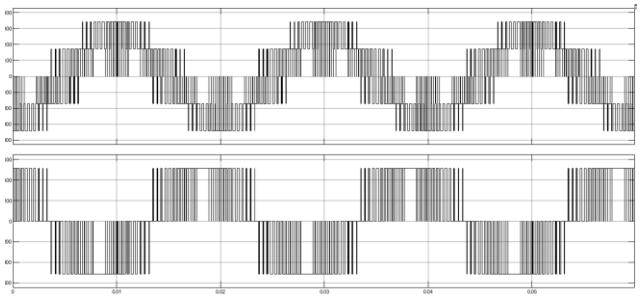
تبين الأشكال الآتية مقارنة بين Van، Vabعند قيم مختلفة لمعامل التعديل ودون استخدام مرشح في الخرج:



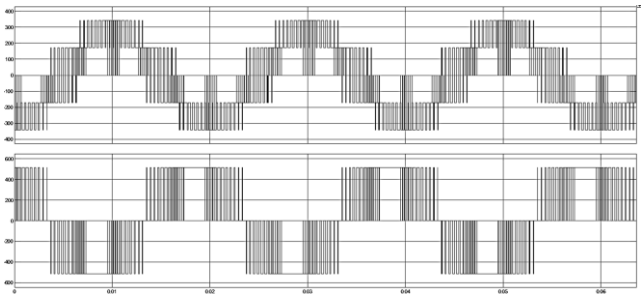
MI=0.785



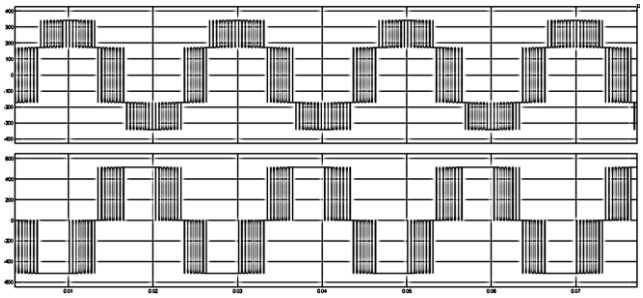
MI=0.9068



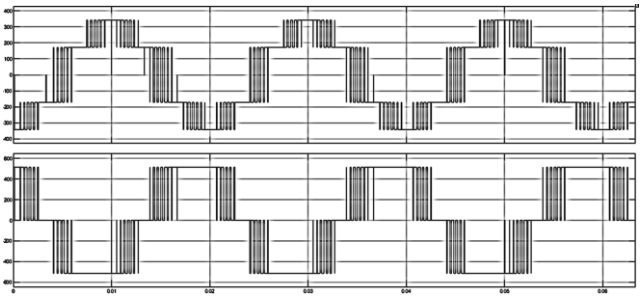
MI=0.915



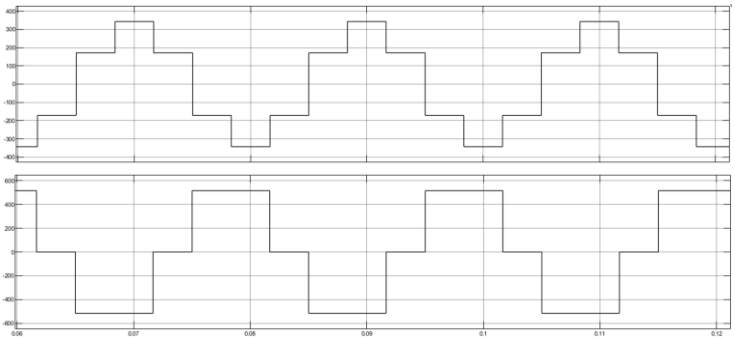
MI=0.93



MI=0.9517



MI=0.976



MI=1

الشكل (3-37): التوترات الطورية والخطية عند قيم مختلفة لمعامل التعديل

والجدول الآتي يلخص نتائج النمذجة عند تطبيق توتر دخل مستمر على المعرج بقيمة Vdc=515.

الجدول (3-3): نسبة التشوه في التوافقيات بموجة الخرج V_{an}عند تردد f=50

V_{dc}	MI	ma	fund	Van / MI	THD(%)	ملاحظات
515	0.785	0.87	257.3	231.8	68.65	منطقة التعديل الخطية
	0.907	1	297.3	231.8	52.23	بداية منطقة التعديل الزائد الأولى
	0.915	1	300	231.8	51.18	منطقة تعديل زائد أولى
	0.93	1	305	231.72	49.07	منطقة تعديل زائد أولى
	0.9517	1	312.02	231.16	45.92	بداية منطقة التعديل الزائد الثانية
	0.976	1	320	231.86	30.9	منطقة تعديل زائد ثانية
	1	1	327.8	231.8	31.08	نهاية منطقة التعديل الزائد الثانية

نلاحظ من الجدول السابق أن العلاقة بين MI و Vanعبارة عن علاقة خطية ضمن منطقتي التعديل الخطي والزائد.

مقارنة نسبة التشوه التوافقي والقيمة العظمى للتوتر الطوري المطبق على المحرك:

الجدول (3-4): مقارنة نسبة التوافقيات و توتر الخرج ضمن المنطقة الخطية بين تقنيتي SVPWM و SPWM عند قيم مختلفة لمعاملات التعديل وتردد 50Hz

	$THD\%(V_{an})$	
m_a	SPWM	SVPWM
0.2	251.8	231.6
0.4	163.3	147.8
0.6	120.2	95.7
1	98.6	52.07

	V_{an}	
MI	SPWM	SVPWM
0.61	100	100
0.786	257.3	257.3
0.907	منطقة غير خطية	297.3
1	منطقة غير خطية	327.8

- **تلخيص نتائج النمذجة لتقنيتي التعديل الجيبي والشعاعي:**

عن طريق مقارنة النتائج الموضحة في الجداول السابقة نجد ما يلي:

1- يمكن باستخدام المنطقة الخطية لتقنية SVPWM زيادة استثمار منبع الدخل المستمر مقارنة بطريقة SPWM حيث تمكننا من زيادة قيمة التوتر الخرج من القيمة 257.3 إلى القيمة 297.3.

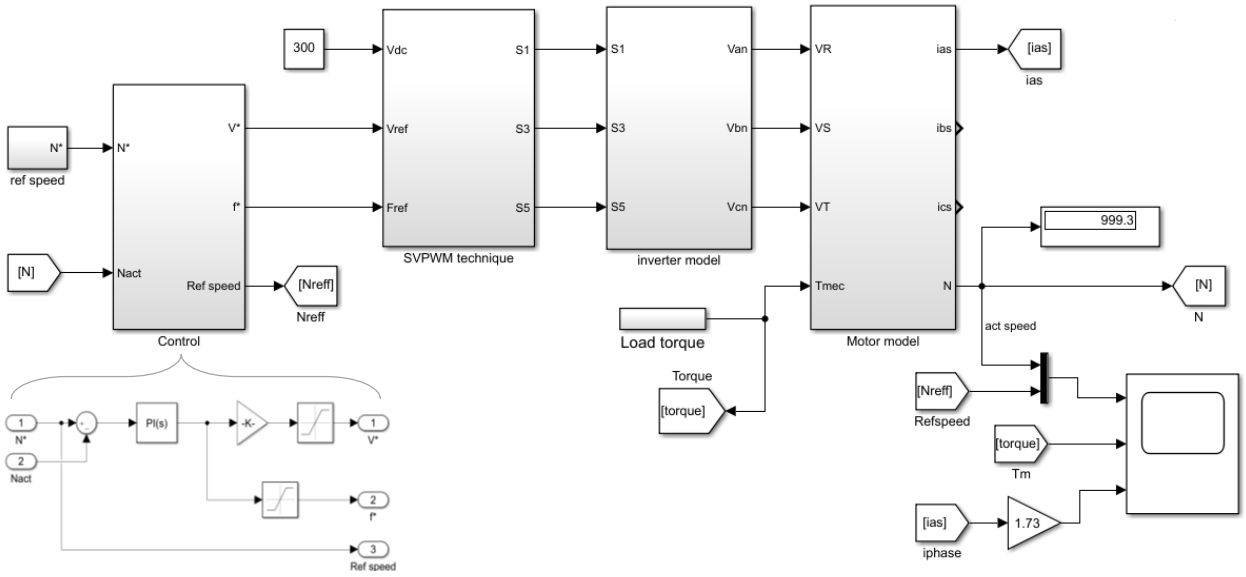
2- تمكننا باستخدام منطقتي التعديل الزائد بتقنية SVPWM زيادة قيمة توتر الخرج ليصل للقيمة 327.8

3- نلاحظ أنه وعند نسبة معامل التعديل MI نفسها حققت كلتا التقنيتين نسبة تشوّه في التوافقيات متقاربة على الرغم من اختلاف التوافقيات المميزة -ذات القيم المرتفعة- بكل منها.

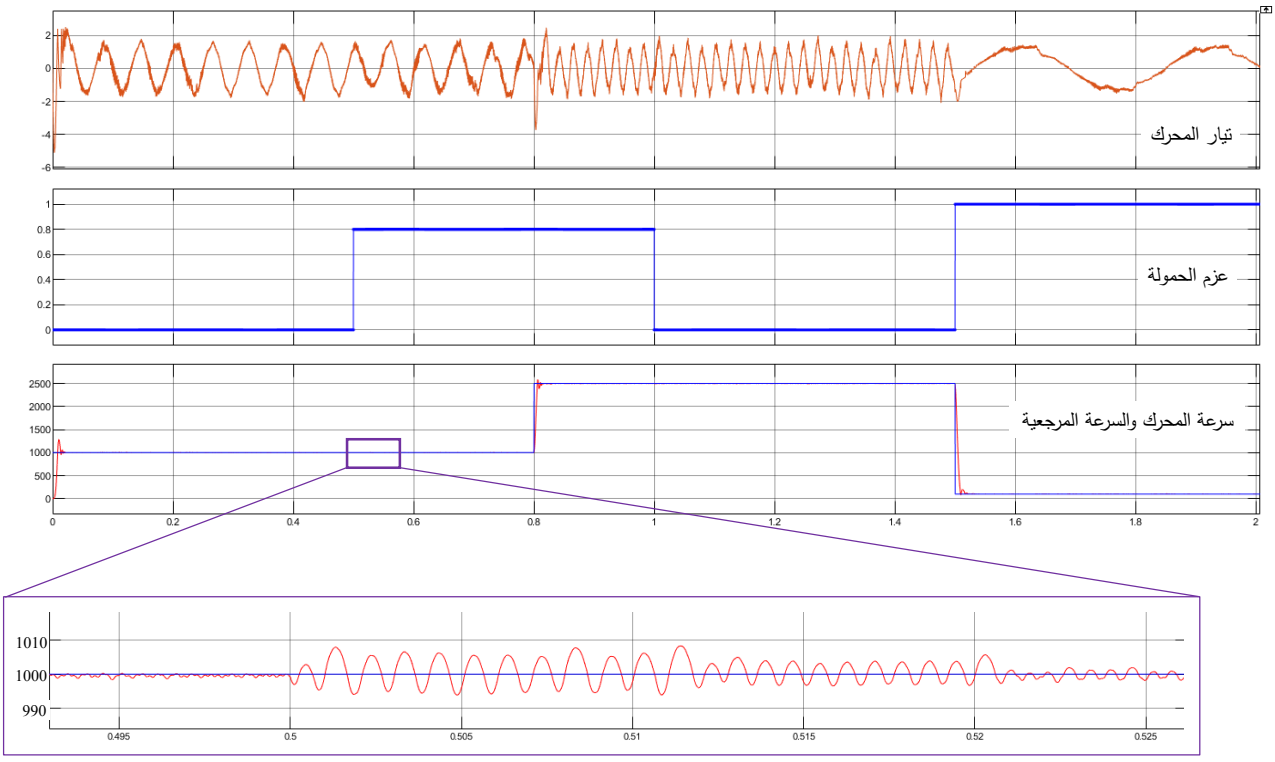
3-5- نتائج نمذجة دارة القيادة الكلية

بعد الانتهاء من نمذجة مكونات نظام القيادة كافة (المحرك-المعرج-تقنية توليد النبضات)، تم تصميم النموذج الحاسوبي النهائي لنظام القيادة بتجميع النماذج السابقة واستخدام المتحكم التناسبي التكاملي (PI controller) لمعالجة إشارة خطأ السرعة وتوليد التردد المرجعي.

وتبين الأشكال الآتية نموذج دارة القيادة والتحكم بالإضافة إلى نتائج التشغيل عند حالات عمل مختلفة.



الشكل (3-38): نمذجة دارة القيادة المقترحة ضمن بيئة الـ Matlab-simulink



الشكل (3-39): نتائج النمذجة الحاسوبية لنظام القيادة المقترح

الفصل الرابع

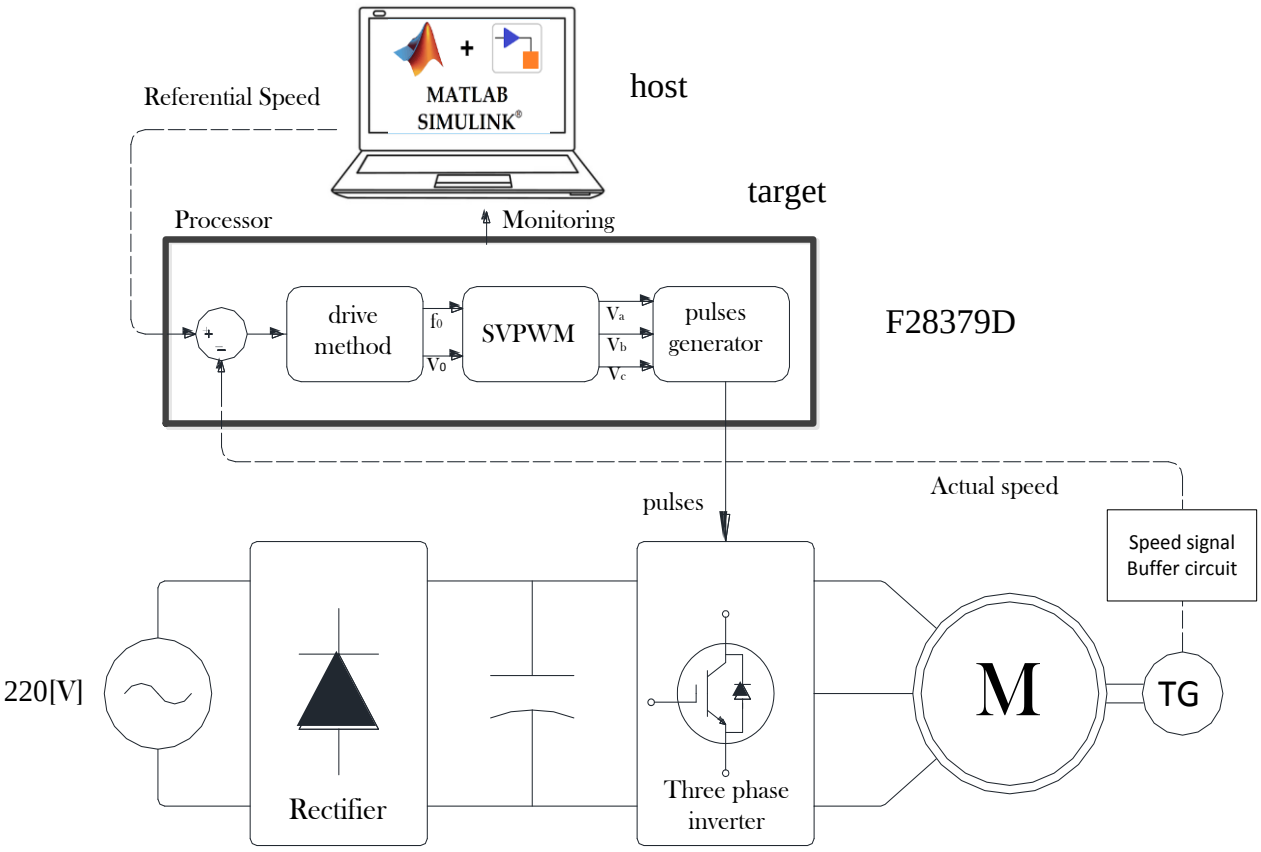
القسم التطبيقي

practical part

4- القسم التطبيقي

4-1- المقدمة

سيتم في هذا الفصل شرح الخطوات التصميمية المتبعة لتنفيذ نظام القيادة المقترح في الفصل السابق. حيث سيتم تصميم النظام بالاعتماد على طريقة القيادة السلمية المعدلة، والاعتماد على طريقة التعديل الشعاعي لقيادة المعرج ثلاثي الطور. والشكل الآتي يوضح المخطط الصندوقي لدارة الاستطاعة والتحكم.

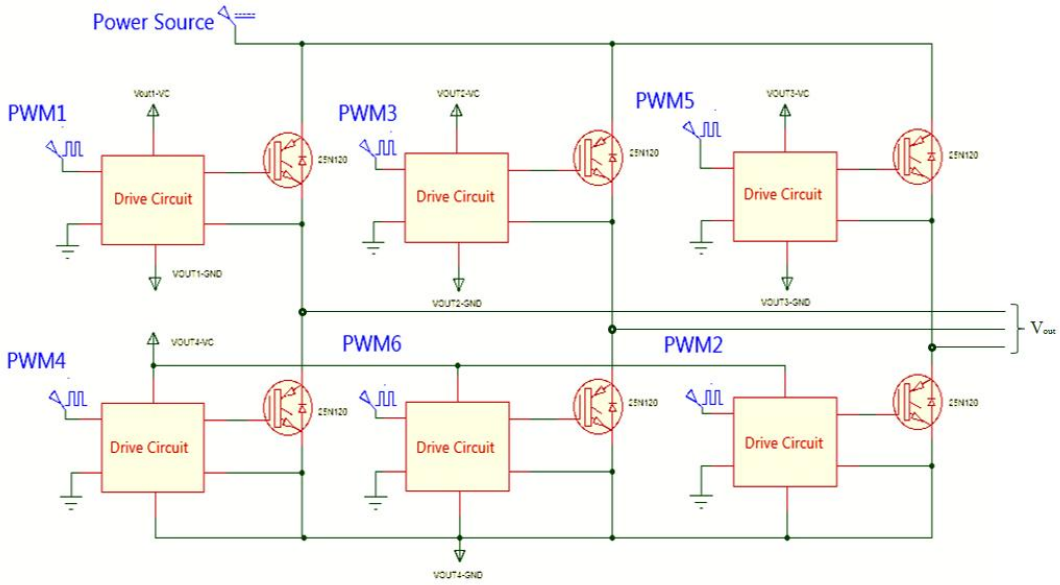


الشكل (4-1): مخطط دارة القيادة لتنظيم سرعة المحرك التحريضي بطريقة VVVF

يؤدي الحاسب في نظام القيادة دور المضيف (host) حيث يقوم بإعطاء إشارة السرعة المرجعية للمعالج كما يقوم بإظهار بارامترات النظام المطلوبة، ويتم ذلك عن طريق ربط الحاسب بالكرت (LAUNCHXL-F28379D) وهو أحد كروت التطوير المصنعة من قبل شركة Texas Instruments والذي يؤدي دور الهدف (Target) في النظام، إذ يقوم بتلقي إشارة السرعة المرجعية من الحاسب وإشارة السرعة الحقيقية من مقياس السرعة (Tacho generator) ومعالجة إشارة الخطأ الناتجة عن مقارنتهما لتوليد نبضات القيادة وفق الطريقة الشعاعية، كما يقوم بإرسال بارامترات النظام المراد مراقبتها إلى الحاسب.

4-2- تصميم المعرج ثلاثي الطور

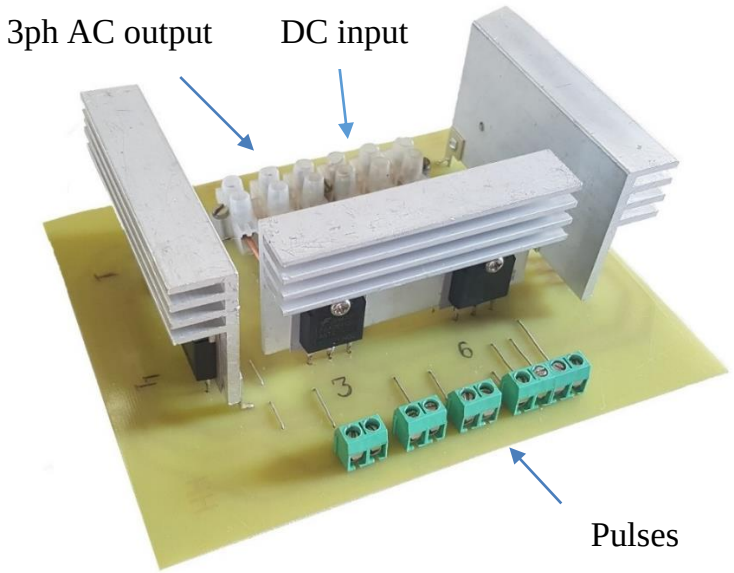
يبين الشكل الآتي دارة المعرج ثلاثي الطور، وقد تم تقسيم هذه الدارة تصميمياً إلى جزأين رئيسيين:



الشكل (4-2): دارة المعرج ثلاثي الطور

4-2-1- تصميم دارة الاستطاعة

وهي الدارة المسؤولة عن تحويل توتر الدخل المستمر إلى توتر ثلاثي الطور. وقد صممت بالاعتماد على ترانزيستورات IGBT ذات الرقم 25N120، وتم طباعة هذه الدارة على كرت مستقل يحوي مدخلاً للجهد المستمر المراد تطبيقه على المعرج ومدخلاً لنبضات القيادة ومخرجاً للتوترات ثلاثية الطور.

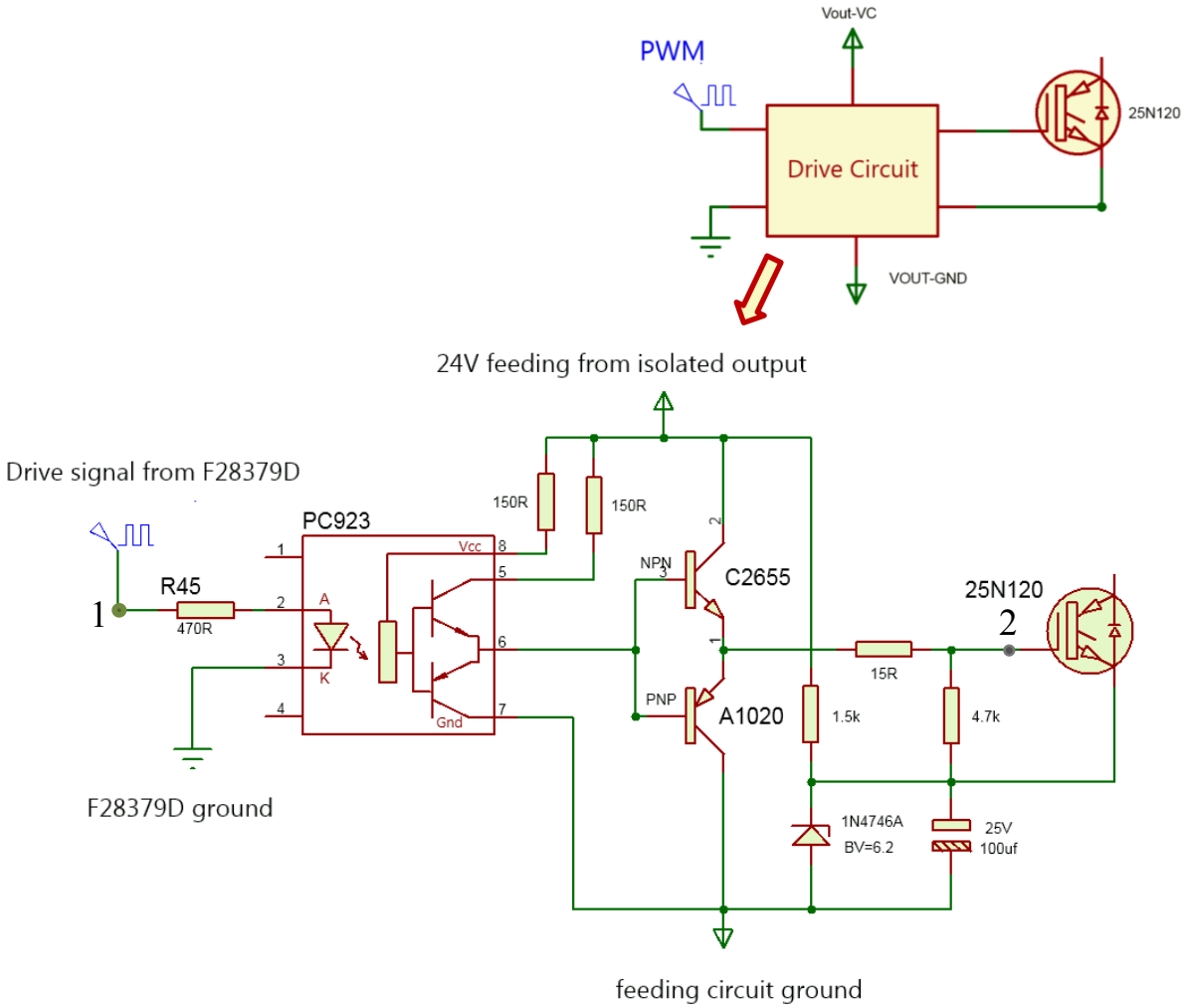


الشكل (4-3): دارة الاستطاعة للجسر الترانزيستوري ثلاثي الطور

4-2-2- تصميم دارة القيادة والعزل

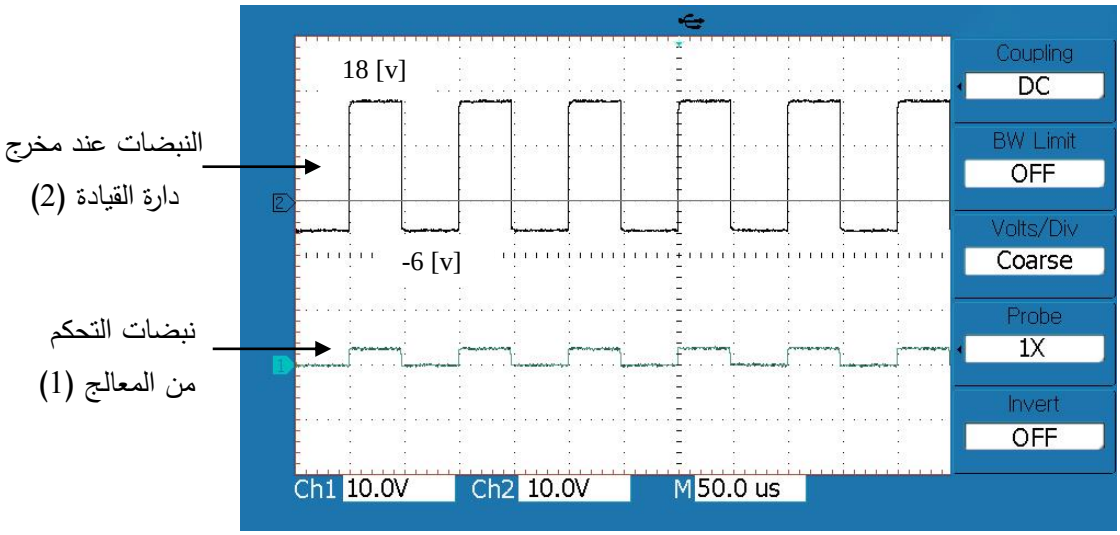
وهي الدارة المسؤولة عن مواءمة نبضات التحكم القادمة من المعالج لتصبح قادرة على تشغيل وفصل ترانزيستورات الاستطاعة المستخدمة، كما تقوم بعزل دارة الاستطاعة عن دارة التحكم لحمايتها من أي ضرر قد يصيبها عند حالات التشغيل غير النظامية مثل القصر أو ارتفاع الجهد.

ويبين الشكل الآتي دارة العزل وتضخيم الاستطاعة لأحد ترانزيستورات الجسر ثلاثي الطور، وقد تم استخدام العازل الضوئي PC923 لعزل نبضات القيادة القادمة من المعالج، كما تم تضخيم استطاعة النبضة بالاستعانة بمنبع جهد 24[V]، حيث يتم تطبيق توتر مقداره 18[V] على بوابة ترانزيستور الاستطاعة بحالة الوصل وتوتر سالب مقداره 6[V]- بحالة الحجز، وذلك لتأكيد الحجز السريع للترانزيستور.



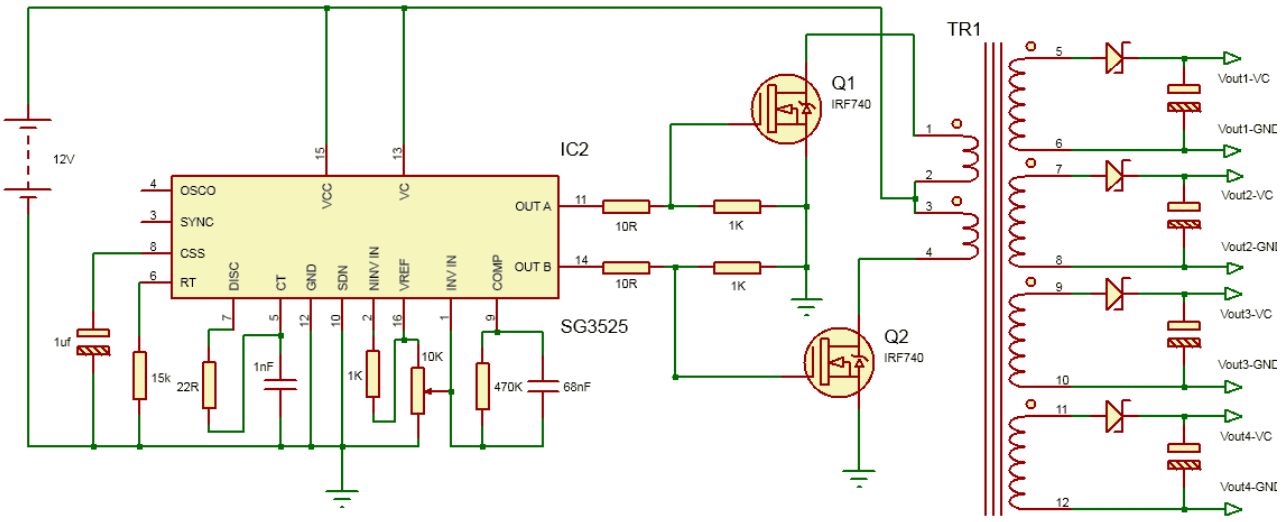
الشكل (4-4): دارة العزل وتضخيم الاستطاعة لأحد الترانزيستورات

والشكل الآتي يبين نتائج اختبار شكل نبضات القيادة عند النقطتين (1) و (2) في الشكل السابق.



الشكل (4-5): نبضات القيادة المولدة من المعالج وشكل هذه النبضات عند مخرج دارة القيادة.

يتم تكرار الدارة السابقة لترانزيستورات الجسر جميعها، مع اختلاف وحيد بمنبع التغذية لدارات القيادة. ويلزم لكل دارة قيادة ترانزيستور علوي منبع جهد 24[V] خاص بها، ويعود ذلك إلى كون باعث الترانزيستورات العلوية في الجسر بحالة عائمة ومستقلة عن بعضها، بينما يتم استخدام منبع تغذية وحيد مستقل لتغذية دارات قيادة الترانزيستورات السفلية، وذلك بسبب اشتراك باعث الترانزيستورات السفلية بنقطة واحدة. ولتأمين منابع التغذية المستقلة الأربع تم تصميم دارة مقطع push-pull converter بحيث تقوم هذه الدارة بتأمين أربعة مخارج معزولة كل منها 24[V] وذلك بالاعتماد على إحدى دارات التغذية المتواجدة في السوق والتي تقوم بتحويل توتر الشبكة 220[v] إلى توتر مستمر 12[V] يستخدم لتغذية المقطع.



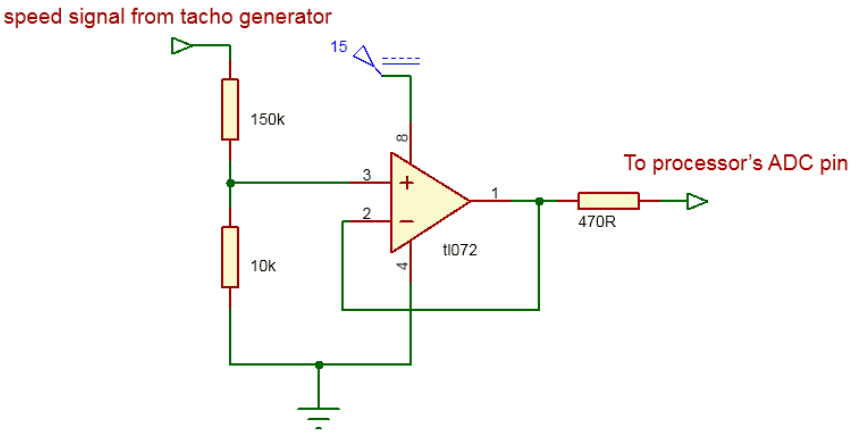
الشكل (4-6): دارة الـ push-pull لتغذية دارات قيادة الترانزيستورات

والشكل الآتي يوضح دارة القيادة الكلية المستخدمة

الشكل (4-7): دارة القيادة والعزل للمعرج ثلاثي الطور

4-3- مبدلة قياس السرعة

يتألف نظام قياس السرعة من جزأين رئيسيين وهما مولد التاكو (tach generator) والمسؤول عن تحويل سرعة المحرك التحريضي إلى إشارة توتر، والجزء الثاني هو دارة مكبر الحجز (buffer) والمسؤولة عن تحويل إشارة خرج مولد التاكو إلى توتر مناسب لإدخاله إلى المعالج.



الشكل (4-8): دارة مكبر الحجز لإشارة السرعة

4-4- تصميم نظام التحكم

تم تصميم نظام التحكم في الزمن الحقيقي بنمط الهدف-المضيف (Host-target communications)، وقد حققت هذه التقنية قيادة المحرك التحريضي ومراقبة بارامتراته المطلوبة عن طريق الحاسب وقد أدى الحاسب دور "المضيف" أما "الهدف" فهو نظام المعالجة المستخدم.

4-4-1- نظام المعالجة وتحصيل الإشارات المستخدم

لتحقيق عملية المعالجة المطلوبة والتخاطب مع الحاسب في الزمن الحقيقي، كان لابد من اختيار نظام معالجة يتمتع بأداء مناسب من حيث السرعة وتأمين الطرفيات المناسبة والذاكرة الكافية للاحتفاظ بالبيانات ريثما تتم عملية إرسالها، لذلك تم التوجه إلى كروت DSP (Digital Signal Processor)، وقد وقع اختيارنا على أحد كروت التطوير (development Kit) المقدمة من شركة Texas Instruments والمصمم بالاعتماد على المعالج F28379D.

وقد تم الاستفادة من الدعم المقدم لهذه الكروت ضمن بيئة Matlab-Simulink لتصميم النموذج الحاسوبي لعملية التحكم وذلك بالاعتماد على مكتبة Embedded code support package for Texas Instruments C2000 processors بحيث يكون النموذج مهيأً لتحويله إلى لغة برمجة الكرت باستخدام الـ Code Composer Studio 10.4.0 المتوافق مع معالجاتC2000.

LUNCHXL-F28379D

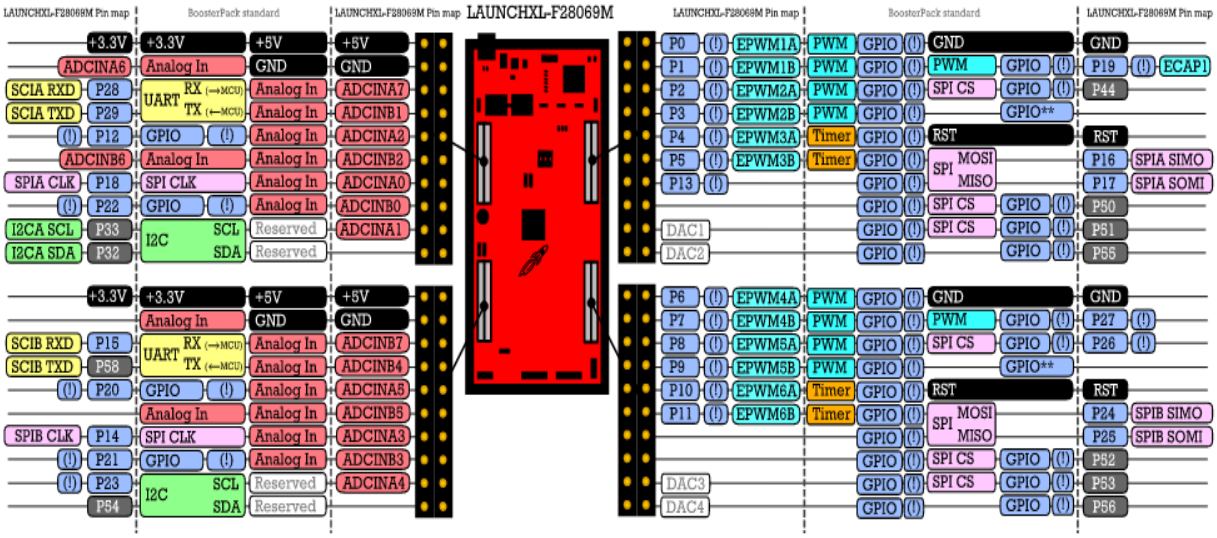
الشكل (4-9): كرت تحصيل الإشارات الرقمية المستخدم

وفي الجدول الآتي بعض أهم مواصفات الكرت المستخدم:

الجدول (4-1):أهم مواصفات كرت تحصيل الإشارات الرقمية المستخدم

CPU	2x C28x, 2x CLA
Frequency (MHz)	200
Flash memory (KB)	1024
RAM (KB)	204
ADC resolution	12-bit, 16-bit
Total processing (MIPS)	800
UART	4
CAN	2
Sigma-delta filter	8
HRPWM	16

ويبين الشكل الآتي طرفيات كرت معالجة الإشارة الرقمية المستخدم:



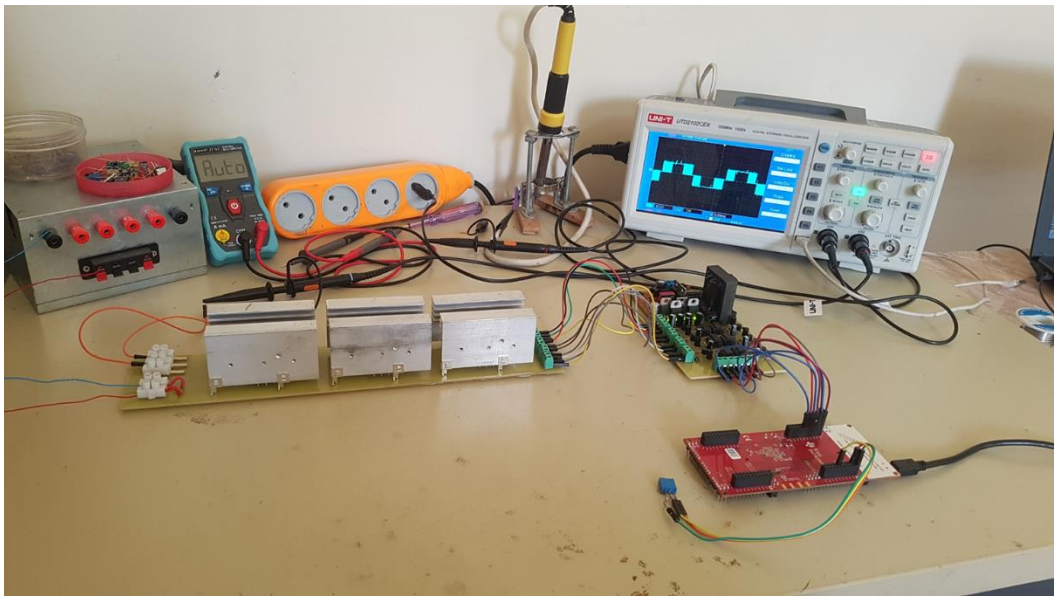
الشكل (4-10): طرفيات معالج الإشارات الرقمية المستخدم

4-5- الإجراء التجريبي

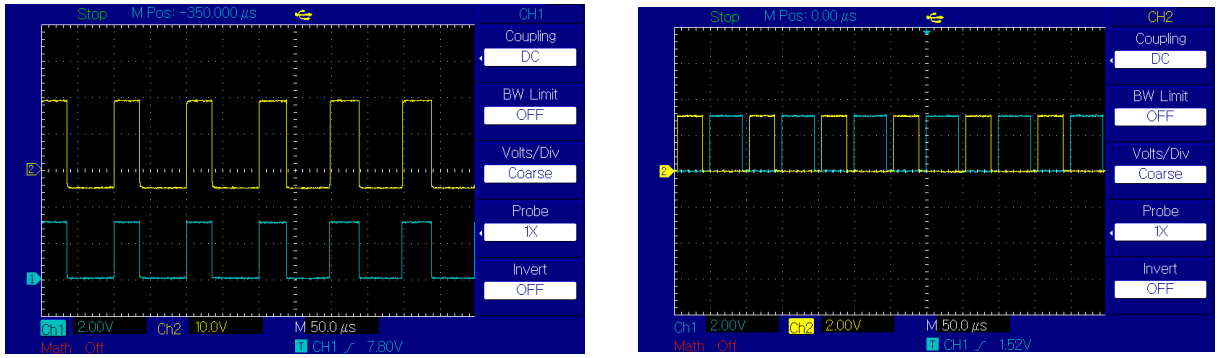
قبل البدء بتنفيذ دارة الاختبار النهائية المقترحة كان لابد من إجراء بعض التجارب لاختبار نتائج تصميم دارة القيادة والاستطاعة، والتأكد من نتائج معالج الإشارات الرقمية المستخدم. وفيما يلي أهم هذه التجارب:

4-5-1- اختبار تشغيل المعرج عند التوترات المنخفضة:

تم خلال هذه التجربة تطبيق توتر دخل مستمر 12 [V] على المعرج وتغيير قيمة معامل التعديل عن طريق مقاومة خارجية للحصول على توترات خرج مختلفة. ومراقبة قيمة وشكل توتر الخرج للتأكد من نتائج النموذج المقترح لتقنية التعديل الشعاعي.



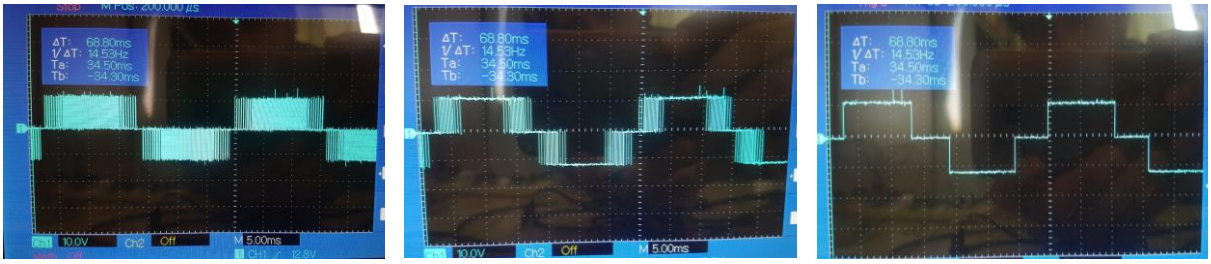
الشكل (4-11): دارة التجربة الأولى



b **a**

الشكل (4-12) : a: الزمن الميت بين نبضات القيادة لترانزيستورين على نفس الذراع.

b: شكل نبضات القيادة على خرج المعالج، وعند خرج دارة تضخيم الاستطاعة.



الشكل (4-13): شكل توتر خرج المعرج ثلاثي الطور –باستخدام راسم الإشارة– عند قيم مختلفة لمعامل التعديل MI

وبناءً على نتائج التجربة الأولى تم التأكد من مطابقة النتائج العملية لدارة توليد النبضات بالطريقة الشعاعية مع نتائج النمذجة باستخدام الماتلاب، كما تم التأكد من قدرة كرت تحصيل الإشارات الرقمية على استقبال الإشارات التماثلية واستخدامها في عملية المعالجة، بالإضافة لإمكانية توليد الزمن الميت بين نبضات القيادة للترانزيستورات المتموضعة على نفس الذراع بأزمنة بحدود [µs]1 وبالتالي تجنب حدوث قصر للمنبع.

كما تم من خلال هذه التجربة التأكد من عمل دارة القيادة وقدرتها على عزل وتضخيم استطاعة النبضات المطبقة على بوابة ترانزيستورات IGBT، وضمان عمل هذه الترانزيستورات بالشكل السليم.

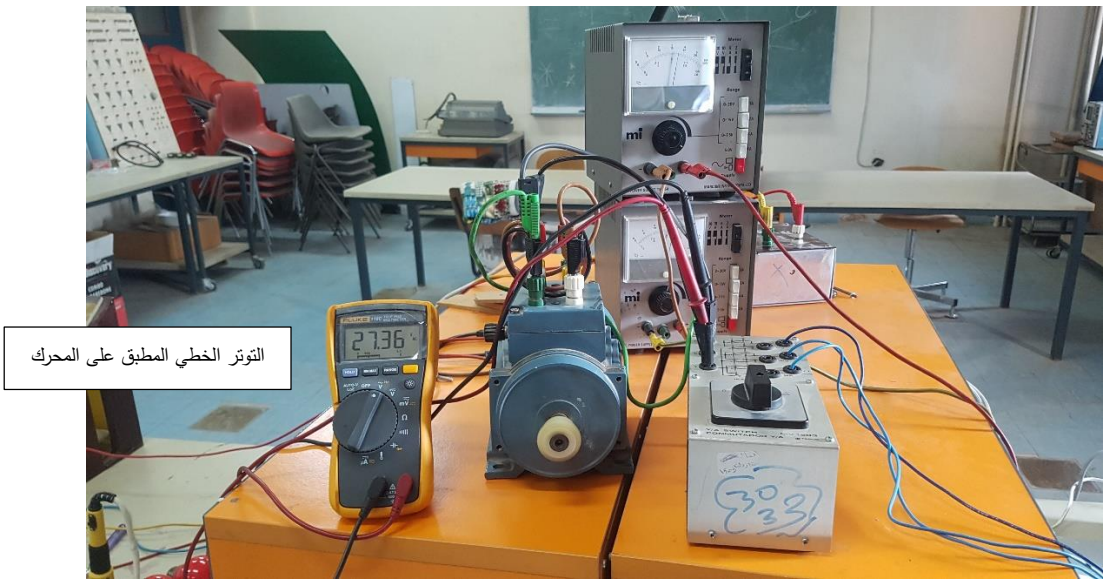
4-5-2- اختبار التحميل الأومي للمعرج عند توتر دخل [300[Vdc:

خلال هذه التجربة قمنا بتحميل المعرج بحمل أومي وذلك بتطبيق توتر مستمر [V] 300 ، وبناءً عليه تم الحصول على توتر خرج خطي للمعرج يصل حتى [V]250 ومعامل تشوه توافقي للتوتر عند توتر خرج [V]220 قدره THD= 13.8%.

الشكل (4-14): دارة التجربة الثانية

4-5-3- اختبار تشغيل المحرك عند السرعات والتوترات المنخفضة:

تم خلالها تشغيل المحرك بحالة عدم التحميل وباستخدام الحلقة المفتوحة وعند سرعات منخفضة بحدود 200[r.p.m] وذلك عند تطبيق توتر دخل مستمر[V] 36 ، وتوصيل ملفات المحرك بشكل مثلثي.



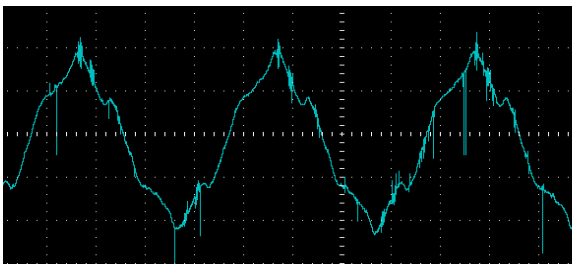
الشكل (44-15): دارة التجربة الثالثة

4-5-4- اختبار تشغيل المحرك عند التوتر الاسمي:

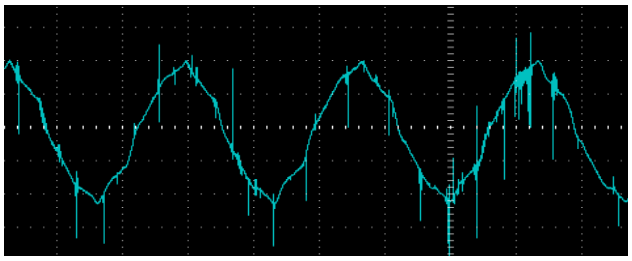
تشغيل المحرك باستخدام الحلقة المفتوحة عند سرعات دوران مختلفة وحتى السرعة الاسمية وذلك بتطبيق توتر دخل مستمر[V] 300 ، ومراقبة قيمة وشكل موجة تيار المحرك.

الشكل (44-16): دارة التجربة الرابعة

و يبين الشكل الآتي تيار المحرك عند قيم مختلفة لحالات العمل.



F=20 [Hz], V=94[V]



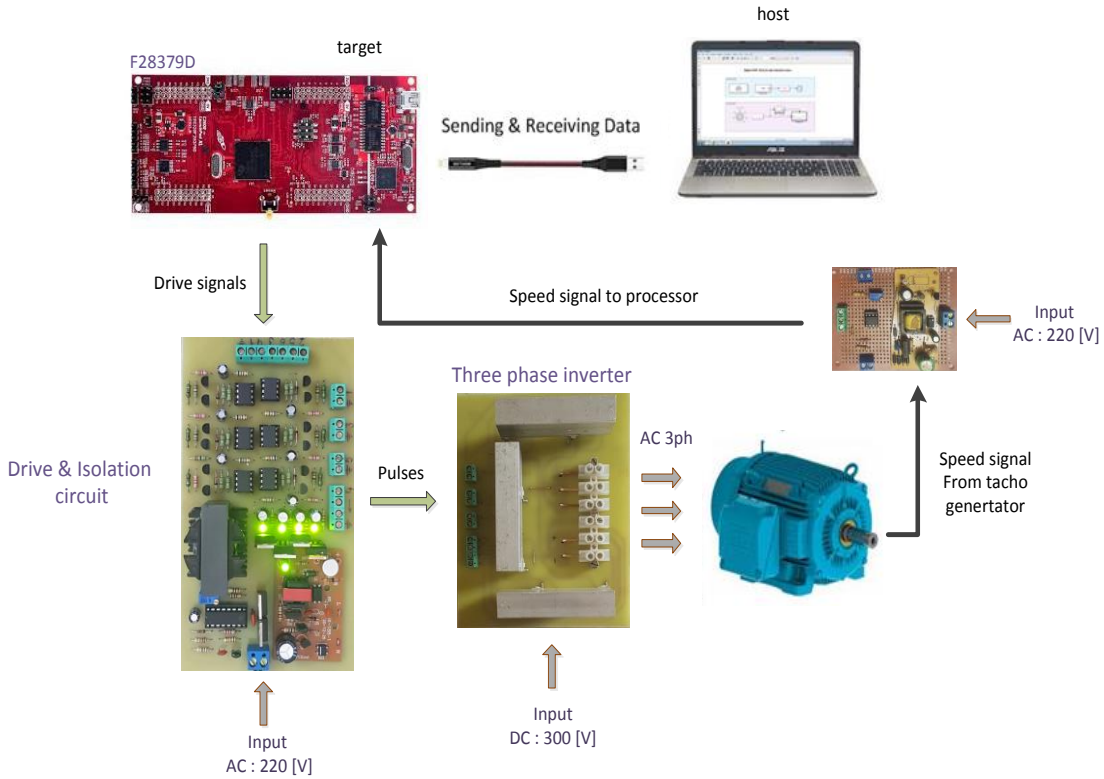
F=50 [Hz], V=220[V]

الشكل (4-17): تيار المحرك عند قيم مختلفة للتردد والتوتر

4-5-5- اختبار تشغيل نظام القيادة بوجود تغذية خلفية:

بعد إجراء الاختبارات السابقة باستخدام الحلقة المفتوحة والتأكد من صحة نتائجها، تم الانتقال لاختبار نظام القيادة المقترح بحالة الحلقة المغلقة، وسيتم في هذه التجربة مراقبة أداء النظام دون وجود حمولة ميكانيكية.

ويبين الشكل (4-18) الدارة التنفيذية لقيادة المحرك التحريضي ثلاثي الطور في الزمن الحقيقي موضحاً مداخل ومخارج جميع الدارات الإلكترونية المصممة. وتجدر الإشارة إلى أن تغذية المعرج ثلاثي الطور بتوتر الدخل المستمر تمت عن طريق وحدة تغذية كهربائية مخبرية معزولة.

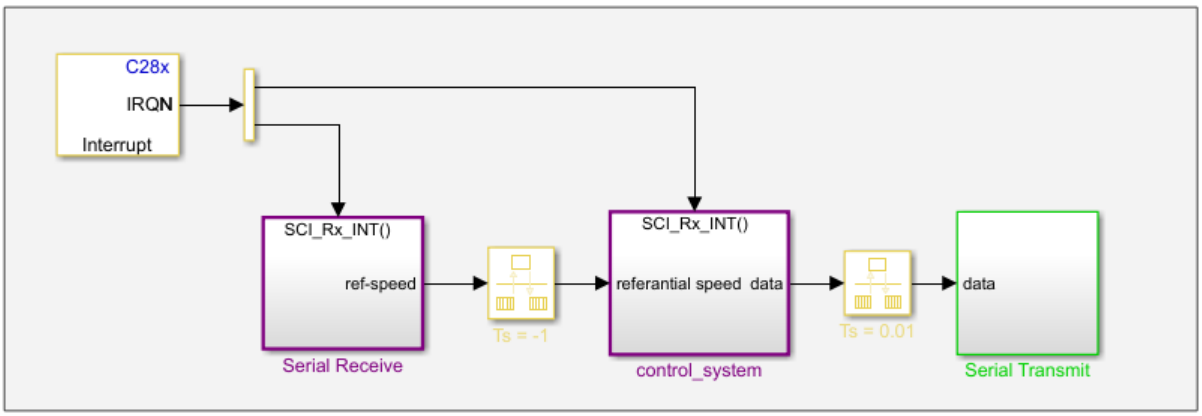


الشكل (4-18): المخطط التنفيذي لدارة قيادة المحرك التحريضي في الزمن الحقيقي

ولتحقيق عملية التحكم المذكورة تم تصميم برنامجين، الأول يتم تحميله ضمن الـ target وهو البرنامج الرئيسي، والثاني يتم تشغيله ضمن الـ host. يحدد البرنامج الرئيسي آلية عمل المعالج، فيتم عن طريقه تحديد المداخل والمخارج وتهيئة المعالج لاستقبال وإرسال الإشارات، كما يتضمن الجزء الخاص بنظام قياد المحرك وقيادة المعرج لتوليد التوترات والترددات المطلوبة، بينما تقتصر مهمة برنامج الهدف على إرسال الأوامر إلى المعالج واستقبال وعرض الإشارات، وبالتالي مراقبة أداء النظام.

البرنامج الرئيسي ضمن بيئة الماتلاب

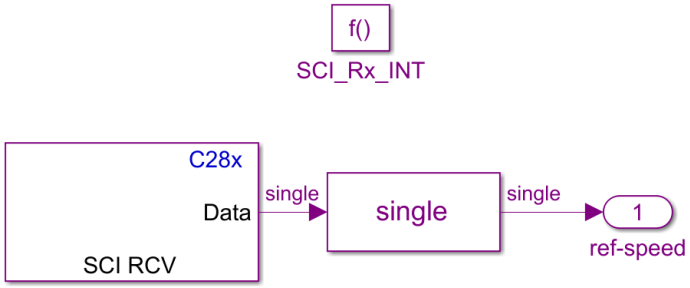
ويبين الشكل الآتي تصميم برنامج الهدف ضمن بيئة الماتلاب وذلك قبل تحويله إلى لغة برمجة معالج الإشارة الرقمية عن طريق برنامج Code Composer المتوافق مع برنامج الماتلاب.



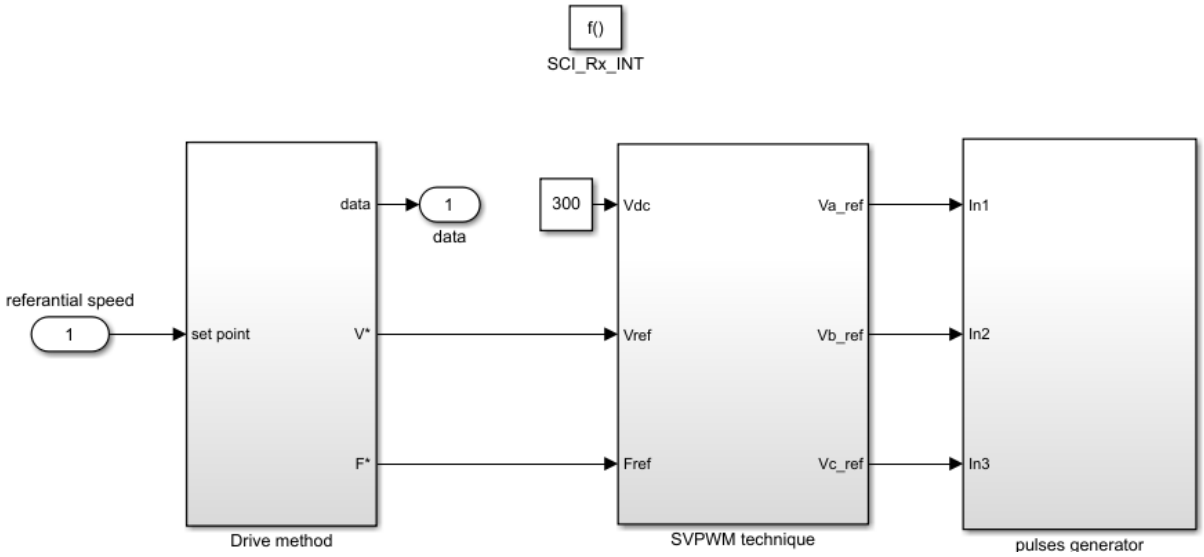
الشكل (4-19): برنامج الهدف والذي يتم تشغيله ضمن المعالج

ويتم ضمن برنامج الهدف استقبال إشارة السرعة المرجعية من الحاسب عن طريق الكتلة Serial Receive ومن ثم إرسالها إلى الكتلة control_system التي يتم ضمنها استقبال إشارة السرعة الحقيقية عن طريق مدخل ADC ومقارنتها مع إشارة السرعة المرجعية وإدخال إشارة الخطأ إلى متحكم PI بحيث تحدد إشارة خرج المتحكم التردد المرجعي بينما يتم تحديد التوتر المرجعي عن طريق الكتلة V/F curve، ويتم استخدام إشارتي التوتر والتردد المرجعيين لتوليد الأمواج المرجعية عن طريق الكتلة SVPWM technique، ثم عن طريق الكتلة pulses generator يتم تحديد شكل الموجة الحاملة وتردد التقطيع والزمن الميت بين النبضات ثم توليد نبضات القيادة عن طريق مقارنة الأمواج المرجعية والموجة الحاملة. كما يتم عن طريق الكتلة Serial Transmit إرسال الإشارات المراد مراقبتها إلى الحاسب.

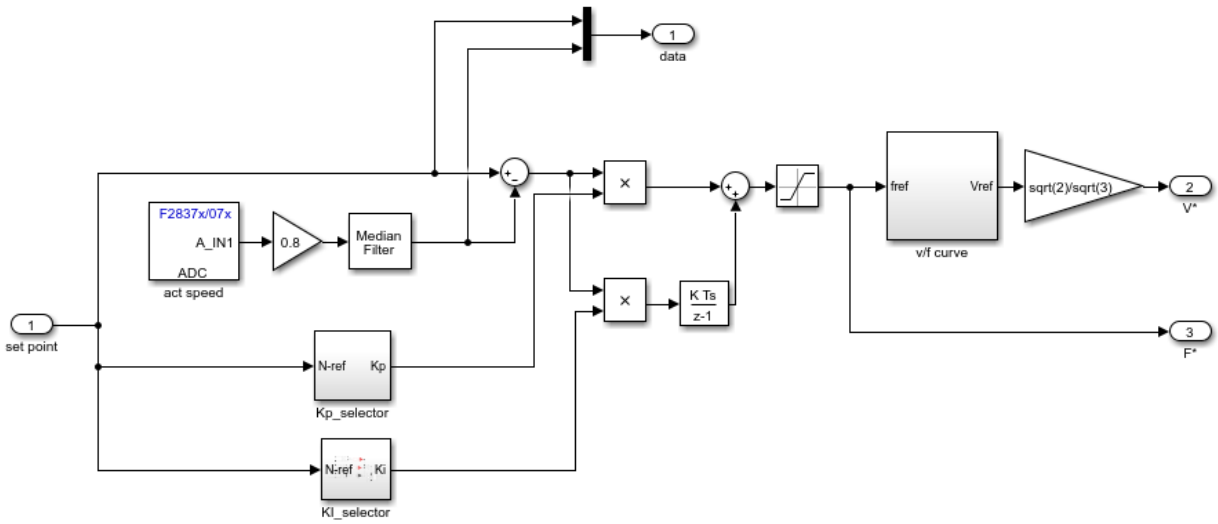
وتبين الأشكال الآتية البنية الداخلية لجميع مكونات برنامج الهدف ضمن بيئة Matlab-Simulink وقبل تحويلها إلى لغة برمجة المعالج.



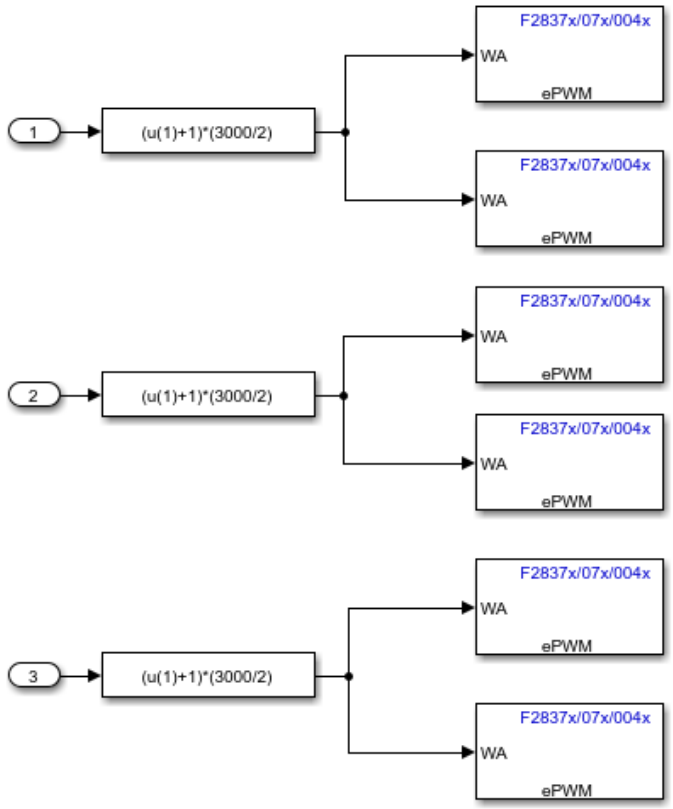
الشكل (4-20): البنية الداخلية للكتلة Serial Receive



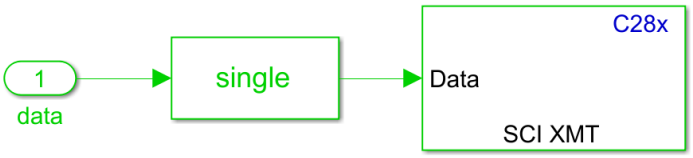
الشكل (4-21): البنية الداخلية للكتلة control_system



الشكل (4-22): البنية الداخلية للكتلة Drive method



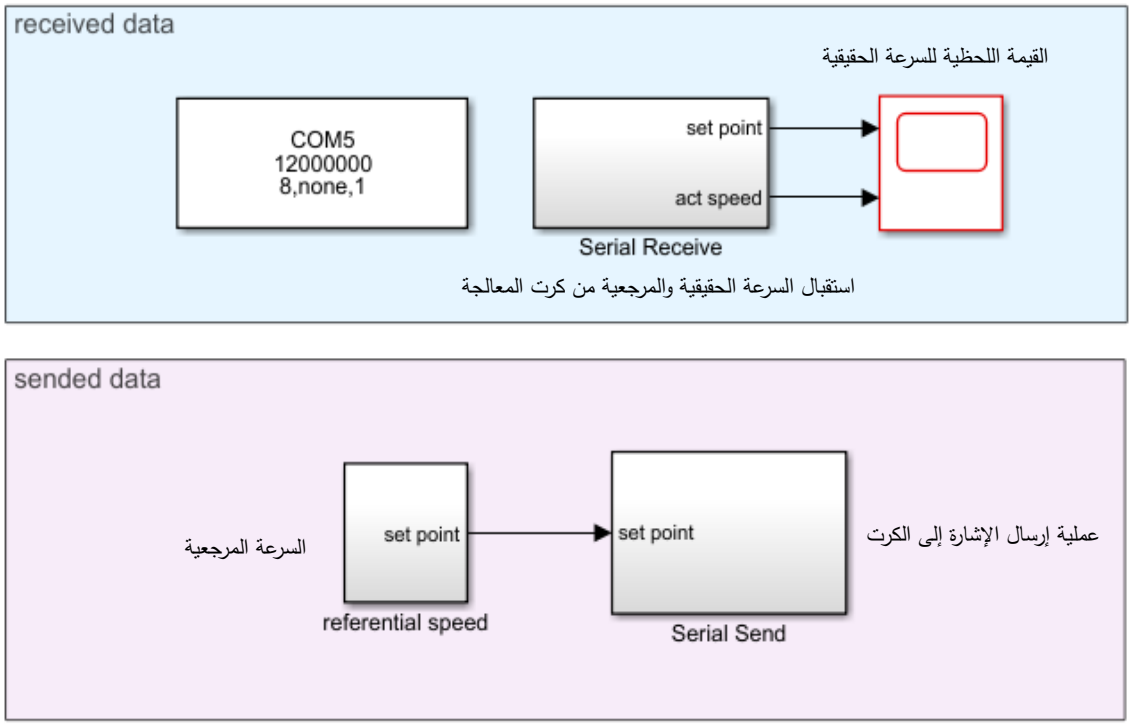
الشكل (4-23): البنية الداخلية للكتلة pulses generator



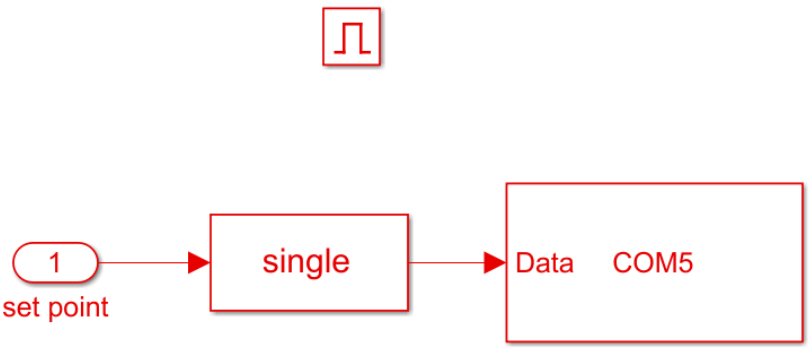
الشكل (4-24): البنية الداخلية للكتلة Serial Transmit

ويتم الربط بين المعالج والمضيف عن طريق وصلة USB يتم من خلالها إرسال الأوامر إلى المعالج واستقبال إشارات الإظهار ليتم عرضها على الحاسب، وذلك من خلال تشغيل برنامج المضيف أثناء عملية التحكم.

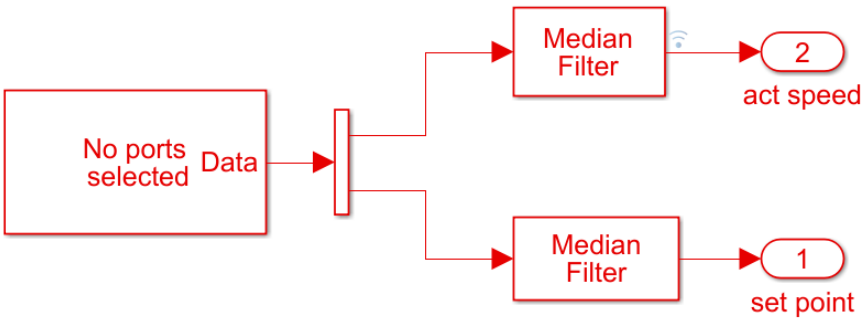
وقد تم تصميم برنامج المضيف ضمن بيئة Matlab-Simulink لتحقيق التخاطب من المعالج، ويحوي على كتلتين رئيسيتين، الأولى Serial Receive لاستقبال الإشارات من المعالج والثانية Serial Send لإرسال الأوامر. ويبين الشكل الآتي البنية التصميمية لبرنامج المضيف.



الشكل (4-25): برنامج المضيف ضمن بيئة Matlab-Simulink

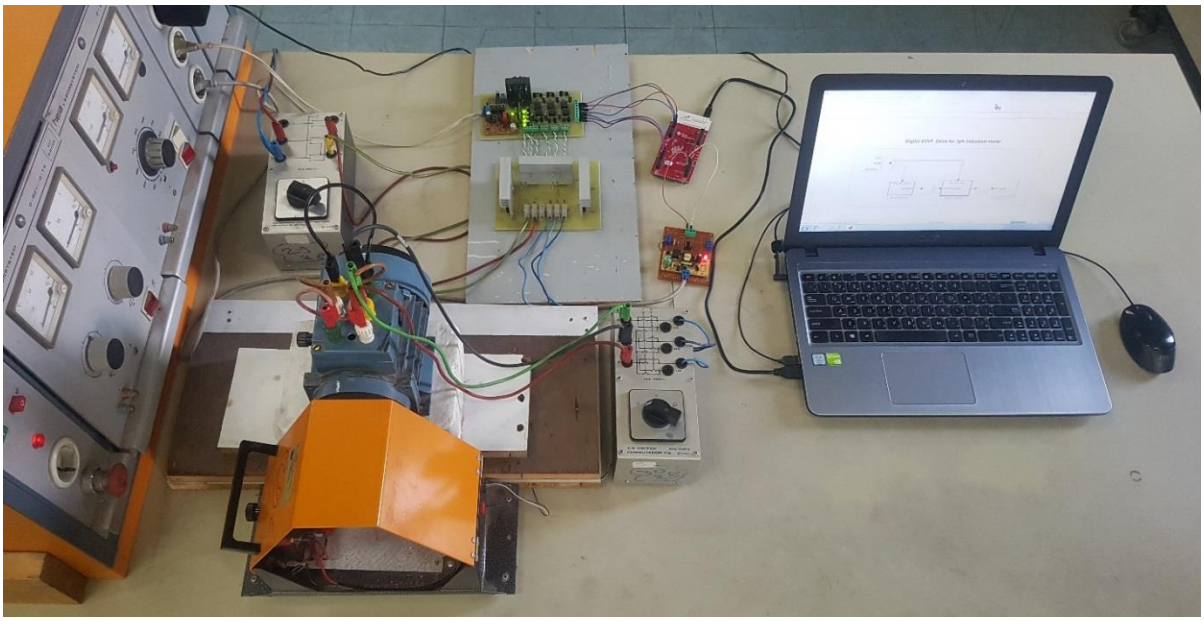


الشكل (4-26): البنية الداخلية للكتلة Serial Send



الشكل (4-27): البنية الداخلية للكتلة Serial Receive

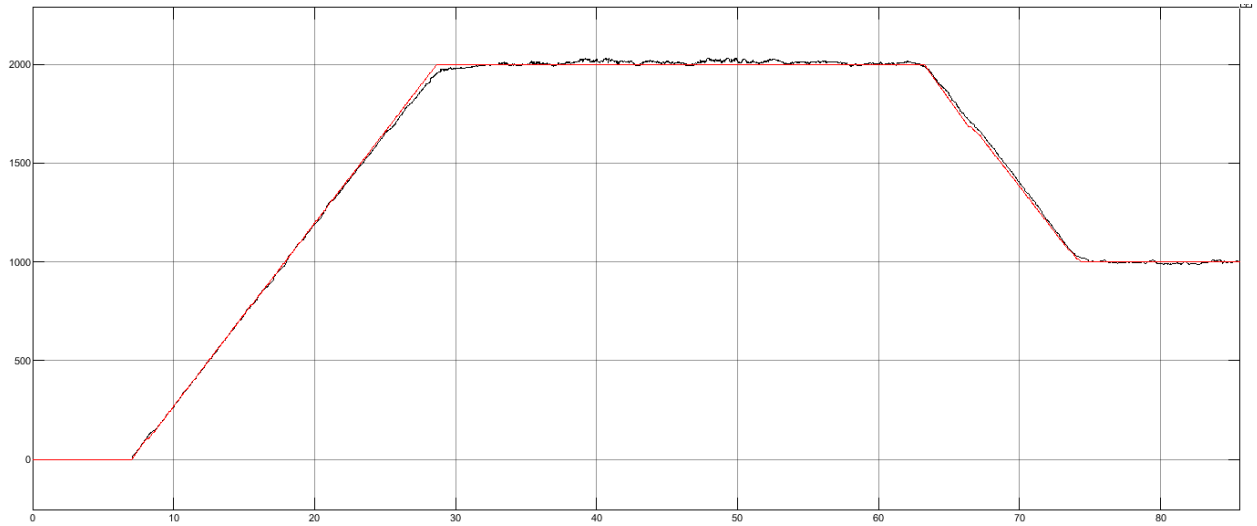
ويبين الشكل الآتي التجربة المخبرية المنفذة لاختبار أداء النظام المقترح. وقمنا خلال هذه التجربة بتغيير السرعة المرجعية بدءاً من القيمة [r.p.m] 100 وحتى السرعة الاسمية، ومراقبة استجابة المحرك لتغيرات السرعة المطلوبة سواءً بالإقلاع التدريجي أو بالانتقال بشكل قفزات بين السرعات.

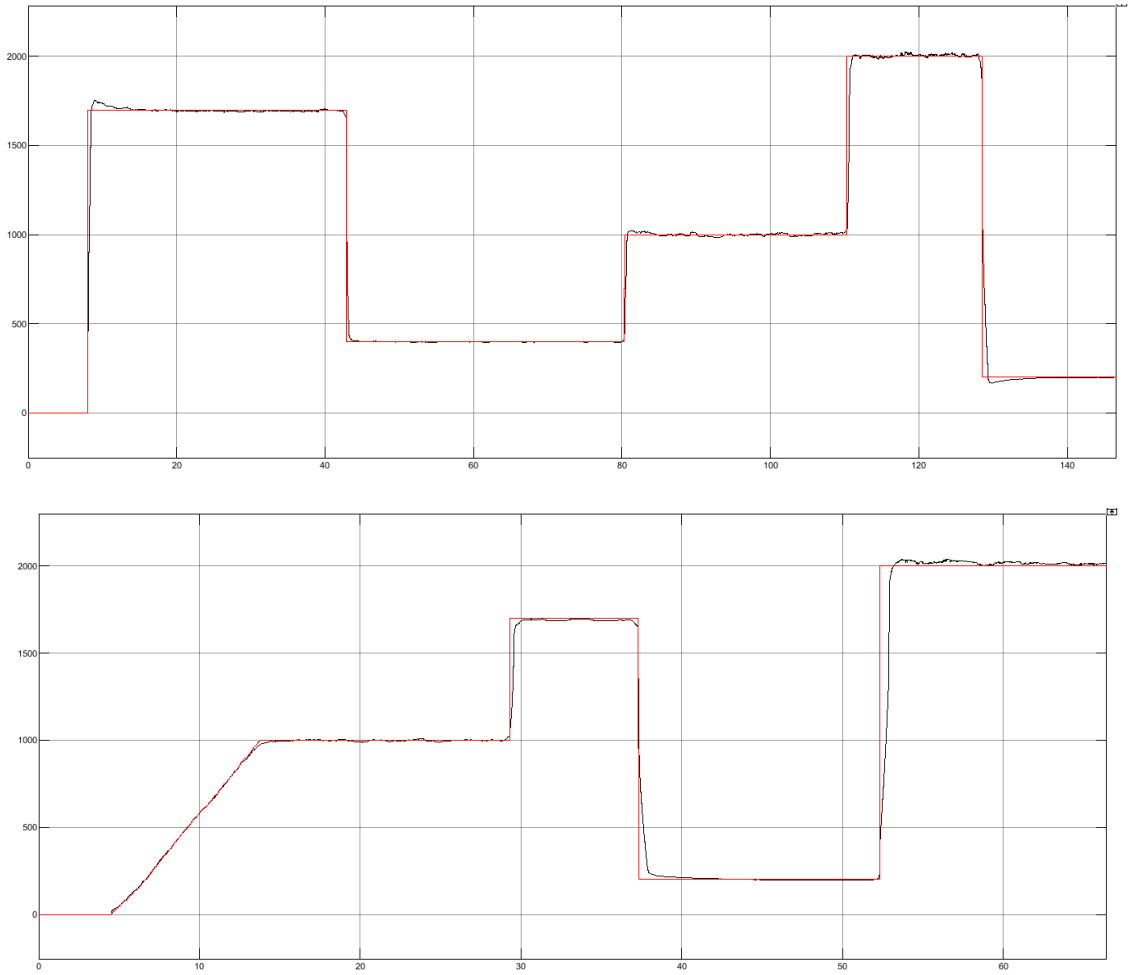


الشكل (44-28): دارة التجربة الرابعة

النتائج وتحليل المنحنيات:

تبين الأشكال الآتية استجابة المحرك عند سرعات مختلفة وقفزات متباينة بين السرعات.





الشكل (4-29): استجابة المحرك التحريضي لتغيرات السرعة عند حالات عمل مختلفة

نلاحظ من نتائج التجربة السابقة أن نظام القيادة المقترح باستخدام المتحكم التقليدي PI استطاع تحقيق الاستجابة المطلوبة من حيث الاستقرار وقيمة التجاوز والزمن اللازم للاستقرار وذلك عند تغير سرعة المحرك المرجعية ضمن مجال واسع والانتقال بين السرعات بشكل قفزات، كما استطاع النظام تحقيق عملية الإقلاع التدريجي للمحرك.

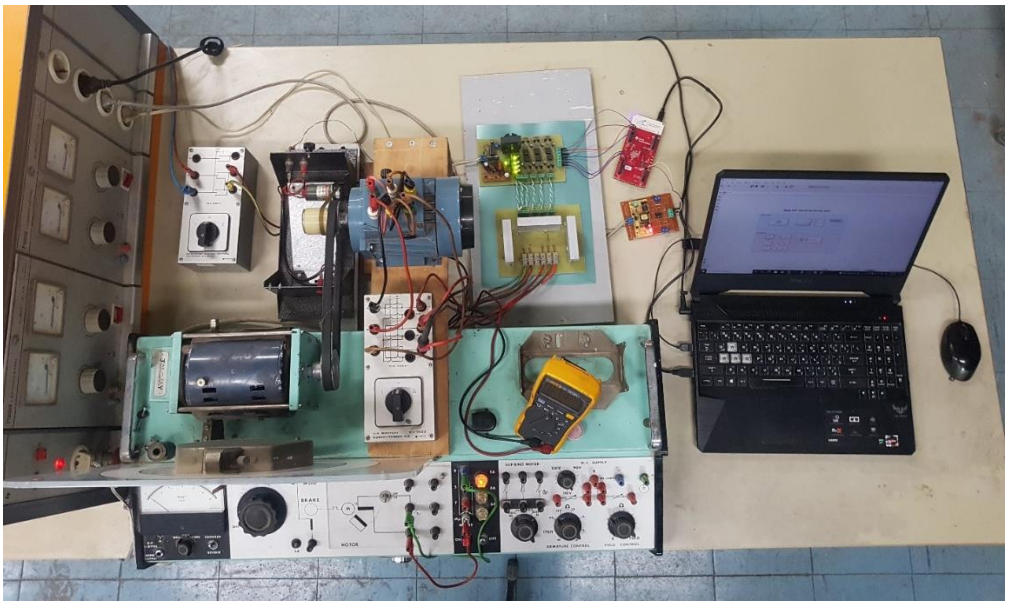
وتجدر الإشارة أن تعيير قيمة المتحكم التناسبي التكاملي تمت بالطريقة التجريبية وتم اختيار ثلاث قيم مختلفة للمتحكم وذلك تبعا للسرعة المرجعية، وبذلك استطعنا تحقيق الاستجابة الموضحة في النتائج السابقة.

الجدول (4-2): قيم المتحكم التناسبي التكاملي

N_{reff} [r.p.m]	K_P	K_I
0-700	9	1.7
700-1500	8	2
1500-300	30	3

4-5-6- اختبار الأداء الديناميكي للنظام (التجربة النهائية):

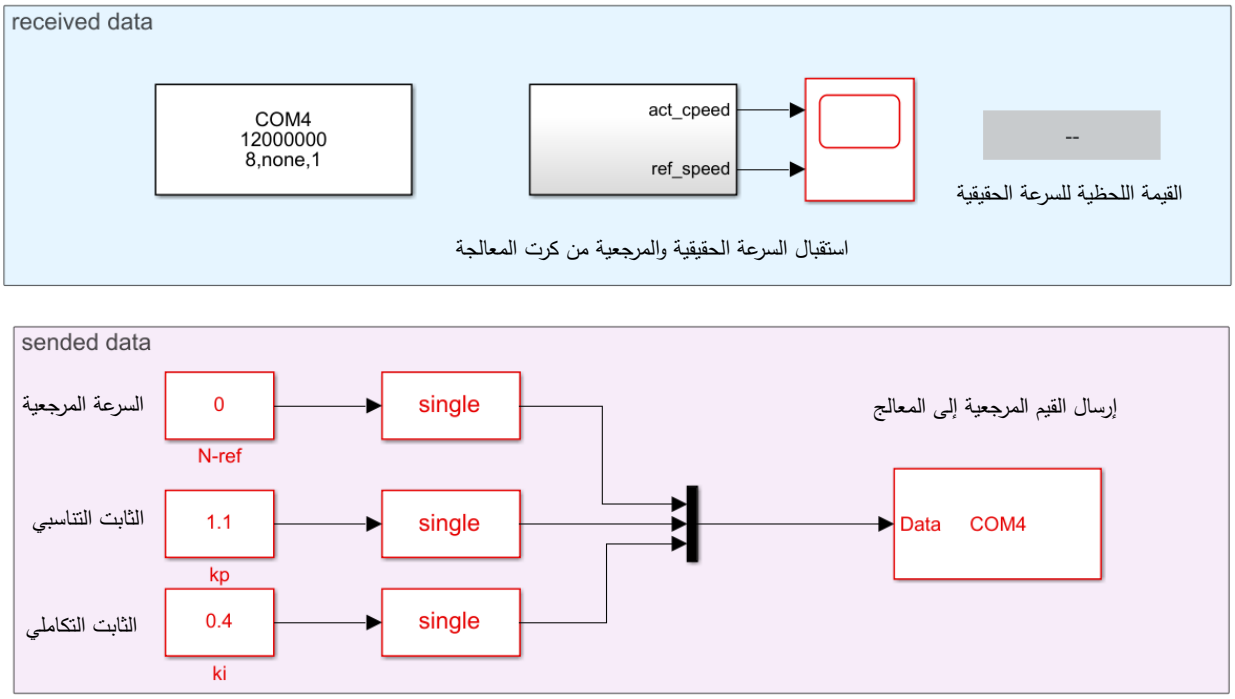
تهدف هذه التجربة إلى معرفة الأداء الديناميكي للنموذج المقترح بوجود حمولة ميكانيكية، وبالتالي اختبار قدرة المحرك على الدوران بسرعة ثابتة عند تغير قيمة عزم الحمولة على محوره، بالإضافة إلى دراسة إمكانية تغيير سرعة المحرك تحت الحمل والاستقرار عند السرعات الجديدة.



الشكل (4-30): تجربة اختبار الاستجابة الديناميكية لنظام القيادة تحت الحمل

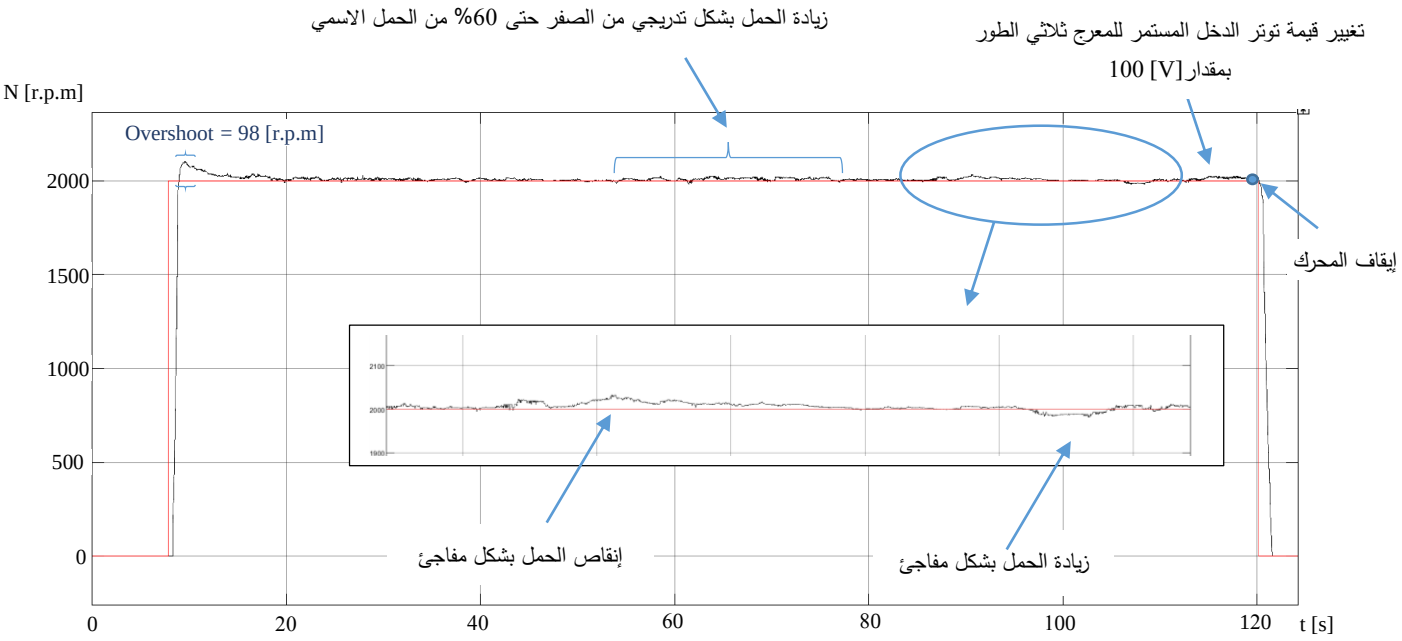
الشكل (4-31): الحمولة الميكانيكية المستخدمة –حمل ذو عزم ثابت قابل للتعيير– بالإضافة لمقياس العزم.

يبين الشكل الآتي برنامج الماتلاب النهائي ضمن الحاسب والذي يتم من خلاله التواصل مع كرت معالجة الإشارة الرقمية، حيث يتم ارسال السرعة المرجعية وقيم ثوابت المتحكم التناسبي التكاملي، كما يتم استقبال إشارة السرعة الحقيقة من الكرت.

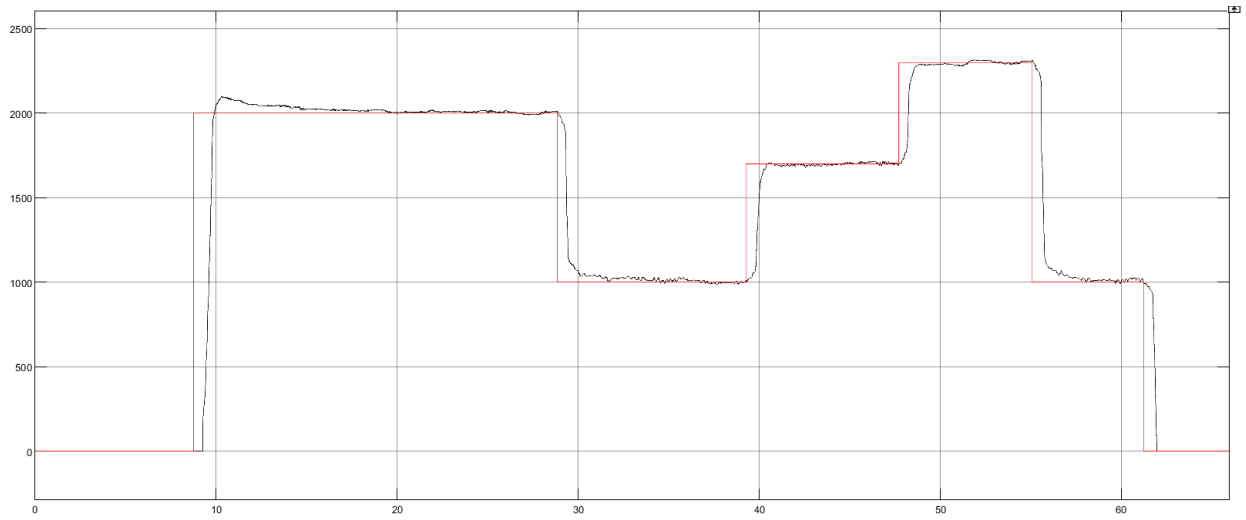


الشكل (4-32): برنامج المضيف ضمن بيئة Matlab-Simulink

النتائج وتحليل المنحنيات:



الشكل (4-33): استجابة المحرك عند حالات عمل مختلفة وتنظيم سرعته عند القيمة 2000 [r.p.m]



الشكل (4-34): استجابة المحرك عند تغيير السرعة تحت الحمل (40% من الحمل الاسمي)

من خلال النتائج السابقة نلاحظ ما يلي:

- خلال تحليل المنحنيات السابقة نجد أن قيمة التجاوز للسرعة (Overshoot) بلغت [r.p.m] 98 عند الإقلاع من الصفر وحتى سرعة دوران مرجعية [r.p.m]2000 أي أقل من 5%.
- زمن الاستقرار (Settling Time) تراوح بين [S] (2-3) عند مختلف حالات التشغيل.
- عند تغير توتر الدخل المستمر للمعرج من القيمة [V]300 وحتى القيمة [V]200، حافظ المحرك على سرعة دوران ثابتة عند حمولات مختلفة.
- استطاع المحرك تحت الحمل الاستجابة لتغيرات قيمة السرعة والاستقرار عند كل قيمة جديدة للسرعة المرجعية المطلوبة.

وبناءً على ما سبق نستطيع القول بأن نظام القيادة المصمم للتحكم بسرعة المحرك التحريضي بطريقة تغيير التوتر والتردد قد حقق الغاية المرجوة منه.

النتائج

1- توصل البحث في نهايته إلى تأمين بنية مخبرية عامة مرنة تتيح للباحثين مستقبلا قيادة جسور التعريج ثلاثية الطور لاستخدامها في التطبيقات المختلفة (كالانفرترات والمقومات الفعالة) وذلك يحتاج فقط تعديل برنامج الماتلاب لتحقيق الغاية المرجوة.

2- تم في هذا البحث الاستفادة من الماتلاب في نمذجة ودراسة نظام القيادة، واستخدام النموذج ذاته لتشغيل النظام المنفذ في الزمن الحقيقي.

3- حقق نظام القيادة المنفذ الاستجابة المطلوبة عند تغيير السرعة المرجعية ضمن مجالات واسعة، وقد تمكننا من قيادة المحرك التحريضي بدءاً من التردد [Hz]1.5 وحتى التردد الاسمي [Hz]55.

4- تم تقديم الأساس النظري لتقنية القيادة الشعاعية لجسور التعريج ثلاثية الطور والتي تعتبر إحدى أحدث التقنيات في الوقت الراهن.

التوصيات

1- إجراء أبحاث مستقبلية تتطرق لمختلف تقنيات قيادة المحرك التحريضي ثلاثي الطور في الزمن الحقيقي.

2- إجراء أبحاث تضيف أنظمة الكبح للمحرك، إما عن طريق تبديد الطاقة حرارياً باستخدام مقاومات الإخماد، أو باستخدام تقنية الكبح بإعادة القدرة إلى الشبكة.

3- إضافة نظام حماية من زيادة التيار لحماية المحرك التحريضي ثلاثي الطور.

4 - تطوير دارة القيادة المستخدمة بحيث يتم منع تشغيل ترانزيستورين على نفس الذراع معاً وبالتالي يتم حماية المنبع من القصر بالإضافة إلى منع امتداد العطل في حال تضرر أحد ترانزيستورات الجسر.

المراجع العلمية

المراجع العربية

[7] هـ. بوغوص ع. الجازي، الآلات اللاتزامنية (التحريضية)، جامعة دمشق، 2008.

المراجع الأجنبية

[1] P. K. Sadhu, G. Sarkar and A. Rakshit, "A microcontroller-based variable voltage variable frequency sinusoidal power source with a novel PWM generation strategy," *Measurement*, pp. 59-67, 2012.

[2] J. S. Park, B. Jo Hyon, J.-H. Kim and J.-H. Choi, "Implementation of VVVF Drive for a Three Phase Induction Machine," *IEEE*, 2016.

[3] C. Rohit B., M. D. Patil, D. Shah and A. Kadam, "FPGA Implementation of SVPWM Control Technique for Three Phase Induction Motor Drive Using Fixed Point Realization," *IEEE*, 2014.

[4] R. Prakash, P. R. K. Singh and R. R. Kumar, "Variable Voltage Variable Frequency Speed Control of Induction Motor Using FPGA-Xilinx," *IRJET*, 2015.

[5] Z. Zhou, G. Yang and T. Li, "Design and Implementation of an FPGA-Based 3-Phase Sinusoidal PWM VVVF Controller," *IEEE*, 2004.

[6] A. A. Jasim, A. J. Sultan and K. H. Kadhim, "Speed Control of Three Phase Induction Motor by V/F Method with Arduino Uno," *ijera*, vol. 7, no. 12, pp. 62-66, 2017.

[8] N. Sharma and V. K. Garg, "Comparative Analysis of Scalar and Vector Control of Induction Motor Drive".*Impending Power Demand and Innovative Energy Paths.*

[9] D. Levkin, "engineering-solutions," [Online]. Available: https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/scalar/.

[10] B. BOSS, Modern Power Electronics and AC Drives, Pretice Hall, 2002.

[12] S. Petersen, "Variable Frequency Drive Control Methods," Yaskawa America, 2014.

[13] P. Nema and R. S. Lodhi, "Comparison between Scalar & Vector Control Technique for Induction Motor," *IRJET*, pp. 2505-2509, 2018.

[14] D. Novotny, D. Novotny and T. Lipo, "A New Induction Motor V/f Control Method Capable of High-Performance Regulation at Low Speeds," *IEEE*, vol. 34, no. 4, JULY/AUGUST 1998.

[15] A. Knight. [Online]. Available: http://people.ucalgary.ca/~aknigh/vsd/ssim/sine/vvvf.html.

[16] H. Luo, Q. Wang, X. Deng and S. W. Wan, "A Novel V/f Scalar Controlled Induction Motor Drives with Compensation Based on Decoupled Stator Current," *IEEE*, 2006.

[17] S. Petersen, *Variable Frequency Drive Control Methods*, Yaskawa America, 2014.

[18] S. Chen and S. N. Yeh, "Efficiency Control of Field Oriented Operation Based on The Open-Loop VVVF Drivers," *IEEE*, 1991.

[19] A. a. Bhat, J. F. War and T. Nazir, "Review of methods for Voltage Control in AC Inverters," *IJAERD*, 2018.

[20] S. K. Singh, H. Kumar, K. Singh and A. Patel, "A SURVEY AND STUDY OF DIFFERENT TYPES OF PWM TECHNIQUES USED IN INDUCTION MOTOR DRIVE," *IJESAT*, pp. 18-21, 2014.

[21] ANNA UNIVERSITY, CHENNAL,600 025, "MODULATION TECHNIQUES".

[22] P. H. Tran, MATLAB/SIMULINK IMPLEMENTATION AND ANALYSIS OF THREE PULSE-WIDTH-MODULATION (PWM) TECHNIQUES, Boise State University, 2012.

[23] K. Rao, P. S. and S. Kumar, "DESIGN AND ANALYSIS OF VARIOUS INVERTERS USING DIFFERENT PWM TECHNIQUES," *IJES*, 2014.

[24] B. Farid and O. Amar, "Study of New Techniques of Controlled PWM Inverters," *European Journal of Scientific Research*, 2009.

[25] B. NPTEL - Indian Institute of Science, "Space vector PWM - digital," 14 2 2020. [Online]. Available: https://www.youtube.com/watch?v=MEvJ5ZG0Idc.

[26] D.-C. Lee and G.-M. Lee, "A Novel Overmodulation Technique for Space-Vector PWM Inverters," *IEEE,* 1998.

[27] D. S. Mehta, "Generalized Theory of Electrical Machines- A Review," *IJRSI,* vol. III, no. XII, pp. 67-71, December 2016.

[28] T. Białon, M. Pasko and R. Niestrój, "Developing Induction Motor State Observers with Increased Robustness," *energies,* 20 October 2020.

[29] V. Gopal, "Comparison Between Direct and Indirect Field Oriented Control of Induction Motor," *IJETT,* vol. 43, January 2017.

[30] D. Wasnik, H. K. Naidu and P. Ghutke, "Speed Control of Induction Motor using Variable Frequency Drives and PLC," *IJAREEIE,* 6 6 2017.

[31] B. Srinu Naik, "Comparison of Direct and Indirect Vector Control of Induction Motor," *ijntse,* vol. 1, no. 1, Jan 2014.

[32] H. Mikhael, H. J. Ajeel and I. . I. Ali, "Speed Control of Induction Motor using PI and V/F Scalar Vector Controllers," *International Journal of Computer Applications,* vol. 105, October 2016.

[33] A. L. Sheu and T. A. Adagunodo, "Performance Evaluation of Inverter-equipped Drive to Regulate the Speed of Motor and Cooling Output of Air Conditioner," *ICSSD,* 2019.

Abstract

In this research, a real-time control system was designed to drive a three-phase induction motor by changing the voltage and frequency, using one of the digital signal processor development kit. The Matlab-Simulink environment was used to program the DSP and achieve the drive process. The modified scalar driving method was used to drive the induction motor, and The space vector pulse width modulation (SVPWM) method was selected to drive the inverter.

At the end of the research a general flexible laboratory structure was designed, that would allow researchers to drive inverter used in various applications (such as single phase inverter and active rectifier), and this only requires modifying the MATLAB simulink program to achieve the desired goal.

In addition, the research present theoretical study and computer models for all components of the driving system.

Key words: real-time, SVPWM, induction motor.

Syrian Arab Republic

Damascus University

Faculty of Mechanical & Electrical Engineering

Electrical power Engineering

Department of Electrical power systems

Design & Execution of VVVF Drive for a 3Ph Induction motor

Requirements for the degree of Master in Electrical Power Engineering

Prepared By

Eng. Omar Kaheel

Supervised By

Prof. Eng. Ziad Al Sakka

2022