

الجمهورية العربية السورية
المعهد العالي للعلوم التطبيقية و التكنولوجيا
قسم النظم الالكترونية والميكاترونكس
أطروحة أعدت لنيل درجة الماجستير في التحكم والروبوتيك

تحكم متقدم بمبدلات الاستطاعة المتقطعة
advanced control of switching power
converters

إشراف:
د. أيمن زريقي
د. مازن صبح

تقديم:
م. رهام سعد

9 كانون الثاني 2020

الإهداء:

إلى أعظم رجل وأروع ما في الحياة ... أبي الحبيب
إلى نبع الحنان ومصدر الدفء إلى القلب الصافي والروح الطيبة ... أمي الحبيبة

إلى سندي ومصدر قوتي ونجاحي إلى الرجل اللامع في حياتي ورفيق دربي ... زوجي الغالي أوس
إلى لؤلؤة حياتي وهديّة الله من السماء ... ابنتي بيرلا

إلى من عشت معهم أجمل لحظات الطفولة إلى عوني في هذه الحياة ... أخوتي
علي - نور شان - محمد

إلى أصدقائي وأحبتي جميعاً...

إلى النور الساطع في عتمة الليالي ... شهداء سورية الحبيبة
إلى الصرح العلمي الفتي والجبار ... المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا

رهام

كلمة شكر

أتوجه بجزيل الشكر والعرفان لكل من ساهم في إنجاز وإنجاح هذا العمل من مشرفين ومخبريين وأخص بالذكر الدكتور أيمن زريقي الذي لم يبخل بتوجيهاته ونصائحه القيمة التي كانت عوناً لي في إتمام هذا البحث العلمي ، والدكتور مازن صبح لمساعدته القيمة في سبيل إنجاز هذا العمل ولا يفوتني أن أشكر السيد الدكتور ميشيل السبع رئيس قسم النظم الإلكترونية والميكاترونيكس لإهتمامه وتقديره للظروف التي مر بها البحث ورعايته الكبيرة. وأتقدم بجزيل الشكر إلى السيد بشار ابراهيم لمساعدته القيمة في تنفيذ هذا العمل .

رهام سعد

ملخص

يهدف هذا العمل إلى البحث في نمذجة مبدلات الاستطاعة والبحث عن قوانين تحكم بها تؤمن صلادة ضد تغيرات خط الدخل وتغيرات الحمل وتساهم في تحسين المردود. تم تطبيق قوانين التحكم المقترحة على مبدل خافض متزامن يعمل بنمط التوصيل المستمر للتيار بتردد تقطيع $200kHz$ ضمن بيئة المحاكاة في ماتلاب باستخدام مكتبة عناصر القدرة الكهربية *simpower* وبعدها تم التحقق من أداء قوانين التحكم بشكل عملي وبطريقة رقمية. أجريت الدراسة على ثلاث مراحل، المرحلة الأولى اختصت بالبحث عن نموذج رياضي للمبدل المدروس حيث تم عرض تصنيف لعدة منهجيات نمذجة واستنتاج نموذج أولي لاغرانج الموافق، المرحلة الثانية ركزت على المزايا التي يقدمها المبدل المتزامن عن نظيره غير المتزامن وعرضت دراسة عن تصميمه واختيار عناصره والمرحلة الثالثة اختصت في تطوير قوانين تحكم لخطية تعتمد على النمط المنزلق في التحكم وتدمج بين عدة اعتبارات تجعل من استخدام التعديل بعرض النبضة وفق النمط المنزلق أمر متاح وكافي مع مبدلات الاستطاعة المتقطعة التي تعاني من ظواهر لخطية ناتجة عن تغير قيمة الحمل أو تغير قيمة جهد الدخل أثناء فترة التشغيل إضافة إلى كونها أنظمة متغيرة مع الزمن بفعل عملية التقطيع. أجرينا عدة مقارنات بين طرق التحكم المستخدمة التي درست التحكم بالجهد والتحكم بتيار الملف والطرق الخطية بالإضافة إلى المقارنة مع الطرق المتبعة في الأبحاث السابقة. أثبتت النتائج العملية التي أفضى إليها البحث أن التحكم بجهد الخرج باستخدام التعديل بعرض النبضة وفق النمط المنزلق أي بتردد تبديل ثابت يحقق فعالية كبيرة في تنظيم جهد الخرج. حيث بلغت نسبة تنظيم الحمل عند الدخل الإسمي 3.6% وهي تفوق نسبة تنظيم الحمل عند تطبيق التحكم بالتيار التي بلغت 7.6% ، من ناحية أخرى فإن نسبة تنظيم الخرج تجاه تغيرات خط الدخل عند الحمل الإسمي هي 5.3% عند التحكم بالتيار مقابل 5.9% عند التحكم بالجهد. كذلك أثبتت النتائج العملية أن بناء نظام متكامل يستخدم المبدلات المتزامنة مع التحكم بالنمط المنزلق يساهم في الحصول على مردود 92% عند القيم الإسمية ويصل إلى 96.4% عند بعض نقاط التشغيل.

Abstract

The main objective of this research is to study and survey Methodologies modeling of DC-DC converters and search about robustly control methods against load and line variations to approve the efficiency of converters. proposed control methods were applied on synchronous buck converter works on Continuous conduction mode with $200kHz$ switching frequency in matlab simulink using simpower library and then the implementation of these methods was done in real converter using microcontroller as a control unit. we divide the study into three parts: first finding eular lagrange model of synchronous buck converter ,second discuss and design of synchronous buck converter and finally improve nonlinear control methods depending on fixed frequency sliding mode control based on pulse width modulation on converters which are variant non linear systems. Many comparision tests have been made between the voltage control, the current control , linear control methods and nonlinear control methods using variable frequency sliding mode control. The results showed that the voltage control based on fixed frequency sliding mode control is more effective than the current control against load variatians and give load regulation up to 3.6%, the inductor current control based on fixed frequency sliding mode control was more effective than the voltage control against line variations, also the results showed that using synchronous converters with fixed frequency siding mode control give a high effeciency up to 92% on nominal values and up to 96.4% on some operating points.

الفهرس

1	مقدمة	1
1	مدخل إلى التحكم بمبدلات الاستطاعة	1.1
3	تعريف مسألة البحث	2.1
3	تعريف بالنظام المدرس	1.2.1
4	الدراسة المرجعية	2.2.1
6	هدف البحث	3.2.1
8	الخلاصة	3.1
9	دراسة تحليلية للمبدل الخافض المتزامن وأنماط عمله وتصميمه	2
9	مقدمة	1.2
10	المبدل الخافض المتزامن وغير المتزامن (الميزات والمساوئ)	2.2
11	أنماط عمل المبدل الخافض المتزامن	3.2
11	معايير اختيار عناصر القدرة الكهربائية في المبدلات المتزامنة	4.2
14	آلية تحديد الزمن الميت	5.2
	المعادلات الكهربائية المميزة للمبدل الخافض المتزامن خلال حالات العمل المختلفة ضمن دور التقطيع	6.2
15		
16	دراسة تصميمية للمبدل الخافض المتزامن	7.2
19	اختيار عناصر المبدل	1.7.2
20	ضياعات الاستطاعة في المبدل الخافض المتزامن	8.2
	الحساب النظري لضياعات الاستطاعة في دارة المبدل الخافض	1.8.2
22	المتزامن	

24	مردود المبدل الخافض المتزامن	2.8.2
25	تقدير قيمة تيار الدخل	3.8.2
	الحساب النظري لضياعات الاستطاعة في دارة مبدل خافض غير متزامن	4.8.2
25	مترزامن	
27	مردود المبدل الخافض غير المتزامن	5.8.2
	مقارنة مردود المبدل الخافض مع مردود المبدل الخافض المتزامن:	6.8.2
27	المتزامن:	
29	3 منهجيات نمذجة مبدلات الاستطاعة المتقطعة	
29	مبدلات الاستطاعة أنظمة لاختية ذات بنى فيزيائية متغيرة مع الزمن	1.3
30	النموذج الوسطي للأنظمة المتقطعة	2.3
30	1.2.3 تمثيل الحالة للنموذج الوسطي	
32	3.3 تمثيل الحالة للإشارات الصغيرة في الأنظمة المتقطعة	
33	4.3 نموذج أولر لاغرانج للأنظمة المتقطعة	
34	1.4.3 معادلات أولر لاغرانج للأنظمة المتقطعة	
35	2.4.3 التقابل بين الأنظمة الكهربائية و الأنظمة الميكانيكية	
37	3.4.3 أمثلة	
41	5.3 نموذج أولر لاغرانج للمبدل الخافض المتزامن	
44	6.3 نمذجة المبدل الخافض المتزامن باستخدام شبكات بتري	
45	1.6.3 مقارنة بين طرائق النمذجة	
47	4 التحكم اللاخطي بالأنماط المنزلقة في الأنظمة المتقطعة	
47	1.4 النظرية العامة للانزلاق	
48	2.4 تحقيق نمط الانزلاق	
50	3.4 العلاقات الرياضية لتحقيق التحكم بالنمط المنزلق في الأنظمة المتقطعة	
51	1.3.4 شرط الاصطدام (Hitting Condition)	
51	2.3.4 (reachability Condition)	
52	3.3.4 شرط وجود المتحكم (Existence Condition)	
53	4.3.4 شرط الاستقرار (Stability Condition)	
54	4.4 الصيغة الرياضية لقانون التحكم بالأنماط المنزلقة من المرتبة الأولى	
55	1.4.4 مشكلة الثرثرة (chattering)	

59	التحكم بالنمط المنزلق بمبدلات الاستطاعة المتقطعة	5
59	مقدمة	1.5
60	تأثير عدد القواطع على قانون التحكم المتقطع	2.5
61	التحكم بالنمط شبه المنزلق بمبدلات الاستطاعة المتقطعة	3.5
62	التحكم بالنمط المنزلق مع تردد تبديل ثابت	4.5
62	1.4.5 التعديل بعرض النبضة باستخدام متحكم بالنمط المنزلق	
63	اختيار متحولات الحالة لمبدلات الاستطاعة وفق التحكم بالنمط المنزلق	5.5
64	منهجية التحكم بالجهد بالنمط المنزلق في مبدلات الاستطاعة المتقطعة	6.5
65	1.6.5 تحقيق شرط الاستقرار مع سطوح الانزلاق الخطية	
65	7.5 منهجية التحكم بالتيار بالنمط المنزلق في مبدلات الاستطاعة المتقطعة	
66	1.7.5 تحقيق شرط الاستقرار مع سطوح الانزلاق اللاخطية	
69	محاكاة المبدل الخافض المتزامن بنمط التوصيل المستمر للتيار مع التحكم بالنمط المنزلق	6
69	مقدمة	1.6
71	التحكم بجهد خرج المبدل الخافض المتزامن بالنمط المنزلق بتردد ثابت	2.6
71	1.2.6 نمذجة النظام	
72	2.2.6 تشكيل سطح الانزلاق	
73	3.2.6 اشتقاق شرط وجود المتحكم	
74	4.2.6 اشتقاق المعادلة الرياضية لقانون التحكم	
74	5.2.6 الاعتبارات التصميمية لبارامترات المتحكم	
76	6.2.6 اختيار معاملات الانزلاق	
78	3.6 نتائج تطبيق المتحكم بالجهد SMVC	
78	1.3.6 سطح الانزلاق ومسار متحولات الحالة	
79	2.3.6 الاستجابة في المرحلة العابرة	
79	3.3.6 دراسة تغيرات خط الدخل	
80	4.3.6 دراسة تغيرات مقاومة الحمل	
82	5.3.6 الاستجابة في المرحلة المستقرة	
84	6.3.6 دراسة أثر تغير قيم عناصر الترشيح	
85	التحكم بتيار ملف المبدل الخافض المتزامن بالنمط المنزلق بتردد ثابت	4.6
86	1.4.6 توليد المسار المرجعي للتيار	
87	2.4.6 النموذج الحركي للنظام	

88	تشكيل سطح الانزلاق واشتقاق شرط وجود المتحكم	3.4.6
89	اشتقاق المعادلة الرياضية لقانون التحكم	4.4.6
90	شرط الاستقرار	5.4.6
92	اختيار معاملات الانزلاق وربح التضخيم	6.4.6
94	نتائج تطبيق المتحكم بالتيار (SMCC)	5.6
94	سطح الانزلاق ومسار متحولات الحالة	1.5.6
95	دراسة تغيرات خط الدخل	2.5.6
96	دراسة تغيرات مقاومة الحمل	3.5.6
	مقارنة نتائج المحاكاة لتطبيق التحكم بالتيار بمبدل خافض متزامن مع	6.6
97	الأبحاث السابقة	

101	7 الاختبارات العملية	
101	توصيف بيئة العمل ومعطياتها	1.7
102	أشكال إشارات القيادة	1.1.7
104	ملاحظات عملية	2.1.7
106	نتائج تطبيق المتحكم SMVC على المبدل الخافض المتزامن	2.7
106	معاملات المتحكم	1.2.7
106	دراسة تغيرات مقاومة الحمل	2.2.7
109	دراسة تغيرات جهد الدخل	3.2.7
112	نتائج تطبيق المتحكم SMCC على المبدل الخافض المتزامن	3.7
112	معاملات المتحكم	1.3.7
112	دراسة تغيرات مقاومة الحمل	2.3.7
114	دراسة تغيرات جهد الدخل	3.3.7
115	مقارنة الأداء العملي للمتحكم SMCV مع المتحكم SMCC	4.7

117	8 خاتمة وآفاق مستقبلية	
-----	-------------------------------	--

118	المصادر	
-----	----------------	--

125	الملاحق	
-----	----------------	--

125	I النشرة الفنية لدارة القيادة ISL6594D	
-----	-----------------------------------------------	--

127	الملاحق
127	PCB II دائرة المبدل الخافض المتزامن
129	الملاحق
129	III بنية المتحكم في ماتلاب Simulink

قائمة الأشكال

2	طرق التحكم بمبدلات الاستطاعة	1.1
4	دارة المبدل الخافض المتزامن	2.1
7	حلقتي التحكم باستخدام المتحكم SMCC	3.1
10	الفرق بين المبدل الخافض المتزامن وغير المتزامن	1.2
12	رسم توضيحي لأنماط عمل المبدل الخافض المتزامن	2.2
13	Synchronous buck converter	3.2
13	الدارت المكافئة خلال أنماط العمل المختلفة	4.2
15	تيار الملف وجهد النقطة phase خلال أجزاء دور التقطيع	5.2
17	تعرج تيار الملف	6.2
21	تيار وجهد الترانزستور في الحالة غيرالمثالية لأجل حمل تحريضي	7.2
31	دور التقطيع	1.3
37	المبدل الخافض - الرافع	2.3
39	flyback converter	3.3
42	الدارة المكافئة للمبدل الخافض المتزامن	4.3
45	شبكة بتري للمبدل الخافض المتزامن	5.3
49	طورا التحكم بالأنماط المنزلقة	1.4
52	تحقق شرط الاصطدام	2.4
53	تحقق شرط الوجود	3.4
53	استقرار نقطة التوازن	4.4
56	ظاهرة الشرثرة	5.4

57	توابع بديلة لتابع الإشارة	6.4
70	دائرة المبدل الخافض المتزامن	1.6
78	سطح الانزلاق والمسار اللحظي لمتحولات الحالة	2.6
79	استجابة المبدل الخافض المتزامن للمتحكمات في المرحلة العابرة	3.6
80	استجابة المبدل الخافض المتزامن للمتحكمات في المرحلة العابرة	4.6
81	تأثير تغير مقاومة الحمل من حالة نصف الحمل إلى حالة الحمل الكامل	5.6
	تأثير تغير مقاومة الحمل من حالة الحمل الكامل إلى حالة الحد الأدنى للحمل	6.6
82	للحمل	
83	تعرج جهد الخرج عند تطبيق المتحكم SMVC والمتحكم PI	8.6
83	تعرج تيار الخرج وتيار الملف	7.6
84	استجابة خرج المبدل لتغير قيمة الملف	9.6
85	استجابة خرج المبدل لتغير قيمة المكثفة	10.6
86	حلقة التحكم باستخدام المتحكم SMCC	11.6
90	سطح الانزلاق والمسار اللحظي لمسار متحولات الحالة	12.6
95	سطح الانزلاق والمسار اللحظي لمسار متحولات الحالة	13.6
96	تغيرات جهد الخرج الناتجة عن تغير جهد الدخل	14.6
97	مقارنة بين أداء المتحكم بالجهد والمتحكم بالتيار	15.6
102	إشارات قيادة المبدل الخافض المتزامن	1.7
103	إشارات القيادة في حالة اللاحمل	2.7
103	إشارات القيادة في حالة الحمل	3.7
104	جهد النقطة المشتركة وجهد الخرج	4.7
105	دائرة المبدل الخافض المتزامن العملية	5.7
107	تغيرات جهد الخرج بدلالة تغيرات مقاومة الحمل	6.7
108	تعرج جهد الخرج بعد تطبيق قانون التحكم SMVC	7.7
108	جهد الخرج بعد تطبيق قانون التحكم SMVC	8.7
110	تغيرات عرض نبضات القيادة بتغير جهد الدخل	9.7
110	تغيرات جهد الخرج بدلالة تغيرات جهد الدخل	10.7
113	تغيرات جهد الخرج بدلالة تغيرات مقاومة الحمل	11.7
115	تغيرات جهد الخرج بدلالة تغيرات مقاومة الحمل	12.7

130	مخطط التحكم بالجهد والتيار بالنمط المنزلق بتردد ثابت	1.III
131	مخطط تفصيلي لآلية تغيير مقاومة الحمل	2.III
131	مبدل خافض متزامن مع متحكم بجهد الخرج	3.III
132	تطبيق إشارة التحكم المكافئة بالجهد	4.III
132	توليد نبضات القيادة بعد تحقيق إشارة التحكم المكافئة بالجهد	5.III
133	مبدل خافض متزامن مع متحكم تيار	6.III
134	تطبيق إشارة التحكم المكافئ بالتيار	7.III
134	توليد نبضات القيادة بعد تحقيق التحكم المكافئ بالتيار	8.III

قائمة الجداول

18	مواصفات المبدل الخافض المتزامن المدروس	1.2
19	المواصفات الفنية للترانزستور IRLU7821	2.2
27	ضياعات ومردود المبدل الخافض المتزامن وغير المتزامن	3.2
41	جدول الحقيقة الموافق لأنماط عمل المبدل الخافض المتزامن	1.3
102	المواصفات التصميمية للمبدل الخافض المتزامن	1.7
107	تغيرات نقاط التشغيل للمبدل بدلالة تغيرات مقاومة الحمل	2.7
109	تغيرات نقاط التشغيل للمبدل بدلالة تغيرات الدخل عند الحمل الأصغري	3.7
109	تغيرات نقاط التشغيل للمبدل بدلالة تغيرات الدخل عند الحمل الإسمي	4.7
113	تغيرات نقاط التشغيل للمبدل بدلالة تغيرات مقاومة الحمل	5.7
114	تغيرات نقاط التشغيل للمبدل بدلالة تغيرات الدخل عند الحمل الإسمي	6.7
114	تغيرات نقاط التشغيل للمبدل بدلالة تغيرات الدخل عند حمل 3.3Ω	7.7

الفصل 1

مقدمة

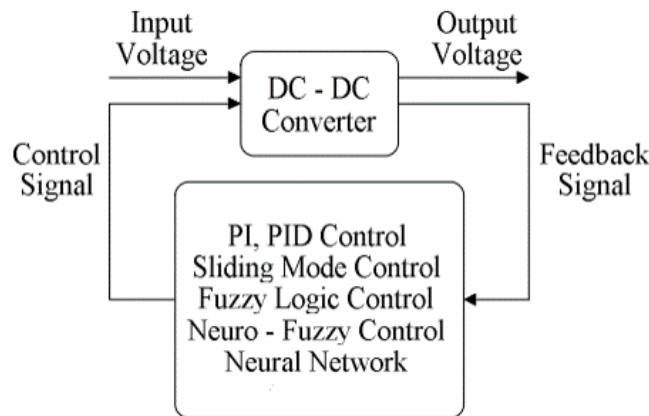
يبدأ هذا الفصل بعرض مدخل إلى التحكم بمبدلات الاستطاعة المتقطعة، يقدم بعض المفاهيم المتعلقة بنمذجة هذه المبدلات ويعرف بالمواصفات اللاخطية لها. كما يتعرض لبعض الدراسات التي أجريت في مجال التحكم بها، وينوه هذا الفصل على هدف البحث الرئيسي ومشكلة البحث المطروحة.

1.1 مدخل إلى التحكم بمبدلات الاستطاعة

حظيت مسألة التحكم بمبدلات الاستطاعة المتقطعة على اهتمام العديد من الباحثين. تنقسم دراسة مسألة التحكم بمبدلات الاستطاعة إلى جزئين أساسيين: مسألة نمذجة مبدل الاستطاعة ومسألة التحكم بالأداء في المرحلتين العابرة والمستقرة. تهدف عملية التحكم بمبدلات الاستطاعة إلى تنظيم جهد الخرج، تقليل الخطأ السكوني في الحالة المستقرة، تحقيق استجابة ديناميكية مرغوبة مع نسبة تجاوز منخفضة قدر الإمكان، حساسية منخفضة للضجيج وبشكل أكيد الحصول على مردود عال. تؤدي قوانين التحكم الكلاسيكي التي تعتمد على النموذج الوسطي للمبدل أداءً جيداً في الحالة العابرة ومع ذلك فإن سلوك هذه الأنظمة

في الحالة المستقرة غير متحكم به بشكل جيد. إن قصور أو فشل التحكم الخطي التقليدي يظهر عند وجود شروط عمل حرجة تجعل تغيرات الإشارات مفاجئة وكبيرة كما في حال تغيير الأحمال.

تتدرج دراسة وتحليل مبدلات الاستطاعة والتحكم بها في الصعوبة بحسب تعقيد كل مبدل فالبنية الفيزيائية لمثل هذه الأنظمة متغيرة مع الزمن وذلك بحسب وضع القاطعة وكذلك بسبب التبديل المفاجئ للأحمال المستخدمة و تزداد الصعوبة في حال وجود أكثر من قاطعة فعالة. باستخدام مفاهيم نظرية الأنظمة ذات البنية المتغيرة (theory of variable structure systems) فإن مبدلات الاستطاعة تشكل (أنظمة لاختطية متغيرة مع الزمن) تكتسب لاختطيتها من الطبيعة اللاخطية لعناصر التقطيع وتطبيق قوانين التحكم الخطي على مثل هذه الأنظمة لا يحقق الأداء بشكل مرضي في حال وجود تغير كبير في معاملات النظام. الأبحاث والمقالات أجمعت على أن المتحكمات التقليدية غير قادرة على التكيف مع الاضطرابات الخارجية وتغيرات المعاملات الداخلية للنظام [14]. إضافة إلى أن السلوك الديناميكي للمتحكمات التقليدية PI, P, PID يتصف بوجود تجاوز عالي وزمن صعود كبير وبالتالي زمن استقرار كبير وهذا الأمر بدوره يخفض من تنظيم الجهد [11]. إن أغلب تقنيات التحكم الكلاسيكي بمبدلات الاستطاعة تعتمد على تقنية التعديل باستخدام عرض النبضة والتي تعتمد بدورها على النموذج الوسطي الذي يحقق أداء أمثلي فقط لأجل شروط محددة. في ظل وجود شروط العمل اللاخطية التي ذكرناها سابقاً كان لابد من البحث عن نظريات بديلة للتحكم بمبدلات الاستطاعة لتحقيق الأداء المرغوب والاستجابة المطلوبة. يبين الشكل 1.1 منهجيات التحكم المتبعة للتعامل مع هذا النوع من الأنظمة [12]، [13]، [15]، [16]، [17]، [18]، [14]، [19]، [21].



شكل 1.1 : طرق التحكم بمبدلات الاستطاعة

2.1 تعريف مسألة البحث

مبدلات الاستطاعة المتقطعة غنية عن التعريف بالنسبة للباحثين العاملين في هذا المجال، والمبدلات الثلاثة التالية buck, boost and buck-boost converters هي الأبسط والأكثر شيوعاً واستخداماً في تنظيم القدرة الكهربائية. تتكون هذه المبدلات في تشكيلتها من قاطعة فعالة وحيدة يمكن التحكم بفتحها وإغلاقها (power mosfet) ومن قاطعة غير متحكم بها (Diode) إضافة إلى عناصر تخزين الطاقة المتمثلة بالملف ومكثفة الترشيح. العديد من التطبيقات الصناعية تتطلب وحدات تغذية خافضة أو رافعة للجهد ذات مردود عالي، اتجاه الشركات العالمية المصنعة إلى استخدام ترانزستور متحكم به ثاني بدلاً من الديود وذلك بهدف التخفيض من ضياعات التوصيل الناتجة التي تزداد بزيادة فترة توصيل هذا الديود وهذا الأمر بدوره يخفض من المردود. تسمى التشكيلات الناتجة عن استخدام ترانزستور متحكم به بدلاً من الديود بالمبدلات المتزامنة .

نحاول في هذا العمل أن نبحت عن قانون تحكم يسمح بتحقيق صلادة ضد تغيرات خط الدخل وتغيرات مقاومة الحمل ويساهم في رفع المردود للمبدل الخافض المتزامن.

1.2.1 تعريف بالنظام المدروس

النظام المدروس هو مبدل متزامن خافض للجهد يعمل بنمط التوصيل المستمر للتيار قابل للتحكم بجهد خرجه وتيار ملفه الشكل (2.1) يحقق المبدل المدروس دفتر الشروط الوظيفية التالي :

(1). جهد دخل المبدل هو جهد مستمر غير منظم قيمته $12V$

(2). جهد خرج المبدل هو جهد مستمر منظم قيمته $3.3V$

(3). تيار خرج المبدل الأدنى قيمته $1A$

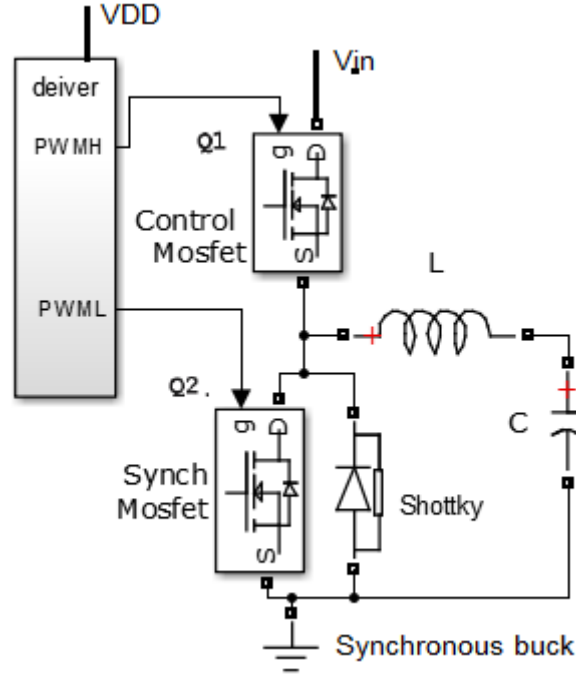
(4). تيار خرج المبدل الأعظمي قيمته $5A$

(5). تردد التقطيع $180kHz$

(6). تعرج جهد الخرج الأعظمي $33mv$

(7). مجال تغير جهد الدخل $[9v - 16v]$

(8). مجال تغير مقاومة الحمل $[1\Omega - 4\Omega]$



شكل 2.1 : دائرة المبدل الخافض المتزامن

2.2.1 الدراسة المرجعية

نركز فيما يلي على المراجع المتعلقة بنمذجة وتصميم قوانين تحكم بمبدلات الاستطاعة المتقطعة ونخص بالذكر المبدل الخافض المتزامن أولت بعض الدراسات اهتماماً باستنتاج طريقة تسمح بنمذجة عملية التقطيع لكافة مبدلات الاستطاعة بما فيها المبدل الخافض المتزامن ([1], [2], [3], [5], [4], [8], [7], [9]). حيث اعتمد ([1], [3]) على إيجاد نموذج خطي وسطي ثابت غير متغير مع الزمن وقام ([4], [5]) باستكمال عملية النمذجة وإيجاد تمثيل الحالة للإشارات الصغيرة. من ناحية أخرى اقترح مجموعة من الباحثين إجراء تقابل بين أنظمة القدرة الكهربائية والأنظمة الميكانيكية وخلصوا بالنتيجة إلى نموذج أولر لاغرانج المتقطع ([7], [9]).

أما بالنسبة لمنهجيات التحكم فقد طبقت بنوعها الخطي واللاخطي وبشكل موسع على كافة مبدلات الاستطاعة ولكن فيما يخص المبدل الخافض المتزامن كانت الأبحاث فيه محدودة نظراً لحدائته على عكس المبدلات الأخرى التي لازال البحث والعمل فيها مستمر منذ عام

1976 إلى يومنا هذا. نعرض في هذه الفقرة الأبحاث المتعلقة بالتحكم في المبدل الخافض المتزامن ([22]، [23]، [24]، [25]، [26]، [27]، [28]). يمكن تصنيف هذه الأبحاث في ثلاثة صفوف :

(1). تصنيف الأبحاث وفق طبيعة المتحكم:

اعتمد ([26]، [27]) على النموذج الخطي والتحكم الخطي للحصول على تابع التحويل في المجال الزمني وتطبيق مفاهيم التحكم الأمثلي من خلال تطبيق المتحكم (LQR) والانتقال إلى العمل بالمجال الترددي وتطبيق المتحكم (MultiPID) بالاعتماد على مفهوم تشكيل الحلقة (Loop shaping) [22] [23]، وتم تحقيق تنظيم جيد لجهد الخرج والحصول على أداء ديناميكي عالي المستوى . بالنسبة لمنهجيات التحكم اللاخطي استخدمت في ([25]، [28]) حيث تم اعتماد التحكم اللاخطي بالأنماط المنزلقة مع تردد تقطيع متغير وتم بالنتيجة التخفيض من تعرج جهد الخرج وتقليل أثار الانتقال العابرة وتحقيق صلادة ضد تغيرات خط الدخل ومقاومة الحمل . نوع آخر من التحكم اللاخطي وهو التحكم الترجيحي استخدم في [24] مع عدد أصغري من القواعد حيث تم إجراء مقارنة بين أداء المتحكم الخطي (PID) الذي تمت معايرة معاملاته وفق طريقتين الأولى هي (Internal Model Control) والطريقة الثانية هي (Zegler Nicholas) وأعطى المتحكم الترجيحي استجابة ديناميكية أسرع ونسبة تجاوز أقل وتغيرات في جهد الخرج أصغرية عند حصول اضطرابات على خط الدخل ومقاومة الحمل مقارنة بالمتحكم الخطي.

(2). تصنيف الأبحاث وفق بيئة العمل:

بالنسبة للدراسات والأبحاث السابقة تم تحقيقها ضمن بيئات عمل مختلفة ، معظمها ضمن بيئة المحاكاة في ماتلاب ([28]، [27])، وبعضها ضمن نفس البيئة ولكن باستخدام مكتبة simpower ([24]) وأخرى [25] لم يذكر بالتحديد برنامج المحاكاة المستخدم. بالنسبة للتنفيذ العملي فقد تم على بطاقة FBGA فقط للبحث ([26]) وهذا أمر منطقي كون هذا البحث اختص بتطبيق التحكم الأمثلي ومفاهيم التحكم الصلب التي تحتاج إلى معادلات رياضية معقدة وبالتالي سعة ذواكر وسرعة معالجة قد لا تؤمنها المتحكمات الصغرية microcontrollers

(3). تصنيف الأبحاث وفق متحولات الحالة:

متحولات الحالة المستخدمة للتحكم بمبدلات الاستطاعة تمثلت عادة بجهد الخرج اللحظي وتيار الملف اللحظي عند إجراء النمذجة الوسطية والتحكم الخطي وذلك انطلاقاً من المعادلات الرياضية التي تحكم النظام عند فترتي التقطيع المختلفتين كما

هي الحال في ([24]، [26]). أما الأبحاث التي تناولت التحكم باستخدام النمط المنزلق انقسمت إلى نوعين الأول [25] في هذه المقالة تم التحكم بخرج مبدل خافض للجهد متزامن ذو طورين باستخدام المتحكم Sliding Mode. حيث بداية تم تصميم المتحكم بالنمط المنزلق لطور واحد وفق المنهجية المتبعة مع المبدل الخافض اللاتزامني واعتماد متحولات حالة متمثلة بخطأ جهد الخرج ومشتق هذا الخطأ وتكامله وفق المرجع [12] ومن ثم تم التعديل والانتقال للعمل على طورين ، وترتب على ذلك تعريف سطحي انزلاق، سطح خاص بكل طور و يتميز كل سطح بأربع متحولات حالة حيث أضيف متحول أخير للمتحولات الثلاث السابقة له علاقة بالزمن و يعبر عن فرق الطور. بنتيجة هذه المقالة تم التخفيض من تعرج جهد الخرج وتقليل أثر الانتقالات العابرة و التوصل إلى أن النمط المنزلق ذو فعالية عالية في الأنظمة الكهربائية متعددة الأطوار. بالنسبة للنوع الثاني من متحكمات النمط المنزلق تم فيه تطبيق التحكم بتيار ملف المبدل الخافض المتزامن مع تردد تقطيع متغير بهدف تنظيم جهد الخرج فقد اعتمد فيه على خطأ جهد الخرج وخطأ تيار الملف كمتحولات حالة من أجل تشكيل سطح الانزلاق [28] وأعطى هذا البحث استجابة ديناميكية سريعة وأدى بنتيجته إلى التخفيض من تعرج تيار الملف وبالتالي تحقيق تنظيم جيد لجهد الخرج ومردود عالي حوالي 95%.

3.2.1 هدف البحث

بالاعتماد على تحليل الأبحاث والدراسات التي تم عرضها في الفقرة السابقة وعلى الدراسة المرجعية التي تم فيها تقديم تصنيف لطرق التحكم المستخدمة مع المبدل الخافض المتزامن، تبين أن استخدام التحكم بالنمط المنزلق بمبدلات الاستطاعة المتقطعة حظي على النصيب الأكبر من الدراسات منذ عام 1983 إلى يومنا هذا. اعتمد [12] كمرجع أساسي للتحكم باستخدام النمط المنزلق في مبدلات الاستطاعة المتقطعة منذ عام 2012. في الفصول اللاحقة سنقوم باستكمال دراسة التحكم بالنمط المنزلق بالمبدل الخافض المتزامن بهدف تحسين المردود وتحقيق صلادة أداء ضد تغيرات الحمل وتغيرات الدخل وبالتالي تحقيق تنظيم جيد لجهد الخرج وفق الإستراتيجية التالية : استخدام التحكم بالنمط المنزلق مع تردد تقطيع ثابت والتعديل بعرض النبضة وفق الحالتين:

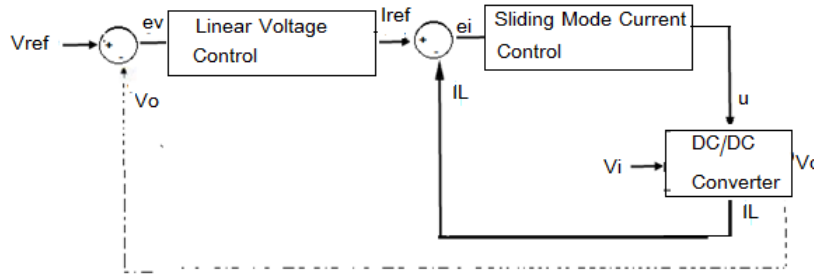
(1). الحالة الأولى: التحكم بالنمط المنزلق بجهد الخرج بشكل مباشر مع تردد تبديل ثابت

Fixed Frequency Sliding Mode Voltage Control (SMVC)

(2). الحالة الثانية: التحكم بالنمط المنزلق بتيار الملف مع تردد تبديل ثابت

Fixed Frequency Sliding Mode Current Control (SMCC) وفق حلقة التحكم الموضحة

في الشكل (3.1)



شكل 3.1 : حلقتي التحكم باستخدام المتحكم SMCC

تتقاطع الدراسة المقترحة باستخدام المتحكم (SMCC) مع آخر الأبحاث المنشورة عام 2018 [28] بفكرة استخدام التحكم بالتيار مع المبدل الخافض المتزامن ولكنها تتميز عنها بطريقة تنفيذ هذا التحكم الذي تم سابقاً باستخدام حلقة البطء وبمتحولات الحالة المختارة لدراسة هذا النظام إضافة إلى الاختلاف في بيئة العمل. حددنا متحولات الحالة وفق أربع متحولات وهي : خطأ جهد الخرج، خطأ تيار الملف وهما متحولي الحالة الأساسيين وأضفنا وفق [12] متحولي حالة متمثلين بتكامل خطأ جهد الخرج و تكامل خطأ تيار الملف، هذا الأثر التكاملي لإلغاء خطأ الحالة المستقرة. نحصل بالتالي على سطح انزلاق تابع لمتحولين مستقلين مما يتطلب دراسة رياضية موسعة من أجل تحديد معاملات المتحكم. عادة ماتكون هذه الدراسة معقدة عند استخدام أنواع أخرى من المبدلات كما اتضح في المرجع [12] حيث أدى تطبيق المتحكم FF-SMCC على المبدل الرافع للجهد والمبدل الخافض الرافع للجهد إلى سطح انزلاق لاخطي وهنا نحتاج إلى إجراء تقريب خطي لسطح الانزلاق حول نقطة التوازن المستقرة كما سنرى لاحقاً

3.1 الخلاصة

تم في هذا الفصل تحديد نمط التحكم المستخدم في مبدل الاستطاعة الخافض المتزامن. في هذا السياق تم توصيف مشكلة البحث والنظام قيد الدراسة والمراجع الرئيسية التي تم الاعتماد عليها. يتم في الفصول القادمة عرض دراسة تحليلية للمبدل الخافض المتزامن وأنماط عمله وتصميمه ومن ثم الانتقال لمنهجيات نمذجة مبدلات الاستطاعة واستنتاج النموذج اللاخطي المتغير مع الزمن للمبدل الخافض المتزامن وفق طريقة أولر لاغرانج ومن ثم عرض لخوارزمية التحكم المقترحة باستخدام الأنماط المنزلة وتنتهي هذه الأطروحة بعرض لنتائج المحاكاة والنتائج العملية تليها الخاتمة وبعض التوصيات.

الفصل 2

دراسة تحليلية للمبدل الخافض المتزامن وأنماط عمله وتصميمه

يعرض هذا الفصل دراسة تحليلية للمبدل الخافض المتزامن ومبدأ عمله، ينوه إلى بعض الاعتبارات التصميمية لتنفيذ هذا المبدل وأخيراً يعرض مقارنة بين المردود والضيعات في هذا المبدل مع نظيره غير المتزامن.

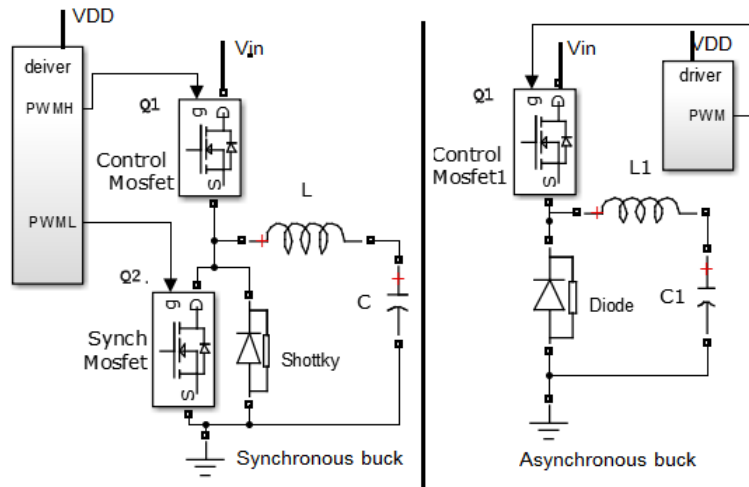
1.2 مقدمة

أدى تطور التكنولوجيا في صناعة العناصر الإلكترونية إلى التطوير والتحسين من أداء وحدات التغذية المستخدمة في العديد من التطبيقات الحديثة التي تلعب مبدلات الاستطاعة المتقطعة دوراً أساسياً فيها كما في الهواتف والحواسب المحمولة والعربات الكهربائية وغيرها إضافة إلى التطبيقات المتعلقة بالطاقة الشمسية. التحديات الأساسية التي تواجه العاملين في مجال تصميم وتنفيذ مبدلات الاستطاعة هو الحصول على مردود عالي، ضياعات

تقطع منخفضة، التقليل من حجم المبدل أي بشكل أساسي الملف ومكثفة الترشيح في الخرج بالإضافة إلى تحقيق الصلادة ضد تغيرات جهد الدخل وتغيرات الأحمال. بالنسبة للمبدل الخافض فإن توجهات وتطلعات الشركات الكبرى مثل شركة (Texas instruments) باتجاه تنفيذ المبدل الخافض المتزامن الذي سنأتي على شرحه بالتفصيل في الفقرات اللاحقة

2.2 المبدل الخافض المتزامن وغير المتزامن (الميزات والمساوي)

يبين الشكل (1.2) الفرق بين تشكيلة المبدل الخافض المتزامن والمبدل الخافض غير المتزامن. يتميز المبدل الخافض غير المتزامن باستخدام ترانزستور واحد في الجزء العلوي وهو ترانزستور التحكم، واستخدام ديود في الجزء السفلي لا يوجد بالتالي مخاوف من حدوث حالة قصر (Shoot-Through) حيث ينحاز الديود أمامياً بشكل تلقائي عندما يصبح ترانزستور الجزء العلوي في حالة OFF. يترتب على استخدام المبدل الخافض غير المتزامن صغر في حجم الدارة المتكاملة الموافقة وانخفاض في تكلفتها ولكن يرتفع التبريد الحراري الناتج عن ضياعات التقطيع في ترانزستور التحكم إضافة إلى الضياعات الناتجة في الديود خلال جزء من الدور الموافق لكون ترانزستور التحكم في حالة OFF، يترافق ذلك مع ازدياد حجم عناصر التبريد.



شكل 1.2 : الفرق بين المبدل الخافض المتزامن وغير المتزامن

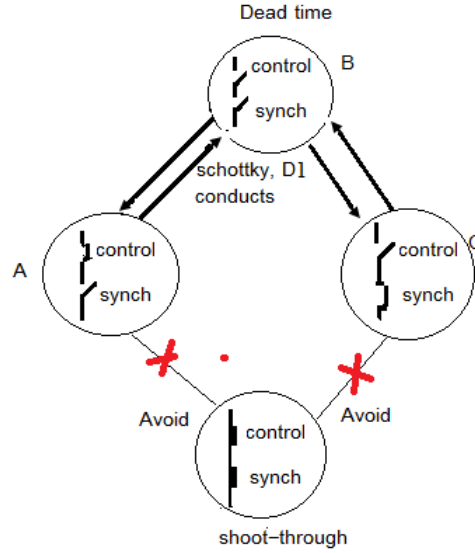
بالنسبة للمبدل الخافض المتزامن نسمي $Q1$ ترانزستور الجزء العلوي أو ترانزستور التحكم ونسمي $Q2$ ترانزستور الجزء السفلي أو الترانزستور المتزامن. بعض التشكيلات تستخدم ديود شوتكي على التوازي مع الترانزستور المتزامن بهدف تسريع عملية التقطيع. أحد مساوئ المبدل الخافض المتزامن عن نظيره غير المتزامن هي زيادة تكلفته والتعقيد في بنيته الداخلية ولكن وجود ترانزستور قدرة في الجزء السفلي ذو مقاومة توصيل (RDS_{ON}) صغيرة عادةً أصغر من 10 ميلي أوم يساهم في التخفيض من الضياعات وبالتالي التحسين من المردود، وهنا لا بد من الإشارة إلى أن تفضيل المبدل الخافض المتزامن عن نظيره غير المتزامن من ناحية المردود يتعلق بالتطبيق المرغوب أي باستطاعة الحمل المطلوبة وبنسبة التخفيض المرغوبة للجهد كما ورد في [34] و [35]، ولكن تبقى الصعوبة الأساسية في التعامل مع هذا المبدل هي تجنب توصيل الترانزستورين في نفس الوقت لتجنب حدوث قصر بين التغذية والأرضي.

3.2 أنماط عمل المبدل الخافض المتزامن

يتميز المبدل الخافض المتزامن بثلاث أنماط للعمل مبينة في الشكل (2.2) وذلك وفق السلسلة $A - B - C - B - A$. الحالة B هي الحالة الموافقة للزمن الميت ويكون فيها كلا الترانزستورين $Q1$ و $Q2$ في حالة OFF والديود $D1$ وهو من النوع شوتكي في حالة ON . نقدم تفصيل لحالات العمل المختلفة عند إيجاد المعادلات الكهربائية الموضحة في الفقرة (6.2)

4.2 معايير اختيار عناصر القدرة الكهربائية في المبدلات المتزامنة

الهدف الأساسي من استخدام المبدلات المتزامنة هي التحسين من المردود. يؤدي اختيار العناصر الإلكترونية دوراً أساسياً ومهماً في التقليل من الضياعات وبهدف تحقيق هذه العملية لا بد من فهم فكرة عمل المبدل المتزامن قبل اختيار عناصره. الفكرة الأساسية هي نقل مرور التيار من الديود في المبدل غير المتزامن خلال الجزء الثاني من دور التقطيع إلى المرور ضمن عنصر الكتروني تكون الضياعات فيه أقل حيث هبوط الجهد على الديود عند تحقيق الإنحياز الأمامي في حال كان مصنوع من السيليكون هي $0.7V$ ، وهبوط الجهد على

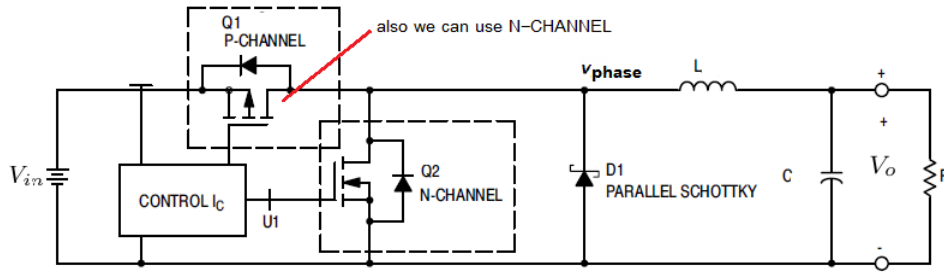


شكل 2.2 : رسم توضيحي لأنماط عمل المبدل الخافض المتزامن

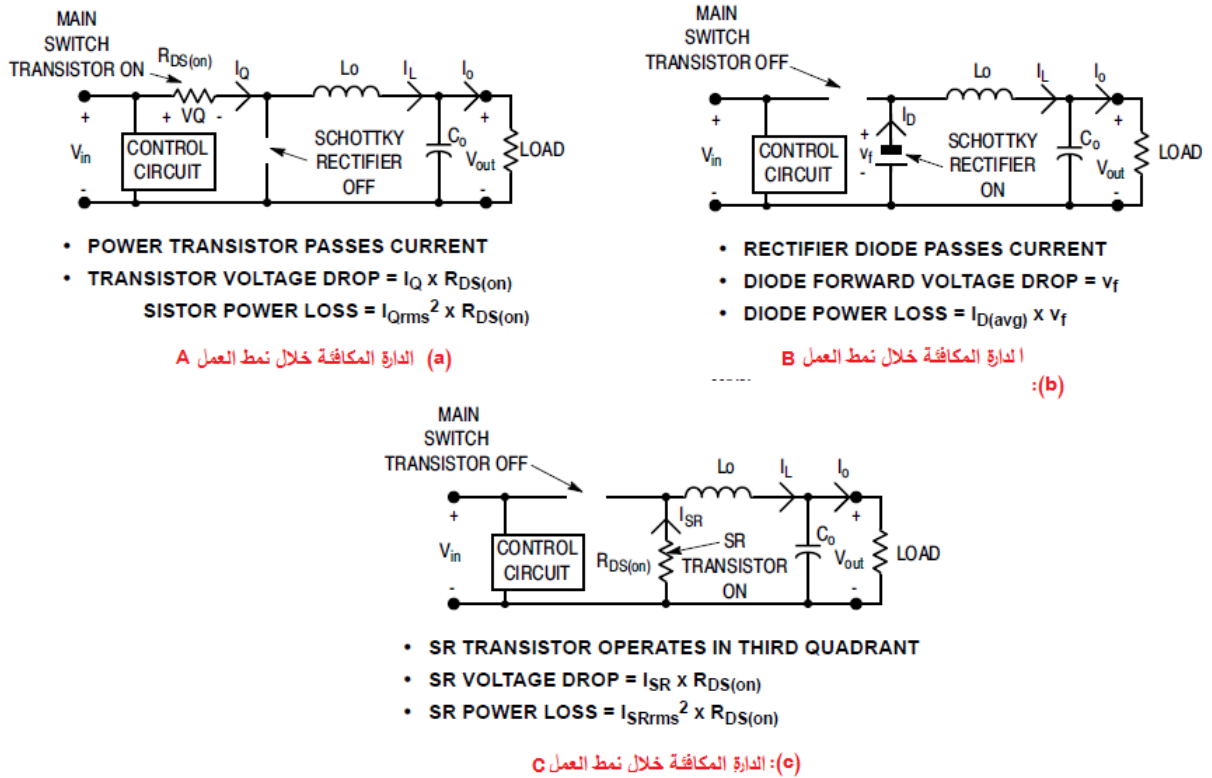
الديودات المصنوعة من الجرمانيوم $0.3V$ وهبوط الجهد على الديود شوتكي $0.2V$ وفي حال مرور تيارات عالية تزداد ضياعات التوصيل في هذا الديود. بينما إذا جعلنا هذا التيار يمر في سلك أو مقاومة أومية متناهية الصغر تنخفض قيمة هذه الضياعات بشكل كبير. بالتالي يفترض من الترانزستور المتزامن أن يتمتع بمقاومة توصيل داخلية متناهية في الصغر علاوة على ذلك يفترض أن يحقق الترانزستور خواص محددة يتم تحقيقها بتقنيات تصنيع معينة وهو ما تعتمد الشركات المصنعة للمقومات المتزامنة على تحقيقه [38]، [39]. نذكر أهم هذه الخواص وفق :

- (1). جهد عتبة الفتح صغير أو ديناميكي بما يضمن وصول الترانزستور للعمل ضمن منطقة الإشباع عند جهد V_{GS} منخفض ($4.5V$) أو أقل.
- (2). كمية شحنة القاعدة منخفضة بهدف تقليل الضياعات في الترانزستور من رتبة بضع عشرات من nC .
- (3). مكثفة خرج C_{OSS} صغيرة ولا سيما عند العمل بترددات أعلى من 200 kHz .
- (4). $low\ reverse\ recovery\ charge$: هذا الأمر يعني عن استخدام ديود شوتكي على التوازي مع ترانزستور القدرة
- (5). $good\ valanche\ capability$: قدرة مقاومة عالية للإنهيار

يتفوق ترانزستور القدرة من النمط Nchannel على الترانزستور من النمط Pchannel في تحقيق الخواص السابقة، ولأسيما القيم المنخفضة لمقاومة التوصيل الداخلية ولشحنة مكثفة القاعدة حيث حوامل الشحنة الأكثرية في هذا النمط هي الإلكترونات وتتمتع بقابلية عالية للحركة، لذلك نجد أغلب التصاميم الإلكترونية تعتمد على ترانزستور القدرة من النمط Nchannel والصعوبة الأساسية عندها تكون في آلية قيادة ترانزستور الجزء العلوي. يوضح الشكل (4.2) اتجاه التيارات في دارة المبدل الخافض المتزامن وفق مراحل عمله الثلاثة حسب [39].



شكل 3.2 : Synchronous buck converter



شكل 4.2 : الدارات المكافئة خلال أنماط العمل المختلفة

5.2 آلية تحديد الزمن الميت

يتطلب تحسين المردود بالإضافة إلى الاختيار الجيد لعناصر القدرة الكهربائية إلى تصغير الزمن الميت إلى حده الأدنى مع تجنب الدخول في الحالة المعروفة باسم *Shoot – Through* الموافقة لكون Q_1 و Q_2 في حالة *ON*، تؤدي هذه الحالة إلى حدوث قصر في الدارة و تلف كل من الترانزستورين.

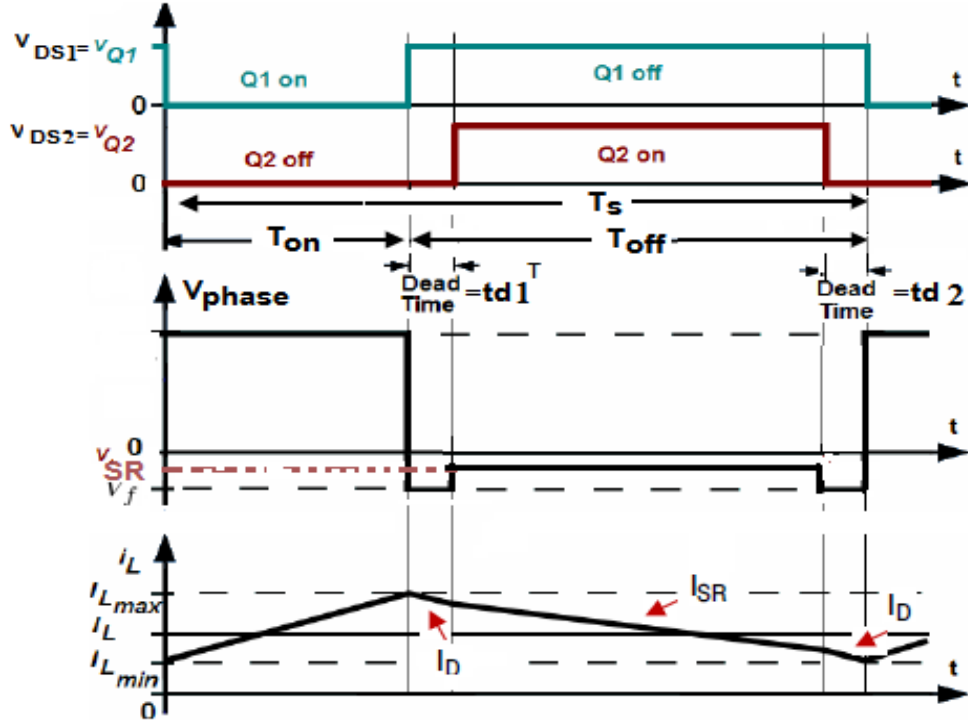
نذكر فيما يلي آليات تحديد الزمن الميت وفق ماتم تصنيفه في ([37]):

- (1). زمن ميت ثابت بشرط ألا يكون أصغر من زمن إطفاء الترانزستور Q_1 وألا يكون أكبر من زمن تشغيل الترانزستور Q_2
- (2). زمن ميت متكيف يتم تحديده من خلال مراقبة جهد النقطة *phase* وهي نقطة الوصل بين Source الترانزستور Q_1 و Drain الترانزستور Q_2 بحيث عندما ينعدم هذا الجهد يتم تفعيل جهد القاعدة للترانزستور الآخر.
- (3). زمن ميت متكيف يتم تحديده بنفس الآلية السابقة ولكن الاختلاف الأساسي هو تحديد جهد النقطة التي يتم عندها تفعيل جهد القاعدة للترانزستور الآخر، غالباً يتم تحديد هذا الجهد بنصف قيمة جهد التغذية أو أقل وقد يختلف جهد هذه النقطة في حالة الزمن الميت الأول عن الزمن الميت الثاني خلال دور التقطيع الواحد.

لابد من الإشارة إلى أن تصغير الزمن الميت إلى الحد الأدنى يبقى محكوماً بزمن تنفيذه أو بزمن الانتشار للدارات التماثلية التي تقوم بتحقيقه ويقدر ب $20ns$ وفق [37]، ولكن يمكن الاستغناء عن الطريقة السابقة باختيار دارة قيادة متزامنة تعمل على تحقيق زمن ميت متكيف مع نوع الترانزستورات المستخدمة كما في دارة القيادة ISL6594D حيث يحدد زمن الانتشار في هذه الدارة ب $10ns$ وجهد نقطة المراقبة V_{phase} بالقيمتين $(-0.2V, 0.8V)$.

6.2 المعادلات الكهربائية المميزة للمبدل الخافض المتزامن خلال حالات العمل المختلفة ضمن دور التقطيع

يوضح الشكل (5.2) أشكال التيارات والجهود في الدارة لكلا الترانزستورين والديود شوتكي خلال أنماط العمل المختلفة :



شكل 5.2 : تيار الملف وجهد النقطة phase خلال أجزاء دور التقطيع

(1). نمط العمل A موافق للانتقال إلى الحالة التي يصبح فيها ترانزستور التحكم في حالة ON والترانزستور المتزامن في حالة OFF الشكل (4.2)، يتم تغذية الحمل بشكل مباشر من الدخل في هذه الحالة، حيث يخزن الملف طاقة مغناطيسية وتزداد قيمة تياره $i_L(t)$ وفق منحنى خطي ميله $\frac{1}{L}$ معرف بالعلاقة: $\frac{V_{in}-V_Q-V_o}{L} = \frac{di_L}{dt}$ حيث V_Q هبوط الجهد على الترانزستور Q_1 في حال التوصيل.

(2). نمط العمل B موافق للانتقال من الحالة التي يكون فيها ترانزستور التحكم في حالة ON والترانزستور المتزامن في حالة OFF أو الانتقال من الحالة التي يكون فيها الترانزستور المتزامن في حالة ON وترانزستور التحكم في حالة OFF إلى الحالة

الموافقة للزمن الميت والتي يكون فيها كلا الترانزستورين في حالة *OFF* الشكل (4.2)، حيث تتفرغ الطاقة المغناطيسية المخزنة في الملف عبر مرشح الخرج وتتناقص قيمة تيار الملف $i_L(t)$ وفق منحنى خطي ميله $-\frac{1}{L}$ معرف بالعلاقة $\frac{di_L}{dt} = \frac{V_f - V_o}{L}$ ولفترة زمنية محدودة بهذا الزمن الميت حيث V_f هبوط الجهد على الديود شوتكي.

(3). نمط العمل *C* موافق للانتقال من الحالة التي يكون فيها كلا الترانزستورين في حالة *OFF*. إلى الحالة التي يبقى فيها ترانزستور التحكم في حالة *OFF* وينتقل فيها الترانزستور المتزامن إلى حالة *ON*. تستمر قيمة تيار الملف بالانخفاض بشكل خطي بنفس الميل السابق وتتحقق العلاقة التالية خلال هذا النمط $\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{SR} - V_o}{L}$ حيث V_{SR} هبوط الجهد على الترانزستور المتزامن في حال التوصيل

تلخص المعادلة (2.1) العلاقات الرياضية التي تحكم النظام الكهربائي خلال مراحل العمل المختلفة ضمن دور التقطيع الواحد:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_s = T_{on} + T_{off} \quad i_L(t) = i_c(t) + i_o(t) \quad i_c(t) = C \frac{dv_o}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_Q - V_o}{L} \quad 0 < t \leq T_{on} \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_f - V_o}{L} \quad T_{on} < t \leq T_{on} + t_{d1} \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{SR} - V_o}{L} \quad T_{on} + t_{d1} < t \leq T - t_{d2} \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_f - V_o}{L} \quad T - t_{d2} < t \leq T \end{array} \right. \quad (2.1)$$

7.2 دراسة تصميمية للمبدل الخافض المتزامن

ننتقل في هذه الفقرة من فكرة المبدل الخافض المتزامن ومبدأ عمله إلى تصميمه وفق الخطوات التصميمية للمبدل الخافض التقليدي وفق إحدى النشرات الفنية الصادرة عن IXYS [40] Corporation IXAN0068:

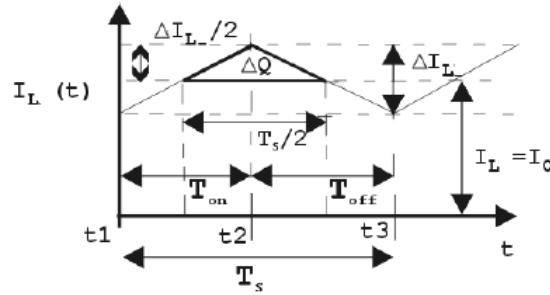
(1). تحديد جهد التعرج الأصغري لجهد الخرج:

نعرف دور التقطيع وفق العلاقة (2.2) حيث duty cycle:

$$T_s = T_{on} + T_{off} \quad , \quad d = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (2.2)$$

يظهر تعرج جهد الخرج طالما هناك تعرج في تيار الملف $\Delta I_L(t)$ يؤدي إلى شحن وتفريغ المكثفة C كما يوضح الشكل (6.2).

تنشحن المكثفة خلال جزء الدور الذي يكون فيه تيار الملف L أكبر من التيار



شكل 6.2 : تعرج تيار الملف

الوسطي للخرج I_o وبالتالي يمكن تحديد تعرج جهد الخرج بتحديد كمية الشحنة المخزنة في المكثفة ΔQ وسعة هذه المكثفة وفق العلاقة

$$\Delta v_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.3)$$

(2). تحديد تعرج تيار الملف :

نحدد بدايةً جهد الوشيعه بالعلاقة

$$v_L = L \frac{di}{dt} = u v_{in} - v_o \quad (2.4)$$

حيث u متحول منطقي يدل على حالة الترانزستور Q_1

نحدد تعرج تيار الملف الأعظمي مع إهمال الزمن الميت وفق العلاقة (2.5)

$$\Delta I_L(t) = d T_s \frac{V_{in} - V_o}{L} = d \frac{V_{in} - V_o}{L f_s} \quad (2.5)$$

(3). تحديد كمية الشحنة المخزنة في المكثفة يتم تحديد كمية الشحنة المخزنة في

المكثفة المبينة في الشكل (6.2) من خلال حساب مساحة المثلث الذي ارتفاعه $\frac{\Delta I_L}{2}$

وطول قاعدته $\frac{T_s}{2}$ وفق العلاقة (2.6)

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.6)$$

باستخدام العلاقة (2.5) وبتعريف تردد القطع لمرشح التمرير المنخفض في الخرج

$$\text{وفق } f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.7)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{d(V_{in} - dV_{in})T_s^2}{8CL} = \frac{\pi^2(1-d)V_o}{2} \left(\frac{f_s}{f_c}\right)^2 \quad (2.7)$$

نلخص العلاقات التصميمية السابقة وفق مايلي:

- من أجل التخفيض من تعرج التيار ولضمان عدم الدخول في نمط التوصيل المتقطع للتيار نختار قيمة الملف أكبر من القيمة الحرجة المحققة للمعادلة (2.5) أي:

$$L \geq d \frac{V_{in} - V_o}{f_s \Delta I_L(t)} \quad (2.8)$$

- من أجل التخفيض من تعرج جهد الخرج نختار قيمة المكثفة أكبر من القيمة الحرجة المحققة للمعادلة (2.6) أي:

$$C \geq d \frac{\Delta I_L(t)}{8f_s \Delta V_o} \quad (2.9)$$

نلخص مواصفات المبدل الخافض المتزامن الذي تم تصميمه وفق الجدول التالي :

V_{in}	V_o	d	ΔV_L	f	C	ΔI_L	L	F_C
12V	3.3V	0.275	0.033V	200kHz	10uF	0.528A	45uH	7.48kHz

جدول 1.2 : مواصفات المبدل الخافض المتزامن المدروس

ملاحظة: إن قيمة الملف والمقاومة الداخلية التسلسلية لمكثفة الخرج تؤثر بشكل واضح على تعرج جهد الخرج ، يفضل استخدام مكثفات ذات مقاومات داخلية تسلسلية صغيرة من رتبة 10 ميلي أوم أو أصغر [12].

تهدف عملية التحكم إلى جعل خرج المبدل أقل تأثر بالتغيرات الخارجية المحيطة المتمثلة في تغيرات الحمل وتغيرات جهد الدخل وبشكل أكيد إلى التحسين من المردود. نحدد مجال تغيرات الحمل وتغيرات خط الدخل بمايلي:

(1). مجال تغير جهد الدخل $[9v - 16v]$

(2). مجال تغير مقاومة الحمل $[1\Omega - 4\Omega]$

1.7.2 اختيار عناصر المبدل

نورد في هذه الفقرة العناصر الأساسية التي تم اعتمادها في الدارة المصممة ومواصفاتها:

(1). ترانزستورات القدرة الكهربائية في هذا المبدل المتزامن من النوع (Nchannel) بهدف تسريع عملية التقطيع والتقليل من الضياعات. حيث تتفوق ترانزستورات النمط (N) على ترانزستورات النمط (Pchannel) بهذين الأمرين، وكلا الترانزستورين من النوع (IRLU7821). الذي يتمتع بالمواصفات الفنية التالية :

V_{DSS} 30V	$Q_{g(on)}$ 10nC	Q_{gs} 3nC	Q_{gd} 2.5nC	$t_{d(on)}$ 11ns	t_r 4.2ns	$t_{d(off)}$ 10ns	t_f 3.2ns
R_{DSon}/V_{GS} 10m Ω /4.5V	$V_{gs(th)}$ (1)V	C_{iss} 1030pF	C_{oss} 360pF	C_{rss} 120pF	V_f 1V	Q_{rr} 15nC	t_{rr} 26ns

جدول 2.2 : المواصفات الفنية للترانزستور IRLU7821

(2). ديود شوتكي من النمط SS54 يحقق المواصفة التالية

$$\text{Typical junction capacitance}=500\text{pF} \quad , \quad V_f = 0.55\text{V}$$

(3). دارة قيادة متزامنة (ISL6594D):

أهم المواصفات الفنية لهذه الدارة أنها تؤمن زمن ميت متكيف بشكل تلقائي حسب نوع الترانزستورات المستخدمة، هذه الدارة مخصصة لقيادة ترانزستور الجزء العلوي وترانزستور الجزء السفلي من النمط (N channel) في تشكيلات المبدلات الخافضة المتزامنة ضمن مجال جهد من 4.5V إلى 13.2V، يعطي مجال الجهد السابق جهد قاعدة قابل للتعديل من أجل الحصول على مردود مثالي في عمليات التقطيع التي قد تصل إلى التردد 2MHz.

تؤمن الدارة السابقة حماية من حدوث حالة قصر بين الترانزستورين بتقنية موضحة في النشرة الفنية للدارة، وبخاصية حماية من الجهد الزائد وحالة القصر عند الإقلاع إضافة إلى دارة Bootstrap داخلية يفترض إكمالها بمكثفة خارجية، حيث تؤمن الدارة الداخلية جهد على المكثفة يصل إلى 36V.

(4). متحكم صغري من النوع Atxmega128a1، حيث يفترض أن تكون وحدة المعالجة والتحكم قادرة على تحصيل القيم اللحظية للجهود والتيارات المرغوبة في الدارة وتطبيق قانون التحكم المرغوب وتحقيق الإتصال مع الطرفيات الخارجية .

8.2 ضياعات الاستطاعة في المبدل الخافض المتزامن

تحدد الضياعات في المبدل الخافض المتزامن حسب [40] وفق العلاقة (2.10):

$$P_{total} = P_c + P_{sw} + P_{driver} + P_{BD} \quad (2.10)$$

حيث أن:

P_c : ضياعات التوصيل في ترانزستور التحكم والترانزستور المتزامن.

P_{sw} : ضياعات التقطيع في كلا الترانزستورين.

P_{BD} : الضياعات في ديود الدولاب الحر خلال الزمن الميت.

P_{driver} : الضياعات في دارة القيادة.

نحسب الضياعات المعرفة سابقا وفق مايلي:

• ضياعات التوصيل في كلا الترانزستورين P_c

$$P_c = P_{cond-Q1} + P_{cond-Q2} + P_{GC-1} + P_{GC-2} \quad (2.11)$$

وفق العلاقة التالية (2.12)

$$\begin{cases} P_{cond-Q1} = I_o^2 * d * R_{DS1(on)} \\ P_{cond-Q2} = I_o^2 * (1 - d) * R_{DS2(on)} \\ P_{GC-1} = V_{GS1} * Q_{g1} * f_s \\ P_{GC-2} = V_{GS2} * Q_{g2} * f_s \end{cases} \quad (2.12)$$

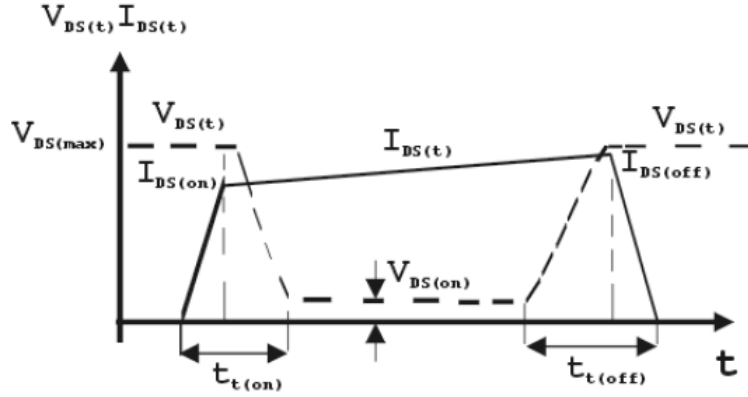
حيث Q_g, f_s تردد التقطيع و شحنة مكثفة القاعدة على الترتيب

P_{GC} : ضياعات شحن مكثفة القاعدة.

• ضياعات التقطيع في ترانزستور الجزء العلوي :

$$P_{sw} = P_{t1(on)} + P_{t1(off)} \quad (2.13)$$

يمكن استنتاج ضياعات التقطيع من الشكل (7.2)



شكل 7.2 : تيار وجهد الترانزستور في الحالة غير المثالية لأجل حمل تحريضي

$$\begin{cases} P_{t1(on)} = \frac{V_{DS1max} * I_{DS1(on)} * t_{t1(on)} * f_s}{2} \\ P_{t1(off)} = \frac{V_{DS1max} * I_{DS1(off)} * t_{t1(off)} * f_s}{2} \end{cases} \quad (2.14)$$

• الضياعات في الديود شوتكي (ديود الدولاب الحر) خلال فترتي الزمن الميت :

$$P_{BD} = P_{td1} + P_{td2} \quad (2.15)$$

P_{td1} : الضياعات في ديود الدولاب الحر خلال الزمن الميت الأول t_{d1}

P_{td2} : الضياعات في ديود الدولاب الحر خلال الزمن الميت الثاني t_{d2}

نحدد الضياعات خلال الزمن الميت وفق العلاقة (2.16)

$$\begin{cases} P_{td1} = V_f * (I_o - \frac{\Delta I_L}{2}) * t_{d1} * f_s + \frac{1}{2} * V_{in} * t_{rr} * I_{rr} * f_s \\ P_{td2} = V_f * (I_o + \frac{\Delta I_L}{2}) * t_{d2} * f_s \end{cases} \quad (2.16)$$

حيث

Reverse Recovery Current : I_{rr}

Reverse Recovery Time : t_{rr}

• الضياعات في دائرة القيادة:

في حال لدينا دائرة قيادة متزامنة تقوم بزيادة ترانزستور الجزء العلوي وترانزستور الجزء السفلي. يتم تحديد الضياعات حسب النشرة الفنية لدائرة القيادة المستخدمة وفق العلاقة (2.17) الخاصة بدارة القيادة ISL6594D.

$$\begin{cases} P_{driver} = \frac{P_{Qg-Q1}}{2} + \frac{P_{Qg-Q2}}{2} + I_Q * VCC \\ = \frac{Q_{G1} \cdot PVCC^2 \cdot f_{sw}}{2V_{GS1}} + \frac{Q_{G2} \cdot PVCC^2 \cdot f_{sw}}{2V_{GS2}} + I_Q * VCC \end{cases} \quad (2.17)$$

حيث $I_Q * VCC$ يدل على الضياع في حال وجود عنصر سعوي على الخرج وقيمته $110mW$ كما ورد في النشرة الفنية.

• إذا كان ديود الدوالب الحر من النوع شوتكي يزداد على الضياعات السابقة ، ضياع التوصيل لهذا الديود والناتج عن الضياع عند شحن مكثفة هذا الديود في مرحلة توصيل ترانزستور التحكم ويعرف هذا الضياع وفق (2.18) :

$$P_{C(schottky)} = \frac{C_{schottky} * V_{in}^2 * f_s}{2} \quad (2.18)$$

1.8.2 الحساب النظري لضياعات الاستطاعة في دائرة المبدل الخافض المتزامن

الضياعات في ترانزستور الجزء العلوي (ترانزستور التحكم)

باعتداد المواصفات الفنية لترانزستور التحكم IRLU7821:

• ضياعات التوصيل وفق العلاقة (2.14) :

$$P_{cond-Q1} = I_o^2 * D * R_{DS1(on)} = 5^2 * 0.275 * 0.01 = 68.57mW$$

• ضياعات شحن مكثفة القاعدة (بفرض تردد التقطيع $200KHZ$):

$$P_{GC-1} = V_{GS1} * Q_{g1} * f_s = 12 * 10 * 10^{-9} * 200 * 10^3 = 24mW$$

• ضياعات التقطيع وفق العلاقة (2.14):

$$P_{sw} = P_{t1(on)} + P_{t1(off)} = \frac{12*5*(10+11)*10^{-9}*200*10^3}{2} = 125.9mW$$

$$24mW + 68.57mW + 125.9mW = 218.47mW: \text{الضياعات الكلية في الجزء العلوي}$$

الضياعات في ترانزستور الجزء السفلي

• ضياعات التوصيل وفق العلاقة (2.14) :

$$P_{cond-Q2} = I_o^2 * (1 - D) * R_{DS1(on)} = 5^2 * 0.725 * 0.01 = 180mW$$

• ضياعات شحن مكثفة القاعدة (بفرض تردد التقطيع 200KHZ):

$$P_{GC-2} = V_{GS2} * Q_{g2} * f_s = 5 * 10 * 10^{-9} * 200 * 10^3 = 10mW$$

$$180mW + 10mW = 190mW: \text{الضياعات الكلية في الجزء السفلي}$$

ضياعات دائرة القيادة ISL6594D

وفق العلاقة (2.17) نحسب ضياع الاستطاعة في دائرة القيادة

$$P_{driver} = P_{DR-up} + P_{DR-down} + I_Q * VCC$$

حيث $I_Q * VCC$ يدل على الضياع في حال وجود عنصر سعوي على الخرج وقيمته $110mW$

كما ورد ذكره في النشرة الفنية

$$P_{driver} = \frac{P_{Qg-Q1}}{2} + \frac{P_{Qg-Q2}}{2} + I_Q * VCC = \frac{Q_{G1} \cdot PVCC^2 \cdot f_{sw}}{2V_{GS1}} + \frac{Q_{G2} \cdot PVCC^2 \cdot f_{sw}}{2V_{GS2}} + I_Q * VCC$$

أي أن :

$$P_{driver} = 110mW + \frac{10 \cdot 10^{-9} \cdot 25 \cdot 200 \cdot 10^3}{24} mW + \frac{36 \cdot 10^{-9} \cdot 25 \cdot 200 \cdot 10^3}{24} mW$$

$$P_{driver} = 110mW + 2.08mW + 0.5mW = 112.58mW$$

قيمة الضياع الناتج يحقق الشرط الوارد في النشرة الفنية والموافق لـ $P_{driver} < 800mW$

ضياعات الاستطاعة الناتجة عن الزمن الميت

تؤمن دائرة القيادة ISL6594D زمن ميت متكيف مع نوع الترانزستور المستخدم بحيث يختلف

t_{d1} عن t_{d2} ويوافق كل منهما زمن الانتشار الخاص بالترانزستور في حالة الإطفاء والتشغيل

لدينا : $t_{d1} = 10ns$, $t_{d2} = 10ns$ نميز حالتين :

(1). استخدام ديود شوتكي على التوازي مع الترانزستور المتزامن:

وفق العلاقة (2.16) واستخدام المواصفات الفنية للترانزستور IRLU7821:

$$P_{td1} = 0.6 * (5 - \frac{0.792}{2}) * 10 * 10^{-9} * 200 * 10^3 = 5.5mW$$

$$P_{td2} = 0.6 * (5 + \frac{0.792}{2}) * 10 * 10^{-9} * 200 * 10^3 = 6.5mW$$

$$P_{C(schottky)} = \frac{C_{schottky} * V_{in}^2 * f_s}{2} = \frac{500 * 10^{-12} * 12^2 * 200 * 10^3}{2} = 7.7mW$$

وبالتالي تكون الضياعات في جسم الديود:

$$P_{BD} = P_{td1} + P_{td2} + P_{C(schottky)} = 5.5mW + 6.5mW + 7.7mW = 19.7mW$$

(2). عدم استخدام ديود شوتكي:

وفق العلاقة (2.16) واستخدام المواصفات الفنية للترانزستور IRLU7821:

$$P_{td1} = 1.3 * (5 - \frac{0.792}{2}) * 10 * 10^{-9} * 200 * 10^3 + \frac{1}{2} * 12 * 40 * 10^{-9} * 2.5 * 200 * 10^3 = 132mW$$

$$P_{td2} = 1.3 * (5 + \frac{0.792}{2}) * 10 * 10^{-9} * 200 * 10^3 = 14.2mW$$

$$P_{BD} = P_{td1} + P_{td2} = 132mW + 14.2mW = 156.2mW$$

2.8.2 مردود المبدل الخافض المتزامن

بإهمال ضياعات الاستطاعة في المقاومة الداخلية للملف والمقاومة التسلسلية ESR لمكثفة الترشيح في الخرج فإن الاستطاعة الضائعة المقدرة في حالة عدم استخدام ديود شوتكي معرفة وفق العلاقة:

$$P_{total} = P_c + P_{sw} + P_{driver} + P_{BD} = (282.75 + 125.9 + 112.580.3 + 156.2)mW = 0.677W$$

الاستطاعة الضائعة المقدرة في حالة استخدام ديود شوتكي وفق العلاقة:

$$P_{total} = P_c + P_{sw} + P_{driver} + P_{BD} = (282.75 + 125.9 + 112.580.3 + 19.7)mW = 0.540W$$

استطاعة خرج المبدل عند تيار الخرج الأعظمي: $P_o = V_o * I_o = 3.3 * 5 = 16.5W$

استطاعة الدخل المقدرة في حال عدم استخدام ديود شوتكي

$$P_{in} = V_o * I_o + P_{loss} = 16.5 + 0.677 = 17.177W$$

استطاعة الدخل المقدرة في حال استخدام ديود شوتكي :

$$P_{in} = V_o * I_o + P_{loss} = 16.5 + 0.540 = 17.04W$$

مردود المبدل في حال عدم استخدام ديود شوتكي: $\eta = \frac{V_o I_o}{P_{in}} = \frac{16.5}{17.177} = 93.4\%$

مردود المبدل في حال استخدام ديود شوتكي: $\eta = \frac{V_o I_o}{P_{in}} = \frac{16.5}{17.04} = 96.8\%$

3.8.2 تقدير قيمة تيار الدخل

لأجل تيار الخرج الأعظمي ووفق قيمة المردود التي حصلنا عليها نقدر قيمة تيار الدخل في حال عدم استخدام ديود شوتكي بالعلاقة (2.19)

$$I_{in} = \frac{V_o I_o}{V_{in} \cdot \eta} = \frac{16.5}{12 * 0.934} = 1.47A \quad (2.19)$$

نقدر قيمة تيار الدخل في حال استخدام ديود شوتكي بالعلاقة (2.20)

$$I_{in} = \frac{V_o I_o}{V_{in} \cdot \eta} = \frac{16.5}{12 * 0.968} = 1.42A \quad (2.20)$$

4.8.2 الحساب النظري لضياعات الاستطاعة في دارة مبدل خافض غير متزامن

نطبق الحسابات النظرية على مبدل خافض غير متزامن مطابق بمواصفاته للمبدل الخافض المتزامن المدروس حيث ترانزستور الجزء العلوي فيه من نفس النوع السابق (IRLU7821) هبوط الجهد على ديود الجزء السفلي فيه $V_f = 0.7V$ ، يعمل بتردد تقطيع $200kHz$ وتيار خرجه الأعظمي $5A$.

ضياعات التوصيل الكلية

• ضياعات التوصيل في ترانزستور الجزء العلوي:

$$P_{cond-Q1} = I_o^2 * d * R_{DS1(on)} = 5^2 * 0.275 * 0.01 = 68.57mW$$

• ضياعات التوصيل في ديود الجزء السفلي:

$$P_{cond-D2} = I_o * (1 - d) * V_f = 5 * 0.725 * 0.7 = 2.53W$$

• ضياعات التوصيل الكلية:

$$P_c = P_{cond-Q1} + P_{cond-D2} = 68.57mW + 2.53W = 2.589W$$

ضياعات شحن مكثفة القاعدة

$$P_{GC} = V_{GS} * Q_g * f_s = 12 * 10 * 10^{-9} * 200 * 10^3 = 24mW$$

ضياعات التقطيع

نعرف ضياعات تقطيع الجزء العلوي وفق العلاقة: (2.14):

$$P_{sw} = P_{t1(on)} + P_{t1(off)} = \frac{12*5*(11+10)*10^{-9}*200*10^3}{2} = 125.9mW$$

ضياعات دائرة القيادة

تعرف الضياعات في دائرة القيادة بالعلاقة التالية :

$$P_{driver} = V_{DD} * Q_g(on) * f_s = 12 * 10 * 10^{-9} * 200 * 10^3 = 24mW$$

ضياعات الإستطاعة الكلية في المبدل الخافض غير المتزامن

$$P_{total} = P_c + P_{sw} + P_{driver} = 2.589W + 24mW + 125.9mW + 24mW = 2.76W$$

5.8.2 مردود المبدل الخافض غير المتزامن

$$استطاعة خرج المبدل: P_o = V_o * I_o = 3.3 * 5 = 16.5W$$

$$استطاعة الدخل المقدرة: P_{in} = V_o * I_o + P_{loss} = 16.5 + 2.76 = 19.26W$$

$$مردود المبدل الخافض غير المتزامن: \eta = \frac{V_o I_o}{V_{in} I_{in}} = \frac{16.5}{20} = 85\%$$

6.8.2 مقارنة مردود المبدل الخافض مع مردود المبدل الخافض المتزامن:

يعرض الجدول (3.2) مقارنة تقديرية للحساب النظري لمردود كلا المبدلين المتزامن وغير المتزامن عند تيار الخرج الأعظمي:

	Synch	Asynch
P_c	$P_c = 234mW$	$P_c = 2.589W$
P_{sw}	$125.9mW$	$125.9mW$
P_{driver}	$112.58mW$	$24mW$
P_{BD}	$19.7mW$	0
P_{GC}	$48mW$	$24mW$
P_{total}	$0.540W$	$2.76W$
η_{5A}	96.8%	85%
$\eta_{1.5A}$	90.16%	64%

جدول 3.2 : ضياعات ومردود المبدل الخافض المتزامن وغير المتزامن

تبين العلاقات الرياضية والحسابات النظرية السابقة أن نسبة التوصيل تؤثر بشكل مباشر وواضح على مردود المبدل الخافض للجهد وعند تصغير هذه النسبة يفضل استخدام المبدل المتزامن على نظيره غير المتزامن وكذلك يفضل استخدام هذا المبدل في حالة الأحمال التي تستجر تيار عالي وذلك بهدف تحسين المردود.

قدمنا في هذا الفصل دراسة تحليلية للمبدل الخافض المتزامن، بدايةً بإجراء مقارنة مع المبدل الخافض غير المتزامن ومن ثم تحليل أنماط العمل وإيجاد المعادلات الرياضية المكافئة لكل نمط، كذلك تم عرض دراسة تصميمية تضمنت معايير اختيار عناصر القدرة الكهربائية وآلية تحديد الزمن الميت وبالنهاية تم حساب القيمة النظرية لمردود كلا المبدلين وملاحظة الأثر الذي يقدمه الترانزستور المتزامن على المردود.

في الفصل القادم نقدم دراسة نظرية تتضمن منهجيات النمذجة المتبعة مع كافة مبدلات الاستطاعة ونعمل على إيجاد نموذج للمبدل الخافض المتزامن ويتضمن الفصل أيضاً مقارنة بين منهجيات النمذجة المختلفة.

الفصل 3

منهجيات نمذجة مبدلات الاستطاعة المتقطعة

يقدم هذا الفصل تعريف بالأنظمة ذات البنى الفيزيائية المتغيرة والظواهر اللاخطية التي تعاني منها مبدلات الاستطاعة، يعرض أدوات نمذجة رياضية وبيانية يمكن تطبيقها على كافة مبدلات الاستطاعة المتقطعة بهدف الحصول على نموذج خطي وسطي تقريبي مستمر، نموذج متقطع (هجين) أو نموذج بياني من أجل تتبع سير عمل هذه الأنظمة .

1.3 مبدلات الاستطاعة أنظمة لاخطية ذات بنى فيزيائية متغيرة مع الزمن

تشابه مبدلات الاستطاعة المتقطعة العديد من الأنظمة الميكانيكية والهيدروليكية في مبدأ عملها [10] حيث تملك مثل هذه الأنظمة أكثر من بنية فيزيائية وفقاً للعناصر الداخلة في تشكيلتها ووفقاً لظروف التشغيل المحيطة بها. حيث تعتمد مبدلات الاستطاعة المتقطعة في عملها بشكل أساسي على التقطيع فتتغير بنيتها الفيزيائية مع الزمن بفعل تغير الوضع الفيزيائي للقواطع الإلكترونية الخاصة بتشكيلتها. ويترتب على ذلك صعوبة في إيجاد

نموذج رياضي مكافئ للدارة الإلكترونية المدروسة. حيث تتعرض هذه الأنظمة في الكثير من الأحيان لاضطرابات وأخطاء في النمذجة تؤدي إلى الحصول على نموذج غير موثوق. تنقسم عدم الوثوقية هذه إلى نوعين أساسيين:

- عدم وثوقية المعاملات (parametric uncertainty) نملك فكرة كاملة عن شكل ومكونات نموذج النظام ولكن تتأرجح قيم معاملاته ضمن مجال عريض نسبياً وهي الحالة الناتجة عند تغير القيمة الاسمية لعناصر المبدل أو تغير قيمة الحمل وتغير قيمة خط الدخل في مبدلات الاستطاعة المتقطعة

- عدم وثوقية بنيوية (unstructured uncertainty) تنتج عدم الوثوقية البنيوية في مبدلات الاستطاعة المتقطعة عند اعتماد النموذج الخطي الوسطي التقريبي الذي يعطي نموذج ثابت مع الزمن مهما تغير وضع القواطع.

بالتالي تشكل مبدلات الاستطاعة المتقطعة أنظمة لاختية متغيرة مع الزمن تكتسب صفاتها الاختية من الطبيعة للاختية لعناصر التقطيع ومن شروط العمل للاختية والمتمثلة بتغيرات الحمل وتغيرات خط الدخل. نقدم في الفقرات اللاحقة تصنيف لمنهجيات النمذجة المتبعة مع مبدلات الاستطاعة المتقطعة، بداية مع النموذج الوسطي ومن ثم نركز على نموذج أولر لاغرانج ونوضحه في العديد من الأمثلة ونستنتج في النهاية نموذج أولر لاغرانج للمبدل الخافض المتزامن وأخيراً نقدم تمثيل بياني لهذا المبدل باستخدام شبكات بيري.

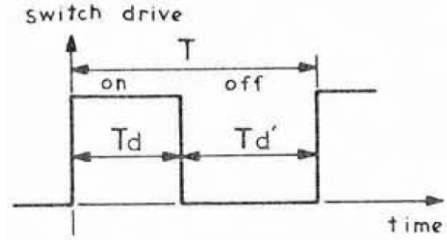
2.3 النموذج الوسطي للأنظمة المتقطعة

1.2.3 تمثيل الحالة للنموذج الوسطي

تتميز مبدلات الاستطاعة المتقطعة بمرحلتين عمل خلال دور التقطيع الواحد. المرحلة الأولى تكون فيها القاطعة في حالة توصيل أي خلال الزمن T_d بفرض نموذج النظام في هذه

المرحلة معرف بالمعادلة (3.1)

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1x + B_1u \\ y_1 &= C_1x + D_1u \end{aligned} \quad (3.1)$$



شكل 1.3 : دور التقطيع

والمرحلة الثانية تكون فيها القاطعة في حالة فصل أي خلال الزمن T_d' بفرض نموذج النظام معرف وفق المعادلة (3.2)

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_2x + B_2u \\ y_2 &= C_2x + D_2u \end{aligned} \quad (3.2)$$

نسمي d نسبة التوصيل وتعرف بالعلاقة (3.3)

$$d = \frac{T_d}{T_d + T_d'} \quad (3.3)$$

ونسمي $d' = 1 - d$ نسبة الفصل

لا يمكن اعتماد النموذج المبين في المعادلة (3.1) صحيح على كامل دور التقطيع ، كذلك الأمر بالنسبة للنموذج المبين في العلاقة (3.2) . يمكن إيجاد نموذج تقريبي يكون صحيحاً على كامل دور التقطيع، النموذج التقريبي هو تركيب من النموذجين السابقين من خلال تثقيب كل منهما بنسبة الزمن التي يكون صحيح فيها ونعبر عن ذلك وفق العلاقة (3.4). يسمى هذا النموذج بالنموذج الخطي الوسطي التقريبي للنظام المتقطع.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= d(A_1x + B_1u) + d'(A_2x + B_2u) \\ y &= dy_1 + d'y_2 = (dC_1 + d'C_2)x + (dD_1 + d'D_2)u \end{aligned} \quad (3.4)$$

والتي تكتب بالشكل: (3.5)

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (dA_1 + d'A_2)x + (dB_1 + d'B_2)u \\ y &= dy_1 + d'y_2 = (dC_1 + d'C_2)x + (dD_1 + d'D_2)u \end{aligned} \quad (3.5)$$

بالإعتماد على العلاقة (3.5) يمكننا إيجاد النموذج الوسطي لأي مبدل يعمل بمبدأ التقطيع [1]، [2]، [3] وذلك من خلال تحديد معاملات هذا النموذج $(A_1, A_2, B_1, B_2, C_1, C_2, D_1, D_2)$ وفقاً للمبدل المدروس

3.3 تمثيل الحالة للإشارات الصغيرة في الأنظمة المتقطعة

يتم اشتقاق تمثيل الحالة للإشارات الصغيرة من خلال دراسة تأثير خرج المبدل بـ التغيير الصغير الحاصل في الجهود والتيارات المتناوبة من جراء حدوث اضطراب صغير بعرض نبضات القيادة (Duty cycle) حول نقطة التوازن، بالتالي نحصل على تمثيل حالة للإشارات الصغيرة (small signal state space) [4]، [5]. وبعبارة أدق نسمي هذا التمثيل بـ النموذج الخطي الوسطي غير المتغير مع الزمن من دون أي مركبات لاختية [4] حول نقطة التوازن (x_e, u_e) المعرفة بـ $\frac{dX}{dt} = 0$

نذكر بأن تمثيل الحالة للنظام الخطي بالشكل العام يكتب بالعلاقة (3.6)

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(X, u) = AX + Bu \\ Y &= g(X, u) = CX + Du \end{aligned} \quad (3.6)$$

انطلاقاً من هذه العلاقة نكتب تمثيل الحالة للإشارات الصغيرة (small signal state space) (average model) بالعلاقة (3.7)

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{X}}{dt} &= \tilde{A}\tilde{X} + \tilde{B}\tilde{u} \\ \tilde{y} &= \tilde{C}\tilde{X} + \tilde{D}\tilde{u} \end{aligned} \quad (3.7)$$

حيث تحسب مصفوفات هذا التحويل بالإعتماد على مصفوفة الجاكوبي ونعبر عن ذلك بالعلاقة (3.8):

$$\begin{aligned} \tilde{A} &= \left(\frac{\partial f(x,u)}{\partial x} \right)_{(x_e, u_e)} & \tilde{B} &= \left(\frac{\partial f(x,u)}{\partial u} \right)_{(x_e, u_e)} \\ \tilde{C} &= \left(\frac{\partial g(x,u)}{\partial x} \right)_{(x_e, u_e)} & \tilde{D} &= \left(\frac{\partial g(x,u)}{\partial u} \right)_{(x_e, u_e)} \end{aligned} \quad (3.8)$$

حيث أن :

$$\begin{aligned} \tilde{u} &= u - u_e \\ \tilde{X} &= X - X_e \\ \tilde{y} &= y - y_e \end{aligned} \quad (3.9)$$

بتطبيق تحويل لابلاس [4] على طرفي العلاقة (3.7) نحصل على تابع تحويل الخرج (3.10)

$$\frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{u}(s)} = \tilde{C} \cdot (sI - \tilde{A})^{-1} \cdot \tilde{B} + \tilde{D} \quad (3.10)$$

باعتبار شعاع الدخل يمثل التغير في عرض نبضة القيادة والتغير في تيار الملف والتغير في جهد المكثفة.

$$\tilde{u} = \begin{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{i}_l \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

بعد إيجاد تابع التحويل السابق يصبح بالإمكان دراسة مخطط بود وهوامش الصفحة والاستقرار الخاصة بالنظام، وكذلك يمكن الانتقال للعمل في المجال الترددي ورسم مخطط نيكوست وتطبيق مفاهيم التحكم الخطي الصلد على النظام المدروس.

4.3 نموذج أولر لاغرانج للأنظمة المتقطعة

نحصل على نموذج أولر لاغرانج نتيجة إجراء تقابل بين الأنظمة الميكانيكية وأنظمة القدرة الكهربائية حيث نشق معادلات أولر لاغرانج من وضعي القاطعة (ON-OFF) بشكل منفصل

لكل وضع . ويتم دمج المجموعتين من المعادلات بمعادلة واحدة وذلك مع إدخال متحول يدل على وضع القاطعة [6].

1.4.3 معادلات أولر لاغرانج للأنظمة المتقطعة

نسمي الأنظمة التي تتوصف بمعادلات لاغرانج بأنظمة أولر لاغرانج وذلك وفق المعادلة:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial \ell}{\partial q} = - \frac{\partial D}{\partial \dot{q}} + F_q \quad (3.12)$$

حيث أن $q \in \mathbb{R}^n$: شعاع الإحداثيات المعممة وتعرف هذه الإحداثيات في الأنظمة الميكانيكية على أنها إحداثيات الموضع بالنسبة للمبدأ وذلك في جملة إحداثيات متعامدة نظامية.

$\dot{q} \in \mathbb{R}^n$: شعاع السرعات المعممة.

Rayleigh dissipation function positions: $D(q, \dot{q})$ يعبر هذا التابع في علم الميكانيك عن الضياعات الناتجة بسبب الاحتكاك وبالتالي يرتبط بشكل مباشر بالسرعة ويكتب لأجل نظام عدد إحداثياته المعممة هو N وفق $D(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^N k_i \dot{q}_i^2$ حيث أن k_i هي معاملات تخميد الحركة مثل الاحتكاك و \dot{q}_i السرعات المعممة.

F_q : شعاع القوى المعممة التي تسبب حدوث السرعات المعممة.

ℓ : تابع لاغرانج المعروف بالعلاقة (3.13)

$$\ell(\dot{q}, q) = T(\dot{q}, q) - V(q) \quad (3.13)$$

حيث يعبر هذا التابع عن الفرق بين الطاقة الحركية T والطاقة الكامنة V

بالتالي يوصف نظام أولر لاغرانج بالمعادلة: (3.14)

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \ell}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial T}{\partial q} + \frac{\partial V}{\partial q} = -\frac{\partial D}{\partial \dot{q}} + F_q \quad (3.14)$$

نسمي هذا النظام بالنظام Σ كما في العلاقة: (3.15)

$$\Sigma = (T, V, D, F_q) \quad (3.15)$$

يتم نمذجة مبدلات الاستطاعة DC-DC Converters كأنظمة متقطعة موصفة بمعادلات أولر لاغرانج. وفق مجموعتين من المعادلات وذلك بحسب وضع القاطعة [6]. عندما تكون القاطعة في مرحلة توصيل يعطى النموذج بالعلاقة: (3.16)

$$\Sigma_1 = (T_1, V_1, D_1, F_1) \quad (3.16)$$

وعندما تكون القاطعة في مرحلة الفصل يوصف النظام بالعلاقة: (3.17)

$$\Sigma_0 = (T_0, V_0, D_0, F_0) \quad (3.17)$$

نعرف معامل للموضع u يأخذ إحدى القيمتين $\{0, 1\}$ وفقا لموضع القاطعة ويصبح النموذج وفقا لمعامل الموضع كما في العلاقة التالية: (3.18)

$$\Sigma_u = (T_u, V_u, D_u, F_u) \quad (3.18)$$

2.4.3 التقابل بين الأنظمة الكهربائية و الأنظمة الميكانيكية

نجري تقابل لأنظمة القدرة الكهربائية مع الأنظمة الميكانيكية وفق الاعتبارات التالية:

- الإحداثيات المعممة الميكانيكية المعرفة بالنسبة لمبدأ إحداثيات جملة متعامدة نظامية تقابلها إحداثيات معممة كهربائية معرفة بالنسبة لأرضي الدارة الكهربائية وهي الشحنة الكهربائية المخزنة في المكثفة q_c إضافة إلى الشحنة q_l وهي شحنة كهرومغناطيسية ناتجة عن الطاقة الكهرومغناطيسية المخزنة في الوشعة ونكتب شعاع الإحداثيات المعممة

$$q^T = \begin{bmatrix} q_l & q_c \end{bmatrix} \text{ وفق مايلي}$$

• السرعات المعممة الميكانيكية ناتجة عن تغيرات الموضع بالنسبة للزمن يقابلها سرعات معممة كهربائية تنتج من تغيرات الإحداثيات المعممة الكهربائية مع الزمن وهي تعبر عن

$$\dot{q}^T = \begin{bmatrix} \dot{q}_L & \dot{q}_c \end{bmatrix} \text{ : وفق: السرعات المعممة وفق:}$$

• التابع $D(q, \dot{q})$ في الأنظمة الميكانيكية يعبر عن الضياعات الناتجة بسبب الاحتكاك المقاوم للحركة أما في أنظمة القدرة الكهربائية فهو يعبر عن الضياعات الناتجة بفعل جول وتكون القيم الأومية للمقاومات بمثابة معاملات التخمين.

• شعاع القوى الميكانيكية المعممة التي تؤدي إلى حدوث تغيرات في الإحداثيات المعممة بالنسبة إلى مبدأ القياس، يقابله شعاع القوى الكهربائية المعممة وهي القوى التي تؤدي إلى تغير كمية الشحنة الكهربائية والتدفق المغناطيسي وتولد بالتالي السرعات المعممة (التيارات).

• الطاقة الكامنة الميكانيكية يقابلها طاقة كهربائية كامنة تختزن في المكثفة وتعرف وفق العلاقة: $V(q) = \frac{1}{2} \frac{q_c^2}{C} = \frac{1}{2} C V_c^2$

• الطاقة الحركية الميكانيكية يقابلها طاقة حركية كهربية وهي طاقة مغناطيسية مخزنة في الوشعة وتعرف وفق العلاقة: $T(\dot{q}, q) = \frac{1}{2} \frac{\phi_L^2}{L} = \frac{1}{2} L i_L^2 = \frac{1}{2} L \dot{q}_L^2$ حيث ϕ_L : التدفق المغناطيسي الذي يجتاز سطح الوشعة.

مبدلات الاستطاعة DC-DC Converters التي تحوي في تركيبها على محولة ذات قلب مغناطيسي كما في المبدلات الأمامية والمبدلات العكسية ينشأ بين ملفاتها تبادل مغناطيسي ويعرف التدفق المغناطيسي كما في العلاقة (3.19)

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} \\ L_{21} & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

ومن أجل النموذج الخطي للمحولة تكون الذاتية التبادلية بين الملفات متساوية وتتحقق العلاقة (3.20)

$$L_{21} = L_{12} = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.20)$$

تتخزن الطاقة الحركية في المحولة وتعرف هذه الطاقة بالعلاقة (3.21)

$$T(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} \\ L_{21} & L_2 \end{bmatrix} \dot{q} \quad (3.21)$$

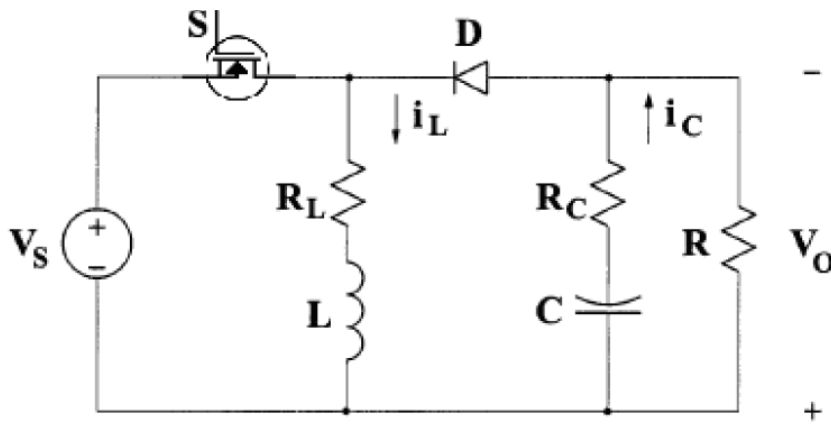
في الحالة العامة في حال وجود N ملف على القلب المغناطيسي تعطى الطاقة الحركية بالعلاقة (3.22)

$$T(i_{L_1}, i_{L_2}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} & \dots & L_{1N} \\ L_{21} & L_2 & \dots & L_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{N1} & L_{N2} & \dots & L_N \end{bmatrix} \dot{q} \quad (3.22)$$

3.4.3 أمثلة

(1). نموذج أولر لاغرانج للمبدل الخافض - الرفع

للحصول على نموذج أولر لاغرانج للمبدل الخافض - الرفع [9]. يجب أولاً إيجاد معادلات أولر لاغرانج وفق شروط التقطيع. الحالة الأولى (S is on ,D is off) تكون معادلات أولر لاغرانج كما في العلاقة (3.23)



شكل 2.3 : المبدل الخافض - الرفع

$$\begin{aligned}
T_1(\dot{q}_l) &= \frac{1}{2}L\dot{q}_l^2 & V_1(q_c) &= \frac{1}{2C}q_c^2 \\
D_1(\dot{q}_c) &= \frac{1}{2}R\dot{q}_c^2 + \frac{1}{2}R_c\dot{q}_c^2 + \frac{1}{2}R_L\dot{q}_l^2 & (3.23) \\
F_{q_l}^1 &= E & F_{q_c}^1 &= 0
\end{aligned}$$

وبالمقابل عند الحالة المعاكسة (S is off ,D is on) تكون معادلات أولر لاغرانج كما في العلاقة (3.24)

$$\begin{aligned}
T_0(\dot{q}_l) &= \frac{1}{2}L(\dot{q}_l)^2 & V_0(q_c) &= \frac{1}{2C}(q_c)^2 \\
D_0(\dot{q}_c, \dot{q}_c) &= \frac{1}{2}R(\dot{q}_l + \dot{q}_c)^2 + \frac{1}{2}R_c\dot{q}_c^2 + \frac{1}{2}R_L\dot{q}_l^2 & (3.24) \\
F_{q_l}^0 &= 0 & F_{q_c}^0 &= 0
\end{aligned}$$

نعرف معامل التقطيع وليكن u وبالتالي نستطيع أن نعبر عن مجموعتي المعادلات السابقة

(3.24) و (3.23) بدلالة معامل التقطيع وفق العلاقة (3.25)

$$\begin{aligned}
T_u(\dot{q}_l) &= \frac{1}{2}L(\dot{q}_l)^2 & V_u(q_c) &= \frac{1}{2C}(q_c)^2 \\
D_u(\dot{q}_c, \dot{q}_c) &= \frac{1}{2}R((1-u)\dot{q}_l + \dot{q}_c)^2 + \frac{1}{2}R_c\dot{q}_c^2 + \frac{1}{2}R_L\dot{q}_l^2 & (3.25) \\
F_{q_l}^u &= uE & F_{q_c}^u &= 0
\end{aligned}$$

تابع لاغرانج للدائرة الموضحة في الشكل (2.3) يعرف بالعلاقة (3.26)

$$L_u = T_u(\dot{q}_l) - V_u(q_c) = \frac{1}{2}L(\dot{q}_l)^2 - \frac{1}{2C}(q_c)^2 \quad (3.26)$$

بالتعويض في العلاقة (3.14) نحصل على نموذج لاغرانج (3.27)

$$\begin{aligned}
L\ddot{q}_l + (1-u)R((1-u)\dot{q}_l + \dot{q}_c) + R_L\dot{q}_l &= uE \\
\frac{q_c}{C} + (1-u)R\dot{q}_l + (R+R_L)\dot{q}_l + (R+R_c)\dot{q}_c &= 0
\end{aligned} \quad (3.27)$$

بأخذ المقاومة المكافئة للدائرة من جهة الدخل

$$r = R_L + (1-u)^2 \frac{R_c R}{R_c + R}$$

نعرف متحولات الحالة للنظام المدروس: $x_1 = q_l$ $x_2 = \frac{q_c}{C}$

وبالتالي نكتب معادلات الحالة لنموذج أولر لاغرانج بدلالة المقاومة المكافئة r كما في العلاقة (3.28)

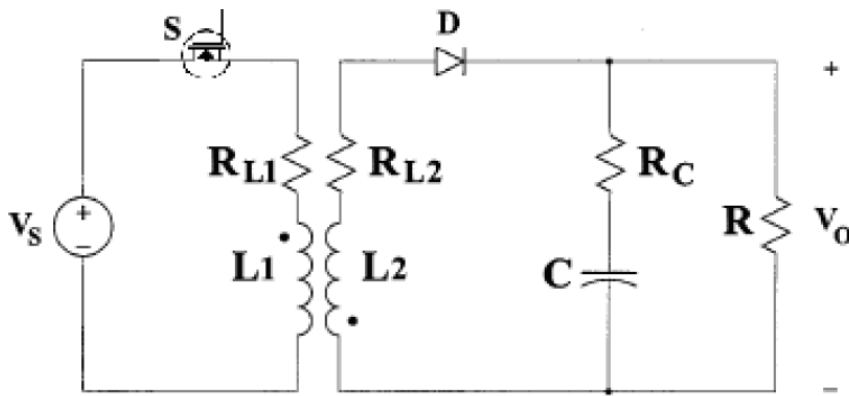
$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & (1-u)\frac{1}{L}\frac{R}{R+R_c} \\ -(1-u)\frac{R}{R+R_c}\frac{1}{C} & -\frac{1}{R+R_c}\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{uE}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

في الحالة المثالية الموافقة لـ $R_L = 0, R_c = 0$ نحصل على معادلات الحالة وهي مطابقة للمعادلات وفق [8] Cuk and Middlebrook .

(2). نموذج أولر لاغرانج للمبدل الأمامي

وفق الشكل (3.3) و وفق ماورد في [7] [9]. فإنه في حال كانت القاطعة S في الوضع ON تكون القاطعة D في الوضع OFF أما في الحالة المعاكسة والتي تكون فيها القاطعة S في الوضع OFF نميز حالتين للقاطعة D:

$$D \text{ is } \begin{cases} on, & \dot{q}_{l_2} < 0 \\ off, & \dot{q}_{l_2} \geq 0 \end{cases}$$



شكل 3.3 : flyback converter

وبالتالي في هذه الحالة نعرف u_1 معامل التقطيع للقاطعة S وعليه يكون معامل

التقطيع للقاطعة D معرف كما يلي:

$$(1 - u_1)u_2 \quad \text{where} \quad u_2 = \begin{cases} 1, & \dot{q}_{l_2} < 0 \\ 0, & \dot{q}_{l_2} \geq 0 \end{cases}$$

للحصول على نموذج أولر لاغرانج للمبدل العكسي بداية نكتب مجموعة معادلات أولر لاغرانج الموافقة لشروط التقطيع $\{0, 1\}$. نعرف u معامل التقطيع، فيكون لدينا الطاقة الحركية (3.29) وفق العلاقة (3.21)

$$T_u(\dot{q}_l) = \frac{1}{2}L_1\dot{q}_{l_1}^2 + \frac{1}{2}L_2\dot{q}_{l_2}^2 + L_M\dot{q}_{l_1}\dot{q}_{l_2} \quad (3.29)$$

ومجموعة معادلات أولر لاغرانج لهذا النظام مبينة في العلاقة (3.30)

$$\begin{aligned} T_u(\dot{q}_l) &= \frac{1}{2}L_1\dot{q}_{l_1}^2 + \frac{1}{2}L_2\dot{q}_{l_2}^2 + L_M\dot{q}_{l_1}\dot{q}_{l_2} \\ V_u(q_c) &= \frac{1}{2C}(q_c)^2 \\ D_u(\dot{q}_c, \dot{q}_l) &= \frac{1}{2}R((1 - u_1)u_2\dot{q}_{l_2} + \dot{q}_c)^2 + \frac{1}{2}R_{L_1}\dot{q}_{l_1}^2 + \frac{1}{2}R_{l_2}\dot{q}_{l_2}^2 + \frac{1}{2}R_c\dot{q}_c^2 \\ F_{q_{l_1}}^u &= u_1E \\ F_{q_{l_2}}^u &= 0 \\ F_{q_c}^u &= 0 \end{aligned} \quad (3.30)$$

وبالتالي يكون لدينا تابع لاغرانج للدارة المبينة في الشكل (3.3) كما في العلاقة (3.31)

$$L_u = T_u(\dot{q}_l) - V_u(q_c) = \frac{1}{2}L_1\dot{q}_{l_1}^2 + \frac{1}{2}L_2\dot{q}_{l_2}^2 + L_M\dot{q}_{l_1}\dot{q}_{l_2} - \frac{1}{2C}(q_c)^2 \quad (3.31)$$

بالاعتماد على معادلات لاغرانج ووفق العلاقة (3.14) نحصل على نموذج لاغرانج المبين في العلاقة (3.32)

$$\begin{aligned} L_1\ddot{q}_{l_1} + L_M\ddot{q}_{l_2} + L_1\dot{q}_{l_1} &= u_1E \\ L_M\ddot{q}_{l_1} + L_2\ddot{q}_{l_2} + R(1 - u)u_2((1 - u)u_2\dot{q}_{l_2} + \dot{q}_c) + R_{l_2}\dot{q}_{l_2} &= 0 \\ \frac{q_c}{C} + R((1 - u_1)u_2\dot{q}_{l_2} + \dot{q}_c) + R_c\dot{q}_c &= 0 \end{aligned} \quad (3.32)$$

بإعادة ترتيب المعادلة (3.32) نحصل على تمثيل الحالة للمبدل العكسي (3.33)

$$\begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \\ \dot{q}_c/C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & L_M & 0 \\ L_M & l_2 & RC(1-u_1)u_2 \\ 0 & 0 & (R+R_c)C \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} -R_{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -R(1-u_1)^2u_2^2 - R_{l_2} & 0 \\ 0 & -R(1-u_1)u_2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ q_c/C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Eu_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (3.33)$$

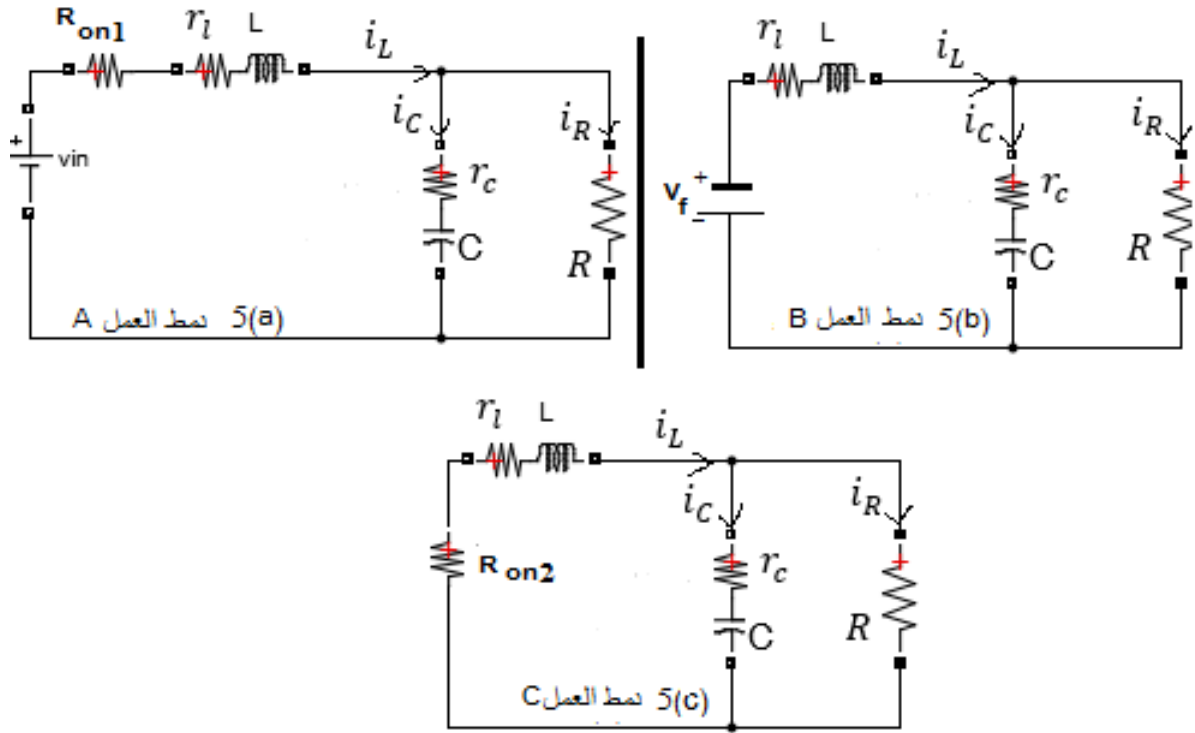
حيث أن متحولات الحالة معرفة بالشكل التالي : $x_1 = \dot{q}_1, x_2 = \dot{q}_2, x_3 = q_c/C$

5.3 نموذج أولر لاغرانج للمبدل الخافض المتزامن

باتباع المنهجية المذكورة سابقاً والتي تم تطبيقها في الأبحاث السابقة على المبدل الرافع الخافض وعلى المبدل الأمامي [7] [9] وفق ما ذكر في الفقرة السابقة. نستنتج في هذه الفقرة النموذج المتقطع (الهجين) للمبدل الخافض المتزامن. يوضح الجدول (1.3) جدول الحقيقة الموافق لعمل المبدل الخافض المتزامن باعتبار u_1 إشارة التحكم الموافقة (الحالة المنطقية) لترانزستور التحكم Q_1 و u_2 الحالة المنطقية الموافقة لترانزستور المتزامن Q_2

u_1 (control)	u_2 (synch)	نمط العمل
1	0	A
0	0	B
0	1	C

جدول 1.3 : جدول الحقيقة الموافق لأنماط عمل المبدل الخافض المتزامن



شكل 4.3 : الدارة المكافئة للمبدل الخافض المتزامن

1. خلال نمط العمل A نحدد علاقة الطاقة الحركية والطاقة الكامنة وتابع الضياعات

وشعاع القوى المعممة بالعلاقة (3.34)

$$\begin{aligned}
 T_A(\dot{q}_l) &= \frac{1}{2}L\dot{q}_l^2 \\
 V_A(q_c) &= \frac{1}{2C}(q_c)^2 \\
 D_A(\dot{q}_c, \dot{q}_l) &= \frac{1}{2}R(\dot{q}_l - \dot{q}_c)^2 + \frac{1}{2}(r_l + R_{on1})\dot{q}_l^2 + \frac{1}{2}r_c\dot{q}_c^2 \\
 D_A(\dot{q}_c, \dot{q}_l) &= \frac{1}{2}(R + r_l + R_{on1})\dot{q}_l^2 + \frac{1}{2}(R + r_c)\dot{q}_c^2 - R\dot{q}_l\dot{q}_c \\
 F_{\dot{q}_l}^A &= V_{in} \\
 F_{\dot{q}_c}^A &= 0
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

٢. خلال نمط العمل B الموافق للزمن الميت لدينا مجموعة العلاقات:

$$\begin{aligned} V_A = V_B &= \frac{1}{2C}(q_c)^2 & T_A = T_B &= \frac{1}{2}L\dot{q}_L^2 \\ F_{q_c}^A &= F_{q_c}^B = 0 \\ F_{q_L}^B &= V_f \\ D_B(\dot{q}_c, \dot{q}_l) &= \frac{1}{2}(R + r_l)\dot{q}_L^2 + \frac{1}{2}(R + r_c)\dot{q}_c^2 - R\dot{q}_L\dot{q}_c \end{aligned}$$

٣. خلال نمط العمل C لدينا مجموعة العلاقات:

$$\begin{aligned} V_A = V_B = V_C &= \frac{1}{2C}(q_c)^2 & T_A = T_B = T_C &= \frac{1}{2}L\dot{q}_L^2 \\ F_{q_c}^A &= F_{q_c}^B = F_{q_c}^C = 0 \\ F_{q_L}^C &= 0 \\ D_C(\dot{q}_c, \dot{q}_l) &= \frac{1}{2}(R + r_l + R_{on2})\dot{q}_L^2 + \frac{1}{2}(R + r_c)\dot{q}_c^2 - R\dot{q}_L\dot{q}_c \end{aligned}$$

٤. وفق جدول الحقيقة السابق نعرف بارامتر التقطيع $u = (1 - u_2)u_1$

• اختيار ترانزستور التحكم والترانزستور المتزامن من نفس النوع يقتضي كون

$$R_{on1} = R_{on2} \text{ واعتماداً عليه يكون } D_A = D_C$$

• ذكرنا في الفصل المتعلق بتصميم المبدل الخافض المتزامن أنه لا بد من اختيار ترانزستور

قدرة ذو مقاومة توصيل داخلية صغيرة جداً من رتبة ميلي أوم $R_{DSon} = 3.2m\Omega$ أي أن

$R_{DSon} \ll (R + r_L)$ وبالتالي يمكن إهمال R_{DSon} في علاقة D_A وعليه يصبح $D_A = D_B = D_C$

ونكتب معادلات أولر لاغرانج للمبدل الخافض المتزامن وفق مايلي:

$$\begin{aligned} V_u &= \frac{1}{2C}(q_c)^2 & T_u &= \frac{1}{2}L\dot{q}_L^2 \\ F_{q_c}^u &= 0 \\ F_{q_L}^u &= u_1V_{in} + (1 - u_1)(1 - u_2)V_f \\ D_u(\dot{q}_c, \dot{q}_l) &= \frac{1}{2}(R + r_l)\dot{q}_L^2 + \frac{1}{2}(R + r_c)\dot{q}_c^2 - R\dot{q}_L\dot{q}_c \end{aligned}$$

٥. نعوض العلاقات السابقة في المعادلة (3.14) ونحصل على تمثيل الحالة لنموذج أولر

لاغرانج المتقطع (الهجين) للمبدل الخافض المتزامن وفق العلاقة (3.35) باعتبار متحولات

الحالة محددة بجهد المكثفة وتيار الملف على الترتيب $x_1 = \dot{q}_L, x_2 = \frac{q_c}{C}$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R+r_l)}{L} + \frac{R^2}{(R+r_c)L} & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{(R+r_c)C} & -\frac{1}{(R+r_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_1 V_{in} + (1-u_1)(1-u_2)V_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

إن الإشارة المطبقة على الترانزستور المتزامن هي العكس المنطقي للإشارة المطبقة على ترانزستور التحكم وفق ما يوضح الجدول (4.3). بالتالي تؤول المعادلة (3.35) إلى المعادلة (6.1) التي تعطي نموذج أولر لاغرانج للمبدل الخافض المتزامن

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R+r_l)}{L} + \frac{R^2}{(R+r_c)L} & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{(R+r_c)C} & -\frac{1}{(R+r_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

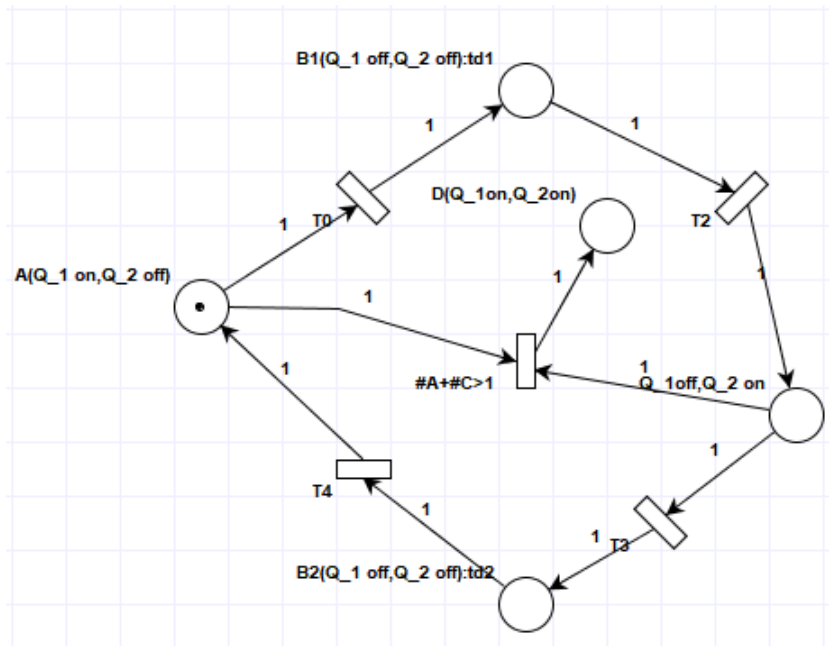
النموذج الناتج في العلاقة (6.1) متغير مع الزمن وفق قيمة إشارة التحكم u_1 وهو من الشكل $\dot{X} = g(X, t) + \varphi(X, t)U(t)$ حيث أن X, U هي مقادير سلمية تمثل الحالة والدخل، الشعاع X هو شعاع الحالة للنظام والتابعان $g(X, t), \varphi(X, t)$ تغيراتهما بالنسبة للزمن لاختية وهما غير معلومان تماماً ولكن هذه التغيرات محدودة بتابع مستمر لـ X وذلك وفق مجال تغير جهد الدخل ومقاومة الحمل إضافة إلى مجال الإرتياب الموافق لعناصر المبدل.

6.3 نمذجة المبدل الخافض المتزامن باستخدام شبكات بتري

شبكات بتري هي أداة نمذجة بيانية تستخدم لدراسة وتحليل الأنظمة ذات الأحداث المتقطعة (event discrete systems) تستخدم في العديد من التطبيقات مثل التطبيقات الصناعية وفي العديد من المجالات مثل نظم الاتصالات حيث تستخدم مثلاً لدراسة ونمذجة بروتوكولات الاتصال. يمكن نمذجة المبدل الخافض المتزامن باستخدام شبكات بتري من خلال تطبيق المبادئ الموضحة في المرجع [36]. يتم تمثيل الحالة أو نمط العمل بدائرة ويتم الانتقال بين أنماط العمل من خلال اجتياز ما يسمى بالعبور. يتوافق العبور في حالتنا مع عملية التقطيع.

يمكن تنفيذ ماسبق على العديد من التطبيقات كما في التطبيق PIPEv4.3.0

لرسم مخطط بيتري نحدد بداية أنماط عمل المبدل الخافض المتزامن التي تمثل الحالات كما ذكرنا في الفصل (٢) يعمل المبدل الخافض المتزامن وفق السلسلة $A-B2-C-B1-A$. الحالة B هي الحالة الموافقة للزمن الميت ويكون فيها كل من الترانزستورين $Q1, Q2$



شكل 5.3 : شبكة بتري للمبدل الخافض المتزامن

في حالة (*OFF*) وديود الدولاب الحر $D1$ وهو من النوع شوتكي في حالة (*ON*). تحسين المردود يتطلب تصغير الزمن الميت إلى حده الأدنى بشرط ألا يكون أصغر من زمن تشغيل الترانزستور $Q1$ وألا يكون أصغر من زمن إطفاء الترانزستور $Q2$ وذلك لتجنب الدخول في الحالة D الموافقة لكون $Q1, Q2$ في حالة توصيل ما يؤدي إلى حدوث حالة قصر في الدارة تؤدي إلى تلف كل من الترانزستورين. وضعنا شرط غير قابل للتحقق عند الانتقال الزمني T_3 لضمان عدم تحقيق هذا العبور وعدم الانتقال إلى الحالة D يبين الشكل (5.3) مخطط شبكة بتري للمبدل الخافض المتزامن الذي تم تنفيذه وتتبع سير عمل النظام والتأكد من عدم الدخول في الأنماط غير المرغوبة للعمل.

1.6.3 مقارنة بين طرائق النمذجة

أعطى النموذج الوسطي نموذج خطي تقريبي مستمر على كامل دور التقطيع، أما بالنسبة للنمذجة البيانية المذكورة فإن شبكات بتري تفيد بتتبع مراحل عمل النظام وتقدم طريقة بيانية من أجل التأكد من عدم دخول النظام في نمط عمل وبقائه فيه أو عدم دخوله في حالة غير صحيحة. وتكون هذه الطريقة أكثر فعالية في الأنظمة المتعددة الأطوار والمتعددة القواطع التي تتصف بعدد أكبر من أنماط العمل ويكون فيها من الممكن تطبيق Supervisory

Control [36]. أما نموذج أولر لاغرانج فهو النموذج الأقرب إلى النموذج الحقيقي حيث يبين أن المبدل الخافض المتزامن نظام لاخطي متغير مع الزمن بفعل عملية التقطيع وبفعل شروط العمل اللاخطية المتمثلة بتغير قيمة الحمل وتغير قيمة جهد الدخل. اعتماداً على هذه المقارنة سنعتمد في الفصول اللاحقة على نموذج أولر لاغرانج ونأخذ خطأ جهد الخرج وخطأ تيار الملف كمتحولات حالة أساسية وتؤول عندها مسألة التحكم إلى مسألة ملاحقة نقطة مرجعية على سطح الإنزلاق وهنا تجدر الملاحظة أنه يمكننا التحكم بجهد الخرج من خلال التحكم بخطأ جهد الخرج ومشتقه وتكامله، وكذلك هذا الأمر ممكن من خلال التحكم بخطأ جهد الخرج وخطأ تيار الملف ووفق أدبيات التحكم يمكننا إضافة حد تكاملي لخطأ جهد الخرج وخطأ تيار الملف من أجل معالجة خطأ الحالة المستقرة كما سنرى في الفصول اللاحقة.

الخلاصة

قدمنا في هذا الفصل دراسة نظرية عن منهجيات نمذجة مبدلات الاستطاعة العامة، وقمنا بتطبيق نموذج أولر لاغرانج على المبدل الخافض المتزامن وحصلنا على نموذج متقطع (هجين) وهو نموذج لاخطي متغير مع الزمن. ندرس في الفصل اللاحق خوارزميات التحكم اللاخطي بالأنماط المنزقة في الأنظمة المتقطعة ونقوم بتطبيقها على المبدل الخافض المتزامن .

الفصل 4

التحكم اللاخطي بالأنماط المنزلقة في الأنظمة المتقطعة

يركز هذا الفصل على منهجية التحكم الرئيسية المستخدمة في البحث حيث يتناول في البداية مفهوم الانزلاق والسطوح المنزلقة ومن ثم يعرض المفاهيم الرياضية المتعلقة بهذه السطوح ثم يناقش شروط تحقيق نمط انزلاق مستقر من أجل إيجاد نقطة توازن مستقرة على سطح الانزلاق. ينوه هذه الفصل إلى المشاكل الناتجة عند استخدام النمط المنزلق وينتهي بتقديم بعض الحلول لهذه المشاكل .

1.4 النظرية العامة للانزلاق

بفرض لدينا نظام في فضاء ثلاثي الأبعاد، ضمن هذا الفضاء يوجد مستوي وفي هذا المستوي لدينا نقطة O . ندعو هذه النقطة بنقطة التوازن وهي تمثل نقطة جذب مستقرة، حيث أي مسار يلامسها سوف تجذبه لينتهي ويستقر بها. تعبر هذه النقطة عن القيم المرجعية

المرغوبة والتي نريد قيادة مسار النظام إليها. في الحالة العامة يكون مسار النظام متوضع في الفضاء وبعيد عن المستوي المذكور في حال عدم تطبيق أي فعل لقانون التحكم فإن المسار سوف يتحرك وفق طبيعة هذا النظام وعند تطبيق قانون التحكم فإن هذا المسار سوف يتبدل بشكل متناوب ويعتمد الاتجاه الذي يتحرك فيه على نمط التحكم المستخدم. بعد تطبيق القوانين التحكمية التي يفترض أن تحترم شروط عمل النظام البدائية فإن المسار يتجه بدايةً إلى المستوي وعند وصوله إليه سوف ينزلق على هذا المستوي باتجاه نقطة الجذب O ويستقر بها.

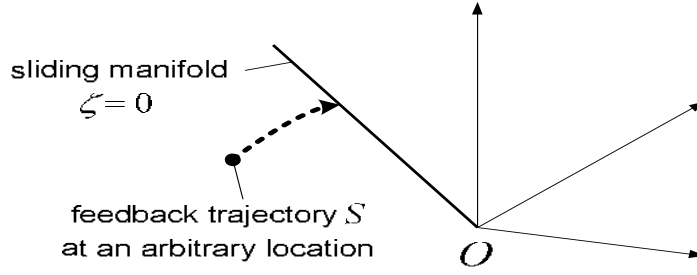
المتحكم الذي يحقق ماسبق يعرف باسم المتحكم بالنمط المنزلق والمستوي الذي يقود مسار النظام يدعى مستوي الانزلاق أو سطح الانزلاق (Sliding Manifold) المقاطع في الفضاء التي يتم فيها تحقيق التحكم بالنمط المنزلق تدعى مناطق الانزلاق .

2.4 تحقيق نمط الانزلاق

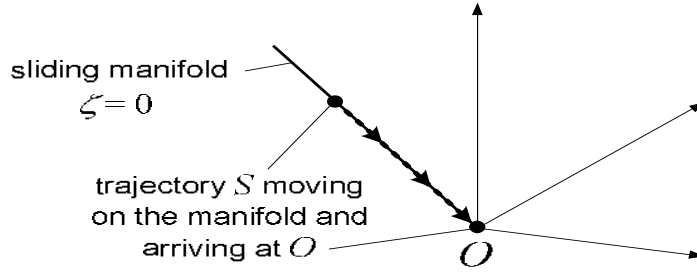
من أجل أي نظام معطى، إذا كانت مناطق الانزلاق موجودة ونقطة التوازن المستقرة O تتوضع على سطح الانزلاق المعروف وفق $(\zeta = 0)$ (Sliding Manifold). عند العمل بنمط الانزلاق فإن مسار الملاحقة S لمتحولات الحالة المرغوبة سوف يتجه نحو سطح الانزلاق حتى يصطدم به، الأمر الذي يحرض النظام المتحكم به على تبديل قانون التحكم بشكل متناوب بين سلسلة من الأفعال التحكمية المتقطعة وبتردد لانهائي هذا الأمر سوف يجعل مسار النظام ينطبق وبدقة على سطح الإنزلاق وفق $(S = \zeta = 0)$ وبعدها يتجه هذا المسار باتجاه نقطة التوازن المستقرة. بالتالي تتألف عملية التحكم بالأنماط المنزلقة من طورين رئيسيين: طور الوصول (Reaching phase) وطور الانزلاق (Sliding phase) انظر الشكل (1.4) يضمن الطور الأول وصول مسار الملاحقة إلى سطح الانزلاق وهو يقابل ما يعرف بشرط الاصطدام (Hitting Condition) الذي يضمن أنه مهما تكن الحالة البدائية فإن مسار النظام المتحكم به يتجه دائماً نحو سطح الانزلاق.

عندما يلامس المسار سطح الانزلاق يدخل النظام ضمن الطور الثاني وهو طور الانزلاق ويخضع هذا النظام عندها لسلسلة من الأفعال التحكمية المتبدلة بتردد لانهائي بهدف المحافظة على بقاء المسار فوق سطح الانزلاق ليتوجه بعدها هذا المسار باتجاه نقطة التوازن O ويستقر فيها.

عمليات النمط المنزلق السابقة ممكنة في حال تحقق شرط الوجود (Existence Condition)



(a) Reaching phase



(b) Sliding phase

شكل 1.4 : طور التحكم بالأنماط المنزلة

الذي يضمن أن مسار النظام المتوضع بالقرب من سطح الانزلاق سوف يعود دائماً إلى هذا السطح وكذلك تحقق شرط الاستقرار (Stability Condition) الذي يضمن أن مسار النظام الخاضع لعمليات النمط المنزلق سوف ينتهي إلى نقطة التوازن المستقرة. وفق ماسبق يمكننا تحديد الميكانيزمات الأساسية لعمليات نمط الانزلاق بنقطتين أساسيتين:

(1). وصول مسار الحالة إلى سطح الانزلاق خلال زمن محدود

(2). الانزلاق على طول سطح الانزلاق باتجاه نقطة التوازن المستقرة والاقتراب منها بشكل سريع (Globally Asymptotically Stable).

الشرط اللازم والكافي لتحقيق نمط الانزلاق السابق هو تحقيق الشروط التالية : شرط الوصول والاصطدام، شرط وجود المتحكم وشرط الاستقرار التي سنأتي على تفصيلها لاحقاً.

3.4 العلاقات الرياضية لتحقيق التحكم بالنمط المنزلق في الأنظمة المتقطعة

لنفترض لدينا نظام لاخطي متغير مع الزمن بفعل عملية التقطيع معرف وفق الشكل العام للأنظمة اللاخطية بالعلاقة (4.1)

$$\dot{X}(t) = g(x(t)) + \varphi(x(t))u(t) \quad (4.1)$$

حيث $X(t)$ هو شعاع متحولات الحالة ذات n بعد في الفضاء R^n . $g(\cdot), \varphi(\cdot)$ شعاعين في نفس الفضاء ويمكن القول بأنهما تابعان لاخطيان غير معلومان بدقة أو أن تغيراتهما غير معلومة بدقة، و $u(t)$ هي إشارة التحكم المتقطعة ويعبر عنها بالعلاقة (6.4)

$$u(t) = \begin{cases} U^+ & \text{if } S(x, t) > 0 \\ U^- & \text{if } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

يعبر $S(x, t)$ عن مسار الملاحقة اللحظي بحلقة التغذية الراجعة وهو يحدد كتابع لمتحولات حالة النظام، وفق [12] يتم تعريف مسار الملاحقة كتركيب خطي من متحولات الحالة كما في العلاقة (4.3)

$$S(x, t) = \sum_{i=0}^m \alpha_i(x_i(t)) \quad (4.3)$$

حيث α_i معاملات الانزلاق و $x_i(t) \in X(t)$ هي القيم اللحظية لمتحولات الحالة.

وفق [41] يتم تعريف سطح الإنزلاق $S(x, t)$ بالعلاقة (4.4)

$$S(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} \tilde{x} \quad (4.4)$$

حيث \tilde{x} هو خطأ الملاحقة لمتحول الحالة المراد التحكم به. كذلك فإن بعض المراجع أشارت إلى أنه يمكن تعريف سطح الانزلاق وفق (4.5) ومنها [41]

$$S(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} \int^t \tilde{x} \quad (4.5)$$

تجدر الإشارة إلى أن تطبيق العلاقة (4.4) أو العلاقة (4.5) يتم من خلاله التحكم بمتحول حالة وحيد. أي أن شعاع متحولات الحالة يفترض أن يكون مكتوب بالشكل القانوني. ولذلك نعتبر العلاقة (4.3) هي العلاقة الأعم حيث يمكن من خلالها التعامل مع متحولات حالة مستقلة عن بعضها .

1.3.4 شرط الاصطدام (Hitting Condition)

لكي نتأكد أن الانزلاق يبدأ من نقطة زمنية $t > 0$ يجب أن نضمن تحرك المنحني الزمني لكل حالة دائماً باتجاه $S = 0$ عندما لا تكون S معدومة أي في المناطق المجاورة لسطح الانزلاق (Sliding Manifold $\zeta = 0$) والتي تبعد عن هذا السطح بمقدار δ الذي يمثل خطأ الانزلاق. يمكن تحقيق تقارب حالة النظام نحو سطح الانزلاق بتطبيق إشارة تحكم u_i تقوم بتصغير طاقة هذا الخطأ تدريجياً حتى ينعدم وهذا مانعبر عنه رياضياً بالعلاقة (4.6) :

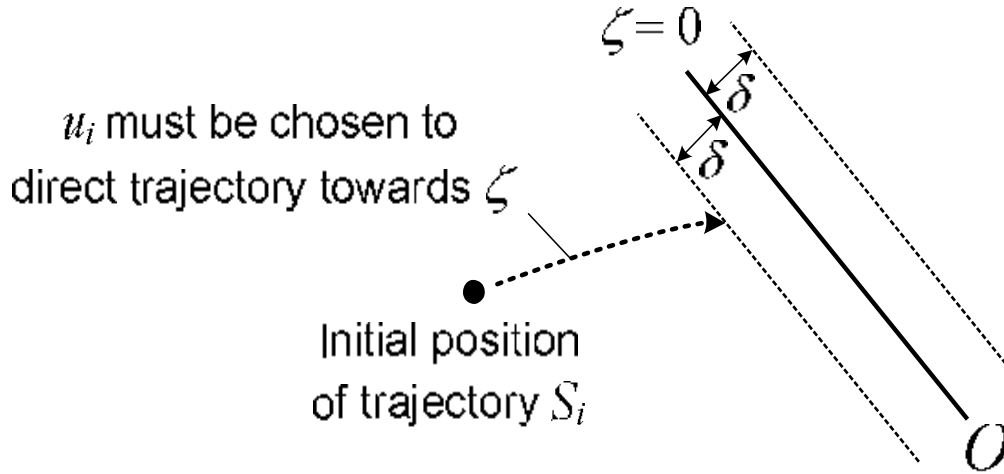
$$S\dot{S} < 0 \quad \text{for } t > 0 \quad \text{and} \quad |S| \geq \delta \quad (4.6)$$

تمثل العلاقة السابقة الشرط اللازم والكافي لتحقيق شرط الاصطدام وهي نتيجة مباشرة من نظرية ليابونوف الثانية للاستقرار. يمكن تلخيص شرط التقارب بما يلي:
من أي نقطة في المستوي بعيدة عن سطح الانزلاق فإن المسار اللحظي لمتحولات الحالة يتحرك بشكل مستمر باتجاه منطقة الجذب المحيطة بسطح الانزلاق ويبقى ضمن هذه المنطقة ويقترّب من خط الانزلاق $S = 0$ انظر الشكل (2.4)

2.3.4 (reachability Condition)

إن شرط الاصطدام غير كافي دائماً لتحقيق التقارب من سطح الانزلاق خلال زمن منته حيث عند تحقيق الشرط (4.6) والشرط (4.9) يتقارب الخطأ بشكل بطيء نحو الصفر وبالتالي نحن بحاجة إلى شرط أقوى يضمن تقارب أسرع نحو سطح الانزلاق، ندعو هذا الشرط بشرط التقارب η (reachability Condition - η) ويكتب هذا الشرط وفق العلاقة (4.7)

$$S\dot{S} \leq -\eta|S| \quad \eta > 0 \quad (4.7)$$



شكل 2.4 : تحقق شرط الاصطدام

بمكاملة العلاقة السابقة نكتب:

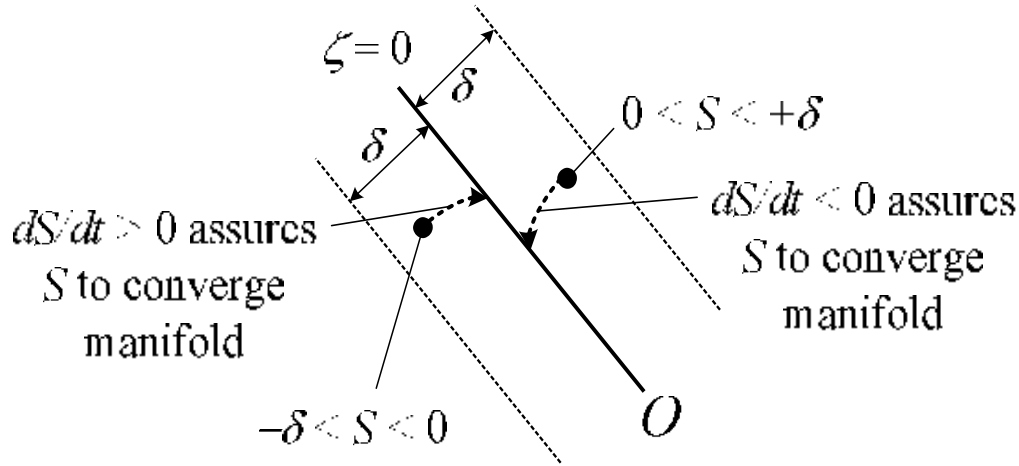
$$S(t = t_{reach}) - S(t = 0) \leq -\eta(t_{reach} - 0) \implies t_{reach} \leq \frac{|S(t = 0)|}{\eta} \quad (4.8)$$

وبالتالي يجب اختيار اشارة التحكم u_i بحيث تحقق الشرط (4.7) الذي يقود مسار الحالة إلى سطح الانزلاق بزمن محدود ب t_{reach}

3.3.4 شرط وجود المتحكم (Existence Condition)

بفرض لدينا نظام يحقق شرط التقارب الخطوة الثانية لتحقيق نمط الانزلاق هي أنه من الضروري اختبار أن النظام يحقق شرط الوجود الذي ينص على أنه إذا كان المسار اللحظي لمتحولات الحالة ضمن منطقة الجذب المعرفة مسبقا أي أن: $0 < |S| < \delta$ فإنه يبقى دائما ضمن هذه المنطقة ويتوجه باتجاه سطح الانزلاق $S = 0$ الشكل (3.4) يتحقق شرط الوجود بالعلاقة (4.9) من خلال تحقيق شرط التقارب المحلي (local reachability) الموافق $S\dot{S} < 0$ ضمن المجال $0 < |S| < \delta$

$$\lim_{S \rightarrow 0} S\dot{S} < 0 \quad \text{for} \quad 0 < |S| < \delta$$



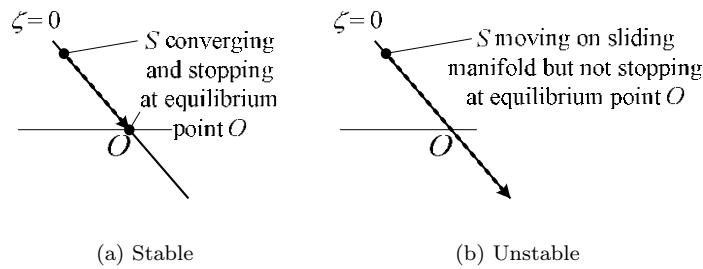
شكل 3.4 : تحقق شرط الوجود

أي

$$\lim_{S \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \quad \lim_{S \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \quad (4.9)$$

4.3.4 شرط الاستقرار (Stability Condition)

إضافة لتحقيق شرط الاصطدام (4.6) و شرط الوجود (4.9)، فإن إشارة التحكم ومعاملات الانزلاق يجب أن تحقق شرط الاستقرار. يضمن شرط الاستقرار أنه خلال العمل في طور الانزلاق فإن سطح الانزلاق سوف يوجه المسار اللحظي لمتحولات الحالة باتجاه نقطة التوازن المستقرة. يبين الشكل (4.4) الفرق في حال تحقق هذا الشرط وحالة عدم تحققه.



شكل 4.4 : استقرار نقطة التوازن

في الحالة العامة يتحقق استقرار النظام من خلال كون القيم الذاتية لمصفوفة الجاكوبي للنظام في الحالة المستقرة ذات جزء حقيقي سالب. نناقش في الفقرات ((1.6.5)،(1.7.5)) شروط الاستقرار لتحقيق عمليات النمط المنزلق من أجل سطوح انزلاق خطية (تحكم بالجهد) وسطوح انزلاق لاخطية (تحكم بالتيار).

4.4 الصيغة الرياضية لقانون التحكم بالأنماط المنزلفة من المرتبة الأولى

من أجل تحقيق قانون تحكم بطريقة الأنماط المنزلفة التقليدية يتم فيما يلي إدخال فكرة التحكم المكافئ. بفرض أن الحالة البدائية x_0 للنظام تحقق $s(x_0, t_0) = 0$ فإن التحكم المكافئ يحافظ على تطور النظام على هذا السطح بحيث $s(x, t) = 0$ من أجل $t > t_0$ تنص نظرية التحكم المكافئ على أنه بدلاً من استخدام إشارة تحكم متقطعة تأخذ إحدى قيمتين يمكن استبدال هذه الإشارة بإشارة وسطية مستمرة محدودة بالقيم الحدية لإشارة التحكم المتقطعة كما موضح في [30] ونكتب $U^- < u_{eq}(t) < U^+$ تبين النظرية التالية آلية تحديد العلاقة الرياضية لإشارة التحكم المكافئة:

نظرية: يوجد نظام انزلاق من المرتبة الأولى على السطح S إذا وفقط إذا كان متغير الانزلاق s للنظام ذو درجة نسبية واحد بالنسبة لدخل التحكم. الدرجة النسبية بالنسبة لدخل التحكم هي مرتبة اشتقاق متغير الانزلاق الذي يظهر أمر التحكم للمرة الأولى بشكل صريح. في حال وجود نظام انزلاق من المرتبة الأولى فإنه يوجد قانون تحكم يسمى تحكم مكافئ u_{eq} يمكن أن يتحكم بالنظام ويضمن ثبات السطح S مع الزمن بحيث تتحقق العلاقتين

$$s(x, u_{eq}, t) = 0, \dot{s}(x, u_{eq}, t) = 0$$

من أجل تركيب قانون التحكم المكافئ هذا فإن مشتق سطح الانزلاق يعطى كالآتي:

$$\begin{aligned} \dot{s}(x, t) &= \frac{\partial s(x, t)}{\partial x} \dot{x} + \frac{\partial s(x, t)}{\partial t} \\ &= \frac{\partial s(x, t)}{\partial x} (f(x, t) + g(x, t)u_{eq}) + \frac{\partial s(x, t)}{\partial t} \end{aligned}$$

بفرض أن الحد $\frac{\partial s(x, t)}{\partial x} g(x, t)$ قابل للقلب و $\forall x \in R$ يكون الحل u_{eq} وفق المعادلة (4.10)

التالية:

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial s(x,t)}{\partial x}g(x,t)\right)^{-1}\left(\frac{\partial s(x,t)}{\partial x}f(x,t) + \frac{\partial s(x,t)}{\partial t}\right) \quad (4.10)$$

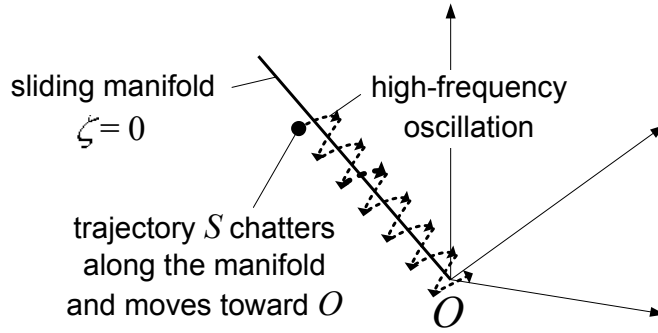
إن قانون التحكم السابق يوصف حالة الانزلاق المثالي في حال غياب الاضطراب الخارجي ويضمن جاذبية السطح، يتم إضافة حد متقطع لضمان التقارب باتجاه سطح الانزلاق و لرفض الاضطرابات الخارجية وتصبح إشارة التحكم بالنظام وفق العلاقة $u(t) = u_c(t) + u_{eq}(t)$ حيث $u_c(t)$ إشارة التحكم التي تقود متحولات الحالة إلى سطح الانزلاق وتكتب إشارة التحكم السابقة في الحالة العامة وفق مايلي:

$$u(t) = u_{eq}(t) - K \text{sign}(s) \quad (4.11)$$

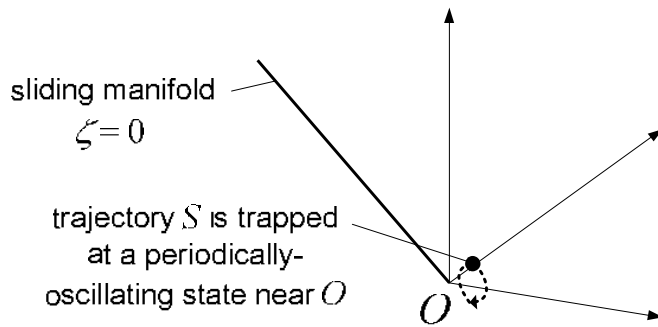
حيث $K > 0$ وهو ثابت و $\text{sign}(\cdot)$ تابع الإشارة ونشير إلى أن إشارة التحكم $u_c(t)$ تتعلق بالنظام المدروس كما سنرى لاحقاً.

1.4.4 مشكلة الثرثرة (chattering)

توضح الفقرة 4.4 أنه عندما تقترب S من الصفر يبدل قانون التحكم بين إشارتي تحكم كما في الشكل (5.4)



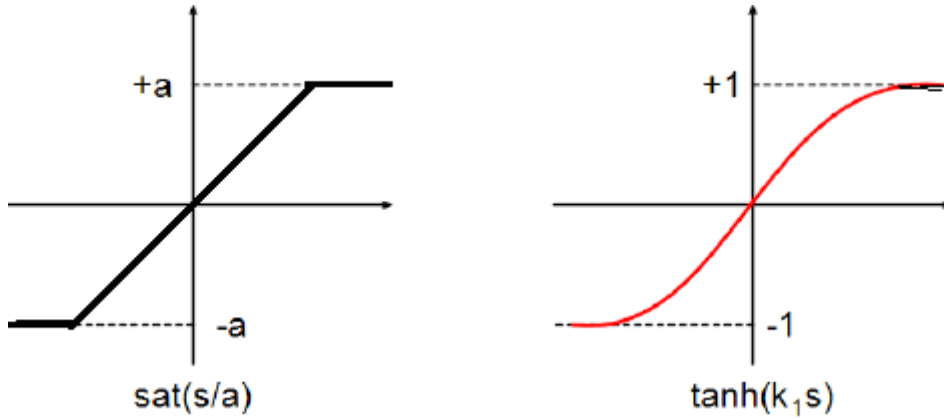
(a) Sliding phase under non-ideal condition



(b) Steady-state trajectory under non-ideal condition

شكل 5.4 : ظاهرة الثرثرة

يتم التبديل نظرياً بتردد لانهائي ومطال معدوم. عملياً لا يمكن التبديل على مستوى المفعلات بتردد لانهائي وسينتج لدينا اهتزازات بترددات عالية، ومطال غير معدوم. تدعى هذه الظاهرة غير المرغوبة بالثرثرة chattering. يفعل التردد العالي للثرثرة استجابات الترددات العالية غير المنمذجة في النظام. وهذا يؤدي إلى تدهور أداء النظام. تنشأ ظاهرة الثرثرة بسبب استخدام تابع الإشارة في قانون التحكم، إذ يتغير التحكم بشكل آني بجوار سطح الانزلاق. تحاول المفعلات ملاحقة أمر التحكم لتصل إلى أعلى مستوى اهتزاز ممكن. يمكن تخفيض ظاهرة الثرثرة باستبدال تابع الإشارة في قانون التحكم بتابع أكثر نعومة. من الخيارات المتاحة: تابع الإشباع، وتابع الظل القطعي المبيين في الشكل (6.4).



شكل 6.4 : توابع بديلة لتابع الإشارة

سيئة هذا الاستبدال هو أنه بجوار سطح الانزلاق تتحقق العلاقة

$$\lim_{S \rightarrow \infty} \dot{S}/S = -K f_s(s)$$

حيث يمثل $f_s(s)$ تابع الإشباع أو تابع الظل القطعي. الحد الأدنى لكل منهما هو الصفر. وبالتالي ضاع نمط الانزلاق تقنياً، والسبب في ذلك هو أن استخدام هذه التوابع يسمح للخطأ بالامتداد بشكل بسيط بعيداً عن سطح الانزلاق قبل أن تحدث عملية التبديل. مع ذلك يبقى هذا الحل أفضل بكثير من استخدام تابع الإشارة في قانون التحكم. يمكن تجنب الثرثرة أيضاً عن طريق استخدام التحكم بنمط الانزلاق من الدرجات العليا. في هذه الحالة يدخل تابع الإشارة في ديناميك مشتق تابع الجزء من الدرجة الثالثة على الأقل S ، وعندها ستتم مكاملة تابع الإشارة المربعة (تابع الإشارة) ثلاث مرات على الأقل ونحصل على إشارة جيبيية ذات مطال صغير. من مساوئ هذه الطريقة صعوبة تحقيقها إذ أن قانون التحكم الناتج عن اشتقاق تابع الجزء من الدرجات العليا يكون معقد عادةً.

نناقش في الفصل اللاحق خصوصية تطبيق التحكم بالنمط المنزلق على مبدلات الاستطاعة المتقطعة (DC-DC Converters).

الفصل 5

التحكم بالنمط المنزلق بمبدلات الاستطاعة المتقطعة

1.5 مقدمة

تشكل مبدلات الاستطاعة المتقطعة أنظمة لاختية متغيرة مع الزمن بفعل عملية التقطيع تكتسب لاختيتها من الطبيعة اللاختية لعناصر التقطيع وتطبيق قوانين التحكم الخطي على مثل هذه الأنظمة يحقق أداءً أمثلياً لأجل نقطة عمل محددة بجهد دخل ثابت وبقيمة حمل ثابت. يناقش هذا الفصل آلية تطبيق التحكم بالنمط المنزلق مع مبدلات الاستطاعة المتقطعة التي تعمل بنمط التوصيل المستمر للتيار، يدرس تأثير عدد القواطع على اختيار قانون التحكم المتقطع، يفصل آلية تطبيق هذا المتحكم بتردد تبديل ثابت باستخدام التعديل بعرض النبضة ويناقش آلية تحديد سطوح الانزلاق عند التحكم بالجهد والتحكم بالتيار حيث يركز على كيفية دراسة الاستقرار في كلا الحالتين.

2.5 تأثير عدد القواطع على قانون التحكم المتقطع

رأينا في الفصل السابق أن إشارة التحكم المتقطعة الكلية تكتب كمجموع إشارتين وفق مايلي: $u(t) = u_c(t) + u_{eq}(t)$ حيث $u_{eq}(t)$ هي إشارة التحكم المكافئ التي تحافظ على سطح انزلاق غير متغير مع الزمن ($\dot{S} = 0$)

$u_c(t)$ إشارة تحكم متقطع يتم إضافتها بهدف رفض الاضطرابات الخارجية وهذه الإشارة تتعلق بإشارة سطح الانزلاق. نريد الآن دراسة تأثير وجود أكثر من قاطعة في النظام على اختيار قانون التحكم المتقطع. إن مبدلات الاستطاعة المتقطعة تختلف في بنيتها من مبدل إلى آخر فبعضها يحتوي على قاطعة فعالة واحدة (المبدل الخافض، المبدل الرافع، المبدل الخافض - الرافع) وبعضها يحتوي على قاطعتين (المبدلات النصف جسرية والمبدلات المتزامنة)، القسم الآخر منها يحتوي على أربع قواطع أو أكثر.

الأمر المهم في مبدلات الاستطاعة المتقطعة أن إشارة التحكم المتقطعة تدل على وضع القاطعة وتكون إشارة التحكم المكافئة مساوية لنسبة التوصيل كما سنرى لاحقاً.

يدخل تابع الإشارة ($sign(S)$) في بناء قانون التحكم المتقطع، في حال كان لدينا قاطعة واحدة فإن الوضع المنطقي لها إما (0) أو (1) ويكون من المناسب اختيار إشارة التحكم المتقطعة وفق $u_c(t) = \frac{1}{2}(1 + sign(S))$

في حال كان لدينا قاطعتين في تشكيلة نصف جسر أي في نفس الذراع لدينا هنا ثلاث أنماط عمل كما وضحنا في الفصل السابق (النمط A، النمط B الموافق للزمن الميت، النمط C).

u_1 (high side)	u_2 (low side)	نمط العمل
1	0	A
0	0	B
0	1	C

فإذا كان الزمن الميت متكيف يصبح لدينا نمطي عمل نستطيع في هذه الحالة استخدام تابع الإشارة بشكل صريح في قانون التحكم $u_c(t) = -sign(S)$ حيث تابع الإشارة معرف كالآتي:

$$sign(S) = \begin{cases} 1 & \text{if } S > 0 \\ 0 & \text{if } S = 0 \\ -1 & \text{if } S < 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

في حالة المبدلات المتزامنة تكون $u_2 = 1 - u_1$ وتكون إشارة التحكم موافقة لحالة قاطعة

$$u_c(t) = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(S))$$

في حال لدينا أربع قواطع في تشكيلة الجسر الكامل يمكن التعامل معها كما في حالة النصف جسر.

تبقى الفكرة الأساسية هي تحديد إشارة سطح الانزلاق حسب وضع القواطع كذلك فإن اختيار إشارة التحكم المتقطعة أيضا يجب أن يحقق شرط التقارب η المذكور سابقا والمعرف وفق $(S\dot{S} \leq -\eta|S|)$ وذلك لضمان وصول مسار متحولات الحالة إلى سطح الانزلاق بزمن محدود $(t_{reach} \leq \frac{|S(t=0)|}{\eta})$ وهذا الأمر ضروري في حال تطبيق التحكم بالنمط المنزلق مع تردد تبديل متغير.

3.5 التحكم بالنمط شبه المنزلق بمبدلات الاستطاعة المتقطعة

من الناحية النظرية ولتحقيق متحكم بالنمط المنزلق مثالي، ينبغي أن يعمل النظام بأعلى تردد تقطيع ممكن، وبذلك فإن متحولات الحالة المتحكم بها تلاحق المتحولات المرجعية لتحقيق الاستجابة الديناميكية المرغوبة. إن أهم مطلب لتحقيق متحكم بالنمط المنزلق مثالي هو تردد التقطيع العالي الذي يشكل عائق كبير يحد من إمكانية تطبيق التحكم بالنمط المنزلق في مبدلات الاستطاعة، يعود السبب في ذلك إلى أن سرعة التبديل العالية تزيد من ضياعات التقطيع وضياعات قلب المحول وقلب الملف وتؤدي إلى نشوء ظاهرة التداخل الكهرومغناطيسي وبالتالي لضمان إمكانية تطبيق التحكم بالنمط المنزلق فإن تردد التقطيع من الناحية العملية يجب أن يكون مقيد وقد تم اتباع العديد من المنهجيات لتحقيق ماسبق منها(التحكم باستخدام حلقة البطء، استخدام تقنية تردد تقطيع ثابت، وتحديد تردد التقطيع الأعظمي المسموح به)وبالتالي بنية المتحكم بالنمط المنزلق تسمى في هذه الحالة بالنمط شبه المنزلق (quasi sliding mode control(QSM)) الذي يعتبر كتقريب للنمط المنزلق المثالي. يترتب على هذه القيود تخفيض من صلادة النظام ومن خصائص التنظيم ويصبح النمط شبه المنزلق نمط منزلق عندما يكون تردد التقطيع لانهاضي وطالما أن هذه الأمر غير ممكن (حيث أن معظم وحدات التغذية المتقطعة تعمل ضمن المجال الترددي $40kHz < f < 200kHz$) فإن متحكمات النمط المنزلق جميعها شبه منزلقة مع مبدلات الاستطاعة المتقطعة ولكن اختصاراً يقال متحكمات النمط المنزلق.

4.5 التحكم بالنمط المنزلق مع تردد تبديل ثابت

من الناحية العملية يكافئ تابع الإشارة $u = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(s))$ وهو تابع متقطع يأخذ إحدى القيمتين (1) أو (0) استخدام ريليه من أجل التبديل المستمر لقانون التحكم (Relay controller). يظهر كما ذكرنا سابقاً مشكلة الشرثرة، تطبيق الحلول المقترحة سابقاً الموافقة لاستخدام تابع الإشباع أو تابع الظل القطعي يكافئ عملياً تنفيذ حلقة بطء أي اعطاء سماحية لتابع التبديل ويصبح لدينا في هذه الحالة التحكم بحلقة بطء بدلاً من الريليه (controller hysteretic)، تعالج هذه الطريقة مشكلة التبديل بتردد عالي ولكنها لاتحل مشكلة تردد التقطيع المتغير في مبدلات الاستطاعة المتقطعة نتيجة تغير جهد الدخل وتغير مقاومة الحمل وهذا يجعل من تصميم المرشحات في مرحلة الخرج أمر حرج، حيث تصميم المرشح مع تردد تقطيع متغير سوف يؤدي إلى زيادة في حجم المرشح، إضافة لذلك تغيرات تردد التقطيع العالي تؤثر على عملية تنظيم الخرج وتؤدي إلى انبعاث ضجيج من المبدل و نشوء ظاهرة التداخل الكهرومغناطيسي. جميع المشاكل السابقة قابلة للحل بطريقة أسهل عند العمل بتردد تبديل ثابت موافق لتردد التقطيع. وهذا مايجعل من الضروري استخدام متحكم بالنمط المنزلق يعمل بتردد تبديل ثابت ويكون استخدام التعديل بعرض النبضة (pulse width modulation controller) [31]، [32] تقنية بديلة عن تقنية التحكم بحلقة البطء أو باستخدام ريليه (controller hysteretic)، بحيث يتم تغيير عرض النبضة عند التغيرات الحاصلة على خط الدخل أو الحمل من دون اللجوء لتغيير تردد التقطيع وهذا مانأتي على تفصيله في الفقرة التالية.

1.4.5 التعديل بعرض النبضة باستخدام متحكم بالنمط المنزلق

تقنية التعديل بعرض النبضة بالنمط المنزلق تستخدم بدلاً من تقنية تعديل حلقة البطء بالنمط المنزلق من دون اتلاف خصائص التحكم بالنمط المنزلق. يتطلب هذا الأمر إيجاد علاقة تربط بين منهجتي تحكم أساسيتين، المنهجية الأولى أنه في متحكمات النمط المنزلق يمكن استبدال إشارة التحكم المتقطعة والتي تمثل نبضات القيادة بتابع أكثر نعومة يعرف بإشارة التحكم المكافئة u_{eq} (equivalent control signal) والتي نحصل عليها كما ذكرنا سابقاً بالمحافظة على سطح انزلاق غير متغير مع الزمن وهي قيمة إشارة التحكم التي تحقق المعادلة الرياضية $\dot{S} = 0$ [43]. المنهجية الثانية، عند تردد التقطيع العالي فإن إشارة التحكم

المكافئ تكون مكافئة لنسبة توصيل إشارة الـ PWM [44]. من المثير للإهتمام أنه يمكن أن نعتبر إشارة الـ PWM المشتقة من متحكم بالنمط المنزلق، أنها إشارة تحكم PWM لاختطية بحلقة تغذية راجعة والتي يتم تصميمها بالإعتماد على النموذج الوسطي للاختطية للمبدل حيث يأخذ هذا النموذج الطبيعية للاختطية لعناصر التقطيع وعناصر المبدل بعين الاعتبار وهو ما يعرف بنموذج الإشارات الكبيرة large signal average model وبالتالي ما هو الفارق الأساسي بين المنهجيتين لطالما أن إشارة التحكم المكافئ هي أيضا تقريب وسطي بين قيمتين لإشارة التحكم المتقطعة. يمكننا ببساطة ملاحظة أن إشارة الـ PWM للاختطية تشتق من افتراض نموذج وسطي لاختطية ثابت على كافة دور التقطيع أي أنها مصممة عند نقطة عمل محددة وبالتالي هذه الخوارزمية لاتأخذ تغير النموذج الحركي للمبدل الناتج عن تغير شروط التشغيل بعين الاعتبار، بالمقابل فإن تطبيق نظرية التحكم المكافئ يعطي إشارة PWM وسطية تمتلك خصائص النمط المنزلق وهذا الأمر يحتفظ بالكثير من النماذج الحركية المتعلقة بظروف تشغيل المبدل، يتحقق هذا الأمر من خلال تعريف المعادلة الحركية لسطح الإنزلاق الذي يتعلق بمتحولات الحالة اللحظية ومن خلال قيود التصميم المفروضة من قبل شرط وجود المتحكم الذي يحقق شرط الوصول المحلي على سطح الإنزلاق ويحافظ على مسار حالة النظام فوق هذا السطح المرغوب. اعتماداً على ماسبق ناقش في الفقرة التالية آلية اختيار وتحديد متحولات الحالة.

5.5 اختيار متحولات الحالة لمبدلات الاستطاعة وفق التحكم بالنمط المنزلق

ذكرنا في الفصل السابق الحالات الممكنة لتعريف سطح الإنزلاق والذي يتحدد وفق متحولات الحالة المختارة، ناقش في هذه الفقرة اختيار متحولات الحالة اللازمة لتحقيق التحكم بالنمط المنزلق بتقنية التعديل بعرض النبضة في مبدلات الاستطاعة المتقطعة. عند استخدام النمط المنزلق في التحكم وفق الأبحاث السابقة فإنه عادة يكون كافي تحقيق متحكم نمط منزلق من الدرجة $n - 1$ من أجل الحصول على متحكم مستقر بمبدل من الدرجة n وذلك باستخدام إشارة التحكم المتقطعة $u(t) = u_c(t) + u_{eq}(t)$. ولكن في حال استخدام التعديل بعرض النبضة وفق النمط المنزلق والذي يتم من خلال تطبيق إشارة التحكم المكافئ فقط فإن خصائص الصلادة والتنظيم في المبدلات سوف تنخفض لأن هذه الاعتبارات لإشارة التحكم قد تُلغى بعض الديناميكات الحركية للنظام وهنا يجب معالجة

الاضطراب أو الخلل الحاصل في أداء المتحكم، الطريقة المتبعة في هذه الحالة هي إضافة متحول حالة تكاملي جديد وذلك بهدف جعل درجة المتحكم من درجة المبدل المدروس [44] من أجل تحسين الصلادة وتحقيق تنظيم جيد لجهد خرج المبدل.

من أجل تحقيق التحكم بالنمط المنزلق يمكن أن نميز بين حالتين، الأولى تأخذ جميع متحولات الحالة الأساسية بعين الإعتبار عند تصميم المتحكم ونقصد بالمتحولات الأساسية أنها المتحولات المتعلقة بجهود مكثفات الترشيح والتيارات الملفات. مثلاً إذا كان لدينا مبدل درجة ثانية (المبدل الرفع للجهد، المبدل الخافض للجهد والمبدل الخافض - الرفع للجهد) يكون لدينا متحولي حالة أساسيين هما جهد الخرج (جهد المكثفة) والتيار الملف، وكذلك في حال لدينا مبدل من الدرجة الرابعة يكون لدينا أربع متحولات حالة أساسية كما في المبدل تشوك. ويسمى هذا المتحكم ب Full state SM Control وهو يستخدم في حال تطبيق التحكم بالنمط المنزلق باستخدام ريليه أو التعديل بحلقة البطاء.

من الجدير بالذكر أنه عند التنفيذ العملي فإن تحصيل جميع متحولات الحالة يتطلب تكلفة إضافية ناتجة عن استخدام الحساسات ولاسيما حساسات التيار، إضافة إلى أن استخدام حساسات التيار تضيق ممانعة عالية للدائرة تعيق عملية الفلترة إذا أردنا تحصيل تيار المكثفة في الخرج، بأخذ هذه الأسباب بعين الإعتبار يتم تخفيض عدد متحولات الحالة ويسمى المتحكم عندها ب Reduced state SM Control ويتم في هذه الحالة تصنيف هذا النوع من المتحكمات وفق نمطين، النمط الأول هو التحكم بالجهد بالنمط المنزلق الذي يستخدم جهد الخرج كمتحول أساسي، والنمط الثاني هو التحكم بالتيار بالنمط المنزلق الذي يستخدم جهد الخرج والتيار الوشيع كمتحولات حالة أساسية ويتم بعدها إتمام شعاع الحالة المدروس وفق ماسبق من أجل تحقيق متحكم تكون درجته من درجة المبدل وسنأتي على شرح هذين النمطين في الفقرات الآتية:

6.5 منهجية التحكم بالجهد بالنمط المنزلق في مبدلات الاستطاعة المتقطعة

مع مبدلات الاستطاعة من الدرجة m ومن أجل تحقيق جهد مرجعي مرغوب يكون خطأ الجهد هو المتحول الأساسي وتطبيق نظرية التحكم المكافئ يتطلب تشكيل شعاع حالة للنظام المدروس يجعل درجة المتحكم من الدرجة m . وفق [12] تم مناقشة حالة نظام درجة ثانية (المبدل الخافض، المبدل الرفع والمبدل الخافض - الرفع) حيث تم تحقيق ذلك من خلال إضافة مشتق جهد الخرج وتكامله كمتحولين مستقلين، أي أن متحولات الحالة مكتوبة

بالشكل القانوني: $x_{n+1}(t) = \frac{dx_n(t)}{dt}$ نناقش فيما يلي شرط استقرار المتحكم بالنمط المنزلق بتردد ثابت مع المتحكم بالجهد بالنمط المنزلق .

1.6.5 تحقيق شرط الاستقرار مع سطوح الانزلاق الخطية

ذكرنا في الفصل السابق أن الاختيار الأعم لتشكيل سطح الانزلاق يكون وفق (6.4) بالتالي نكتب المعادلة الحركية لسطح الانزلاق وفق مايلي:

$$\alpha_1 x_1(t) + \alpha_2 x_2(t) + \alpha_3 x_3(t) + \dots + \alpha_m x_m(t) = 0$$

باستخدام تحويل لابلاس كما ورد ذكره في [12] نحصل على

$$\alpha_1 X_1(s) + \alpha_2 s X_1(s) + \alpha_3 s^2 X_1(s) + \dots + \alpha_m s^{m-1} X_1(s) = 0$$

بإعادة ترتيب العلاقة السابقة نكتب

$$\alpha_m s^{m-1} + \dots + \alpha_3 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_1 = 0 \quad (5.2)$$

بتطبيق معيار روث في الاستقرار لأجل كثير حدود من الدرجة $m - 1$ فإن شرط الاستقرار يتحقق عندما جذور المعادلة السابقة ذات جزء حقيقي سالب. أي لأجل نظام من الدرجة

$$\alpha_2 > 0, \alpha_3 > 0, \alpha_1 > 0$$

7.5 منهجية التحكم بالتيار بالنمط المنزلق في مبدلات الاستطاعة المتقطعة

إن التحكم بالتيار باستخدام النمط المنزلق من أجل تنظيم جهد الخرج يعتمد على خطأ هذا الجهد وخطأ تيار الملف كمتحولات حالة قابلة للتحكم. استخدام خطأ تيار الملف يتيح لتيار هذا الملف أن يتبع بإحكام تيار مرجعي مرغوب حيث إن مراقبة هذا التيار وملاحقته تسمح بالحصول على استجابة ديناميكية سريعة لاسيما في مبدلات الاستطاعة الموصفة بكونها من النمط RHPZ (Right Half Plane Zero) كما في المبدل الرافع أو المبدل الرافع الخافض أو

غيرها من التشكيلات التي يتم فيها نقل القدرة الكهربائية إلى الحمل بشكل غير مباشر، أي في جزء دور التقطيع الذي يكون فيه ترانزستور القيادة في حالة قطع، وتقوم عندها مكثفة الترشيح بتغذية الحمل، في هذه الحالة يكون لزيادة فترة توصيل الترانزستور أي زيادة d أثر سلبي يتمثل بانخفاض جهد الخرج الناتج عن انخفاض شحنة المكثفة قبل أن يزداد إلى القيمة المرغوبة بعد تعديل عرض النبضة أي لدينا حالة تأخير زمني ينعكس كوجود صفر لتابع التحويل في نصف المستوي الأيمن. بالنتيجة تكون الاستجابة الديناميكية للنظام بطيئة عند حدوث تغيرات في جهد الدخل.

وفق [12] تم التحكم بمبدل من الدرجة الرابعة وهو مبدل تشوك ولكن تم الإقتصار على خطأ جهد الخرج وخطأ تيار الملف في الدخل كمتحولات حالة أساسية وتم إتمام شعاع الحالة بإضافة حد تكاملي لمجموع المتحولين و حد تكاملي مضاعف لمجموع هذين المتحولين. كذلك تم التحكم بالتيار في مبدل من الدرجة الثانية وهو المبدل الراجع للجهد و بنتيجة هذا المتحكم وتعريف سطح الانزلاق كمجموع مثقل بأوزان لمتحولات الحالة نحصل على سطح انزلاق تابع لمتحولين مستقلين وتسمى هذه الحالة بسطوح الانزلاق اللاخطية ونأتي على دراسة وتحليل شرط الاستقرار لتحقيق نمط الانزلاق في هذه الحالة وفق الفقرة التالية:

1.7.5 تحقيق شرط الاستقرار مع سطوح الانزلاق اللاخطية

من أجل نظام متحكم به بالنمط المنزلق ومعادلة الحركة الخاصة بسطح الانزلاق فيه من النمط اللاخطي فإن تحديد شرط الاستقرار يحتاج إلى نهج مختلف عن الحالة السابقة، هذا النهج موضح في [12] في البند الخامس من الفقرة الرابعة ضمن الفصل الأول، يعتمد هذا النهج على نظرية التحكم المكافئ حيث يتم بدايةً إيجاد ديناميك الانزلاق المثالي للنظام ومن ثم إجراء تحليل الاستقرار حول نقطة التوازن الموافقة لديناميك الانزلاق المثالي وذلك وفق الخطوات التالية:

(1). اشتقاق ديناميك الانزلاق المثالي:

نحصل على ديناميك الانزلاق المثالي باستبدال إشارة التحكم المتقطعة u بإشارة التحكم المكافئ $u_{eq}(t)$ وهذا يبديل النظام المتقطع إلى نظام مستمر وفق العلاقة (5.3)

$$\dot{X}(t) = g(X(t)) + \varphi(X(t)).u_{eq}(t) \quad (5.3)$$

حيث أن $u_{eq}(t)$ تكتب كما ذكرنا سابقاً وفق العلاقة (5.4)

$$u_{eq}(t) = f\left(\sum_{i=1}^m \alpha_i \dot{x}_i(t) = 0\right) \quad (5.4)$$

بالتعويض في العلاقة السابقة (5.3) نحصل على المعادلة (5.5) التي تمثل ديناميك الانزلاق المثالي لنظام لاخطي خلال نمط الانزلاق وهو مستقل عن إشارة التحكم.

$$\dot{X}(t) = g(X(t)) + \varphi(X(t)) \cdot f\left(\sum_{i=1}^m \alpha_i \dot{x}_i(t) = 0\right) \quad (5.5)$$

بعد تحديد تمثيل الحالة للانزلاق المثالي ندرس استقرار نقطة التوازن على سطح الانزلاق المثالي

(2). تحديد نقطة التوازن:

بفرض وجود نقطة توازن مستقرة على سطح الانزلاق يتجه نحوها ديناميك الانزلاق المثالي ويستقر بها في النهاية فإن حل المعادلة $(\dot{X}(t) = 0)$ حيث $\dot{X}(t)$ معرفة وفق العلاقة (5.5) يعطي نقطة العمل في الحالة المستقرة أثناء عمليات النمط المنزلق وفق $(x_{1(ss)}, x_{2(ss)}, \dots, x_{m(ss)})$.

(3). التقريب الخطي لديناميك الانزلاق: يرث ديناميك الانزلاق المثالي الصفة اللاخطية من المعادلة الحركية اللاخطية لسطح الانزلاق. لتحديد استقرار نقطة التوازن من الضروري إيجاد تقريب خطي لديناميك الانزلاق المثالي حول نقطة التوازن في الحالة المستقرة $(x_{1(ss)}, x_{2(ss)}, \dots, x_{m(ss)})$. تطبيق نظرية الاضطرابات [42] يحول ديناميك الانزلاق المثالي الموضح في العلاقة (5.5) إلى الشكل التالي

$$\tilde{\dot{X}}(t) = h(\tilde{X}(t)) + \left(\psi(\tilde{X}(t), \sum_{i=1}^m \tilde{x}_i(t)\right) \quad (5.6)$$

حيث أن $\tilde{X}(t)$ نموذج الإشارات الصغيرة الخطية لديناميك الانزلاق المثالي حول نقطة العمل في الحالة المستقرة و $\sum_{i=1}^m \tilde{x}_i(t)$ ، $\psi(\tilde{X}(t))$ ، $h(\tilde{X}(t))$ نموذج إشارات صغيرة مكافئ للمركبات المتناوبة (الاضطرابات) لكل من $f(\sum_{i=1}^m \alpha_i \dot{x}_i(t) = 0)$ ، $g(X(t))$ ، $\varphi(X(t))$ في العلاقة (5.5) على الترتيب. بإعادة ترتيب العلاقة (5.5) بصيغة مصفوفة نحصل على:

$$\tilde{\dot{X}}(t) = A\tilde{X}(t) \quad (5.7)$$

حيث A مصفوفة الجاكوبي المتعلقة بديناميك الانزلاق المثالي. تكون المعادلة المميزة من أجل الحصول على ديناميك انزلاق خطي $\det(A - \lambda I) = 0$. بتطبيق معيار روث في الاستقرار على المعادلة المميزة نحصل على شروط استقرار ديناميك الانزلاق المثالي حول نقطة التوازن، وبالتالي نضمن وجود نقطة توازن مستقرة على سطح الانزلاق.

قدمنا في هذا الفصل دراسة نظرية لكيفية تطبيق التحكم بالنمط المنزلق على مبدلات الاستطاعة المتقطعة وتم التركيز فيه على المبدلات التي تعمل بنمط التوصيل المستمر للتيار، نقوم بالفصل اللاحق بتطبيق المبادئ التي ذكرناها للتحكم بمبدل خافض متزامن يعمل بنمط التوصيل المستمر للتيار بهدف تنظيم جهد الخرج وذلك باستخدام مكتبة `simpower` في برنامج ماتلاب.

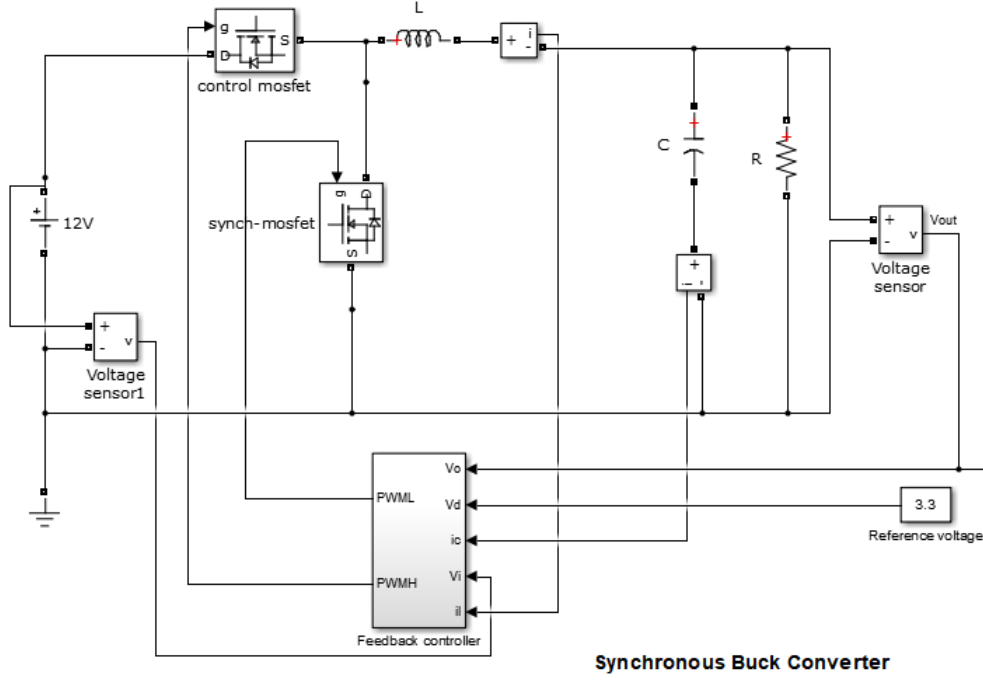
الفصل 6

محاكاة المبدل الخافض المتزامن بنمط التوصيل المستمر للتيار مع التحكم بالنمط المنزلق

1.6 مقدمة

نتابع في هذا الفصل دراسة المبدل الخافض المتزامن الذي عرضنا تصميمه في الفصل (2)، وقمنا بإيجاد نموذج أولي لاغرانج المتقطع له في الفصل (3)، حيث سنقوم بتطبيق المبادئ التي عرضناها في الفصل (5) للتحكم بهذا المبدل بالنمط المنزلق بتردد ثابت وفق التعديل بعرض النبضة. سيتم تنفيذ هذه الدراسة ضمن بيئة المحاكاة في برنامج matlab باستخدام مكتبة `simpower` ونعرض في النهاية مقارنة بين الطريقتين.

يعرض الشكل (1.6) دائرة المبدل الخافض المتزامن قيد الدراسة .



شكل 1.6 : دائرة المبدل الخافض المتزامن

نذكر بدفتر الشروط الوظيفية للمبدل المدروس وفق ماورد في الفصل (1):

(1). جهد دخل المبدل هو جهد مستمر غير منظم قيمته $12V$

(2). جهد خرج المبدل هو جهد مستمر منظم قيمته $3.3V$

(3). تيار خرج المبدل الأعظمي قيمته $5A$

(4). تردد التقطيع $180kHz$

(5). مجال تغير جهد الدخل $[9v - 16v]$

(6). مجال تغير مقاومة الحمل $[1\Omega - 4\Omega]$

المبدل الخافض للجهد المتزامن من الدرجة الثانية وعليه فإن متحولات الحالة الأساسية عددها اثنان وهما تيار الملف وجهد مكثفة الخرج. بالعودة إلى الفصل (3) نذكر بأن النموذج

المتقطع للمبدل الخافض المتزامن الذي يعمل بنمط التوصيل المستمر للتيار يكتب وفق

$$\text{العلاقة (6.1) حيث أن: } x_1 = \dot{q}_L = i_L, x_2 = \frac{q_c}{C} = v_o$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R+r_l)}{L} + \frac{R^2}{(R+r_c)L} & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{(R+r_c)C} & -\frac{1}{(R+r_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

تشكل العلاقة السابقة تمثيل الحالة الكامل للمبدل الخافض للجهد المتزامن في نمط التوصيل المستمر للتيار. نقوم بتطبيق التحكم بجزء من الحالة بالنمط المنزلق بتردد ثابت (Reduced state SM control) نناقش في البداية التحكم بالجهد وفي المرحلة اللاحقة نعرض التحكم بالتيار.

2.6 التحكم بجهد خرج المبدل الخافض المتزامن بالنمط المنزلق بتردد ثابت

نرمز للمتحكم في هذه الحالة بـ SMVC وهو اختصار لـ (Fixed Frequency Sliding Mode Voltage Control).

متحول الحالة الأساسي هو خطأ جهد الخرج ولتحقيق متحكم درجة ثانية نتم شعاع الحالة بمشتق هذا الخطأ وتكامله ونذكر خطوات تحقيق هذا المتحكم فيما يلي:

1.2.6 نمذجة النظام

وفق ماسبق نكتب شعاع الحالة بالعلاقة (6.24)

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e = V_{ref} - \beta * v_o \\ \frac{de}{dt} = \frac{d(V_{ref} - \beta * v_o)}{dt} \\ \int e = \int (V_{ref} - \beta * v_o) dt \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

حيث β نسبة من جهد الخرج تتعلق بطريقة التحصيل.

نشق شعاع الحالة السابق للحصول على نموذج المبدل الخافض المتزامن في نمط التوصيل

المستمر للتيار (6.25):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\beta \cdot V_i}{LC} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\beta \cdot v_o}{LC} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

يصبح لدينا تمثيل حالة جديد من الشكل $\dot{X} = AX + Bu + D$ حيث u المتحول المنطقي الذي يدل على وضع ترانزستور التحكم. نتيجة تعريف متحولات الحالة السابقة في بعض المراجع يسمى المتحكم بـ (PID SMVC). نتبع فيما يلي المبادئ التي عرضناها في الفصل السابق لإيجاد قانون التحكم بالنمط المنزلق بتردد ثابت بجهد خرج المبدل الخافض المتزامن بنمط التوصيل المستمر للتيار

2.2.6 تشكيل سطح الانزلاق

لدراسة مبدل خافض للجهد متزامن بزمان ميث متكيف بنمط التوصيل المستمر للتيار، يكفي اختيار متحول منطقي وحيد يدل على حالة ترانزستور التحكم فالنظام المدروس درجة ثانية يقبل متحكم بالنمط المنزلق يأخذ تابع تبديل معرف بالعلاقة $u(t) = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(S))$ أي

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } S > 0 \\ 0 & \text{if } S \leq 0 \end{cases} \quad (6.4)$$

وفق ماورد في الفصل (3) نحدد الحالات الممكنة لسطح الانزلاق بالخيارات التالية:

(1). وفق [12] حيث $S_1 = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3$ معاملات الانزلاق

(2). وفق [41] يتم تعريف سطح الإنزلاق بالعلاقة $S_2(x, t) = (\frac{d}{dt} + \lambda)^{n-1} e = \dot{e} + \lambda e = x_2 + \lambda x_1$

حيث $\lambda > 0, n = 2$

(3). بعض المراجع ومنها [41] أشارت إلى إنه يمكن تعريف سطح الانزلاق وفق

حيث $S_3(x, t) = (\frac{d}{dt} + \lambda)^{n-1} \int^t e = e + \lambda \int e = x_1 + \lambda x_3$

هذا التحكم بـ integral control

ذكرنا سابقاً في الفصل (3) وفق ماورد في [12] أن استخدام التعديل بعرض النبضة من خلال تطبيق نظرية التحكم المكافئ يتطلب أن يكون المتحكم من الدرجة الثانية وعليه يكون S_1 هو الخيار الأنسب.

إذا أردنا استخدام S_2 يفترض أن نحقق متحكم بالنمط المنزلق من الدرجة الثانية أي يكون لدينا نمط انزلاق من الدرجة الثانية محكوم بإشارة التحكم المكافئ بحيث نحصل في وقت محدد على: $\dot{S}_2(x, t, u_{eq}) = S_2(x, t, u_{eq}) = 0$ وكذلك الأمر بالنسبة لـ S_3 إشارة تحكم متقطعة يتم من خلال تطبيق خوارزمية الإلتواء أو خوارزمية الإلتواء الأعظم ولكن بما أننا نتعامل مع إشارة التحكم المكافئة فقط يمكننا اختيار u_{eq} التي تحقق $\dot{S}_3(x, t, u_{eq}) = S_3(x, t, u_{eq}) = 0$ بالنسبة لسطح S_3 وكذلك الأمر بالنسبة لسطح S_2 .
نناقش بداية حالة استخدام السطح S_1 بعد اختيار سطح الانزلاق و تكون الخطوة التالية هي اشتقاق شرط وجود المتحكم وفق الفقرة التالية:

3.2.6 اشتقاق شرط وجود المتحكم

لتحقيق شرط وجود عمليات النمط المنزلق، يفترض تحقيق شرط الوصول المحلي المبين في العلاقة (4.9) أي يجب تحقق كون $\lim_{S \rightarrow 0} S\dot{S} < 0$ من أجل تحقيق شرط التقارب η نعدل هذا الشرط ليصبح $\lim_{S \rightarrow 0} S\dot{S} \leq \lim_{S \rightarrow 0} -\eta|S|$ حيث $\eta > 0$. نفضل هذا الشرط من أجل متحولات الحالة المعرفة وفق (6.25) ونحصل بالنتيجة على (6.5) :

$$\begin{cases} \lim_{S \rightarrow 0^+} \dot{S} = J^T Ax + J^T Bu_{S \rightarrow 0^+} + J^T D < -\eta \\ \lim_{S \rightarrow 0^-} \dot{S} = J^T Ax + J^T Bu_{S \rightarrow 0^-} + J^T D > \eta \end{cases} \quad (6.5)$$

• الحالة الأولى : $S \rightarrow 0^+, \dot{S} < 0$ ، لدينا $u_{S \rightarrow 0^+} = 1$ ونعوض المصفوفات بعلاقتها وفق (6.5) نحصل على العلاقة التالية (6.6):

$$-\alpha_1 \frac{\beta i_C}{C} + \alpha_2 \frac{\beta i_C}{R.C^2} + \alpha_3 (V_{ref} - \beta v_o) - \alpha_2 \frac{\beta v_i}{LC} + \alpha_2 \frac{\beta v_o}{LC} < -\eta \quad (6.6)$$

• الحالة الثانية : $S \rightarrow 0^-$, $\dot{S} > 0$ ، لدينا $u_{S \rightarrow 0^-} = 0$. ونعوض المصفوفات بعلاقتها وفق (6.5) نحصل على العلاقة التالية (6.6):

$$-\alpha_1 \frac{\beta i_C}{C} + \alpha_2 \frac{\beta i_C}{R.C^2} + \alpha_3 (V_{ref} - \beta v_o) + \alpha_2 \frac{\beta v_o}{LC} > \eta \quad (6.7)$$

بدمج المعادلتين (6.6)،(6.7) نحصل على شرط الوجود وفق العلاقة (6.8)

$$\frac{\eta * L * C}{\alpha_2} < -\beta L \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{R.C} \right) i_C + \beta v_o + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta v_o) < \beta v_i - \frac{\eta * L * C}{\alpha_2} \quad (6.8)$$

ويكون زمن الوصول إلى سطح الانزلاق $t_{reach} = \frac{|S(t=0)|}{\eta}$

4.2.6 اشتقاق المعادلة الرياضية لقانون التحكم

تحقق إشارة التحكم المكافئة العلاقة: $\dot{S} = J^T Ax + J^T Bu_{eq} + J^T D = 0$
أي أن $u_{eq} = -[J^T B]^{-1} J^T [Ax + D]$ بتعويض المصفوفات بقيمها نحصل على:

$$u_{eq} = \frac{-\beta L \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{R.C} \right) i_C + \beta v_o + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta v_o)}{\beta v_i} \quad (6.9)$$

كما ذكرنا سابقاً فإن تحقيق التحكم بالنمط المنزلق بتردد ثابت وفق التعديل بعرض النبضة d يتم من خلال تحقيق المساواة $u_{eq} = d$ ونسبة التوصيل تحقق العلاقة $0 < d < 1$ بالتالي يجب أن تكون $0 < u_{eq} < 1$.

بالعودة إلى شرط وجود المتحكم الموضح في العلاقة (6.8) نلاحظ وجود الحد $\frac{\eta * L * C}{\alpha_2}$ في طرفي المتراجحة بالتالي فإنه باختيار $\eta \ll \frac{\alpha_2}{L * C}$ يمكن إهمال هذا الحد، وتحقق بالتالي المتراجحة $0 < u_{eq} < 1$ وتكون المعادلة الرياضية لقانون التحكم موضحة في العلاقة (6.9)

5.2.6 الاعتبارات التصميمية لبارامترات المتحكم

من الناحية العملية، من المهم أن نضع قيود تصميم على شرط الوجود وبالتالي على قانون التحكم. حيث يجب اخذ اتجاه تدفق التيار في المكثفة بعين الاعتبار. ولضمان كون إشارة

التحكم المشتقة من شرط الوجود كما سنرى لاحقاً أقل حساسية ضد تغيرات مقاومة الحمل، ينبغي أن نختار معاملات الانزلاق بحيث تحقق $\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \gg \frac{1}{R.C}$ وهذا يضمن أن المتحكم يقدم صلادة وتنظيم جيد ضد تغيرات مقاومة الحمل.

في ظل الاعتبارات السابقة يؤول الطرف الأيسر من العلاقة (6.8) إلى

$$0 < -\beta L \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{R.C} \right) |\hat{i}_C| + \beta v_o + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta v_o) \quad (6.10)$$

بإعادة ترتيب العلاقة السابقة نكتب :

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} < \frac{\beta v_o + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta v_o)}{\beta L |\hat{i}_C|} + \frac{1}{R.C} \quad (6.11)$$

كذلك يؤول الطرف الأيمن من نفس المعادلة (6.8) إلى العلاقة (6.12)

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} < \frac{\beta v_i}{\beta L |\hat{i}_C|} - \frac{\beta v_o + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta v_o)}{\beta L |\hat{i}_C|} + \frac{1}{R.C} \quad (6.12)$$

بتحليل العلاقتين (6.11)،(6.12) وأخذ ظروف تشغيل المبدل بعين الاعتبار المتمثلة بمقاومة الحمل الأعظمية وجهد الدخل الأصغري يصبح شرط الوجود معرف بالعلاقة (6.13)

$$\begin{aligned} \frac{\alpha_1}{\alpha_2} &< \frac{v_o + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} \left(\frac{V_{ref}}{\beta} - v_o \right)}{L |\hat{i}_C|} + \frac{1}{R_{max}.C} \\ \text{for } v_{i(min)} &\geq 2 \left[v_o + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} \left(\frac{V_{ref}}{\beta} - v_o \right) \right] \\ \frac{\alpha_1}{\alpha_2} &< \frac{v_{i(min)}}{L |\hat{i}_C|} - \frac{v_o + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} \left(\frac{V_{ref}}{\beta} - v_o \right)}{L |\hat{i}_C|} + \frac{1}{R_{max}.C} \\ \text{for } v_{i(min)} &< 2 \left[v_o + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} \left(\frac{V_{ref}}{\beta} - v_o \right) \right] \end{aligned} \quad (6.13)$$

في العلاقة السابقة يعبر $|\hat{i}_C|$ عن المطال الأعظمي لتيار المكثفة، R_{max} مقاومة الحمل الأعظمية و $v_{i(min)}$ جهد الدخل الأصغري.

في الحالة المستقرة فإن جهد الخرج الفعلي في الحالة المثالية يجب أن يكون مستمر ومطاله مساوي لجهد الخرج المرغوب $V_{od} = \frac{V_{ref}}{\beta}$ ولكن من الناحية العملية فإن خطأ الحالة المستقرة غير معدوم حتى في حال إدخال جزء تكاملي في المصححات المستخدمة، من المهم أن نأخذ هذا الخطأ بعين الاعتبار عند تصميم المتحكم طالما أن الحد $LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} \left(\frac{V_{ref}}{\beta} - v_o \right)$ كبير نسبياً مقارنة بجهد الخرج اللحظي v_o

• الفرق بين جهد الخرج اللحظي وجهد الخرج المرغوب صغير ضمن المجال ($\pm 1\%$ of V_{od})

- القيمة الوسطية المستمرة لجهد الخرج اللحظي أصغر دائماً من جهد الخرج المرغوب.
- المعامل $LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2}$ دائماً موجب. في ظل الشروط السابقة نعيد كتابة شرط وجود المتحكم وفق (6.14)

$$\begin{aligned} \frac{\alpha_1}{\alpha_2} &< \frac{(0.99 + 0.01LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2})V_{od}}{L|\hat{i}_C|} + \frac{1}{R_{max} \cdot C} \\ &for \quad v_{i(min)} \geq (1.98 + 0.02LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2})V_{od} \\ \frac{\alpha_1}{\alpha_2} &< \frac{v_{i(min)}}{L|\hat{i}_C|} - \frac{(0.99 + 0.01LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2})V_{od}}{L|\hat{i}_C|} + \frac{1}{R_{max} \cdot C} \\ &for \quad v_{i(min)} < (1.98 + 0.02LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2})V_{od} \end{aligned} \quad (6.14)$$

6.2.6 اختيار معاملات الانزلاق

تلعب معاملات الانزلاق الدور الأساسي في تحقيق عمليات النمط المنزلق من تحقيق لشرط الاصطدام و شرط وجود المتحكم واستقرار سطح الانزلاق المعرف وفق $S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3$ تكون إشارة التحكم المكافئ وفق العلاقة (6.9)

$$0 < u_{equ} = \frac{-\beta L (\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{R \cdot C}) i_C + \beta v_o + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta v_o)}{\beta v_i} < 1 \quad (6.15)$$

تحديد بارامترات المتحكم ومعاملات الانزلاق: بهدف جعل سطح الانزلاق للنظام موافقة لإستجابة نظام درجة ثانية [12] وفق مايلي :

$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 \frac{dx_1}{dt} + \alpha_3 \int x_1 = 0 \quad (6.16)$$

الشكل العام لنظام خطي من الدرجة الثانية

$$S = \frac{d^2 x_1}{dt^2} + 2\xi w_n \frac{dx_1}{dt} + w_n^2 x_1 = 0 \quad (6.17)$$

بإجراء عملية المطابقة نحصل على:

$$\frac{\alpha_3}{\alpha_2} = \frac{1}{4\xi^2} \frac{\alpha_1^2}{\alpha_2} \quad (6.18)$$

بفرض T_s زمن استقرار النظام المرغوب وفق الفصل الثامن في [12] نكتب :

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} = \frac{10}{T_s} \quad , \quad \frac{\alpha_3}{\alpha_2} = \frac{25}{\xi^2 T_s^2} \quad (6.19)$$

مع احترام الشرط $\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \gg \frac{1}{R_{L(min)}C}$

بفرض تم تصميم المتحكم ليحقق استجابة من النمط critically-damped من أجل حزمة

$$f_{BW} = T_s(10KHZ)$$

يكون بالتالي $T_s = 79.575\mu s$ وبالتالي تؤول العلاقة 6.19 إلى الشكل

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} = 125667.6s^{-1} \quad , \quad \frac{\alpha_3}{\alpha_2} = 3948086999s^{-2} \quad (6.20)$$

• نتحقق أن النسب السابقة لمعاملات الانزلاق تحقق شرط الوجود المبين في العلاقة (6.14)

حيث لدينا:

$$(1.98 + 0.02LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2})V_{od} = 6.6 < 9 = v_{i(min)}$$

بالتالي يجب أن تتحقق العلاقة $\frac{\alpha_1}{\alpha_2} < \frac{(0.99+0.01LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2})V_{od}}{L|i_C|} + \frac{1}{R_{max} \cdot C}$ بحساب القيم العددية

لهذه النسبة نجد $100000 < \frac{\alpha_1}{\alpha_2} < 172805$ وهذا الأمر محقق كما تبين العلاقة (1.2.7)

• اختيار $\alpha_2 = 0.5$ يكون بالتالي $\alpha_1 = 125667.6/0.5$ و $\alpha_3 = 3948086999/0.5$ ، $\eta = 10^7$

وبالتالي يكون زمن الوصول إلى سطح الانزلاق $t_{reach} < \frac{S(0)}{\eta} = \frac{\alpha_1 * x_1}{\eta} = 82ms$ وتصبح إشارة

التحكم المكافئة وفق مايلي (1.2.7) :

$$u_{eq} = (-3.59i_C + \beta v_o + 13.02(V_{ref} - \beta v_o))/v_i \quad (6.21)$$

نعرض في الفقرة اللاحقة تطبيق لإشارة التحكم الموضحة في العلاقة السابقة (1.2.7) على

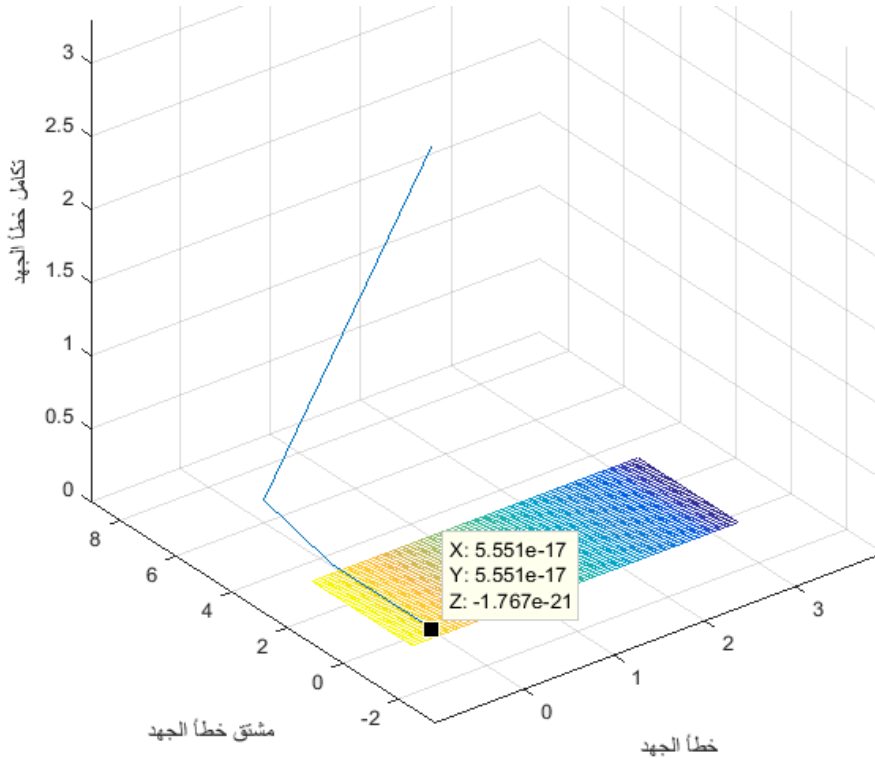
المبدل الخافض المتزامن ضمن بيئة الماتلاب باستخدام مكتبة simpower

3.6 نتائج تطبيق المتحكم بالجهد SMVC

تختص هذه الفقرة بعرض نتائج المحاكاة للمتحكم SMVC الذي قمنا بتصميمه في الفقرات السابقة ونقارن نتائج هذا المتحكم مع نتائج المتحكم الخطي PI. نركز في هذه الفقرة على الاستجابة في المرحلة العابرة، دراسة تأثير تغيرات خط الدخل على جهد الخرج، دراسة تأثير تغيرات مقاومة الحمل على جهد الخرج بالإضافة إلى دراسة الاستجابة في المرحلة المستقرة وأخيراً دراسة أثر تغير قيم عناصر الترشيح على الإستجابة.

1.3.6 سطح الانزلاق ومسار متحولات الحالة

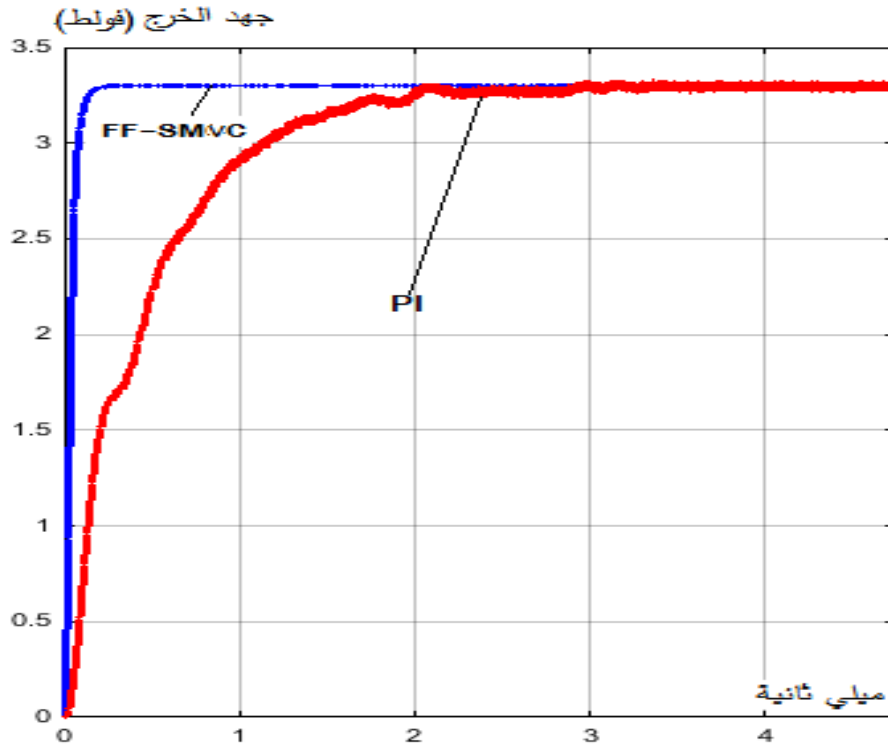
نعرض بداية في الشكل (2.6) سطح الانزلاق الناتج عن اختيار المعاملات السابقة ونلاحظ تحرك المنحني اللحظي لمتحولات الحالة باتجاه هذا السطح لينزلق عليه وينتهي عند نقطة التوازن المستقرة $(0,0,0)$. ويحقق الاختيار السابق لمتحولات الانزلاق و L و η زمن تقارب أصغر من $82ms$.



شكل 2.6 : سطح الانزلاق والمسار اللحظي لمتحولات الحالة

2.3.6 الاستجابة في المرحلة العابرة

يعرض الشكل (3.6) الاستجابة الديناميكية في المرحلة العابرة لجهود خرج المبدل الخافض

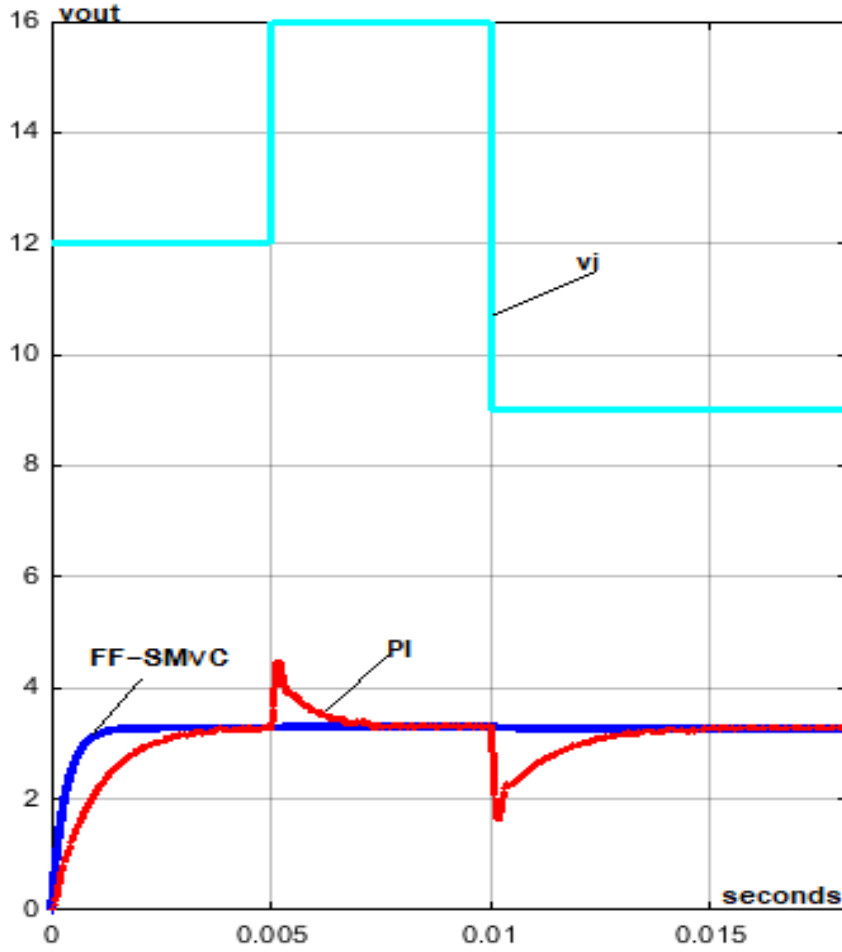


شكل 3.6 : استجابة المبدل الخافض المتزامن للتحكمات في المرحلة العابرة

المتزامن باستخدام المتحكم PI و المتحكم SMVC . من خرج هذه المتحكمات يتضح عدم وجود تجاوز (M_p) في المرحلة العابرة عند تطبيق كلا المتحكمين وزمن استقرار $0.1ms$ لأجل المتحكم SMVC وقيمة هذا الزمن $3ms$ لأجل المتحكم الخفي PI . بلغت قيمة الخرج المستمر في الحالة المستقرة عند تطبيق الحمل الكامل القيمة $3.29V$ أي أن هذه القيمة تنقص بمقدار 1% عن قيمة الخرج المرغوب.

3.3.6 دراسة تغيرات خط الدخل

يظهر الشكل (4.6) محاكاة لجهود خرج المبدل الخافض المتزامن ودراسة استجابته للمتحكم PI والمتحكم SMVC لأجل تغيرات جهد الدخل من قيمة جهد الدخل الإسمي $12V$ إلى الجهد $16V$ ثم ينخفض إلى القيمة $9V$ عند اللحظات الزمنية $5ms$ و $10ms$ على التوالي: تبين



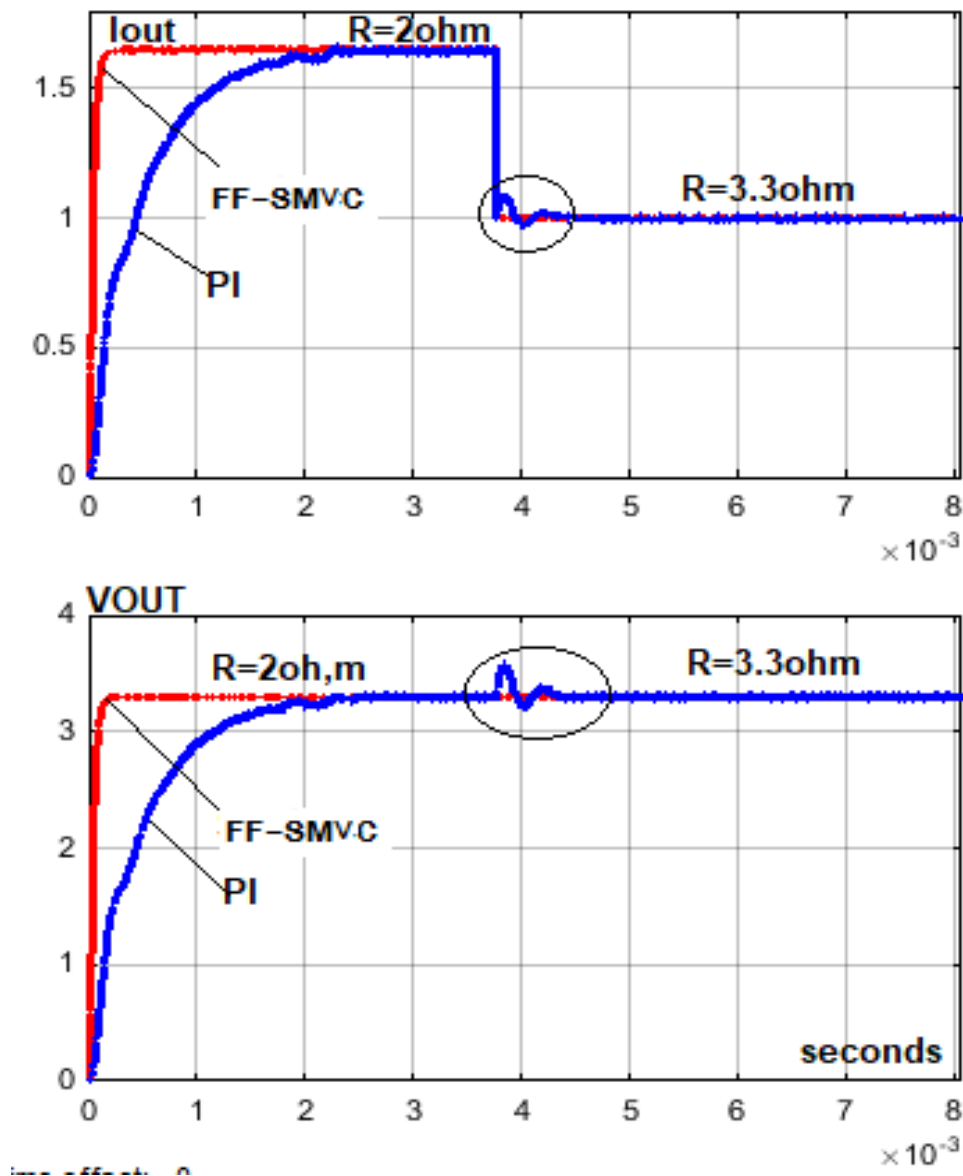
شكل 4.6 : استجابة المبدل الخافض المتزامن للمتحكمات في المرحلة العابرة

نتائج المحاكاة أن تغيرات جهد الخرج تعاني من تجاوز تبلغ قيمته 20mV عند حدوث تغير مطال الدخل (من أدنى قيمة دخل إلى أعلى قيمة) ويحتاج إلى زمن T_s قيمته 1ms لإعادة الاستقرار حيث تنخفض قيمة جهد الخرج بمقدار 0.6% من قيمة الجهد المرغوب. بالمقابل فإن استخدام المتحكم الخطي PI يؤدي عند نفس اللحظات الزمنية التي حدث فيها تغير جهد الدخل إلى تجاوز تبلغ قيمته 1.2V وهو ما يكافئ تغير بمقدار 36% من قيمة الجهد المرغوب، ويحتاج المتحكم الخطي إلى زمن T_s قيمته 2ms لإعادة الاستقرار.

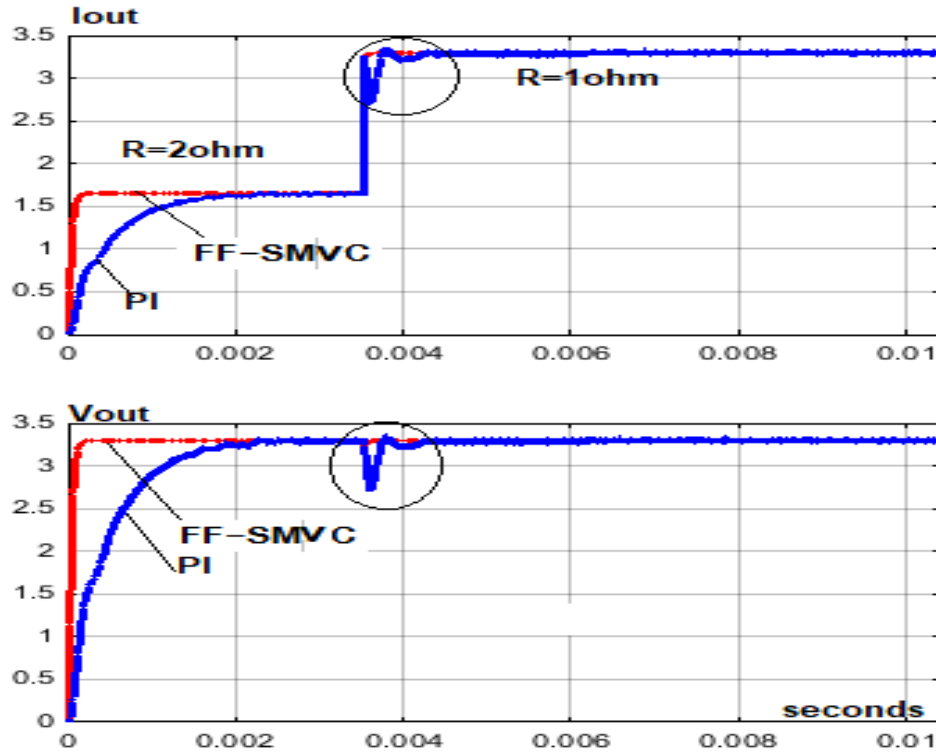
4.3.6 دراسة تغيرات مقاومة الحمل

يوضح الشكل (5.6) تغيرات جهد خرج المبدل الخافض المتزامن الموافقة لتغيرات مقاومة الحمل عند الانتقال من حالة نصف الحمل إلى الحمل الكامل حيث نلاحظ وجود تجاوز في

مطال الجهد قيمته $120mV$ ويحتاج إلى زمن T_s قيمته $0.05ms$ لإعادة الاستقرار عند استخدام المتحكم SMVC بالمقابل فإن استخدام المتحكم الخطي PI يؤدي عند نفس اللحظات الزمنية التي حدث فيها تغير مقاومة الحمل إلى تجاوز تبلغ قيمته $0.3V$ ويحتاج إلى زمن T_s قيمته $0.8ms$ لإعادة الاستقرار.



شكل 5.6 : تأثير تغير مقاومة الحمل من حالة نصف الحمل إلى حالة الحمل الكامل

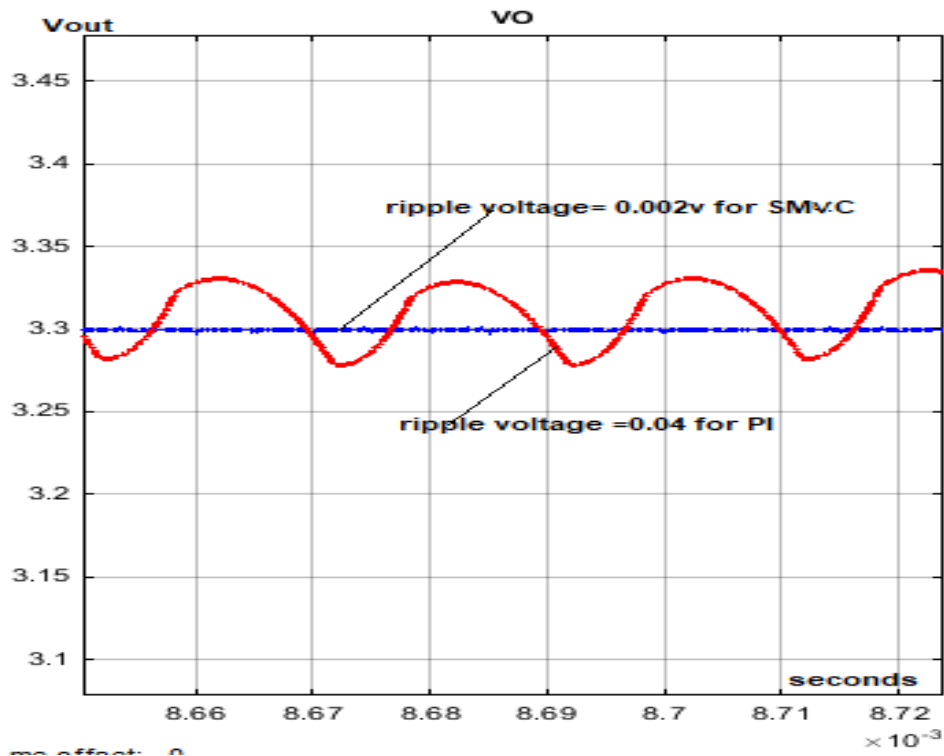


شكل 6.6 : تأثير تغيير مقاومة الحمل من حالة الحمل الكامل إلى حالة الحد الأدنى للحمل

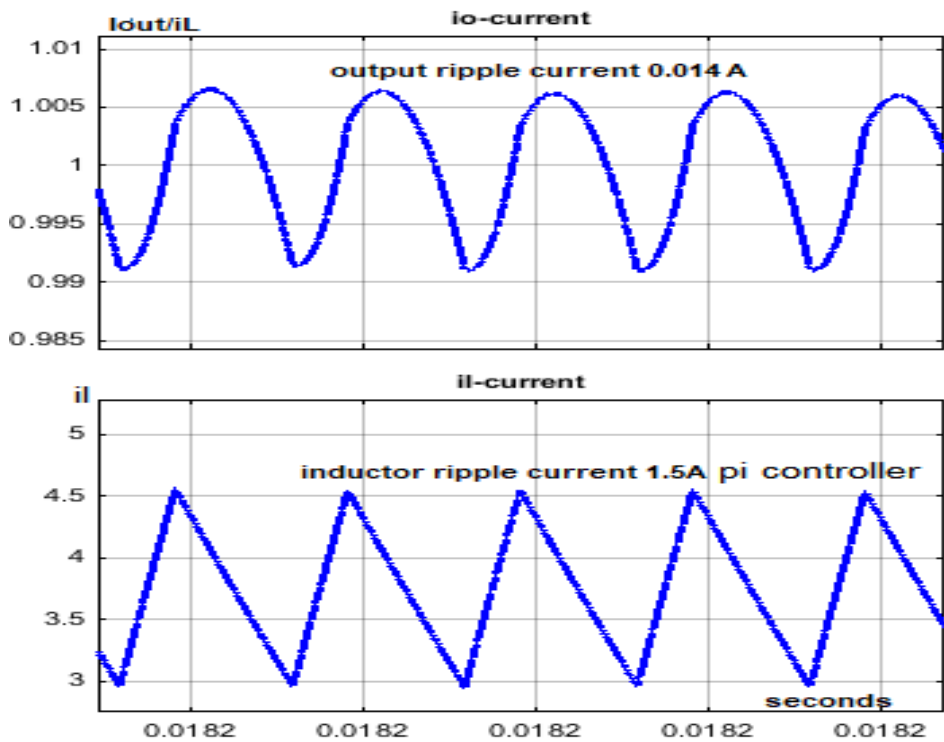
أي أن جهد الخرج يتغير بقيمة تصل إلى 3.6% من قيمة الجهد المرغوب عند تطبيق المتحكم SMVC ويبلغ هذا التغير 10% من قيمة الجهد المرغوب عند تطبيق المتحكم PI كذلك تم اختبار الحالة المعاكسة وفق الشكل (6.6)

5.3.6 الاستجابة في المرحلة المستقرة

يوضح الشكل 7.6 و الشكل 8.6 تيار الخرج اللحظي، جهد الخرج وتيار الملف للمبدل الخافض المتزامن في الحالة المستقرة باستخدام المتحكمين PI، SMVC. يتضح من الشكل أن تعرج جهد الخرج صغير جدا عند استخدام المتحكم SMVC وتبلغ قيمته 2mV مقارنة بقيمته التي تبلغ 40mV عند استخدام المتحكم الخطي PI. والمطال الأعظمي لتعرج تيار الملف وتيار الخرج 0.014A/1.5A وذلك عند تردد التقطيع 200kHz



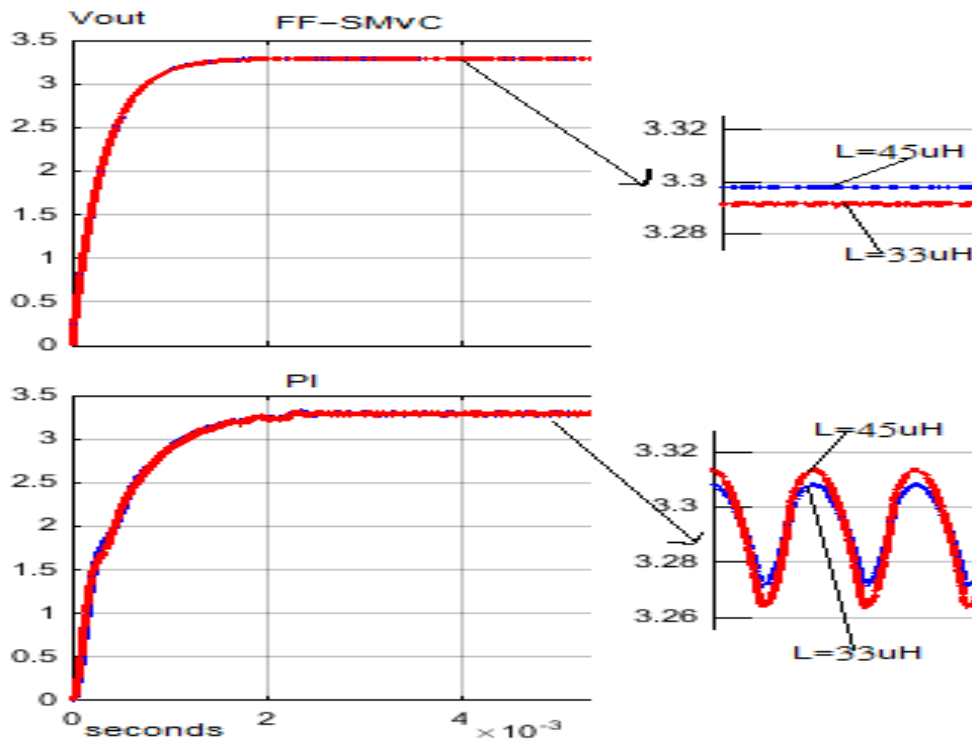
شكل 8.6 : تعرج جهد الخرج عند تطبيق المتحكم SMVC والمتحكم PI



شكل 7.6 : تعرج تيار الخرج وتيار الملف

6.3.6 دراسة أثر تغير قيم عناصر الترشيح

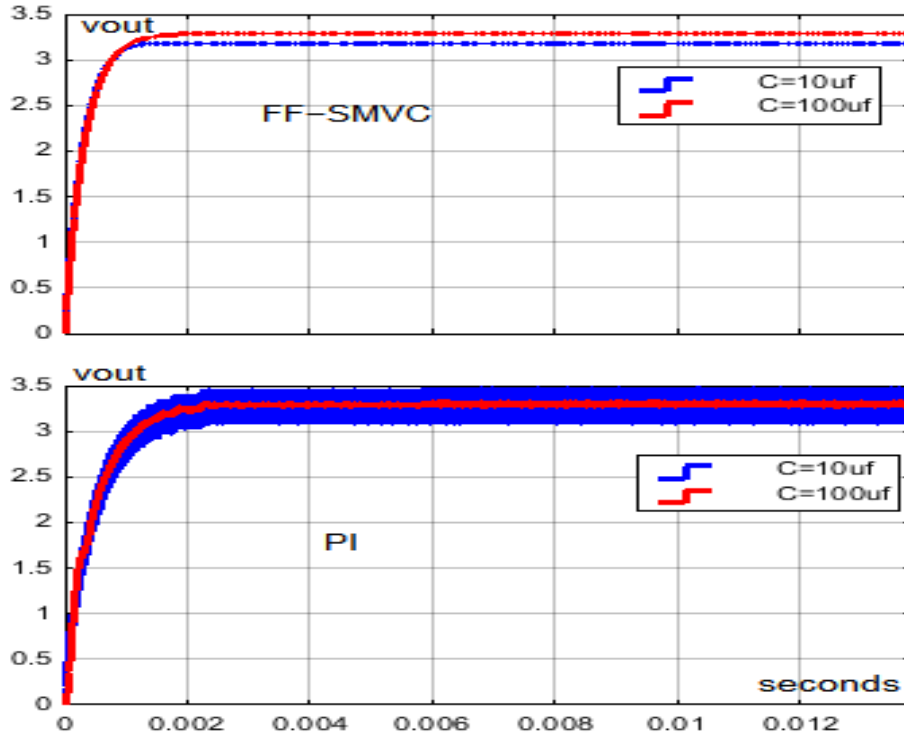
يظهر الشكل (9.6) استجابة جهد الخرج لكلا المتحكمين عند تغير قيمة ملف الترشيح من القيمة $45\mu H$ إلى القيمة $33\mu H$ ويبين هذا الشكل أن زيادة قيمة ملف الترشيح تساهم في التخفيض من الخطأ السكوني بمقدار 1% عند تطبيق المتحكم SMVC وتؤدي إلى التخفيض من تعرج جهد الخرج عند تطبيق المتحكم PI ولكن زيادة قيمة ملف الترشيح تزيد من التجاوز اللحظي الحاصل عند تبديل قيمة الحمل.



شكل 9.6 : استجابة خرج المبدل لتغير قيمة الملف

قمنا بإعادة المحاكاة للمبدل المدروس من أجل تغير قيمة مكثف الترشيح من القيمة $10\mu f$ إلى القيمة $100\mu f$ ويبين الشكل (6.6) أن زيادة قيمة المكثف تزيد من زمن استجابة المبدل بشكل بسيط ويخفض الخطأ السكوني في الحالة المستقرة وهذا الأمر يخفض أيضاً من التجاوز الحاصل عند تبديل الحمل ويترتب على ذلك زيادة في زمن إعادة الاستقرار حيث ينخفض التجاوز بنسبة 15.6% ويزداد الزمن بنسبة 15% أيضاً. ونذكر أيضاً أن هذا الأمر يعطي أداء أفضل من ناحية التخفيض من جهد التعرج عند استخدام المتحكم الخطي

.PI



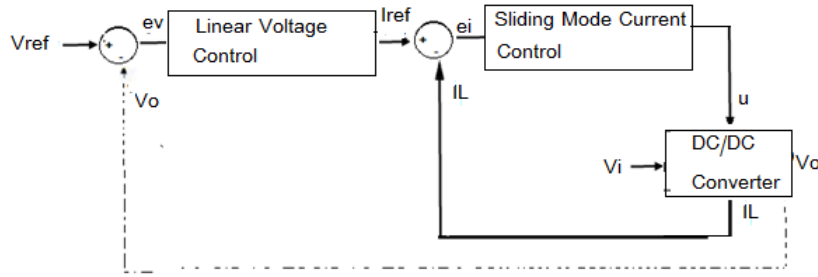
شكل 10.6 : استجابة خرج المبدل لتغير قيمة المكثفة

4.6 التحكم بتيار ملف المبدل الخافض المتزامن بالنمط المنزلق بتردد ثابت

قدمنا في الفقرة السابقة تصميم وتنفيذ لمتحكم بالنمط المنزلق من أجل تنظيم جهد الخرج في المبدل الخافض المتزامن، اعتمدنا فيه على خطأ جهد الخرج ومشتقه وتكامله كمتحولات حالة قابلة للتحكم أي قمنا بالتحكم بجزء من الحالة وأعطت نتائج جيدة أما النمط الثاني للتحكم بجزء من الحالة هو التحكم بالتيار، نناقش في الفقرات اللاحقة تطبيق هذا التحكم باستخدام التعديل بعرض النبضة (Fixed Frequency Sliding Mode Current Control) ونرمز لهذا المتحكم اختصاراً (SMCC). نقارن بين الحالتين ونقارن مع نتائج الأبحاث التي استخدمت التحكم بكامل الحالة و طبقت التحكم بالنمط المنزلق المتقطع.

تحدد متحولات الحالة بخطأ جهد الخرج وخطأ تيار الملف بالإضافة إلى حد تكاملي

بهدف جعل درجة التحكم بالنمط المنزلق بتردد ثابت من الدرجة الثانية. يعرض الشكل (11.6) حلقة التحكم التي تحقق الخوارزمية المدروسة .



شكل 11.6 : حلقة التحكم باستخدام المتحكم SMCC

تطبيق التحكم بالتيار يتطلب توليد تيار مرجعي من أجل تحديد خطأ التيار، نعرض في
الفقرة اللاحقة بعض الأفكار المقترحة من أجل توليد هذا التيار:

1.4.6 توليد المسار المرجعي للتيار

• في متحكمات التيار التقليدية باستخدام التعديل بعرض النبضة، فإن تيار الملف اللحظي
المرجعي i_{ref} يتم توليده من خلال تضخيم خطأ جهد الخرج كما في العلاقة (6.22)

$$i_{ref} = K * (V_{ref} - \beta v_o) \quad (6.22)$$

حيث v_o و V_{ref} هما جهد الخرج المرجعي وجهد الخرج اللحظي على الترتيب، β ثابت
يتعلق بتحصيل جهد الخرج، K ربح التضخيم لخطأ جهد الخرج. اختيار قيمة كبيرة
لهذا الربح يساهم في التحسين من الاستجابة الديناميكية وتقليل الخطأ السكوني لجهد
الخرج في الحالة المستقرة فإن التيار المرجعي سيكون مكافئ لتيار الملف وهذا يعني أن
 $I_{ref(ss)} = I_{L(ss)} = K * (V_{ref} - \beta V_o(ss))$ وهذا بدوره يقتضي كون $V_{ref} - \beta V_o(ss) \approx 0$ ولكنه
لايساوي الصفر تماماً. في هذه الحالة فإن استخدام أثر تكاملي لتوليد المسار المرجعي
للتيار كما في العلاقة (6.23) هو أمر متاح ولكن عادة مايهمل من أجل سهولة التصميم .

$$i_{ref} = K_p * (V_{ref} - \beta v_o) + K_i * \int (V_{ref} - \beta v_o) dt \quad (6.23)$$

• يمكن توليد التيار المرجعي عن طريق تمرير تيار الملف بمرشح تمرير مرتفع تردد قطعه من تردد تقطيع المبدل. باعتبار أن الترددات المنخفضة تنشأ عن تبديل الحمل في الخرج وذلك بهدف تنعيم إشارة التيار ورفض الاضطرابات التي قد تحدث عند تغير قيمة الحمل. يحتاج هذا الأمر إلى تحليل من أجل إيجاد الصيغة الرياضية كما أنه قد يضيف ديناميكات أخرى تزيد من درجة النظام وهنا يفترض تطبيق متحكم بالنمط المنزلق بتردد ثابت من درجة عليا أي أننا نزيد تعقيد المسألة في هذه الحالة.

بعد توليد المسار المرجعي للتيار نتابع في الفقرة التالية إيجاد تمثيل الحالة للنظام.

2.4.6 النموذج الحركي للنظام

وفق ماسبق نكتب شعاع الحالة بالعلاقة (6.24)

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ref} - i_L \\ V_{ref} - \beta * v_o \\ \int (x_1 + x_2) dt \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

حيث β نسبة من جهد الخرج تتعلق بطريقة التحصيل كما ذكرنا سابقاً و $i_{ref} = K*(V_{ref} - \beta v_o)$ نشتق شعاع الحالة السابق للحصول على نموذج النظام وفق (6.25):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\beta K}{C} i_C - \frac{v_i - v_o}{L} \\ -\frac{\beta i_C}{C} \\ (K + 1)(V_{ref} - \beta * v_o) - i_L \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

نتبع فيما يلي المبادئ التي عرضناها في الفصل السابق لإيجاد قانون التحكم بالنمط المنزلق بتردد ثابت بتيار ملف المبدل الخافض المتزامن بنمط التوصيل المستمر للتيار.

3.4.6 تشكيل سطح الانزلاق واشتقاق شرط وجود المتحكم

في هذه الحالة لدينا خيار وحيد لتعريف سطح الانزلاق وهو تركيب خطي من متحولات الحالة وفق مايلي:

$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 \quad (6.26)$$

ويصبح في هذه الحالة سطح الانزلاق تابع لمتحولين مستقلين عن بعضهما وهما خطأ جهد الخرج وخطأ تيار الملف وعلاقة هذين المتحولين ببعضهما غير خطية لذلك تسمى سطوح الانزلاق في هذه الحالة بسطوح الانزلاق اللاخطية. تمثل $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ معاملات الانزلاق و k معامل تضخيم خطأ الجهد نذكر بأن تابع التبديل u معرف بالشكل $u = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(S))$

• يتم تحقيق شرط الوجود من خلال تحقيق شرط الوصول المحلي على سطح الانزلاق $\lim_{s \rightarrow 0} S\dot{S} < 0$ نعدل هذا الشرط لتحقيق تقارب بزمن محدود ويصبح هذا الشرط وفق:
 $\lim_{s \rightarrow 0} S\dot{S} < -\eta|S|$ بالإعتماد على العلاقة (6.26) ومشتقها الزمني نحصل على شرط الوجود بالعلاقة (6.27)

$$\begin{cases} \alpha_1[-\frac{\beta K}{C}i_C + \frac{v_0}{L}] - \alpha_2\frac{\beta}{C}i_C + \alpha_3((K+1)[V_{ref-\beta v_o}] - i_L) > \eta \\ \alpha_1[-\frac{\beta K}{C}i_C + \frac{v_o-v_i}{L}] - \alpha_2\frac{\beta}{C}i_C + \alpha_3((K+1)[V_{ref-\beta v_o}] - i_L) < -\eta \end{cases} \quad (6.27)$$

بدمج الشرطين الموضحين في العلاقة (6.27) نحصل على شرط الوجود المبين في العلاقة (6.28)

$$\frac{\eta L}{\alpha_1} < -\frac{\beta L}{C}(K + (\frac{\alpha_2}{\alpha_1}))i_C + v_o - \frac{\alpha_3}{\alpha_1}Li_L + \frac{\alpha_3}{\alpha_1}L(k+1)(V_{ref} - \beta v_o) < v_i - \frac{\eta L}{\alpha_1} \quad (6.28)$$

بعد اشتقاق شرط الوجود نناقش في الفقرة التالية آلية تحقق شرط الاستقرار.

4.4.6 اشتقاق المعادلة الرياضية لقانون التحكم

إيجاد قانون التحكم المكافئ للمتحكم بالنمط المنزلق بتيار ملف المبدل الخافض المتزامن يتم تحقيقه بحل المعادلة الرياضية $\dot{S} = \alpha_1 \dot{x}_1 + \alpha_2 \dot{x}_2 + \alpha_3 \dot{x}_3 = 0$ بالنتيجة نحصل على العلاقة (6.29)

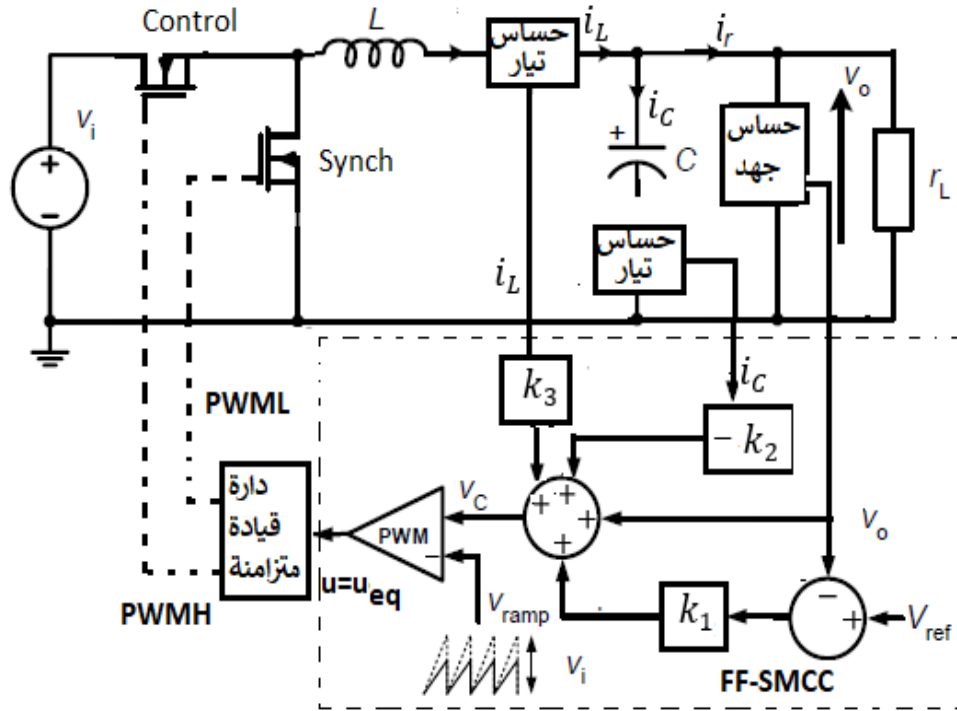
$$u_{eq} = -\frac{K_2}{v_i} i_C + \frac{v_o}{v_i} + \frac{K_1}{v_i} (V_{ref} - \beta v_o) - \frac{K_3}{v_i} i_L \quad (6.29)$$

حيث أن

$$K_1 = \frac{\alpha_3}{\alpha_1} L(k+1), K_2 = \frac{\beta L}{C} (K + (\frac{\alpha_2}{\alpha_1})), K_3 = \frac{\alpha_3}{\alpha_1} L \quad (6.30)$$

كما ذكرنا سابقاً فإن تحقيق التحكم بالنمط المنزلق بتردد ثابت وفق التعديل بعرض النبضة d يتم من خلال تحقيق المساواة $u_{eq} = d$ ونسبة التوصيل تحقق العلاقة $0 < d < 1$ بالتالي يجب أن تكون $0 < u_{eq} < 1$.

بالعودة إلى شرط وجود المتحكم الموضح في العلاقة (6.28) نلاحظ وجود الحد $\frac{\eta^* L}{\alpha_1}$ في طرفي المتراجحة بالتالي فإنه باختيار $\eta \ll \frac{\alpha_1}{L}$ يجعل من الممكن إهمال هذا الحد، وتتحقق بالتالي المتراجحة $0 < u_{eq} < 1$ وتكون المعادلة الرياضية لقانون التحكم موضحة في العلاقة (6.29) ويبين الشكل (12.6) بنية المتحكم بالتيار وفق النمط المنزلق بالمبدل الخافض المتزامن:



شكل 12.6 : سطح الانزلاق والمسار اللحظي لمسار متحولات الحالة

5.4.6 شرط الاستقرار

لاحظنا عند تطبيق التحكم بالجهد أنه لإختيار معاملات الانزلاق دور أساسي في تحقيق شرط الاستقرار وغالباً ما يتم تحديدها من خلال المطابقة مع استجابة ديناميكية مرغوبة. لا يمكن اعتماد نفس النهج مع متحكمات التيار باستخدام النمط المنزلق بتردد ثابت وذلك بسبب الطبيعة اللاخطية لسطح الانزلاق الذي ينتج تركيب لاخطي للجهد والتيار باعتبارها متحولات حالة للنظام وليس بالسهولة إيجاد حل تحليلي لها من أجل مبدلات الاستطاعة الأخرى (تكون العلاقة لاخطية بشكل واضح في أنواع المبدلات المشتقة من المبدل الرافع للجهد). اعتماد قانون التحكم المكافئ الذي تم استنتاجه يسمح باشتقاق سطح الانزلاق الحركي المثالي وبعدها إجراء تحليل من أجل إيجاد نقطة التوازن للنظام والمرحلة الأخيرة اشتقاق شروط الاستقرار وفق المنهجية الموضحة بدقة في الفصل السابق ونفضل هذه الخطوات في هذه الفقرة:

(1). اشتقاق ديناميك الانزلاق المثالي:

استبدال u بإشارة التحكم u_{eq} يصبح لدينا مشتق متحولات الحالة الأساسية للمبدل الخافض المتزامن كما في العلاقة (6.31)

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_i}{L}u_{eq} - \frac{v_o}{L} \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_o}{RC} \end{cases} \quad (6.31)$$

استبدال u_{eq} بقيمتها وفق العلاقة (7.1) نحصل على العلاقة (6.32) التي تمثل معادلات الحالة الحركية للانزلاق المثالي الناتجة عن تطبيق متحكم بتيار ملف المبدل الخافض المتزامن باستخدام النمط المنزلق.

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{K_2}{L}(i_L - \frac{v_o}{R}) + \frac{K_1}{L}(V_{ref} - \beta v_o) - \frac{K_3}{L}i_L \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_o}{RC} \end{cases} \quad (6.32)$$

الخطوة الثانية هي تحديد نقطة التوازن على سطح الانزلاق المثالي.

(2). إيجاد نقطة توازن النظام:

بفرض وجود نقطة توازن مستقرة على سطح الانزلاق، وهي النقطة التي يتجه نحوها ديناميك الانزلاق المثالي. عند نقطة التوازن هذه تتحقق المساواة التالية $\frac{di_L}{dt} = \frac{dv_o}{dt} = 0$ باستبدال كل من $\frac{di_L}{dt}$, $\frac{dv_o}{dt}$ بقيمته الرياضية المبينة في العلاقة (6.32) تكون نقطة التوازن في الحالة المستقرة معرفة بالعلاقة (6.35)

$$I_L = (K + 1)(V_{ref} - \beta V_o) = \frac{V_o}{R_L} \quad (6.33)$$

حيث I_L, V_o, R_L مقاومة الحمل، جهد الخرج و تيار الملف عند نقطة التوازن في الحالة المستقرة على الترتيب. بعد إيجاد نقطة التوازن نحدد مصفوفة الجاكوبي حول هذه النقطة وفق الخطوة الثالثة التالية.

(3). تقريب نموذج الانزلاق المثالي إلى نموذج خطي:

إيجاد التقريب الخطي المكافئ لنموذج الانزلاق المثالي حول نقطة التوازن المستقرة وفق مايلي (6.34)

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = a_{11}\tilde{i}_L - a_{12}\tilde{v}_o \\ \frac{d\tilde{v}_o}{dt} = a_{21}\tilde{i}_L - a_{22}\tilde{v}_o \end{cases} \quad (6.34)$$

حيث أن

$$\begin{cases} a_{11} = -\frac{K_2+K_3}{L} \\ a_{12} = \left(\frac{K_2}{LR} - \frac{BK_1}{L}\right) \\ a_{21} = \frac{1}{C} \\ a_{22} = -\frac{1}{RC} \end{cases} \quad (6.35)$$

نكتب المعادلة المميزة للنظام الموضح في العلاقة (6.34) وفق العلاقة (6.36)

$$s^2 - (a_{11} + a_{22})s + a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = 0 \quad (6.36)$$

يكون هذا النظام مستقر في حال تحققت الشروط الموضحة في العلاقة (6.37)

$$\begin{cases} a_{11} + a_{22} = -\frac{K_2+K_3}{L} - \frac{1}{RC} < 0 \\ a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = \frac{K_2+K_3}{L} * \frac{1}{RC} - \left(\frac{K_2}{LR} - \frac{BK_1}{L}\right)\frac{1}{C} > 0 \end{cases} \quad (6.37)$$

لأجل الحالة $a_{11} + a_{22} < 0$ فإن شرط الاستقرار الأول يكون:

$$K_2 + K_3 > 0 \quad (6.38)$$

لأجل الحالة الثانية يكون شرط الاستقرار

$$\frac{K_3}{R} < BK_1 \quad (6.39)$$

بعد تحديد شرطي الاستقرار وفق العلاقتين السابقتين، نقدم في الفقرة اللاحقة معايير اختيار معاملات الانزلاق و ربح التضخيم الذي يحدد قيمة التيار المرجعي.

6.4.6 اختيار معاملات الانزلاق و ربح التضخيم

بالعودة إلى قانون التحكم الموضح في العلاقة (6.29) نلاحظ أن معاملات المتحكم محددة ب K_1, K_2, K_3 وحسب العلاقة (6.30) لدينا ثلاث معادلات بأربع مجاهيل، تتمثل هذه المجاهيل

بمعاملات الانزلاق و ربح التضخيم. تحديد قيم المجاهيل في هذه الحالة يتم بداية عن طريق تغيير قيم معاملات المتحكم للتأكد من استجابة المتحكم لهذه المعاملات ومن ثم يتم اجراء توليف لهذه المعاملات بهدف الحصول على أفضل استجابة. لاحظنا بداية النقاط التالية :

(1). زيادة قيمة $K1$ تسرع الوصول إلى الحالة المستقرة أي أنها تسرع زمن استجابة المبدل لكنها تؤدي إلى حدوث تجاوز في المرحلة العابرة.

(2). زيادة قيمة $K2$ تعمل على تسريع النظام لكنها تخفف من التجاوز الحاصل بسبب زيادة قيمة $K1$ وتخفف من النبضات الحادة لتيار الملف الحاصلة عند تغيرات مقاومة الحمل.

(3). الزيادة الصغيرة في قيمة $K3$ تخفض التجاوز بشكل ملحوظ ولكنها تزيد من زمن استجابة المبدل وتزيد خطأ الحالة المستقرة

بأخذ النقاط السابقة بعين الاعتبار اعتمدنا على الاستراتيجية التالية لتصميم المتحكم: أخذنا أعلى قيمة ممكنة لكل من $K1$ و $K2$ وقيمة صغيرة عشوائية لـ $K3$ بحيث يكون النظام أسرع ما يكون وبدون وجود تجاوز وغيرنا قيمة الحمل بين أعلى حد ممكن وأدنى حد ممكن وقمنا بتعديل قيم كل من $K1, K3$ بهدف المحافظة على شكل الاستجابة. باعتماد هذه الإستراتيجية كانت قيم معاملات المتحكم وفق مايلي:

$$K_1 = \frac{\alpha_3}{\alpha_1} L(k+1) = 1000 \quad (1)$$

$$K_2 = \frac{\beta L}{C} (K + \frac{\alpha_2}{\alpha_1}) = 800 \quad (2)$$

$$K_3 = \frac{\alpha_3}{\alpha_1} L = 0.1 \quad (3)$$

القيم السابقة للمعاملات تحقق شرطي الاستقرار (6.38) و (6.39) وبالتالي يمكن تحديد قيمة ربح التضخيم وتحديد العلاقة بين معاملات الانزلاق وفق العلاقة (6.40):

$$K = 9999, \frac{\alpha_2}{\alpha_1} = -8221.2, \frac{\alpha_3}{\alpha_1} = 2222.2 \quad (6.40)$$

تؤول مسألة التحكم إلى تحديد قيم معاملات الانزلاق $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ وهذا الأمر يتم وفق العلاقة السابقة و وفق شرط الوجود المبين في العلاقة (6.28) الذي يحقق التقارب بزمن منته من

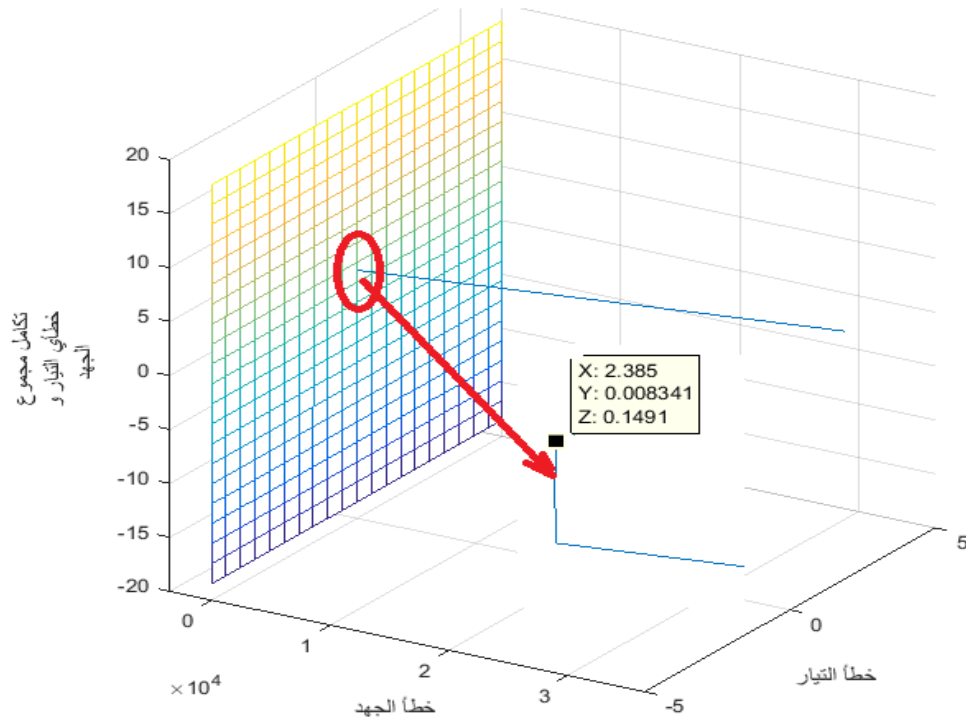
سطح الانزلاق ويجعل $0 < u_{eq} < 1$. اختيار $\eta = \frac{1}{9} * 10^5$ $\alpha_1 = 5$ يحقق التقارب من سطح
الانزلاق بزمن $2.64s > t_{reach}$ وهو أكبر من زمن الانزلاق في الحالة السابقة.

5.6 نتائج تطبيق المتحكم بالتيار (SMCC)

تختص هذه الفقرة بعرض نتائج المحاكاة للمتحكم SMCC الذي قمنا بتصميمه في الفقرات
السابقة ونركز على نقاط الاختلاف الأساسية مع النتائج التي حصلنا عليها عند تطبيق
المتحكم SMVC. حيث نركز هنا على المقارنة بين جهدي خرج المتحكمين عند التغيرات
الحاصلة على خط الدخل وتغيرات مقاومة الحمل بالإضافة إلى المقارنة بين سرعتي
الوصول إلى سطحي الانزلاق.

1.5.6 سطح الانزلاق ومسار متحولات الحالة

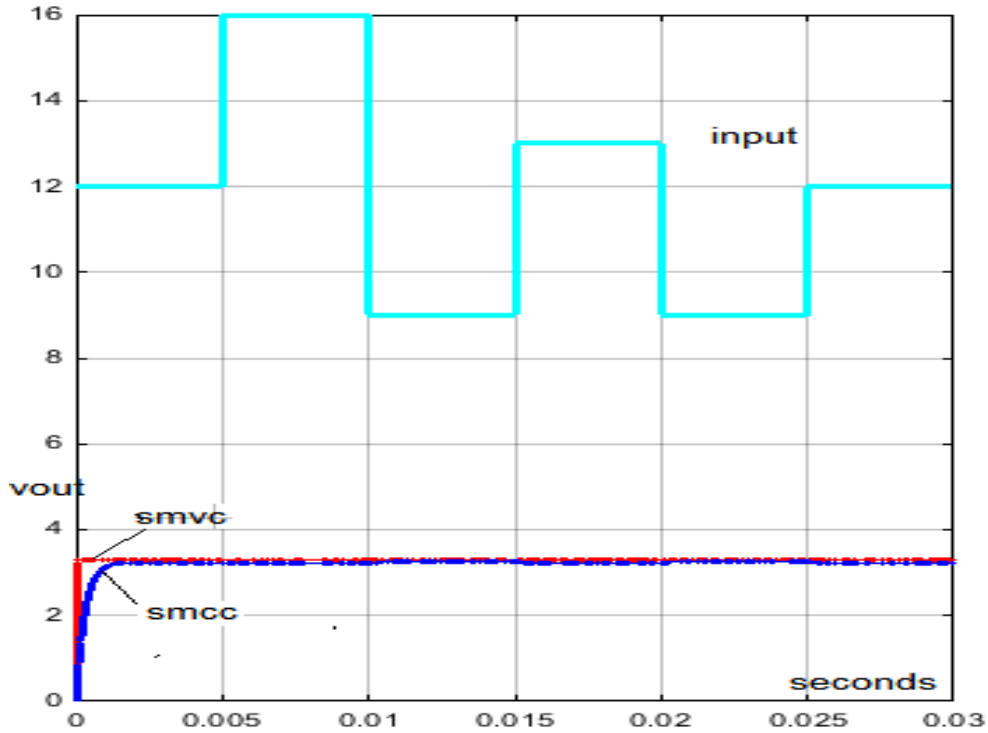
نعرض بداية في الشكل (13.6) سطح الانزلاق الناتج عن اختيار المعاملات السابقة ونلاحظ
تحرك المنحني اللحظي لمتحولات الحالة باتجاه هذا السطح لينزلق عليه ويقترب من نقطة
التوازن المستقرة، حيث تلعب قيمة ربح التضخيم دور مهم في تحديد نقطة التوازن ويحقق
الاختيار السابق لمتحولات الانزلاق و لـ η زمن تقارب $2.64s > t_{reach}$.



شكل 13.6 : سطح الانزلاق والمسار اللحظي لمسار متحولات الحالة

2.5.6 دراسة تغيرات خط الدخل

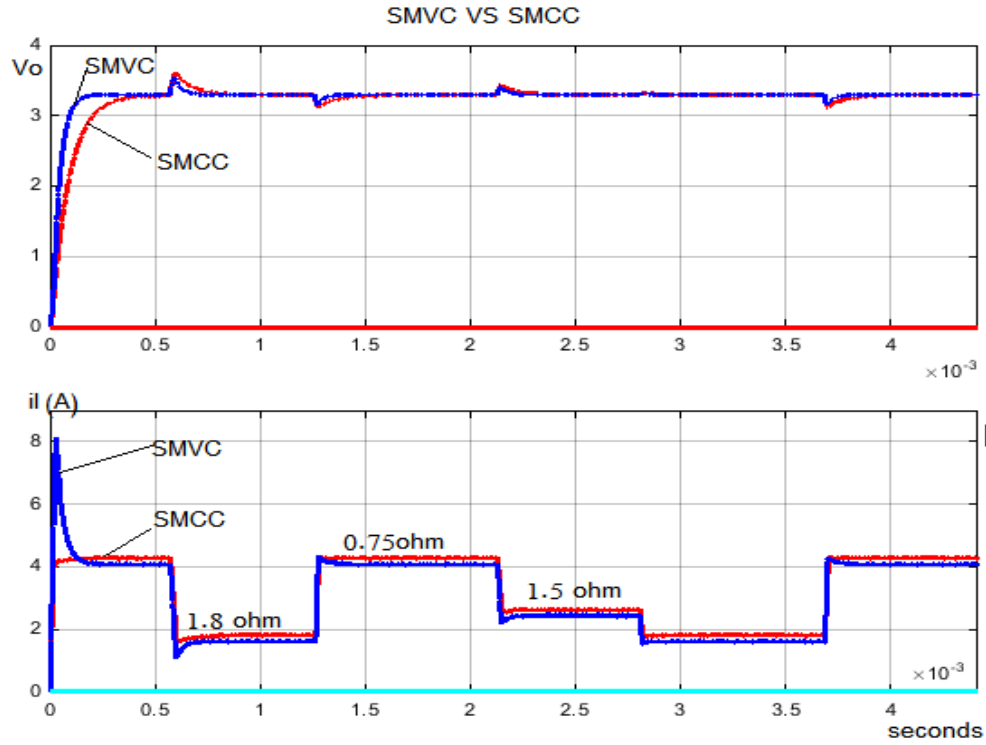
يوضح الشكل (14.6) استجابة خرج المبدل للتغيرات الحاصلة على خط الدخل. وهنا يظهر التطابق في أداء كلا المتحكمين في الحالة المستقرة وذلك لأجل مجال دخل $[9V, 16V]$ حيث نسبة التجاوز الحاصلة نتيجة تغيير قيمة جهد الدخل تبلغ 0.6% من قيمة جهد الخرج المرغوب



شكل 14.6 : تغيرات جهد الخرج الناتجة عن تغير جهد الدخل

3.5.6 دراسة تغيرات مقاومة الحمل

ذكرنا سابقاً أن زمن الوصول إلى سطح الانزلاق عند تطبيق المتحكم SMVC يحقق $t_{reach} > 80ms$. يترتب على ذلك زيادة في سرعة استجابة خرج المبدل في المرحلة العابرة، ينعكس هذا الأمر على ظهور نبضات حادة في تيار الملف عند تبديل قيمة الحمل. يمكن التخفيف من حدة هذه النبضات عند تطبيق المتحكم SMCC حيث تؤدي زيادة قيمة المعامل $K2$ دور أساسي في هذه العملية. يبين الشكل (15.6) مقارنة بين أداء المتحكمين عند تبديل قيمة الحمل ويتضح أن كلا المتحكمين يحقق استجابة سريعة، ونلاحظ زيادة زمن استقرار المتحكم SMVC عن زمن استقرار المتحكم SMCC بنسبة 20%، أما التجاوز الحاصل عند تبديل الحمل فهو بنفس القيمة عند تطبيق كلا من المتحكمين



شكل 15.6 : مقارنة بين أداء المتحكم بالجهد والمتحكم بالتيار

الفرق الأساسي بين أداء المتحكمين هو أن تيار الملف عند تطبيق المتحكم SMCC غير مشوه بنبضات حادة عند لحظة الإقلاع وعند تغيرات قيمة الحمل حيث تأتي هذه النبضات من الاستجابة الديناميكية السريعة لجهد خرج المبدل عند تطبيق المتحكم SMVC.

6.6 مقارنة نتائج المحاكاة لتطبيق التحكم بالتيار بمبدل خافض متزامن مع الأبحاث السابقة

مقارنة النتائج التي تم عرضها في الفقرة السابقة مع النتائج التي تم الحصول عليها في البحث [28] ، الذي تم فيه تطبيق المتحكم SMC مع تردد تقطيع متغير بالاعتماد على حلقة البطء وبألية مختلفة لتوليد التيار المرجعي، تم تنظيمها ضمن الجدول التالي

Simulation Results of FF-SMCC										
start up-Region		Line Variations				Load Variations				
SMCC	M _p	T _s (S)	V _{in} =12V to 16V		V _{in} =16V to 9V		R=(2 to 3.3) ohm		R=(2 to 1) ohm	
			M _p	T _s (S)	M _p	T _s (S)	M _p	T _s (S)	M _p	T _s (S)
	nil	0.2ms	0.02V	1ms	0.03V	1ms	0.02V	0.05ms	0.07V	0.8ms
PI	nil	4ms	1.2V	2ms	1.7V	5ms	0.3V	0.8ms	0.5V	0.4ms

Simulation Results of International Journal of Applied Engineering
Research ISSN 0973-4562 Volume 13, Number 11 (2018) pp, 9969-9977

start up-Region		start up-Region				Load Variations				
SMC	M _p	T _s (S)	V _{in} =21V to 16V		V _{in} =21V to 24V		R=(2 to 4) ohm		R=(2 to 1) ohm	
			M _p	T _s (S)	M _p	T _s (S)	M _p	T _s (S)	M _p	T _s (S)
SMC	nil	0.04	0.1V	0.1ms	0.1V	0.1ms	nil	nil	nil	nil
PI	nil	0.038	2.1V	20ms	2.1V	20ms	0.01V	0.1ms	0.01V	0.1ms

يتضح من النتائج السابقة ومن الأشكال التوضيحية :

(1). تطبيق المتحكم *SMVC* أعطى استجابة ديناميكية أسرع من المتحكم *SMC* الذي تم تنفيذه باستخدام حلقة البطء [28].

(2). معالجة تغيرات خط الدخل تمت بطريقة أفضل عند تطبيق المتحكم *SMVC* حيث تم التخفيض بنسبة 20 % من التجاوز الحاصل في مطال الاستجابة من القيمة 0.1V عند استخدام *SMC* مع حلقة بطء إلى 0.02V عند استخدام *SMVC* لكنه يحتاج إلى زمن أكبر لإعادة الاستقرار ونشير هنا إلى أن هذا الزمن في كلا الحالتين صغير من رتبة ميلي ثانية .

(3). معالجة تغيرات مقاومة الحمل : في البحث [28] لم يذكر حدوث أي تغيير في جهد الخرج عند تطبيق *SMC* ولكن عند تطبيق خوارزمية العمل وفق التعديل بعرض النبضة تبين حدوث تجاوز وبقيمة صغيرة تبلغ 0.02V وقد يصل هذا التجاوز إلى 0.2V عند الانتقال من القيمة الدنيا للحمل إلى القيمة العظمى له. هذا التجاوز هو استجابة لتغيرات مقاومة الحمل ولكن هذا التغير بشكل لحظي وسريع حيث كان الزمن اللازم لإعادة الاستقرار من رتبة 0.01ms

(4). اختيار قيم عناصر الترشيح: يمكن أن يتم اختيار قيم عناصر الترشيح مع وجود القليل من الإرتياب لهذه القيم طالما أن قانون التحكم يساهم في تعويض فرق هذه القيم عن القيم المطلوبة ولكن هذا الإختيار يفترض أن يتم مع احترام العلاقات التصميمية من أجل ضمان بقاء العمل في نمط التوصيل المستمر للتيار، وهذا الأمر يحدده المصمم وفق الإمكانيات المتاحة لديه و وفق المعايير التي يريد تحقيقها.

(5). تطبيق المتحكم بالتيار SMCC يخفف من التغيرات المفاجئة التي قد يعاني منها تيار الملف عند تبديل مقاومة الحمل وذلك في حال تطبيق المتحكم الخطي PI أو كلا المتحكمين SMC و SMVC

قدمنا في هذا الفصل دراسة تحليلية لاستنتاج قانون التحكم الموافق لكلا المتحكمين المدروسين، قمنا بإجراء محاكاة للنظام المدروس في بيئة ماتلاب باستخدام مكتبة simpower، أجرينا مقارنة بين أداء المتحكمين وكذلك أجرينا مقارنة مع النتائج التي تم عرضها في إحدى المقالات المنشورة حديثاً [28] والتي تناولت تطبيق التحكم بالنمط المنزلق بحلقة بطاء وعرضنا في النهاية التوصيات والنتائج التي حصلنا عليها. نعرض في الفصل القادم إمكانية التطبيق العملي لكلا المتحكمين على المبادل الخافض المتزامن بنمط التوصيل المستمر للتيار ونقدم النتائج التي حصلنا عليها.

الفصل 7

الاختبارات العملية

يعرف هذا الفصل بيئة العمل ويعرض إمكانية التطبيق العملي لقانوني التحكم بالجهد والتحكم بالتيار على المبدل الخافض المتزامن وفق النمط المنزلق، التي تم اشتقاقها ومناقشتها في الفصول السابقة، يذكر الصعوبات والمشاكل التي تواجه تنفيذ مثل هذه القوانين ويعرض النتائج ويناقشها.

1.7 توصيف بيئة العمل ومعطياتها

تم تصميم مبدل استطاعة خافض متزامن وفق ماورد في الفصل (2). استخدمنا حساس تيار ذو حساسية $0.625V/A$ ، اخترنا جهد مرجعي $V_{ref} = 1.624V$ وبالتالي فإن نسبة تحصيل جهد الخرج $\beta = \frac{V_{ref}}{V_{od}} = 0.4921V/V$ كما ذكرنا في الفصل (2) استخدمنا ترانزستورات قدرة من النمط (IRLU7821) ودارة قيادة متزامنة من النوع (ISL6594D). تنفيذ قانون التحكم الرقمي تم باستخدام المتحكم Atxmega128A1 مع البيئة البرمجية (Atmel Studio 6.2)، تم تحقيق الاتصال مع الحاسب عن طريق بوابات تسلسلية واستخدام برنامج (Qt) من أجل إظهار المعلومات المتعلقة بالمبدل ولا سيما تحصيل قيمة جهد الخرج بالزمن الحقيقي.

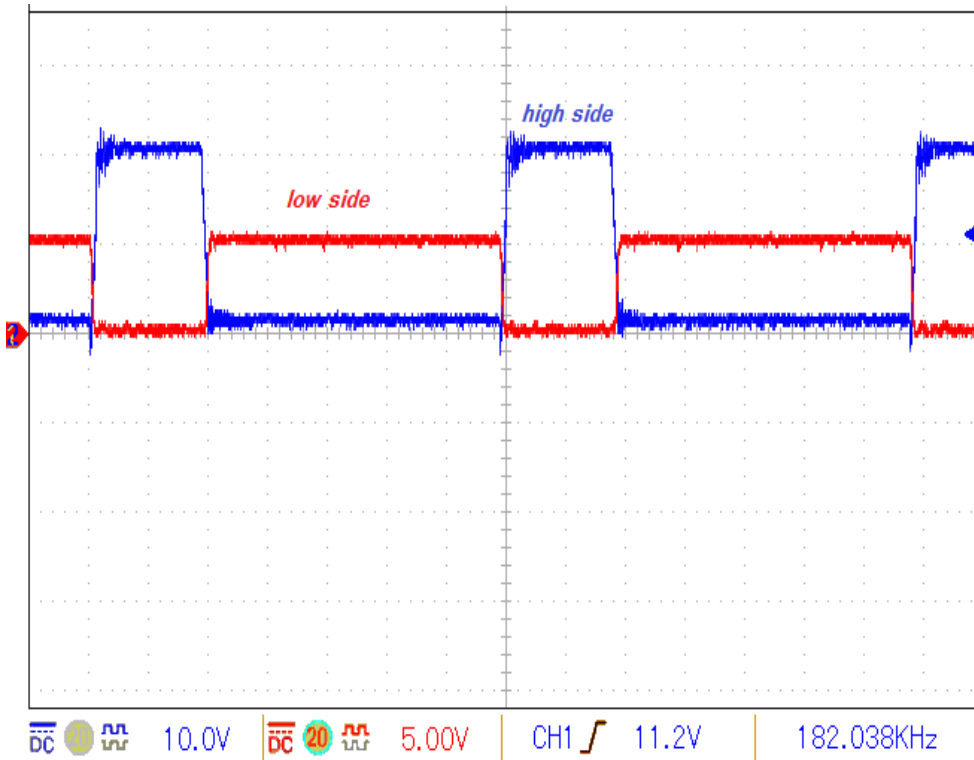
نعرض في الجدول 1.7 المواصفات التصميمية للمبدل المدروس: ع

المواصفات	المعامل	القيم الاسمية
جهد الدخل	v_i	12V
المكثفة	C	10 μ F
الملف	L	45 μ H
تردد التقطيع	f_s	180kHz
مقاومة الحمل الدنيا	R_{min}	1 Ω
مقاومة الحمل العظمى	R_{max}	4 Ω
جهد الخرج المرغوب	V_{od}	3.3V
جهد الخرج اللحظي	v_o	—

جدول 1.7 : المواصفات التصميمية للمبدل الخافض المتزامن

1.1.7 أشكال إشارات القيادة

توضح الأشكال (1.7)،(2.7)،(3.7) إشارات قيادة كل من ترانزستور الجزيئين العلوي والسفلي في الحلقة المفتوحة ويتضح من هذه الأشكال أن الزمن الميت متكيف ويتعلق بجهد النقطة المشتركة بين الترانزستورين كما بينت النشرة الفنية الخاصة بدارة القيادة (ISL6594D).

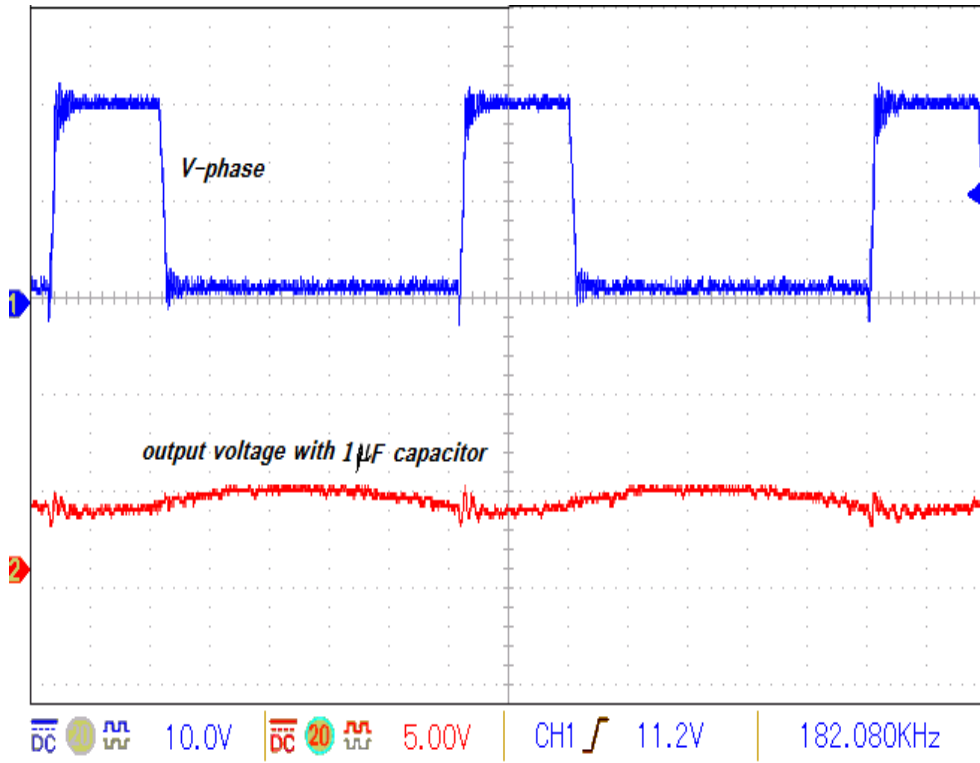


شكل 1.7 : إشارات قيادة المبدل الخافض المتزامن

2.1.7 ملاحظات عملية

ملاحظة (1):

القيمة الاسمية لمكثفة الخرج تم اختيارها بهدف الحصول على جهد تعرج قيمته $33mV$. أجرينا بعض الإختبارات لأجل قيم مختلفة للمكثفة . يعرض الشكل (4.7) توضيح لجهد النقطة المشتركة بين الجزء العلوي والجزء السفلي وكذلك يوضح جهد الخرج عند الحمل الاسمي لأجل مكثفة قيمتها $1\mu F$.



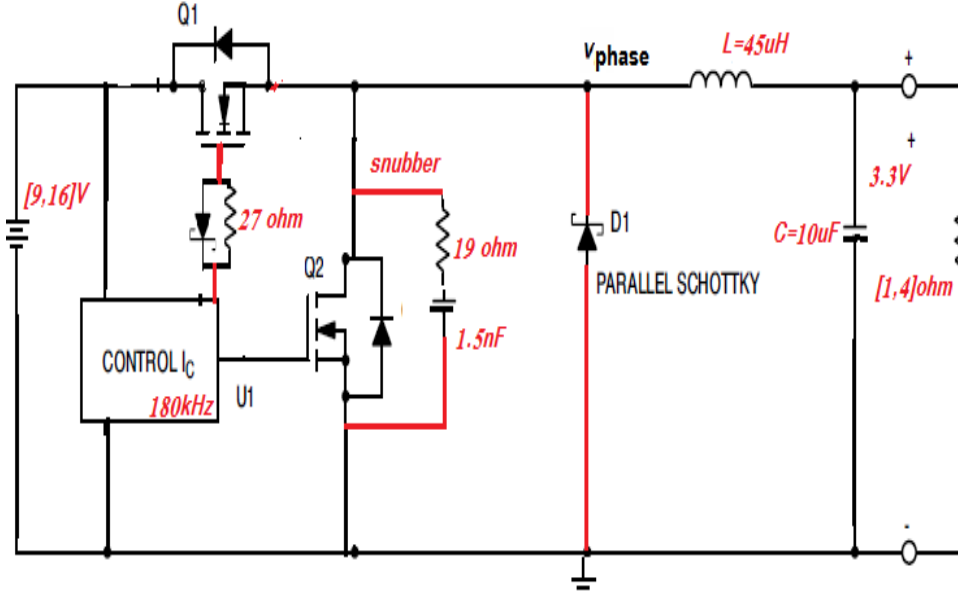
شكل 4.7 : جهد النقطة المشتركة وجهد الخرج

ملاحظة (2):

يتضح من الأشكال السابقة أن جهد النقطة المشتركة يعاني من وجود ظاهرة رنين، تنتج هذه الظاهرة عن التحريضية الشاردة الناتجة عن كلا الموسفتين وعن (PCB) الدارة المصنعة، كذلك ينتج عن سرعة تشغيل وإطفاء ترانزستور التحكم. قمنا بمعالجة هذه الظاهرة من خلال إضافة دارة (RC Snubber) وإضافة مقاومة على قاعدة ترانزستور القيادة بالإضافة

إلى استخدام مقاومة تسلسلية مع مكثفة (bootstrap)، لتصبح الدارة التي تم تصميمها مبينة في الشكل (8.7). تنفيذ الحلول السابقة أدى إلى حدوث ضياع في الاستطاعة قيمته المقاسة

120mW



شكل 5.7 : دائرة المبدل الخافض المتزامن العملية

نعرض في الفقرة اللاحقة نتائج تطبيق التحكم بالجهد على المبدل الخافض المتزامن وهنا ننوه إلى أن تردد تحصيل العينات في المعالج من أجل تطبيق قانون التحكم الرقمي يجب أن يكون على الأقل مساوي لتردد التقطيع ومحدود بضعفي هذا التردد وذلك لتحقيق تردد نيكوست مع الأنظمة المتقطعة.

2.7 نتائج تطبيق المتحكم SMVC على المبدل الخافض المتزامن

نحدد في هذه الفقرة معاملات المتحكم ونركز الدراسة على ثلاثة نقاط أساسية وهي: دراسة تغيرات مقاومة الحمل، دراسة تغيرات جهد الدخل وقياس المردود الفعلي للمبدل:

1.2.7 معاملات المتحكم

استنتجنا في فصل المحاكاة السابق أن تحقيق متحكم SMVC بحزمة تمرير $10kHz$ يتم من خلال اختيار القيم التالية للمعاملات :

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} = 125667.6s^{-1} \quad , \quad \frac{\alpha_3}{\alpha_2} = 3948086999s^{-2}$$

في التطبيق العملي حددنا قيمة الجهد المرجعي بـ $V_{ref} = 1.624V$ وأصبحت إشارة التحكم:

$$u_{eq} = \frac{(-0.2482i_C + 0.49 * v_o + 5.7988(1.624 - 0.49 * v_o))}{v_i}$$

بتطبيق إشارة التحكم السابقة كانت قيمة الخرج الوسطي في حالة اللاحمل مساوية لـ $3.27V$. قمنا بتغيير مقاومة الحمل ضمن المجال $R \in [1\Omega, 4\Omega]$ ولخصنا النتائج التي حصلنا عليها في الفقرة التالية

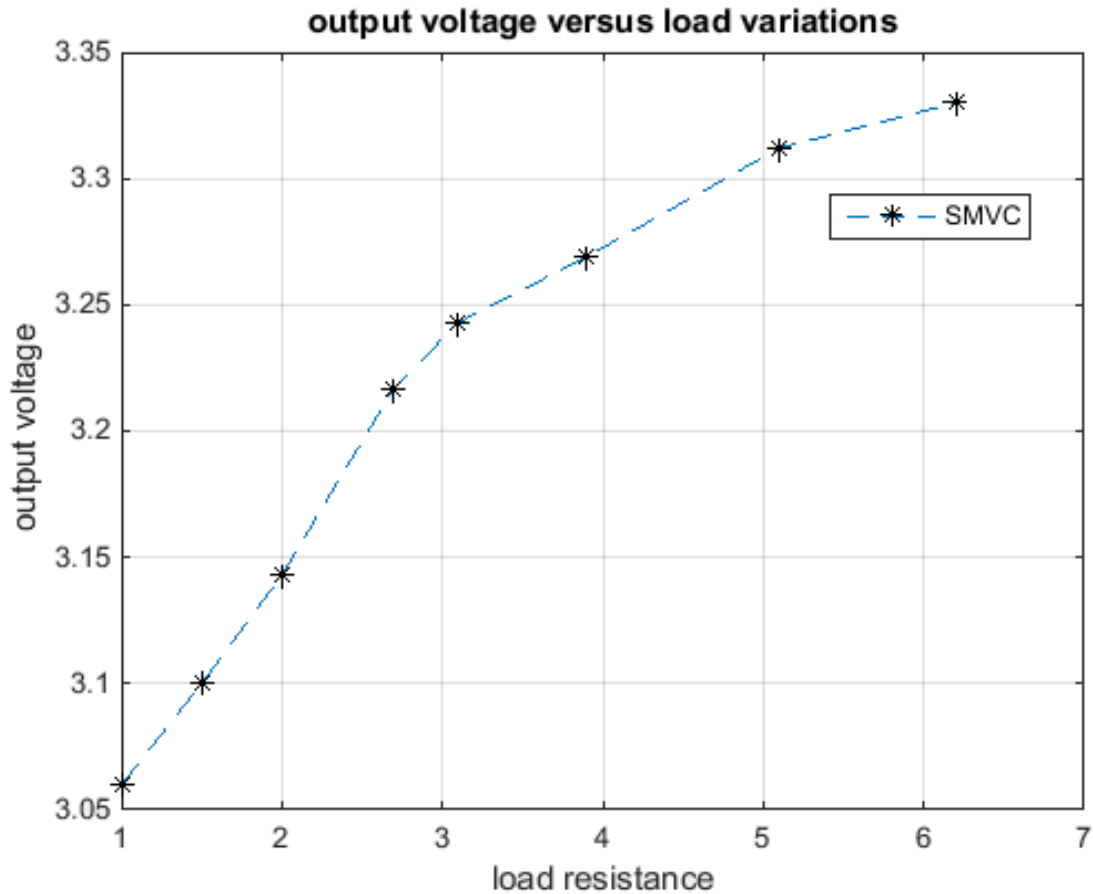
2.2.7 دراسة تغيرات مقاومة الحمل

الجدول (2.7) يظهر عدة نقاط تشغيل للمبدل والشكل (11.7) يظهر تغيرات جهد الخرج المستمر المقاس بالنسبة لمقاومة الحمل عند نقاط التشغيل السابقة. عند الحمل الكامل ونقصد بالحمل الكامل أن $R = 1\Omega$ فإن قيمة جهد الخرج الوسطية مساوية لـ $3.23V$ وهي تختلف بنسبة 2% عن جهد الخرج المرغوب. نلاحظ من النتائج المرفقة أن القيمة الوسطية لجهد الخرج تزداد بزيادة مقاومة الحمل ضمن المجال المدروس ولكنها تبقى أقل من قيمة الجهد المرغوب V_{od} وذلك ضمن المجال $[3.9\Omega, 1\Omega]$ ويحقق المبدل ضمن

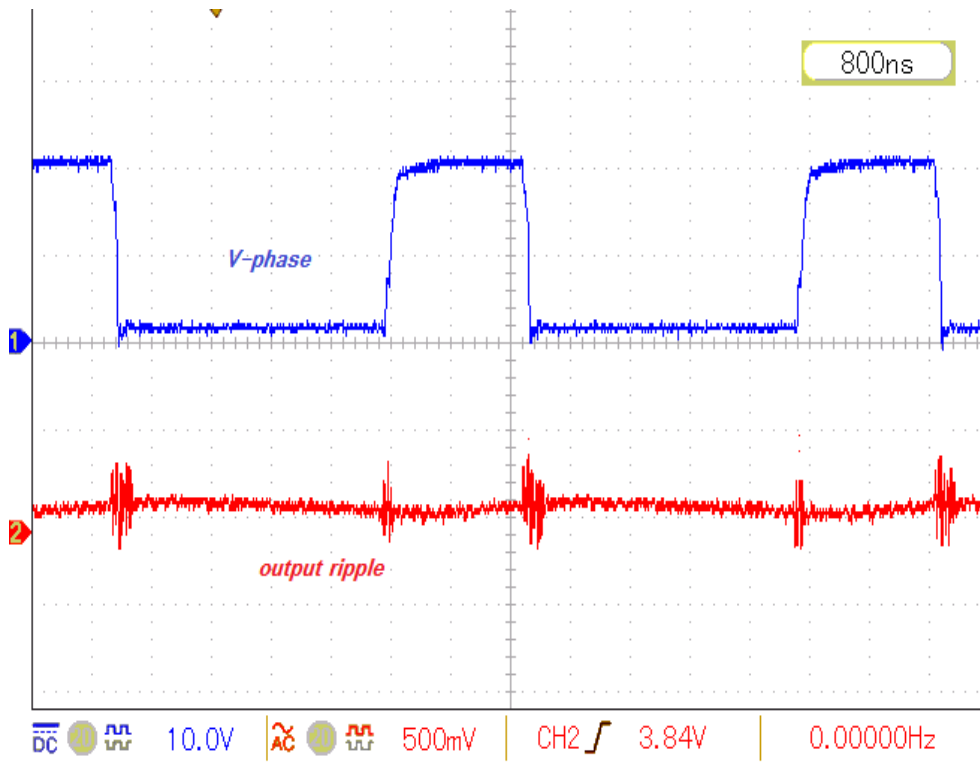
هذا المجال تنظيم جيد لجهد الخرج تجاه تغيرات الحمل، حيث تختلف قيمة جهد الخرج على كامل هذا المجال بمقدار $0.120V$ وتكون بالتالي نسبة تنظيم الحمل هي 3.6% من جهد الخرج الوسطي الموافق للحمل الإسمي.

جهد الدخل ($12V$)			
تيار الخرج (A)	تيار الدخل (A)	جهد الخرج (V)	مقاومة الحمل (Ω)
3.37	0.97	2.9	0.68
2.57	0.8	3.23	1
1.948	0.61	3.35	1.5
1.402	0.41	3.218	2
0.989	0.29	3.288	3.1
0.846	0.26	3.315	3.9
0.629	0.19	3.355	5.1
0.527	0.16	3.375	6.2
			$\eta_{minimumload}$
			$\eta_{nominalload}$
			$\eta_{fullload}$

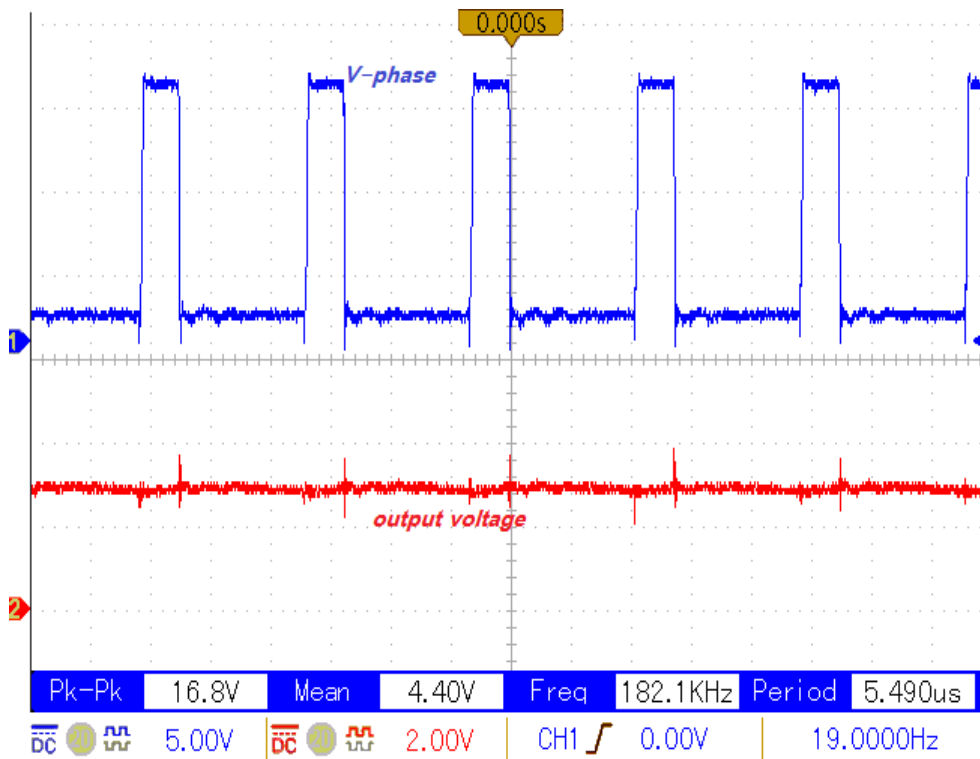
جدول 2.7 : تغيرات نقاط التشغيل للمبدل بدلالة تغيرات مقاومة الحمل



شكل 6.7 : تغيرات جهد الخرج بدلالة تغيرات مقاومة الحمل



شكل 7.7 : تعرج جهد الخرج بعد تطبيق قانون التحكم SMVC



شكل 8.7 : جهد الخرج بعد تطبيق قانون التحكم SMVC

3.2.7 دراسة تغيرات جهد الدخل

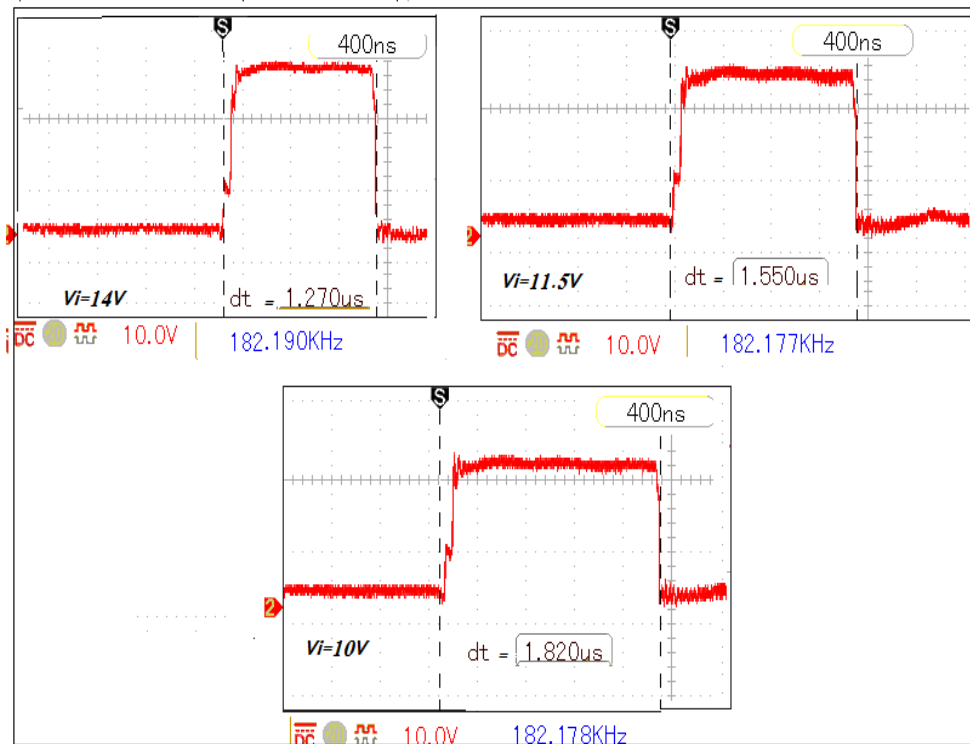
عند الحمل الإسمي قمنا بتغيير قيمة جهد الدخل ضمن المجال [9 15] $V_{in} \in$ فحصلنا على النتائج المرفقة في الجدول (7.7)، الشكل (9.7) يوضح أن زيادة قيمة جهد الدخل تؤدي إلى نقصان عرض نبضات القيادة الموافقة بما يحقق تنظيم لجهد الخرج، حيث تؤدي زيادة جهد الدخل إلى الزيادة في جهد الخرج ضمن حدود التنظيم كما يوضح الشكل (10.7).

مقاومة الحمل (3.9Ω)			
تيار الدخل (A)	تيار الخرج (A)	جهد الخرج (V)	جهد الدخل (V)
0.27	0.801	3.147	10
0.28	0.819	3.215	10.2
0.28	0.844	3.313	10.5
0.27	0.841	3.285	11
0.25	0.844	3.312	12
0.22	0.843	3.304	13
0.21	0.851	3.324	14.4
0.20	0.846	3.314	14.7
93.3%			$\eta_{vin=10v}$
91.6%			$\eta_{vin=12v}$
95.4%			$\eta_{vin=14.7v}$

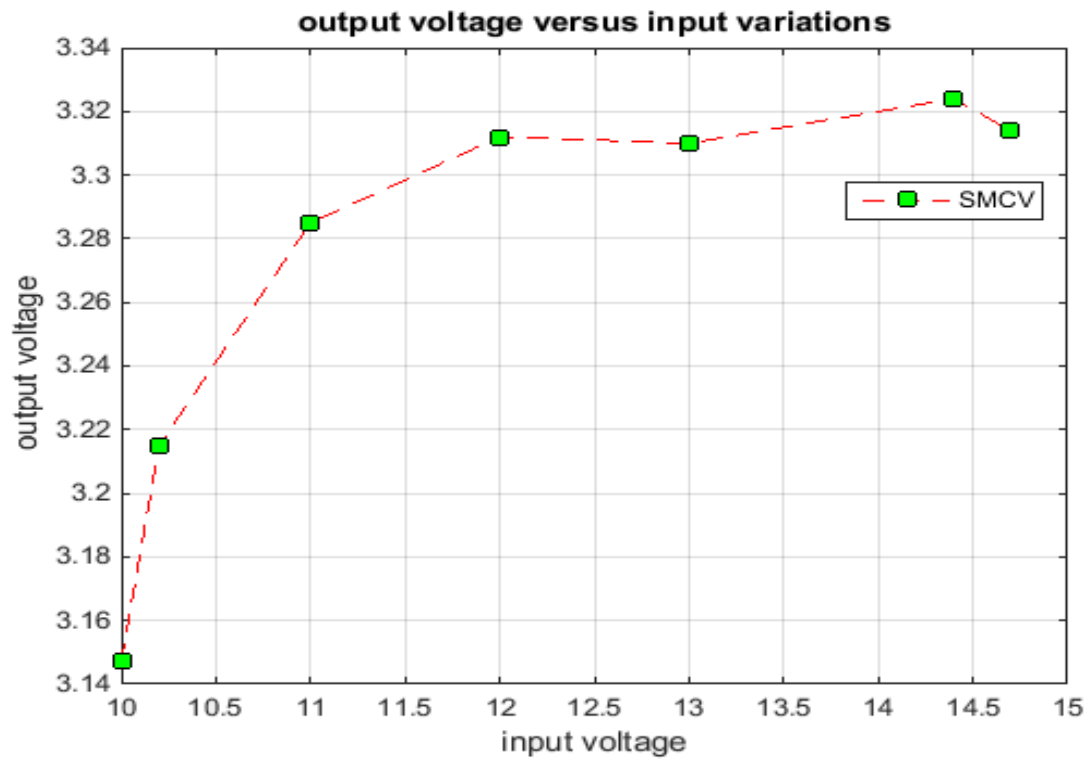
جدول 3.7 : تغيرات نقاط التشغيل للمبدل بدلالة تغيرات الدخل عند الحمل الأصغري

مقاومة الحمل (2Ω)			
تيار الدخل (A)	تيار الخرج (A)	جهد الخرج (V)	جهد الدخل (V)
0.52	1.563	3.207	10.5
0.54	1.607	3.295	10.8
0.52	1.614	3.305	11.5
0.46	1.575	3.221	12
0.48	1.628	3.33	12.5
0.41	1.558	3.182	13
0.37	1.537	3.134	14.1
0.38	1.537	3.174	14.3
91.8%			$\eta_{vin=10v}$
91.6%			$\eta_{vin=12v}$
89.8%			$\eta_{vin=14.3v}$

جدول 4.7 : تغيرات نقاط التشغيل للمبدل بدلالة تغيرات الدخل عند الحمل الإسمي



شكل 9.7 : تغيرات عرض نبضات القيادة بتغير جهد الدخل



شكل 10.7 : تغيرات جهد الخرج بدلالة تغيرات جهد الدخل

التغير الكلي لجهد الخرج على كامل مجال تغيرات جهد الدخل قدره $0.156V$ ، أي أن نسبة تنظيم جهد الدخل تبلغ 4.6% من القيمة الوسطية لجهد الخرج الموافق لجهد الدخل $12V$.

عرضنا في هذه الفقرة النتائج العملية لتطبيق التحكم بالجهد باستخدام النمط المنزلق (SMVC) على المبدل الخافض المتزامن بنمط التوصيل المستمر للتيار، حيث تبين أن هذا المتحكم يقدم صلادة ضد تغيرات خط الدخل و صلادة ضد تغيرات مقاومة الحمل ويحقق مردود عند الحمل الإسمي والدخل الإسمي 91.6% ويصل هذا المردود إلى 95.4% نعرض في الفقرة اللاحقة النتائج العملية لتطبيق التحكم بالتيار (SMVC) على نفس المبدل المدروس.

3.7 نتائج تطبيق المتحكم SMCC على المبدل الخافض المتزامن

بطريقة مماثلة لما تم مناقشته في الفقرة السابقة نحدد في هذه الفقرة معاملات المتحكم SMCC وندرس تأثير تغيير مقاومة الحمل، تغيرات جهد الدخل على خرج المبدل ونقيس المردود الفعلي للمبدل.

1.3.7 معاملات المتحكم

في التطبيق العملي حددنا قيمة الجهد المرجعي بـ $V_{ref} = 1.624V$ وأصبحت إشارة التحكم:

$$u_{eq} = -\frac{K_2}{v_i} i_C + \frac{v_o}{v_i} + \frac{K_1}{v_i} (V_{ref} - \beta v_o) - \frac{K_3}{v_i} i_L \quad (7.1)$$

حددنا في الفقرة (6.4.6) علاقة كل من K_2, K_1 و K_3 بمعاملات الإنزلاق وفق مايلي:

$$K_1 = \frac{\alpha_3}{\alpha_1} L(k+1) = 1000, K_2 = \frac{\beta L}{C} (K + (\frac{\alpha_2}{\alpha_1})) = 800, K_3 = \frac{\alpha_3}{\alpha_1} L = 0.1$$

$$K = 9999, \frac{\alpha_2}{\alpha_1} = -8221.2, \frac{\alpha_3}{\alpha_1} = 2222.2$$

أي أن : $K = 9999, \frac{\alpha_2}{\alpha_1} = -8221.2, \frac{\alpha_3}{\alpha_1} = 2222.2$ طبقنا إشارة التحكم السابقة على المبدل الخافض المتزامن المدروس وأجرينا توليف لقيم هذه المعاملات ، لكن القيم العملية التي حققت المطلوب كانت أصغر بكثير من القيم التي استخدمت عند المحاكاة. قمنا بتغيير مقاومة الحمل ضمن المجال $R \in [1\Omega, 4\Omega]$ ولخصنا النتائج التي حصلنا عليها في الفقرة التالية:

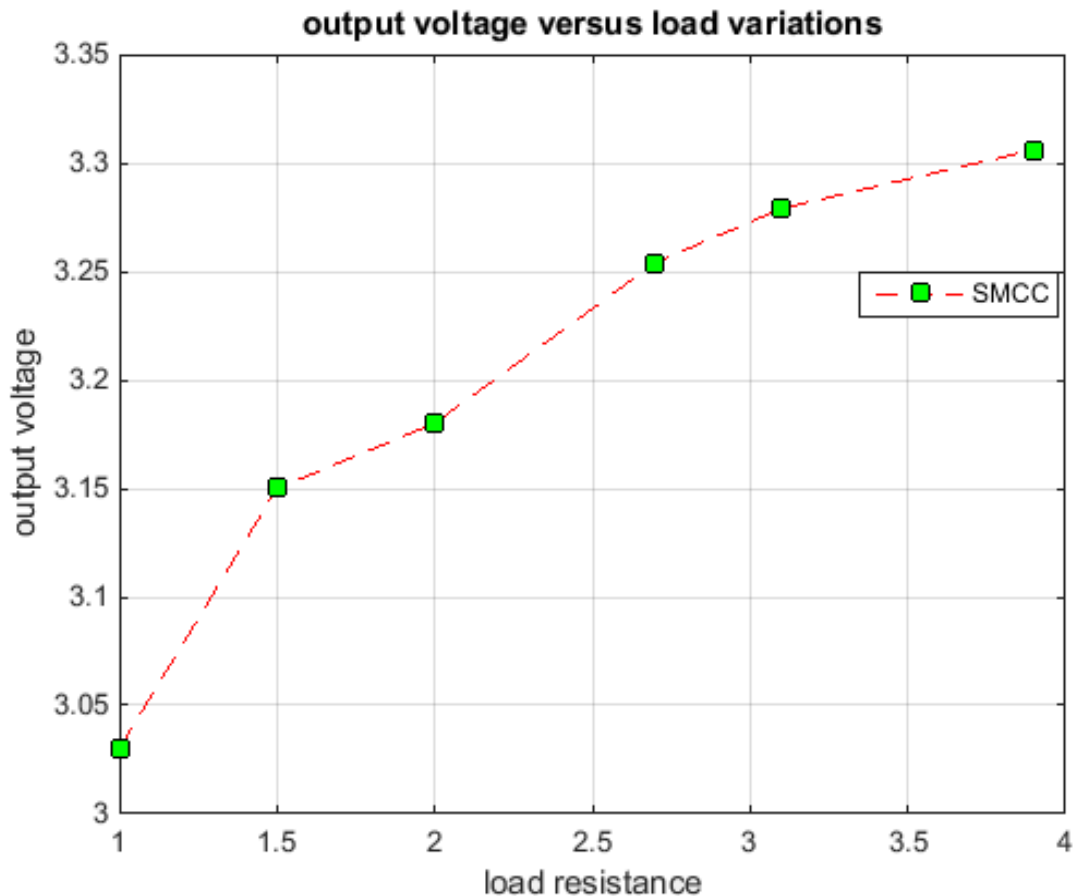
2.3.7 دراسة تغيرات مقاومة الحمل

الجدول (5.7) يظهر عدة نقاط تشغيل للمبدل وذلك ضمن المجال $R \in [1\Omega, 3.9\Omega]$ نلاحظ من النتائج المرفقة أن القيمة الوسطية لجهد الخرج تزداد بزيادة مقاومة الحمل ضمن المجال المدروس ولكنها تبقى أقل من قيمة الجهد المرغوب V_{od} ويحقق المبدل ضمن هذا المجال نسبة تنظيم لجهد الخرج تجاه تغيرات الحمل أقل من نسبة التنظيم التي يحققها

المتحكم السابق حيث تختلف قيمة جهد الخرج على كامل هذا المجال بمقدار $0.253V$ وتكون بالتالي نسبة تنظيم الحمل هي 7.6% من جهد الخرج الوسطي المرغوب ولكن يحقق هذا المبدل مردود أعلى عند الحمل الأصغري للمبدل حيث يبلغ 95.8% .

جهد الدخل ($12V$)			
تيار الدخل (A)	تيار الخرج (A)	جهد الخرج (V)	مقاومة الحمل (Ω)
0.68	2.364	3.037	1
0.52	1.812	3.122	1.5
0.44	1.534	3.174	2
0.32	1.123	3.223	2.7
0.27	0.968	3.260	3.1
0.24	0.839	3.290	3.9
		95.8%	$\eta_{minimumload}$
		92.2%	$\eta_{nominalload}$
		88%	$\eta_{fullload}$

جدول 5.7: تغيرات نقاط التشغيل للمبدل بدلالة تغيرات مقاومة الحمل



شكل 11.7: تغيرات جهد الخرج بدلالة تغيرات مقاومة الحمل

3.3.7 دراسة تغيرات جهد الدخل

عند الحمل الإسمي قمنا بتغيير قيمة جهد الدخل ضمن المجال [6 13] $V_{in} \in$ فحصلنا على النتائج المرفقة في الجدول (6.7)، يوضح الشكل (12.7) أن زيادة جهد الدخل تؤدي إلى انخفاض قيمة جهد الخرج على عكس المتحكم السابق وتؤدي إلى انخفاض مردود المبدل.

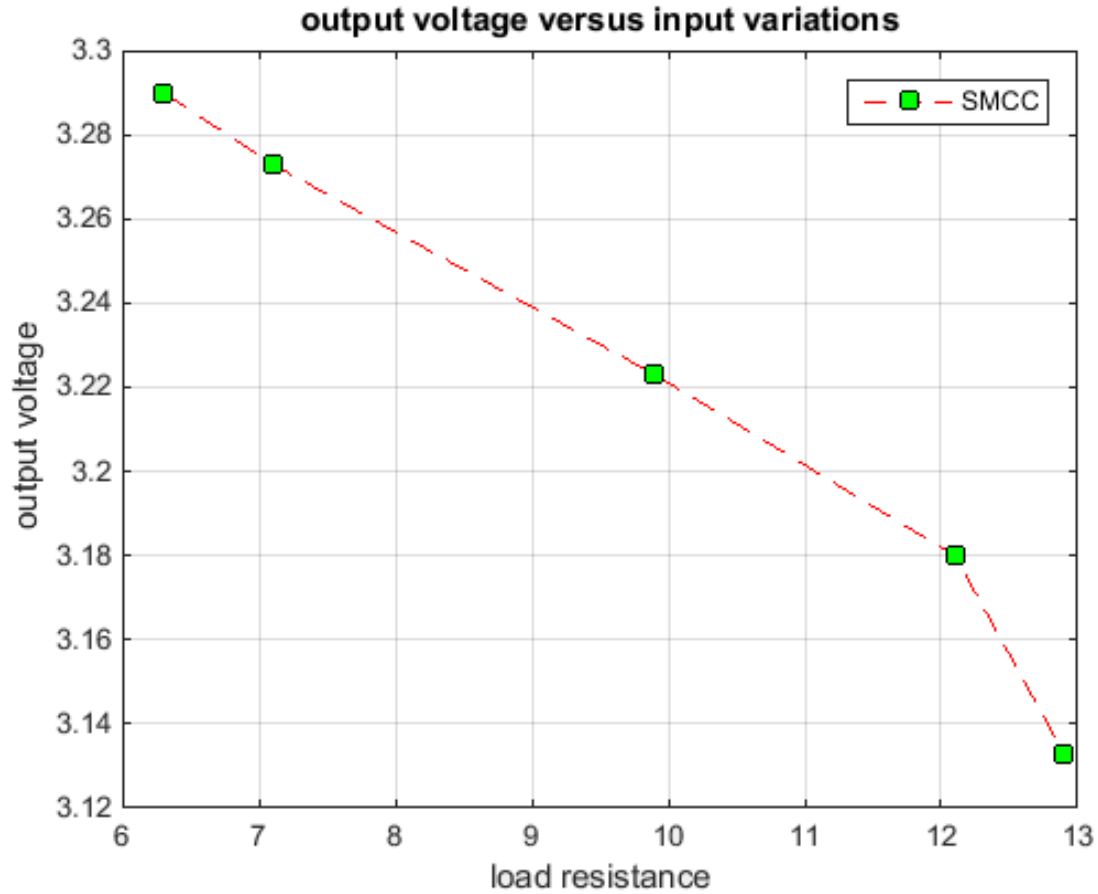
مقاومة الحمل (2Ω)		تيار الدخل (A)	تيار الخرج (A)
جهد الدخل (V)	جهد الخرج (V)	تيار الدخل (A)	تيار الخرج (A)
6.3	3.29	0.9	1.583
7.1	3.273	0.79	1.591
8	3.33	0.74	1.604
9	3.2	0.64	1.605
9.9	3.223	0.56	1.569
11.3	3.22	0.49	1.575
12.1	3.18	0.45	1.557
12.9	3.133	0.41	1.535
	91.8%		
			$\eta_{vin=6.3v}$
	90.9%		
			$\eta_{vin=12.9v}$

جدول 6.7 : تغيرات نقاط التشغيل للمبدل بدلالة تغيرات الدخل عند الحمل الإسمي

أعدنا القياسات السابقة عند قيمة أخرى للحمل ضمن المجال المدروس

مقاومة الحمل (3.3Ω)		تيار الدخل (A)	تيار الخرج (A)
جهد الدخل (V)	جهد الخرج (V)	تيار الدخل (A)	تيار الخرج (A)
8	3.37	0.46	1.013
9	3.256	0.39	1.001
10	3.29	0.35	1.003
11	3.254	0.30	0.981
11.8	3.234	0.28	0.976
12	3.301	0.24	0.844
13	3.2	0.25	0.964
14	3.14	0.22	0.95
15	3.1	0.21	0.939
	92.7%		
			$\eta_{vin=8v}$
	96.4%		
			$\eta_{vin=12v}$
	92.4%		
			$\eta_{vin=15v}$

جدول 7.7 : تغيرات نقاط التشغيل للمبدل بدلالة تغيرات الدخل عند حمل 3.3Ω



شكل 12.7 : تغيرات جهد الخرج بدلالة تغيرات مقاومة الحمل

4.7 مقارنة الأداء العملي للمتحكم SMCV مع المتحكم SMCC

من النتائج التي تم عرضها ومناقشتها في الفقرات السابقة تبين لنا أن المتحكم SMCV يتفوق على المتحكم SMCC من ناحية تنظيم جهد الخرج تجاه تغيرات مقاومة الحمل فهو يحقق نسبة تنظيم 3.6% ، ومن ناحية أخرى فإن المتحكم SMCC يمتاز بقدرته العالية على التنظيم ضد تغيرات جهد الدخل فهو قادر على إبقاء جهد الخرج ضمن القيم المسموح بها في حال انخفاض جهد الدخل إلى 6V. كلا المتحكمين ساهم في الحصول على مردود عالي يصل إلى 91.8% عند القيم الاسمية لجهد الدخل ومقاومة الحمل ويزداد هذا المردود عند انخفاض قيمة جهد الدخل وزيادة قيمة مقاومة الحمل حيث يصل هذا المردود إلى 96.4% عند بعض نقاط التشغيل.

الفصل 8

خاتمة و آفاق مستقبلية

في ختام هذا العمل لابد من تلخيص النتائج وتقديم رؤية مستقبلية للأعمال التي يمكن تطويرها في هذا المجال.

فقد تم البحث في طرق نمذجة مبدلات الاستطاعة التي تشكل أنظمة لاختطية متغيرة مع الزمن، وتم تصنيف هذه الطرق وفق ثلاث منهجيات: المنهجية الأولى ناقشت النموذج الخطي الوسطي غير المتغير مع الزمن والمنهجية الثانية تناولت دراسة نموذج أولر لاغرانج المتقطع (الهجين) أما المنهجية الثالثة فتمثلت بالتمثيل البياني باستخدام شبكات بتري. بعد تصنيف هذه المنهجيات تناول البحث دراسة المبدل الخافض المتزامن واشتقاق نموذج أولر لاغرانج له وإيجاد تمثيل الحالة الخاص به .

تم تقديم دراسة تحليلية أكاديمية لمبدأ عمل المبدل الخافض المتزامن، ناقشت هذه الدراسة خصوصية المبدل الخافض المتزامن عن نظيره غير المتزامن و شرحت مبدأ عمله ومعايير اختيار عناصره الإلكترونية وتصميمه.

تناول البحث دراسة التحكم باستخدام النمط المنزلق بالأنظمة المتقطعة في فضاء ثلاثي الأبعاد، حيث ناقش خصوصية تطبيق التحكم بهذا النمط مع مبدلات الاستطاعة المتقطعة، وشرح جميع الاعتبارات والنظريات التي تجعل من استخدام التعديل بعرض النبضة وفق

النمط المنزلق أمر متاح وكافي مع مبدلات الاستطاعة المتقطعة، تم مناقشة التحكم بجزء من الحالة وفق نمطين أساسيين: نمط التحكم بجهد الخرج ونمط التحكم بتيار الملف واستنتاج قانون التحكم الموافق لكل نمط.

تم التحقق من أداء المتحكم بجهد خرج المبدل الخافض المتزامن باستخدام النمط المنزلق الذي حقق سطح انزلاق خطي ضمن بيئة المحاكاة في ماتلاب باستخدام مكتبة عناصر القدرة الكهربائية *simpower* وتبين أن المتحكم المدروس حقق صلادة ضد تغيرات خط الدخل وتغيرات الحمل . كذلك تم تطوير حلقة التحكم لتناقش حالة التحكم بالتيار من أجل معالجة الانتقالات الحادة في تيار الملف عند لحظة الإقلاع وعند تغيرات الحمل.

من الناحية العملية تم تصميم مبدل خافض متزامن وفق الدراسة التي قدمت يعمل بنمط التوصيل المستمر للتيار وبتردد تقطيع $180kHz$ ، وتم تنفيذ قوانين التحكم اللاخطية بنوعيتها: التحكم بالجهد والتحكم بالتيار بطريقة رقمية تختلف عن الطرق التماثلية المتبعة مع هذه الأنظمة وتم التحسين من المردود ليصل عند بعض نقاط التشغيل إلى %96.4 وبذلك يكون هذا البحث قد ساهم في توطين تقانة تصنيع مبدلات استطاعة متقطعة متحكم بها بطريقة رقمية وتشابه عمل دارات متكاملة مصنعة من قبل بعض الشركات (XLSEMI) التي تحقق مردود يصل إلى %96.

الآفاق المستقبلية

أحد أهم الأهداف المستقبلية هو معالجة مشكلة تعرج جهد الخرج الأعظمي عند لحظات التقطيع بطريقة تحكمية بحيث لا تؤثر على المردود الفعلي. بالإضافة إلى إجراء أمثلة للنتائج العملية التي حصلنا عليها وفق معيار يحدده المستخدم من ناحية نسبة تنظيم الحمل وخط الدخل والمردود بهدف تحديد نقطة التشغيل الأمثلية للمبدل حسب التطبيق المستخدم. كذلك نرغب في توسيع دراسة التحكم بالأنماط المنزلقة لتشمل المبدلات التي تعمل بنمط التوصيل المتقطع للتيار

المصادر

- [1] A. Hassanzadeh, M. Monfared, S.Golestan and Reza Dowlatabadi, “*Small Signal Averaged Model of DC Choppers for Control Studies,*” Conference on Electrical Engineering and Informatics 17-19 July 2011,Bandung, Indonesia
- [2] Robert Priewasser, Matteo Agostinelli, IEEE, Christoph Unterrieder,Stefano Marsili, and Mario Huemer, Senior,, “*Modeling, Control, and Implementation of DC-DC Converters for Variable Frequency Operation,*” IEEE transactions on power electronics,vol.29,no.1,january 2014
- [3] LHoussine Abaali, “*Design Modelling Control and Simulation of DC/DC Power Buck Converter ,*” World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Energy and Power Engineering Vol:9, No:10, 2015
- [4] Loig ALLAIN LMS,Asma MERDASSI, Laurent GERBAUD Seddik Bacha,, “*Automatic modelling of Power Electronic Converter, Average model construction and Modelica model generation ,*” Proceedings 7th Modelica Conference, Como, Italy, Sep. 20-22, 2009
- [5] A. Pinaa, P. Ferrãoa, J. Fournierb., B. Lacarr, “*Small Signal Modeling of a DC-DC Type Double Boost Converter Integrated With SEPIC Converter Using State Space Averaging Approach ,*” 1st International Conference on Power Engineering, Com-

puting and CONTROL, PECCON- 2017, 2-4 March 2017, VIT University, Chennai Campus

- [6] H.Sira.Ramirez,R. Ortega and G.Escobar , “*lagrangian Modeling of switching Regulated DC -to-DC power converters* ,” IEEE Conference on Decision and Control,Kobe,Japan,December 1996,pp. 396-402 .
- [7] The Scientific and Technological Research Council of Turkey, Kocaeli,Tureky, “*Lagrangian Modeling of DC-DC Buck-Boost and Flyback Converters* ” , IEEE circuit theory and Design ,October 2009.
- [8] R.D.Middlebrook , S.Cuck, “*A general unified approach to modelling Switching- converter power stages* ,” IEEE Power Electronics Specialists Conference , New York,1976,pp. 18-34 .
- [9] J. M . A .Scherpen , D. jeltsema,J.B.Klassens,, “*lagrangian Modeling and control of switching networks with Integrated Coupled Magnetics* ,” IEEE Conference on Decision and Control,December 2000,pp. 4054-4059 .
- [10] J. Buisson, H. Cormerais, and P. Richard,“ *Analysis of the bond graph model of hybrid physical systems with ideal switches*,”Journal of Systems and Control Engineering, vol. 216, no. 11, pp. 47–72, 2002.
- [11] A. Perry, G. Feng, Y. Liu and P. C. Sen, “ ,*A new design method for PI-like fuzzy logic controllers for DC-DC converters*,”. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, pp. 3751-3757, 2004.
- [12] Taylor and Francis Group,, “*Sliding Mode Control of Switching Power Converters*” Techniques and Implementation, 2012.
- [13] C. K. Tse and K. M. Adams, “ *An adaptive control for DC-DC converters*,” IEEE Power Electronics Specialists Conference Record (PESC), pp. 213–218, 1990.
- [14] Sujata Verma, S.K Singh and A.G. Rao, “ *Overview of control Techniques for DC-DC converters*,”.National Institute of Electronics and Information technology (NIELIT) Gorakhpur, INDIA, August 2013.

- [15] W. C. So, C. K. Tse and Y. S. Lee, “ *Development of a fuzzy logic controller for DC/DC converters: Design, computer simulation and experimental evaluation,*” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, pp. 24–32, 1996.
- [16] H. C. Chan, K. T. Chau, and C. C. Chan, “ , *A neural network controller for switching power converters,*” IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 887–892, 1993. V. Utkin, Sliding Modes in Control Optimization. Berlin: Springer-Verlag, 1992.
- [17] F. Bilalovi´c, O. Muˇsi´c, and A. ˇSabanovi´c, “ , *Buck converter regulator operating in the sliding mode,*” Proceedings of Seventh International Conference on Power Conversion, pp. 331–340, 1983.
- [18] C. Edwards and S. K. Spurgeon, and J. X. Shi, “ , *Sliding Mode Control: Theory and Applications,*” London, U.K.: Taylor and Francis, 1998.
- [19] T. Laszlo, C. Geza, “ *Smart DC-DC ATX power supply for use in vehicle,*” International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, 2014, On page(s): 540 - 545
- [20] Majid Aghababaie, Touraj Tayyebifar, Mohammad Shaker, “ *Implementation and Comparison of Smart Controllers on dc-dc Buck-Boost Converter for DC Motor Drives Applications,*” International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, 2014.
- [21] Majid Aghababaie, Touraj Tayyebifar, Mohammad Shaker, “ *Implementation and Comparison of Smart Controllers on dc-dc Buck-Boost Converter for DC Motor Drives Applications,*” International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, 2014.
- [22] R. Priewasser, M. Agostinelli, M. Huemer, and S. Marsili, “*Digitally-controlled dc-dc converter with variable switching frequency,*” in Proc. IEEE Int. Conf. Electron. Circuits. Syst., Athens, Greece, Dec. 2010, pp. 219–222.

- [23] R. Priewasser, M. Agostinelli, S. Marsili, and M. Huemer, "Digital controller design for point-of-load dc-dc converters with variable switching frequency," IET Electron. Lett., vol. 47, no. 6, pp. 374–375, Mar. 2011.
- [24] Augusti.Lindiya, Dr.S.Palani Dr and Iyyappan, "Performance Comparison of Various Controller of DC-DC Synchronous BucknConverter," Procedia iEngineering, Vol.38, (2012), pp. 2672679-2693.
- [25] Christopher G.Wilson, John Y. Hung .Robert N.Dean, "A Sliding Mode Controller for Two-Phase Synchronous Buck Converters," IEEE Electrical and Computer Engineering Department Auburn University,2.12. 2012.
- [26] Robert Priewasser, Member, IEEE, Matteo Agostinelli, Member, IEEE, Christoph Unterrieder, Member, IEEE,Stefano Marsili, Member, IEEE, and Mario Huemer, Senior Member, IEEE "Modeling, Control, and Implementation of DC DC Converters for Variable Frequency Operation," IEEE transactions on power electronics ,Vol. 29, No. 1, January (2014), pp.287-301.
- [27] Kotha.Ayyappa,P.Deepak Reddy, "Modeling and Digital Control of a Synchronous buck Converter for Variable Frequency Operation," International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), Vol. 2 Issue: 03 ,June-(2015),pp. 1473-111479.
- [28] R.Thamaraiselvi and J.Baskaran "Synchronous Buck Converter Modeling and Design of Hysteresis Band Based Sliding Mode Controller," International Journal of Applied Engineering Research ,Vol. 13, No. 11, (2018) ,pp. 9969- 9977.
- [29] Nicolas, Bruno "Contribution à la commande des convertisseurs statiques,". PhD thesis, 1996.
- [30] H. Sira-Ramirez and M. Ilic "A geometric approach to the feedback control of switch mode DC-to-DC power supplies," IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 35 no. 10, pp. 1291–1298, 1988.
- [31] H. Sira-Ramirez and M. Ilic "A new sliding mode like control method for buck converter," IEEE PESC Rec., vol. 5, pp. 3688–3693, Jun. 2004.

- [32] S. C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, L. Martinez-Salamero, and A. Cid-Pastor "Design of pulsewidth-modulation based sliding mode controllers for power converters operating in discontinuous conduction mode," IEEE Industrial Electronics, IECON -2006, pp. 2769
- [33] "Examination of reverse recovery losses in asynchronous buck converter circuit," Application Note from Silicon Semiconductor, 2003, www.siliconsemi.com
- [34] R. Nowakowski "Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converters," Texas Instruments Incorporated, Systems Engineer, SWIFT DC/DC Converters. 2009.
- [35] A. Jain "Synchronous vs A Synchronous Buck Regulators Director Strategic Marketing, Power Management, Semtech Corporation 200 Flynn Road, Camarillo, CA 93012 Phone (805) 498-2111 Fax: (805) 498-3804.,
- [36] M. ALSABA "course of Discrete Event Systems Petri nets" Hieher institute for applied Sciences and Technologe, Damascus Syria, in Arabic. 2017.
- [37] F. Lima, M. Santos, J. Barata, J. Aguiar "Dead-Time Control System for a Synchronous Buck dc-dc Converter," IST, UTL Lisbon, Portugal.
- [38] R. Siemieniec, C. Mößlacher, O. Blank, M. Rösch, M. Frank, M. Hutzler "A new Power MOSFET Generation designed for Synchronous Rectification" INFINEON TECHNOLOGIES AUSTRIA AG, SIEMIENIEC Ralf. 2011.
- [39] "HDTMOS Power MOSFETs Excel in Synchronous Rectifier Applications" Scott Deuty, Applications Engineer, On semiconductor.
- [40] "DC to DC Synchronous Converter Design Abdus Sattar", IXYS Corporation IXAN0068
- [41] Slotine, J., Weiping, Li "Applied Nonlinear Control" Cliffs, Englewood New Jersey, 476p.
- [42] HASSAN K. KHALIL. "hassan khalil nonlinear systems" hird Edition. Department of Electrical and Computer Engineering. Michigan State University. Prentice. Hall.
- [43] V. Utkin, J. Guldner, and J. X. Shi. "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems", . London, U.K.: Taylor and Francis, 1999.

-
- [44] H. Sira-Ramirez, " *A geometric approach to pulse-width modulated control in nonlinear dynamical systems*",IEEE Transactions on Automatic,Control, vol. 34 no. 3, pp. 184–187, 1989.
- [45] Simone Buso and Paolo Mattavelli,"*Digital Control in Power Electronics*",Jerry Hudgins, University of Nebraska-Lincoln,First Edition,158p.

الملحق I

النشرة الفنية لدارة القيادة ISL6594D

ISL6594D

Electrical Specifications Recommended Operating Conditions, Unless Otherwise Noted. (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
LGATE Turn-On Propagation Delay (Note 4)	t_{PDHL}	$V_{PVCC} = 12V, 3nF$ Load, Adaptive	-	10	-	ns
UGATE Turn-Off Propagation Delay (Note 4)	t_{PDLU}	$V_{PVCC} = 12V, 3nF$ Load	-	10	-	ns
LGATE Turn-Off Propagation Delay (Note 4)	t_{PDLL}	$V_{PVCC} = 12V, 3nF$ Load	-	10	-	ns
LG/UG Three-State Propagation Delay (Note 4)	t_{PDTS}	$V_{PVCC} = 12V, 3nF$ Load	-	10	-	ns
OUTPUT (Note 4)						
Upper Drive Source Current	I_{U_SOURCE}	$V_{PVCC} = 12V, 3nF$ Load	-	1.25	-	A
Upper Drive Source Impedance	R_{U_SOURCE}	150mA Source Current	1.4	2.0	3.0	Ω
Upper Drive Sink Current	I_{U_SINK}	$V_{PVCC} = 12V, 3nF$ Load	-	2	-	A
Upper Drive Sink Impedance	R_{U_SINK}	150mA Sink Current	0.9	1.65	3.0	Ω
Lower Drive Source Current	I_{L_SOURCE}	$V_{PVCC} = 12V, 3nF$ Load	-	2	-	A
Lower Drive Source Impedance	R_{L_SOURCE}	150mA Source Current	0.85	1.3	2.2	Ω
Lower Drive Sink Current	I_{L_SINK}	$V_{PVCC} = 12V, 3nF$ Load	-	3	-	A
Lower Drive Sink Impedance	R_{L_SINK}	150mA Sink Current	0.60	0.94	1.35	Ω

ISL6594D

improvement suggestions. When designing the driver into an application, it is recommended that the following calculations are used to ensure safe operation at the desired frequency for the selected MOSFETs. The total gate drive power losses due to the gate charge of MOSFETs and the driver's internal circuitry and their corresponding average driver current can be estimated with Equations 2 and 3, respectively:

$$P_{Qg_TOT} = P_{Qg_Q1} + P_{Qg_Q2} + I_Q \cdot V_{CC} \quad (EQ. 2)$$

$$P_{Qg_Q1} = \frac{Q_{G1} \cdot PV_{CC}^2}{V_{GS1}} \cdot f_{SW} \cdot N_{Q1}$$

$$P_{Qg_Q2} = \frac{Q_{G2} \cdot PV_{CC}^2}{V_{GS2}} \cdot f_{SW} \cdot N_{Q2}$$

$$I_{DR} = \left(\frac{Q_{G1} \cdot PV_{CC} \cdot N_{Q1}}{V_{GS1}} + \frac{Q_{G2} \cdot PV_{CC} \cdot N_{Q2}}{V_{GS2}} \right) \cdot f_{SW} + I_Q \quad (EQ. 3)$$

where the gate charge (Q_{G1} and Q_{G2}) is defined at a particular gate to source voltage (V_{GS1} and V_{GS2}) in the corresponding MOSFET datasheet; I_Q is the driver's total quiescent current with no load at both drive outputs; N_{Q1} and N_{Q2} are number of upper and lower MOSFETs, respectively; PV_{CC} is the drive voltage for both upper and lower FETs. The $I_Q \cdot V_{CC}$ product is the quiescent power of the driver without capacitive load and is typically 116mW at 300kHz and $V_{CC} = PV_{CC} = 12V$.

The total gate drive power losses are dissipated among the

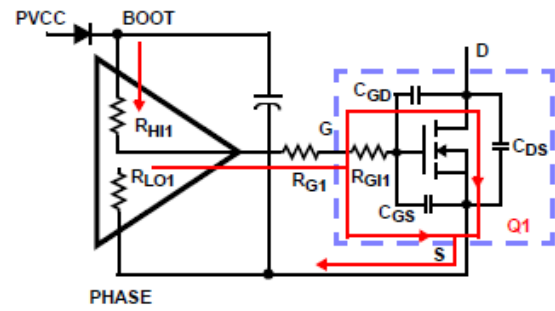


FIGURE 3. TYPICAL UPPER-GATE DRIVE TURN-ON PATH

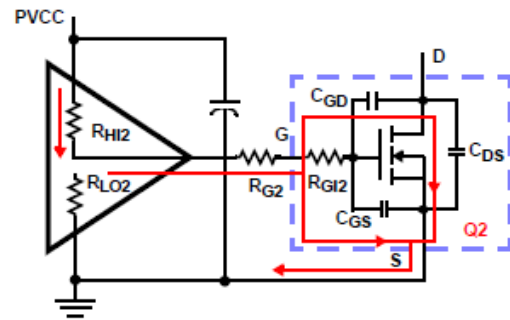


FIGURE 4. TYPICAL LOWER-GATE DRIVE TURN-ON PATH

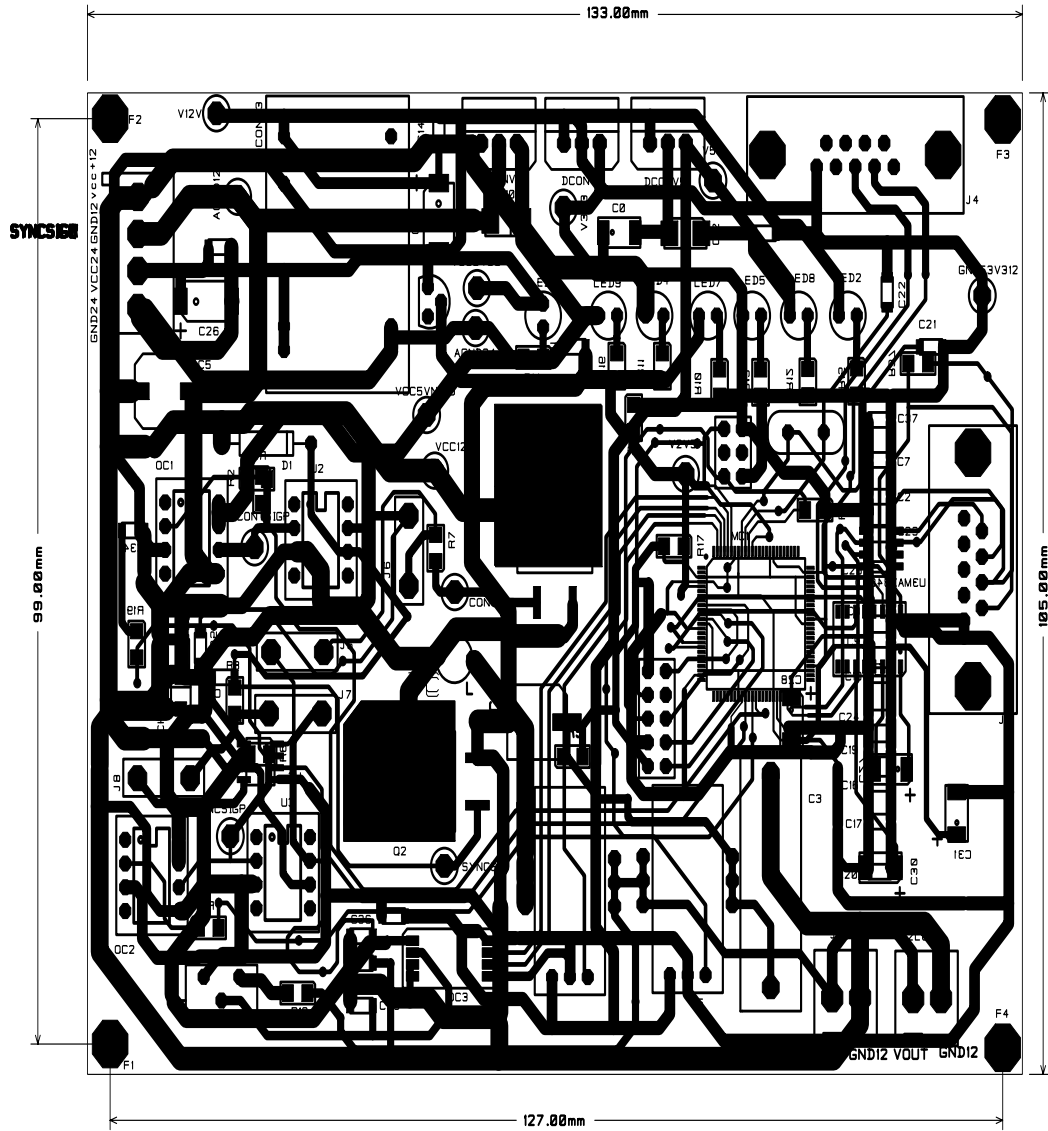
Application Information

Layout Considerations

The parasitic inductances of the PCB and of the power

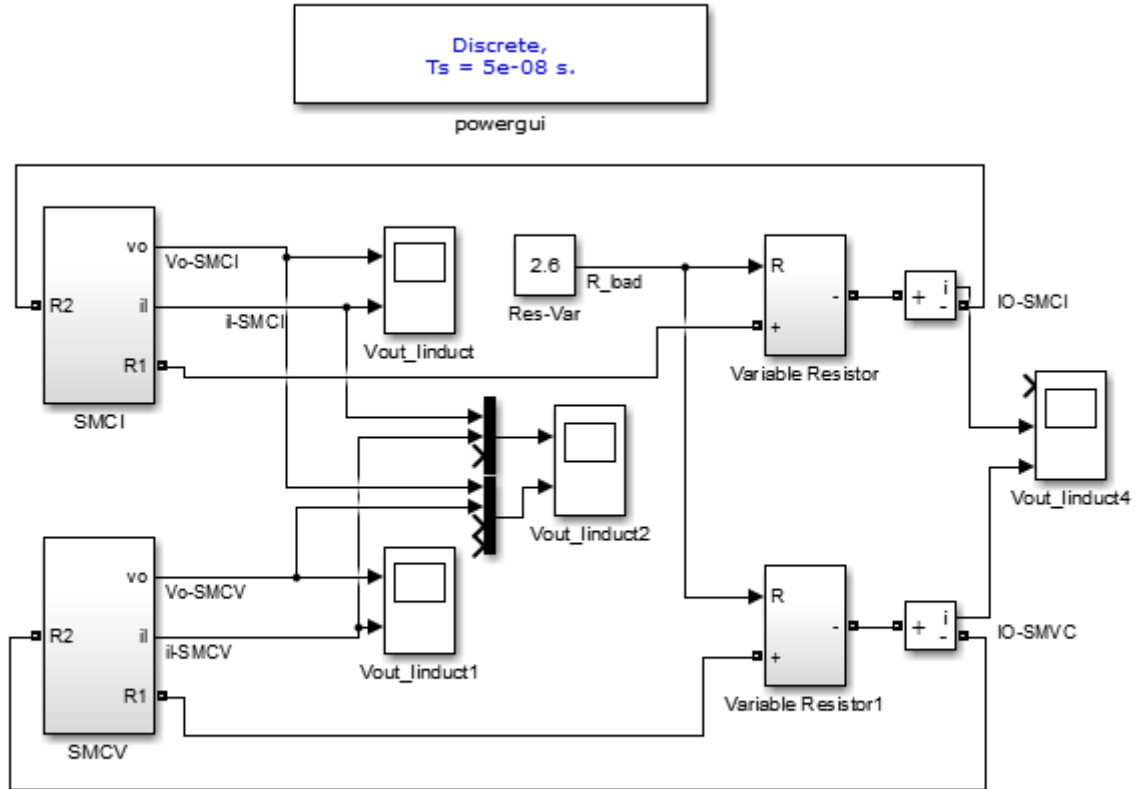
الملحق II

PCBدارة المبدال الخافض المتزامن



الملحق III

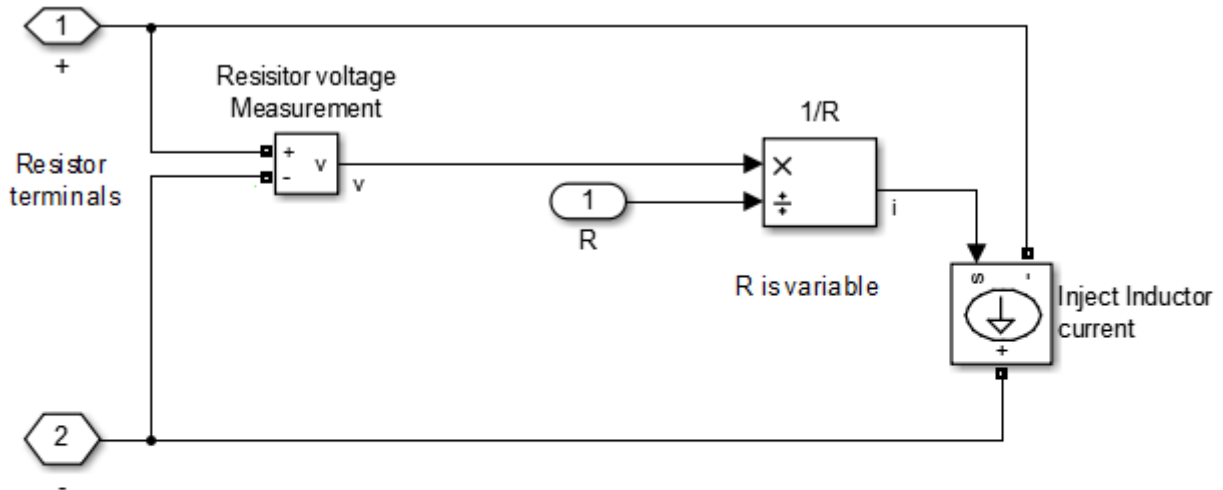
بنية المتحكم في ماتلاب Simulink



Fixed frequency Sliding mode control of Synchronous Buck Converter

شكل III.1 : مخطط التحكم بالجهد والتيار بالنمط المنزلق بتردد ثابت

- يوضح الشكل (III.1) المخطط الصندوقي للنظام المتحكم به في بيئة ماتلاب باستخدام مكتبة عناصر القدرة الكهربائية (simpower).
- تؤمن كل من (Variable Resistor)، (Variable Resistor1) آلية تغيير مقاومة الحمل أثناء التشغيل وفق المخطط التفصيلي الموضح في الشكل (III.2):
 - تؤمن الكتلة (SMVC) الموضحة في الشكل (III.3) تحقيق تحكم بجهد المبدل الخافض المتزامن بالنمط المنزلق بتردد تبديل ثابت والكتل الداخلية لهذا المتحكم مبينة في الأشكال (III.4)، (III.5).
 - تؤمن الكتلة (SMCI) الموضحة في الشكل (III.6) تحقيق تحكم بالتيار بالمبدل الخافض المتزامن بالنمط المنزلق بتردد تبديل ثابت والكتل الداخلية لهذا المتحكم مبينة في الأشكال (III.7)، (III.8).

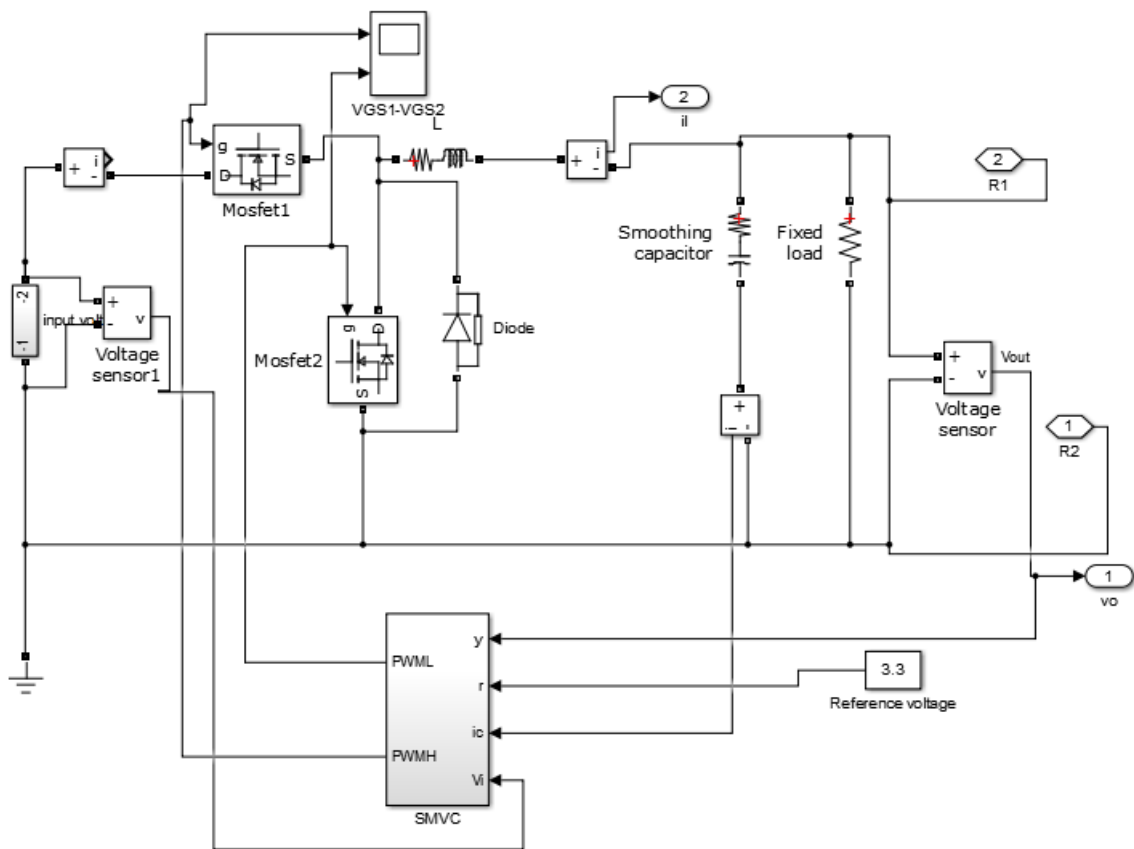


Ohm's Law:

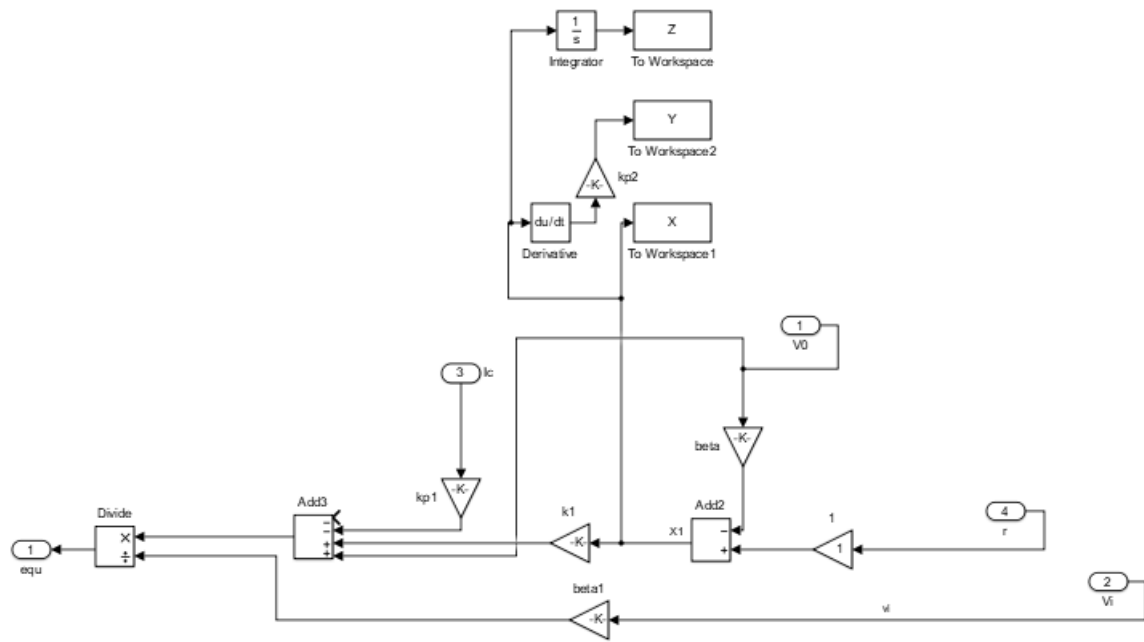
$$v(t) = r(t) * i(t)$$

$$i(t) = v(t) / r(t)$$

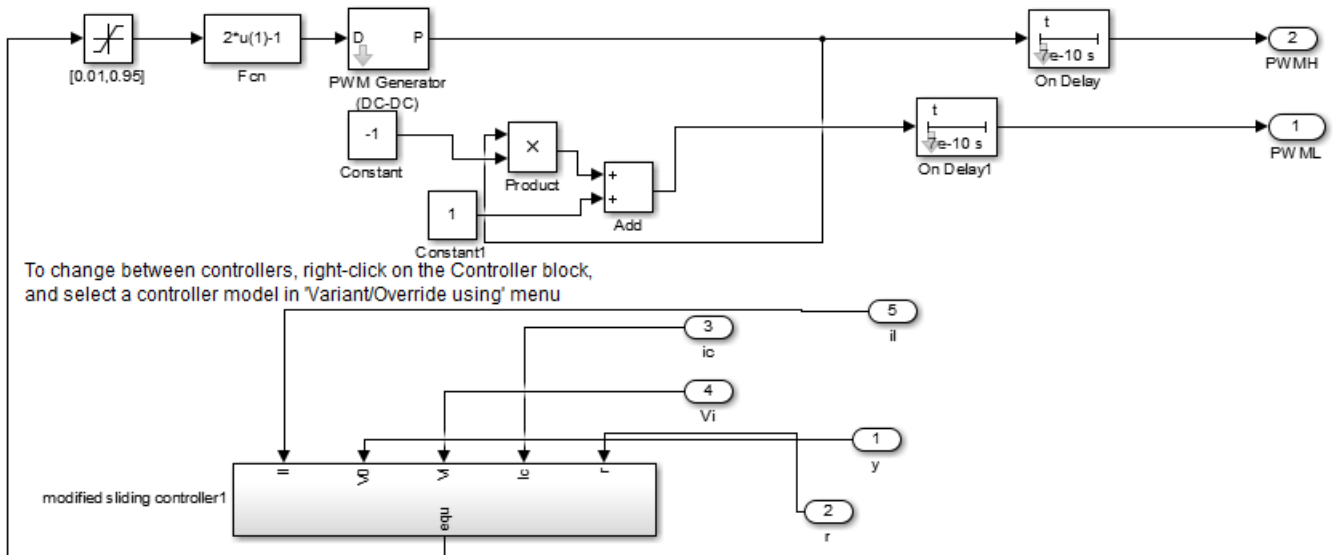
شكل 2.III : مخطط تفصيلي لآلية تغيير مقاومة الحمل



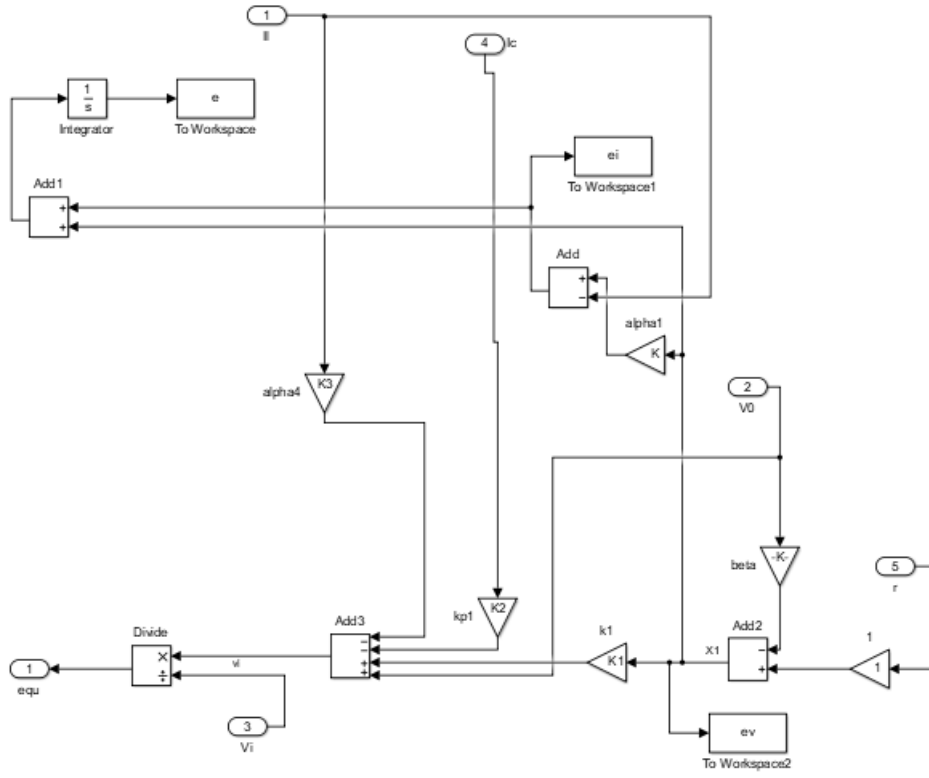
شكل 3.III : مبدل خافض متزامن مع متحكم بجهد الخرج



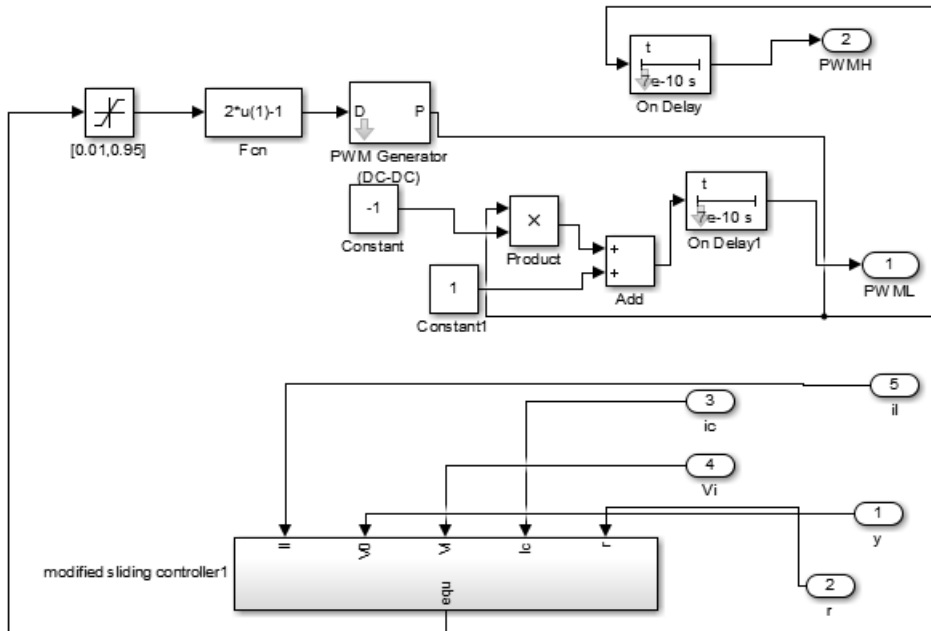
شكل 4.III : تطبيق إشارة التحكم المكافئة بالجهد



شكل 5.III : توليد نبضات القيادة بعد تحقيق إشارة التحكم المكافئة بالجهد



شكل 7.III : تطبيق إشارة التحكم المكافئ بالتيار



شكل 8.III : توليد نبضات القيادة بعد تحقيق التحكم المكافئ بالتيار