تصميم وتنفيذ مبدلة تقطيعية رافعة للجهد المستمر تعمل بنمط التحكم المنزلق تستخدم في المنظومات الكهروشمسية[1]

المهندس محمد عارف نعمة[2] الدكتور أحمد قصي كيالي[3]
الدكتور محمد رياض صابوني[4]

الملخص

يقدم هذا البحث دراسة تفصيلية وتصميماً عملياً أمثل لمبدلة تقطيعية رافعة للجهد المستمر تعمل بنمط التحكم المنزلق SMC (Sliding Mode Control) والتي تعد طريقة جديدة للتحكم بالمبدلات التقطيعية غير المعزولة الرافعة للجهد المستمر والمستخدمة في الأنظمة الكهروشمسية PV's (Photovoltaic Systems)، وذلك بغية المحافظة على جهد خرج ثابت ومستقر ضد اضطرابات خرج اللواقط الكهروشمسية من تيار وجهد أو تغيرات في قيمة الحمل، والعمل في جوار نقطة الاستطاعة العظمى MPPT (Maximum Power Point Tracking). وقد تم الاعتماد على مفاهيم النمذجة الرياضية في وصف سلوك آلية التحكم المنزلق بالشكل الرياضي، ومن ثم برمجة معادلات النموذج الرياضي المستخلص في شريحة معالج صغري µc من طراز AVR لتحقيق قابلية التحكم والقياس على المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر (18~40V).

[1] أعد البحث في سياق رسالة الدكتوراه للمهندس محمد عارف نعمة بإشراف الأستاذ الدكتور أحمد قصي كيالي والدكتور محمد رياض صابوني.

[2] مهندس - قسم الهندسة الالكترونية – كلية الهندسة الكهربائية والالكترونية – جامعة حلب.
[3] أستاذ - قسم الهندسة الالكترونية – كلية الهندسة الكهربائية والالكترونية – جامعة حلب.
[4] باحث رئيس - مركز الدراسات والبحوث العلمية – فرع حلب.

كما استُخْدمتْ برمجية BASCOM لتحويل مجموعة الإجراءات البرمجية للنموذج الرياضي إلى الشكل الست عشري .HexDec بهدف التمكن من تحميل برنامج العمل واختباره ضـمن شريحة المعالج الصغرى ودارة المبدلة الرافعة معاً في برمجية Proteus ومن ثم محاكـاة التصميم بشكل كامل، ومن ثم إجراء التنفيذ العملي للمنظومة ومقارنة نتائج المحاكـاة مـع نتائج القياس العملية على المنظومة.

بينت نتائج المحاكاة والقياس العملية، الاستجابة الديناميكية العالية والسرعة في الأداء وذلك عند إجراء اضطراب في متحولات الدخل (جهد وتيار الدخل) حتى 21%، و متحول الخـرج (تيار الحمل) حتى 53% وبزمن عابر قدره 1.5Sec مستغرق لإرجاع نقطـة العمـل إلـى موضعها الصحيح في مركز جملة الإحداثيات القطبية لمستوي فراغ الحالة للمميزة I-V عند نقطة الاستطاعة العظمى في منظومات PV's. وهذا ما يؤكد سلامة التصميم وقـوة SMC في السيطرة على عمل المبدلة التقطيعية في العمل وفق النمط MPPT.

1- المقدمة

إن التطور الكبير في مجال الحاسب والأنظمة الرقمية قدم وفراً كبيراً في إمكانية استبدال المنظمات التمثيلية بمختلف أنواعها ((التناسبية P (Proportional) أو التكاملية I (Integral) أو التفاضلية D (Differential) أو المزيج بينهما التكاملية التناسبية PI أو التفاضلية التكاملية التناسبية PID)) والتي تبنى على أساس المضخم العملياتي بمنظمات أخرى رقمية، وذلك نظراً للخواص الفنية العالية التي تتمتع بها المنظمات الرقمية، فهي تمتاز بالدقة والمرونة الكبيرة في تغير ثوابت المنظم ومتغيراته، حيث تتم عملية تحويل المنظمات التشابهية إلى رقمية عن طريق صياغة إجراءات برمجيات تعمل على حل مجموعة المعادلات الرياضية التي تصف الخواص الستاتيكية والديناميكية للمنظمات التشابهية في بيئة حاسبية مناسبة، ومن ثم تستقبل أوامر الدخل وتعالجها وتقدم أوامر الخرج الموافقة عبر منافذ الجملة الحاسوبية. يعرض هذا البحث دراسة إحدى الطرائق المفيدة لتعلم وتحليل ومحاكاة مبدلات الجهد المستمر التقطيعية غير المعزولة والمستخدمة في الكترونيات الطاقة وذلك باستخدام مفاهيم النمذجة الرياضية لوصف السلوك الرياضي للمنظم التكاملي التناسبي PI المستخدم في الحلقة الداخلية لجهد الخرج [1] والمنظم التناسبي P المستخدم في الحلقة الخارجية لتيار الدخل [1] واللذين تم توصيلهما بهذا الشكل بغية العمل في جوار نقطة الاستطاعة العظمى MPPT [2]، من ثم برمجة معادلات النموذج الرياضي المستخلص في شريحة معالج صغري طراز AVR من نوع AT90S4433 لتحقيق قابلية التحكم والقياس على المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر، وأخيراً للتأكد من سلامة التصميم قبل التنفيذ العملي تمت محاكاة الصيغة البرمجية المخزنة في شريحة المعالج التحكمي المصغر ودارة المبدلة الرافعة معاً، وذلك باستخدام مجموعة البرنامج (SIMULINK, Pspice, BASCOM, Proteus) كأداة لتحقيق المحاكاة.

إن الغاية من هذا البحث هي تطوير أداء هذه المبدلات الرافعة بغية المحافظة على جهد خرج ثابت ومستقر عند تغير تيار وجهد خرج اللواقط الكهروشمسية بسبب تغيرات شدة الإشعاع الشمسي ودرجة الحرارة أو اضطرابات الحمل. وقد بينت نتائج المحاكاة ونتائج القياس على المنظومة المنفذة عملياً، صحة مفاهيم التحكم المستخدمة في هذه الطريقة البديلة للتحكم بالمبدلات التقطيعية الرافعة للجهد المستمر والتأكد من دقة التصميم.

2- طرائق البحث

تتكون خطوات الدراسة الرئيسية في هذا البحث من المراحل الآتية:

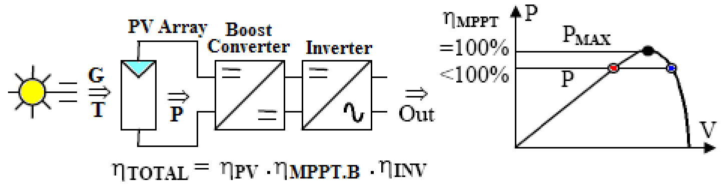
1. آلية التحكم المنزلق SMC وملاحقة نقطة الاستطاعة الأعظمية MPPT.
2. التحليل الرياضي للمبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر DC-DC Boost Converter.
3. نمذجة ومحاكاة الحلقة المفتوحة للمبدل التقطيعي الرافع للجهد.
4. استخدام نمط التحكم المنزلق SMC في مبدلات DC-DC التقطيعية.
5. محاكاة الحلقة المغلقة للمبدل التقطيعي الرافع للجهد.
6. النمذجة الرياضية للمنظمات الرقمية المستخدمة في نمط التحكم المنزلق SMC.
7. التصميم الالكتروني للمبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر.
8. محاكاة القسم البرمجي والعتادي للتصميم الالكتروني ومقارنة النتائج العملية.

2-1 آلية التحكم المنزلق SMC وملاحقة نقطة الاستطاعة الأعظمية MPPT

يمثل المردود الكلي للمنظومة الكهروشمسية كما هو في الشكل (1)، بعلاقـة الجـداء السلمي لكل من المقادير الآتية: مردود اللـواقط PV، مـردود المبدلـة Converter، مردود القالبة Inverter. إن تحسن هذا المردود بمقدار صغير يعد إنجازاً مهمـاً فـي منظومات الطاقة الكهروشمسية [2]. وبهذا كان لابد من اختيار نظام تحكم جيد وفعال يحقق عمل المبدلة التقطيعية (المقطع التفرعي) Boost Converter في جوار نقطـة

الاستطاعة الأعظمية MPPT. حيث يمكن الحصول على نقطة الاستطاعة الأعظمية من الجانب الرياضي البسيط بجعل مشتق الاستطاعة بالنسبة للجهد أو للتيار مساوياً إلى الصفر أو بجعل تغيرات المقاومة معدومة [3]، كما هو موضح في القيود الرياضية المبينة في المعادلة (1).

$$P = V \cdot I \Rightarrow \frac{dP}{dV} = I\frac{\partial V}{\partial V} + V\frac{\partial I}{\partial V} = I + V\frac{dI}{dV}, \quad P_{MAX} \rightarrow \frac{dP}{dV} = 0 \quad \Rightarrow \frac{V}{I} + \frac{dV}{dI} \rightarrow 0 \qquad (1)$$



الشكل (1) المردود عند نقطة الاستطاعة الأعظمية وعلاقة المردود الكلي في المنظومات الكهروشمسية

لكن من جانب رياضي أكثر تعقيداً (رياضيات فراغ الحالة) فإن تقنية التحكم المنزلق SMC والتي عرفت مؤخراً، تحقق العمل عند نقطة الاستطاعة الأعظمية [4]، وذلك بكون هذه الطريقة الجديدة تعمل على توليد نبضات التقطيع للمبدلة من خلال تكامل موجة تيار الدخل ومقارنتها مع موجة جهد الخرج كما سنجد في هذا البحث، حيث تمثل هذه الآلية، الطريقة غير المباشرة للعمل عند نقطة الاستطاعة الأعظمية MPPT [4]. يوضح الجدول (1) مقارنة عملية بين معظم آليات ملاحقة نقطة الاستطاعة العظمى في النظم الكهروشمسية [4]، والذي من خلاله نلاحظ أن آلية التحكم المنزلق SMC لا تعتمد على مواصفات مصفوفة اللواقط PV Array فهي تحقق العمل عند MPPT بشكل حقيقي (True) وفق آلية رقمية وبتنضيد غير دوري (Un-periodic Tuning) وبسرعة تقارب عالية (Fast Convergence Speed)، وذلك بدرجة تعقيد متوسطة (Medium Implementation Complexity)، تتطلب هذه الآلية تحسس نوعين من الوسطاء، هما الجهد والتيار كما ذكر أعلاه. تعد تقنية التحكم المنزلق SMC بحد ذاتها، آلية ليست جديدة جداً، فهي منذ وقت قريب بدأت تستخدم للتحكم في

المنظومات اللاخطية مثل مبدلات الجهد [5]. كما أنها تعد طريقة فعالة من أجل الاستخدام مع الأنظمة الديناميكية بوجود وسطاء مبهمة التغير وذلك لإنجاز أداء قوي ضد اضطراب الدخل والحمولة [6]، مثل اضطراب تيار خرج اللواقط بسبب اختلاف شدة الإشعاع الشمسي (G) واضطراب جهد خرج اللواقط بسبب تفاوت درجة الحرارة (T) على مدار اليوم الواحد.

MPPT Technique	PV Array Dependent?	True MPPT?	Analog or Digital?	Periodic Tuning?	Convergence Speed	Implementation Complexity	Sensed Parameters
Hill-climbing/P&O	No	Yes	Both	No	Varies	Low	Voltage, Current
IncCond	No	Yes	Digital	No	Varies	Medium	Voltage, Current
Fractional V_{OC}	Yes	No	Both	Yes	Medium	Low	Voltage
Fractional I_{SC}	Yes	No	Both	Yes	Medium	Medium	Current
Fuzzy Logic Control	Yes	Yes	Digital	Yes	Fast	High	Varies
Neural Network	Yes	Yes	Digital	Yes	Fast	High	Varies
RCC	No	Yes	Analog	No	Fast	Low	Voltage, Current
Current Sweep	Yes	Yes	Digital	Yes	Slow	High	Voltage, Current
DC Link Capacitor Droop Control	No	No	Both	No	Medium	Low	Voltage
Load I or V Maximization	No	No	Analog	No	Fast	Low	Voltage, Current
dP/dV or dP/dI Feedback Control	No	Yes	Digital	No	Fast	Medium	Voltage, Current
Array Reconfiguration	Yes	No	Digital	Yes	Slow	High	Voltage, Current
Linear Current Control	Yes	No	Digital	Yes	Fast	Medium	Irradiance
I_{MPP} & V_{MPP} Computation	Yes	Yes	Digital	Yes	N/A	Medium	Irradiance, Temperature
State-based MPPT	Yes	Yes	Both	Yes	Fast	High	Voltage, Current
OCC MPPT	Yes	No	Both	Yes	Fast	Medium	Current
BFV	Yes	No	Both	Yes	N/A	Low	None
LRCM	Yes	No	Digital	No	N/A	High	Voltage, Current
Slide Control	No	Yes	Digital	No	Fast	Medium	Voltage, Current

الجدول (1) مقارنة بين معظم آليات ملاحقة نقطة الاستطاعة العظمى في النظم الكهروشمسية

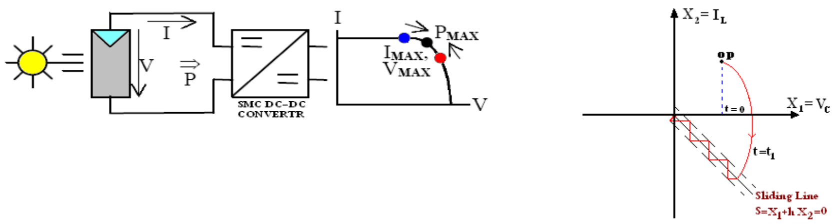
توجد ثلاثة شروط لعمل SMC خلال مدة الحالة العابرة، الشرط الأول هو تحديد مستوي الانزلاق Sliding Surface الذي يؤخذ عادة بدرجة واحدة أدنى من درجة النظام الديناميكي المدروس، وغالباً من الدرجة الأولى أي $S(x)=0$. الشرط الثاني هو وصول نقطة العمل عند الاضطراب إلى مستوي الانزلاق Slide Trajectory، وفي الحالة المدروسة في البحث فإن متحولات الحالة هي جهد المكثف وتيار الملف أي أن النظام المدروس هو من الدرجة الثانية. لذلك يتم استبدال عبارة مستوي الانزلاق بخط الانزلاق Sliding Line كما هو موضح في الشكل (2). الشرط الثالث والأخير هو ضمان اهتزاز نقطة العمل على مستوي الانزلاق إلى حين الوصول إلى مبدأ الإحداثيات وفق قانون التحكم Control Law [4] والمذكور في المعادلة (2). حيث

يمثل S شعاع الانزلاق المحدد بقيمة الاضطراب في شعاع الحالة (مشتق شعاع الحالة)، وفي مبدلات DC-DC التقطيعية الرافعة للجهد يمثل شعاع الحالة بمتحول الجهد على طرفي المكثف V ومتحول التيار المار بالملف I، كما تمثل u ناتج قيمة معادلة الخرج، فهي تأخذ قيمتين منطقيتين (0&1) بحيث تتحكم بالمفتاح الالكتروني في دارة المبدلة التقطيعية بين حالتي الوصل on والفصل off.

$$\begin{cases} u = 0 & S \geq 0 \\ u = 1 & S < 0 \end{cases} \qquad (2)$$

$$S = dP/dV = I + V\, dI/dV$$

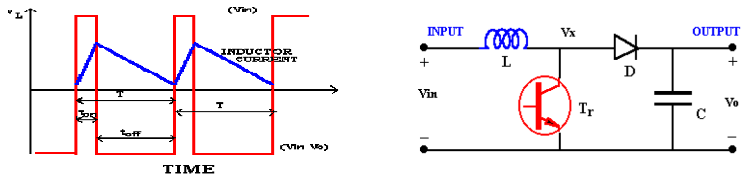
يبين الجانب الأيمن من الشكل (2) آلية عمل نمط التحكم المنزلق في مستوي فراغ الحالة، وذلك للنظام الديناميكي غير الخطي (النظام الكهروشمسي) الموضح في المخطط الممثل في الجانب الأيسر للشكل (2). إن انزلاق نقطة العمل OP عن موضعها المعين بنقطة الاستطاعة الأعظمية Pmax وذلك بسبب تغيرات تيار وجهد خرج اللاقط الكهروشمسي يعني ابتعاد هذه النقطة في مستوي فراغ الحالة عن مركز الإحداثيات [7]. لهذا بغية المحافظة على العمل عند نقطة الاستطاعة العظمى MPPT لابد من إعادة نقطة العمل OP إلى موضعها السابق أي في مركز جملة الإحداثيات لمستوي فراغ الحالة المبين في الجانب الأيمن للشكل (2) والتي تكافئ على المميزة I-V المبينة في الجانب الأيمن للشكل (2) النقطة P_{max}.



الشكل (2) - الجانب الأيمن: يمثل حالة الاهتزاز حول خط الانزلاق في مستوي فراغ الحالة لمتحولات جهد المكثف وتيار الملف X_2&X_1. الجانب الأيسر: يمثل آلية العمل على ملاحقة نقطة الاستطاعة الأعظمية MPPT باستخدام نمط التحكم المنزلق SMC.

2-2 التحليل الرياضي للمبدلة التقطيعية (للمقطع) الرافعة للجهد المستمر

تستخدم دارة المبدلة الرافعة للجهد عندما يراد جعل جهد الخرج أعلى من جهد الدخل، ويبين الشكل (3) المخطط الكهربائي لدارة المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد وموجة الجهد والتيار عند الملف. عندما يكون الترانزيستور في حالة الوصل ON فإن جهد الدخل يساوي بقيمته الجهد على طرفي الملف أي $V_{IN}=V_L$، وعندما يكون الترانزيستور بحالة القطع OFF فإن كامل تيار الملف سيمر خلال الديود مسبباً جعل جهد الخرج مساوياً لجهد النقطة x حيث يهمل هبوط الجهد على الديود مقارنة مع جهد الخرج أي $V_X = V_O$. لإجراء التحليل الرياضي يتم افتراض أن تيار الملف يمر دائماً دون انقطاع [8]، بمعنى العمل وفق النمط المتواصل CCM (Continuous Conduction Mode) وذلك كما هو موضح في الشكل (3). بفرض أن الملف مثالي، يمكن اعتبار الجهد على طرفيه مساوياً للصفر لأجل دورة واحدة كما هو معطى في المعادلة (3)، عندها وبإصلاح هذه المعادلة يمكن كتابة نسبة جهد الخرج إلى جهد الدخل بحسب المعادلة (4) وذلك بعد إهمال هبوط الجهد على طرفي الديود. لأجل دارة عديمة الخسارة، وحسب علاقة توازن الاستطاعة يمكن الحصول على علاقة نسبة تيار الخرج إلى تيار الدخل كما هو مذكور في المعادلة (5)، ونظراً لأن عامل التشغيل Duty ratio "D" محدد بين قيمة الصفر والواحد فإن جهد الخرج يجب أن يكون دائماً أعلى من جهد الدخل [8].



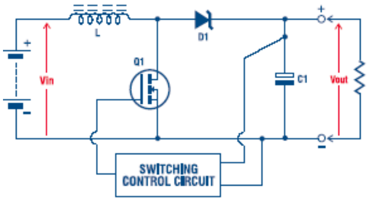
الشكل (3) دارة المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر وموجة الجهد على طرفي الملف والتيار المار فيه

$$\int_0^{T_S} V_L \cdot dt = 0 \quad \Rightarrow \quad V_{in}\, t_{on} + (V_{in} - V_o)\, t_{off} = 0 \qquad (3)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{T}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \qquad (4) \qquad\qquad \frac{I_o}{I_{in}} = 1 - D \qquad (5) \quad ; \; 1 > D \geq 0$$

3-2 نمذجة ومحاكاة الحلقة المفتوحة للمبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر

يبين الشكل (4) دارة المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر مع قاطع ساكن عبارة عن ترانزيستور من نوع Power MosFET. إن جهد الخرج في الحلقة المفتوحة تتم معايرته على القيمة 40V للاستخدام مع التطبيقات الكهروشمسية PV [9]، وذلك وفق التحكم بتعديل عرض النبضة من خلال تَغيير نسبة العمل Duty-cycle، والمحافظة على تردد تشغيل ثابت، حيث تشير الـ Duty cycle إلى نسبة الزمن الذي من أجله يبقى ترانزيستور الاستطاعة ممرراً إلى زمن الدور. تستنج معادلات الحالة التي تمثل آلية عمل المبدل في النمط المتواصل CCM من خلال تطبيق قانون كيرشوف للجهد على الحلقة التي تضم الملف (الوشيعة) وقانون كيرشوف للتيار على العقدة الموصل إليها فرع المكثف. عندما يكون المفتاح الالكتروني بحالة الوصل ON فإن الصيغة الديناميكية لكل من تيار الملف وجهد المكثف تعطى بالمعادلات (6) وعندما يصبح المفتاح الالكتروني بحالة الفصل OFF تنقلب الصيغة الديناميكية إلى المعادلات (7).

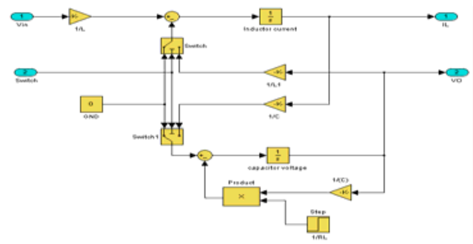


الشكل (4) دارة المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر

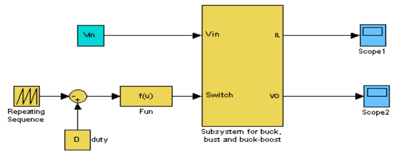
$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{1}{L}(V_{in}) \\ \dfrac{dv_o}{dt} = \dfrac{1}{C}(-\dfrac{v_o}{R}) \end{cases} \quad , \; 0 < t < D \; , \; Q : ON \qquad (6)$$

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{1}{L}(V_{in} - vo) \\ \dfrac{dv_o}{dt} = \dfrac{1}{C}(i_L - \dfrac{v_o}{R}) \end{cases} \quad , \quad D < t < T \quad , \quad Q : OFF \qquad (7)$$

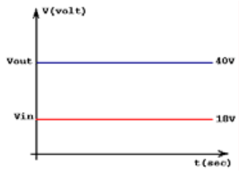
يعرض في الشكل (5) حالة تطبيق المعادلات (6,7) في برمجية SIMULINK™، وذلك باستخدام صناديق الضرب والجمع وصناديق عامل الربح والتي تتجمع وتغذي بدورها صناديق التكامل للحصول على الحالات $I_L(t)$&$V_C(t)$، بهذا فإن الشكل (5) يمثل النموذج الرياضي للحلقة المفتوحة لدارة المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر. إذْ عند محاكاة نظام ما فيSIMULINK™ غالباً ما توصف نماذج الحلقات المفتوحة كأنها أنظمة فرعية Subsystem [10,11] بغية التمكن من محاكاة كامل النظام (الحلقة المغلقة) عند إدخال نظام تحكم معين مثل SMC كحلقة تغذية عكسية تتحكم بكامل النظام. لهذا قد تم وصف نموذج المبدلة الرافعة للجهد المبين في الشكل (5) بأنه نظام فرعي له دخل V_{IN} وخرج V_O ومتحولات الحالة فيه عبارة عن جهد المكثف وتيار الملف $I_L=I_{IN}$ & $V_C=V_O$، حيث يتم التحكم بالقاطعة الالكترونية في دارة المبدلة عند المدخل Switch، كما هو في الشكل (6). يتم النقر وبشكل مزدوج بالفأرة على صندوق النظام الفرعي Subsystem الموضح في الشكل (6) لضبط القيم الخاصة بالنظام الفرعي ويستخدم صندوق التابع Fun لمقارنة قيمة النسبة /D/ وإشارة سن المنشار المولدة في صندوق تتابع التكرار ومن ثَم توليد نبضات القدح المناسبة، بهذا الشكل يمكن الحصول على قطار نبضات قدح عند مدخل التحكم Switch له دور قدرة T_S وعرض نبضة $D\times T_S$. يوضح الشكل (7) إشارة جهد خرج المبدلة مرسومة بالقيمة 40V وذلك عند حساب ثوابت دارة المبدلة التقطيعية بحسب القيم الموضحة بالجدول1. كما قدمت نتائج المحاكاة استجابة جهد الخرج وتيار الملف (تيار الدخل) على التوالي وبعامل تأرجح جهد أعظمي قدرة 0.43% من القمة إلى القمة، كما هو موضح في الأشكال (8-a,8-b).



الشكل (5) نموذج الحلقة المفتوحة للمبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر



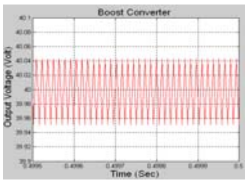
الشكل (6) النظام الفرعي Subsystem في المبدلات التقطيعية الرافعة للجهد المستمر DC/DC Boost Converter



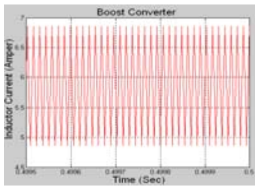
الشكل (7) إشارتا جهد دخل وخرج نموذج الحلقة المفتوحة للمبدلة الرافعة للجهد المستمر

Vin	18 V
L	69 mH
C	220 uF
R	13 Ω
F	100 KHz
D	55 %
Vout	40 V

الجدول (1) ثوابت دارة المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر



(a)



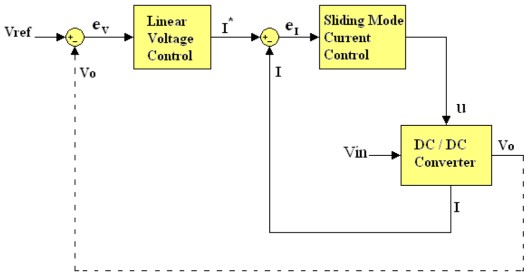
(b)

الشكل (8) a– إشارة جهد الخرج لنموذج الحلقة المفتوحة للمبدلة الرافعة للجهد بتأرجح قدرة (P-P) 0.43%

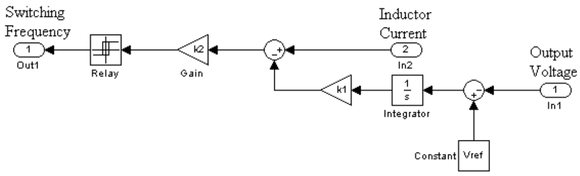
b- إشارة تيار الملف لنموذج الحلقة المفتوحة للمبدلة التقطيعية الرافعة للجهد

4-2 استخدام آلية التحكم المنزلق SMC في مبدلات DC-DC التقطيعية

يبين الشكل (9) المخطط الصندوقي العام لنظام تحكم بمبدلات الجهد المستمر التقطيعية وفق آلية نمط التحكم المنزلق SMC [1,6,12]. حيث تعمل أداة التحكم بالجهد الخطية المبينة في الشكل (9) على تحويل إشارة الخطأ في الجهد e_V (الفرق بين جهد الخرج V_O والجهد المرجعي V_{ref}) إلى تيار مرجعي I^*. في حين أن إشارة الخطأ في التيار e_I (الفرق بين تيار الملف I_L والتيار المرجعي I^*) تعالج وفق آلية نمط التحكم المنزلق SMC، ومن ثم يتم إسناد قيمة منطقية / u / والتي تمثل قيمة معادلة الخرج لقانون التحكم المذكور في المعادلة (2)، إلى القاطع الالكتروني للتحكم بدارة المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد. إن نسبه الحركة (الاهتزاز) في التيار هي أسرع بكثير من نسبة الحركة في الجهد، بهذا فإن آلية التبديل على القاطع الالكتروني تتم وفق تأرجح موجة التيار والذي يقدم استجابة ديناميكية أفضل بكثير منها عند تبديل القاطع الالكتروني وفق تأرجح الجهد، إذ إن تغيرات الجهد في اللواقط الكهروشمسية والناتجة عن تغيرات درجة الحرارة تهمل أمام تغيرات التيار الناتجة عن تغير شدة الإشعاع الشمسي [2,7]. حيث تمت مكافئة المخطط الصندوقي الموضح في الشكل (9)، وبالاعتماد على صيغة قانون التحكم المعطى في المعادلة (2) بنموذج SIMULINK™ المكافئ المبين في الشكل (10). يعتمد النموذج المكافئ على استخدام منظم تكاملي Integrated Regulator (دارة تكامل لها ثابت زمني τ موصله إلى مضخم بربح k_1) كأداة خطية للتحكم بالجهد والمطبق على مدخلها جهد الخطأ e_V ومضخم بربح (k_2) يقود مقارناً ذا خرج منطقي (1&0) وعروة غير متناظرة بالنسبة للمبدأ (حيث ثوابت نقطة الوصل SP_1 (Switch Point) تختلف عن ثوابت نقطة الفصل SP_2) لتعمل عمل نمط التحكم المنزلق للتيار.



الشكل (9) المخطط الصندوقي العام لنظام تحكم بمبدلات الجهد المستمر التقطيعية وفق نمط التحكم المنزلاق



الشكل (10) نموذج SIMULINK™ المكافئة لنمط التحكم المنزلق SMC

عموماً تسمى كل هذه الترتيبة بحلقة التغذية العكسية لنمط التحكم المنزلق SMC. وبهذا الشكل يمكن استكمال البحث للحصول على جهد خرج ثابت ومنظم والعمل في جوار نقطة الاستطاعة العظمى، تجاه تغيرات جهد الدخل أو تيار الحمل (ضمن القيم المسموح فيها) وذلك عند توضع جميع ثوابت دارة SMC، الشكل (10)، والتي هي $(SP_2, SP_1, k_2, k_1, \tau)$ وتعويض جميع ثوابت الحلقة المفتوحة للمبدلة التقطيعية الرافعة للجهد الموضحة في الشكل (5).

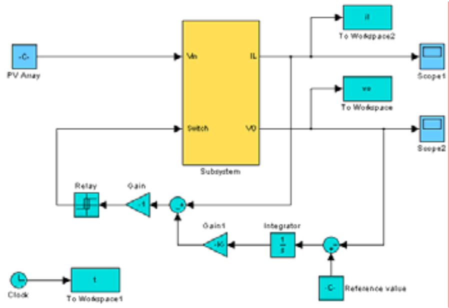
2-5 محاكاة الحلقة المغلقة للمبدل التقطيعي الرافع للجهد

تم بناء نموذج المحاكاة لأجل نمط التحكم المنزلق في مبدلات الجهد المستمر الرافعة التقطيعية وذلك بالاعتماد على المخطط الموضح في الشكل (9)، وذلك بوصل حلقة التغذية العكسية المبينة في الشكل (10) إلى نموذج الحلقة المفتوحة الموضح في الشكل (5) على النحو المشاهد في الشكل (11) والذي يبين نموذج الحلقة المغلقة للمبدل

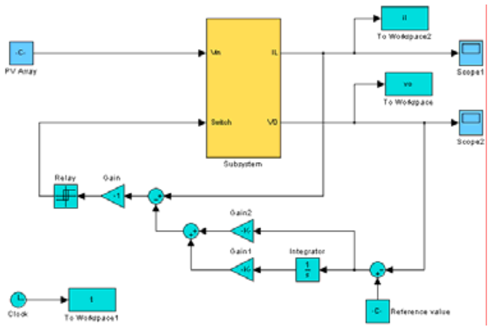
التقطيعي الرافع للجهد المستمر المستخدم نمط التحكم المنزلق. يلاحظ عند إجراء المحاكاة بأن جهد الخرج قد ارتفع إلى القيمة 40V عند تطبيق جهد دخل قدره 18V. يبين القسم الأيسر من الشكل (13) الاستجابة العابرة في الحلقة المغلقة باستخدام SMC لجهد الخرج وتغيراته من القيمة 40V نحو القيمة 42.5 ثم انخفاضه نحو القيمة 39V والعودة والثبات عند القيمة 40V وذلك عند تغير مقاومة الحمل بشكل خطوي من القيمة 8Ω وحتى القيمة 15Ω أي بمقدار 88%. كذلك يلاحظ في القسم الأيمن للشكل (13) الاستجابة العابرة لجهد الخرج وذلك عند تغير جهد الدخل بشكل خطوي بمقدار 31% من القيمة 16V وحتى القيمة 21V. إن زمن الاستجابة العابرة هو صغير جداً ويقدر بـ 15mSec وهذا الزمن مهمل عند استخدام هذه المبدلات الرافعة للجهد في أنظمة PV's حيث العروة الحرارة والضوئية غير آنية التبدل. غير أن مجال اهتزاز (تأرجح) الجهد أو ما يعرف باسم الـ overshooting هو جهد مرتفع نسبياً (من رتبة الفولت) ويعد ضاراً بالتجهيزات اللاحقة الوصل بهذه المبدلة الرافعة للجهد (استخدمت المبدلة في منظومة قالبة جهد Inverter DC-AC) هذا من جهة، كذلك الأمر إن حالة الاهتزاز عند الحالة العابرة في تيار الملف والذي هو نفسه تيار دخل المبدل أي التيار المستجر من اللاقط الكهروشمسي سيسبب ابتعاد نقطة العمل على المميزة I-V عن نقطة الاستطاعة الأعظمية ومن ثَم لن يعمل هذا المبدل عند نقطة الاستطاعة الأعظمية MPPT من جهة أخرى. لهذه الأسباب وبغية استخدام هذا المبدل في منظومات PV's لا بد من تحسين أداء هذه المبدلة الرافعة للجهد وإنقاص مقدار الـ overshooting، تبين في الأدب العلمي [6,13,14] أن الباحثين يعتمدون استخدام منظم تكاملي I للحلقة الخارجية للجهد ومنظم تناسبي P للحلقة الداخلية للتيار وهذا يسبب اهتزازاً بالجهد غير مرغوب فيه، في هذه المبدلات التقطيعية الرافعة للجهد المستمر كما بينا أعلاه. وعليه قمنا باستبدال المنظم التكاملي I في حلقة التغذية العكسية لـ SMC بمنظم نوع PI أي تكاملي تناسبي في حلقة الجهد الخارجية والمحافظة على استخدام المنظم

التناسبي P للحلقة الداخلية للتيار، كما هو مبين في الشكل (12) والذي يعد النموذج المطور للمبدل التقطيعي الرافع للجهد المستمر المستخدم نمط التحكم المنزلق SMC.

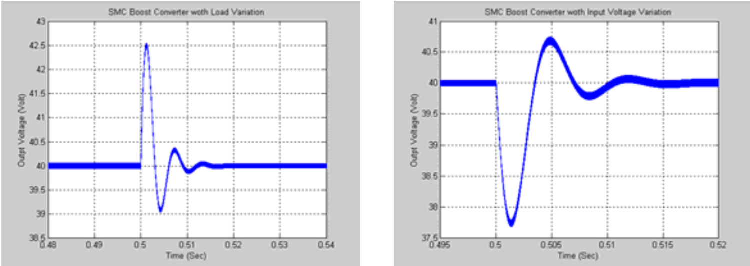
بدراسة الاستجابة العابرة للنموذج الذي قمنا بتنظيمه يلاحظ اضمحلال الـ overshooting (الاهتزاز في الجهد) في النموذج المطور لـ SMC، حيث يبين القسم الأيسر من الشكل (14) الاستجابة العابرة لجهد الخرج وذلك عند تغير مقاومة الحمل بمقدار 88%، و يبين القسم الأيمن من الشكل نفسه الاستجابة العابرة لجهد الخرج عند تغير جهد الدخل بمقدار خطوي قدره 31% .



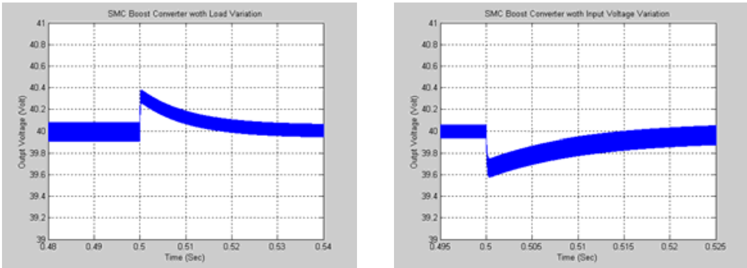
الشكل (11) نموذج الحلقة المغلقة للمبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر والمستخدمة لنمط التحكم المنزلق



الشكل (12) النموذج المطور للمبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر والمستخدمة لنمط التحكم المنزلق



الشكل (13) الاستجابة العابرة لجهد الخرج عند تغير مقاومة الحمل وتغير جهد الدخل في نموذج SMC



الشكل (14) الاستجابة العابرة لجهد الخرج عند تغير مقاومة الحمل وتغير جهد الدخل في النموذج المطور لـ SMC

يعد مجال اهتزاز الجهد في كلتا الحالتين هو أقل من 0.5V وبهذا فهو غير ضار في التجهيزات اللاحقة الوصل بمبدلة الجهد التقطيعية موضوع البحث ولا يسبب ابتعاد نقطة العمل على مميزة I-V للاقط الكهروشمسي عند جوار القيمة الأعظمية التي كان يعمل عندها قبل التغير. كما يبين الشكل (14) زيادة زمن الاستجابة العابرة في المعالجة عند التحول بجهد الدخل أو مقاومة الحمل إلى أكثر من الضعف تقريباً، بما يقدر بالقيمة 35mSec أي النظام المطور المبين في الشكل (12) أصبح أبطأ منه قبل التعديل والمبين في الشكل (11). غير أن هذه الزيادة في الزمن غير مهمة في المنظومات الكهروشمسية، إذْ إن التغير في درجة الحرارة أو الإشعاع الشمسي غير آني من جهة وتغير مقاومة الحمل أيضاً غير آنية (تستخدم هذه المبدلة التقطيعية

لتغذية قالبة جهد موصلة إلى الشبكة العامة) من جهة أخرى. تفسر نتائج المحاكاة المبينة، الأداء والسلوك المرضي لنمط التحكم المنزلق على المبدلات التقطيعية الرافعة للجهد المستمر، من شروط عدم تجاوز الـ overshooting وسرعة الاستجابة response speed لأجل خطوة تغير مقبولة في مقاومة الحمل وجهد الدخل. هذا ومن الجدير بالملاحظة أن زمن الاستجابة العابر المستغرق لإرجاع نقطة العمل إلى موضعها الأصلي في مركز جملة الإحداثيات للمميزة القطبية لمستوي فراغ الحالة في المبدلة التقطيعية هو بقيمة 35mSec في النموذج المطور لنمط التحكم المنزلق والذي تم الحصول عليه في بيئة محاكاة MATLAB وعند استخدام حاسب جيد المواصفات له معالج مصغر يعمل بتردد 2.5GHz. أما عند التطبيق العملي -كما سنجد لاحقاً- فإن المعالج التحكمي يعمل عند تردد 4MHz الأمر الذي أدى إلى زيادة زمن الاستجابة العابرة إلى القيمة 1.5Sec وهو زمن يمكن إهماله أيضاً عند العمل مع المنظومات الكهروشمسية، بسبب كبر عرض العروة الإشعاعية والحرارية، حيث التغيرات في شدة الإشعاع الشمسي ودرجة الحرارة تعد بطيئة جداً.

6-2 النمذجة الرياضية للمنظمات الرقمية المستخدمة في نمـط الـتحكم المنزلـق SMC

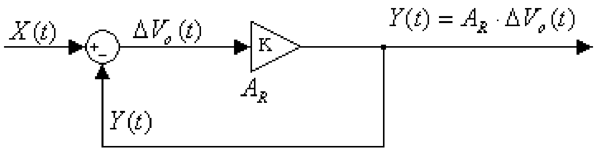
1-6-2 نمذجة المنظم التناسبي *Proportional Controller*

إن المنظم التناسبي هو منظم سريع جداً ويعطي في خرجه استجابة فورية والتي هـي تغير تناسبي بقيمة إشارة خرج المنظم عند أي تغير بإشارة الدخل (إشـارة الخطـأ) ΔV_O. استُخْدم المنظم التناسبي في حلقة التيار الخارجية لنظام SMC المبين في الشكل (12)، حيث يوصف سلوك المنظم التناسبي على النحو المبين في المعادلات (8)، وهنا تمثل A_R ثابت المنظم التناسبي، ΔV_O إشارة الخطـأ، Y(t) إشـارة الخـرج، X(t) إشارة الدخل المرجعية Set Point.

$$\Delta V_o(t) = X(t) - Y(t) \quad \& \quad Y(t) = A_R \cdot \Delta V_o(t) \qquad (8)$$

اعتماداً على معادلات المنظم التناسبي يمكن تمثيل مخطط سير الإشارة للمنظم التناسبي كما هو مبين في الشكل (15). وبتحويل معادلات المنظم التناسبي من الحالة التشابهية (المستمرة) إلى الحالة الرقمية (المتقطعة) يتم الحصول على مجموعة المعادلات (9).

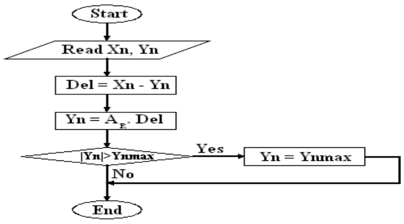
$$\Delta V_o(nT) = X(nT) - Y(nT)\ \&\ Y(nT) = A_R \cdot \Delta V_o(nT)\ \ ; nT < t < (n+1)T \qquad (9)$$



الشكل (15) مخطط سير الإشارة لمنظم من النوع P

اعتماداً على المعادلات الرقمية (9) يتم إنشاء المخطط المنهجي المبين في الشكل (16) والذي يمثل خوارزمية عمل المنظم التناسبي، إذْ يجب إضافة محدد إلى خرج المنظم بحيث لا تتجاوز قيمة الخرج الأعظمي للمنظم في الاتجاهين الموجب والسالب القيمة Y_{nmax} والتي هي تكافئ القيمة 40V وهي القيمة الواجب تنظيمها في خرج المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد. تمثل Del في هذه الخوارزمية قيمة الخطأ المطبقة على دخل المنظم في اللحظة nT، وتمثل Y_n قيمة خرج المنظم التناسبي في اللحظة nT، حيث تمثل X_n القيمة المرغوب فيها (Set Point) في اللحظة nT، أما Y_{nmax} فتمثل القيمة الأعظمية المسموح وصولها في خرج المنظم التناسبي. وأخيراً تم تحويل المخطط المنهجي المبين في الشكل (16) إلى برنامج بلغة البيسك Basic كما هو مبين في الإجراء البرمجي المبين في الشكل (17)، بغية التمكن من تحويله في برمجية BASCOM-AVR إلى الشكل الست عشري .Hex.Dec وهو الشكل الذي يمكن تحميله إلى المعالج التحكمي المصغر AT90S4433 من الطراز AVR المستخدم في دارة المبدلة ومن ثم إجراء المحاكاة للبرنامج أدناه وكذلك دارة المعالج الصغري µc

معاً من خلال برنامج المحاكاة Proteus، والتأكد من صحة عمل المنظم التناسبي في ترتيبة SMC.



الشكل (16) المخطط المنهجي لبرنامج يمثل منظماً من النوع P


```
$regfile = "4433def.dat"
$crystal = 4MHz
$sim
Sub Reg_P
Del = Sz - S
If Val(Del) > 40 Then Del = 40
If Val (Del) < -40 Then Del = -40
Wzf=KctP*Del
If Val(Wzf) > Wmax Then Wzf =
Wmax
If Val(Wzf) < -Wmax Then Wzf =
-Wmax
End Sub
```

الشكل (17) الإجراء البرمجي للمنظم P والمكتوب في بيئة عمل BASCOM-AVR

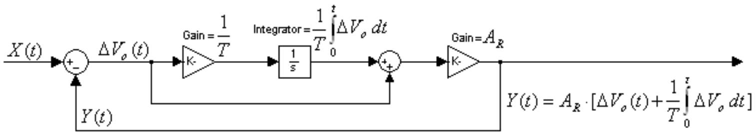
2-6-2 نمذجة المنظم التناسبي التكاملي *Proportional - Integral Controller*

يعد المنظم التناسبي التكاملي PI من المنظمات الأكثر استعمالا في عمليات التحكم على وجه العموم وفي دارات التحكم بمبدلات الكترونيات الطاقة على وجه الخصوص، فهو يعد مزجاً كهربائياً للمنظم التناسبي والتكاملي، وبهذا فهو يحوي المزايا الإيجابية للمنظمين ويقلل مساوئ كلا المنظمين [15]. استُخْدِم المنظم PI في الحلقة الخارجية للجهد في ترتيبة SMC الموضحة في الشكل (12) عوضاً عن استخدام المنظم التكاملي فقط، بهدف إنقاص قيمة مجال اهتزاز الجهد في الخرج أو ما

يسمى بـ Overshooting من القيمة 3.5V إلى القيمة 0.45V كما بينا أعلاه. تكتب العلاقة الرياضية للمنظم التناسبي التكاملي PI على النحو المبين في المعادلات (10)، حيث تمثل A_R الثابت التناسبي، و $\Delta V_O(t)$ إشارة الخرج، و Y(t) إشارة الخرج، و T الثابت التكاملي، و X(t) الإشارة المرجعية (Set Point).

$$\Delta V_o(t) = X(t) - Y(t) \quad \because \quad Y(t) = A_R \cdot [\Delta V_o(t) + \frac{1}{T}\int_0^t \Delta V_o \, dt] \qquad (10)$$

اعتماداً على معادلات المنظم التناسبي التكاملي يمكن تمثيل مخطط سير الإشارة للمنظم PI كما هو مبين في الشكل (18). ولتحويل معادلات المنظم التناسبي التكاملي من الحالة التشابهية (المستمرة) إلى الحالة الرقمية (المتقطعة)، يجب تحويل التكامل الرياضي المبين في الشكل (18) إلى مجموع المستطيلات ذات العرض المتناهي في الصغر (زمن تقطيع T) والواقعة تحت منحنى إشارة الدخل لتصبح معادلات المنظم الرقمي كما هو معطى في المعادلات (11) أي للحصول على معادلات المنظم الرقمي يجب تحويل علاقة التكامل الرياضي إلى علاقة التكامل العددي بحسب المعادلات (11).



الشكل (18) مخطط سير الإشارة لمنظم من النوع PI

$$K_1 = A_R \quad , \quad K_2 = \frac{K_1}{T_n}.T$$

$$\Delta V_o(nT) = X(nT) - Y(nT)$$

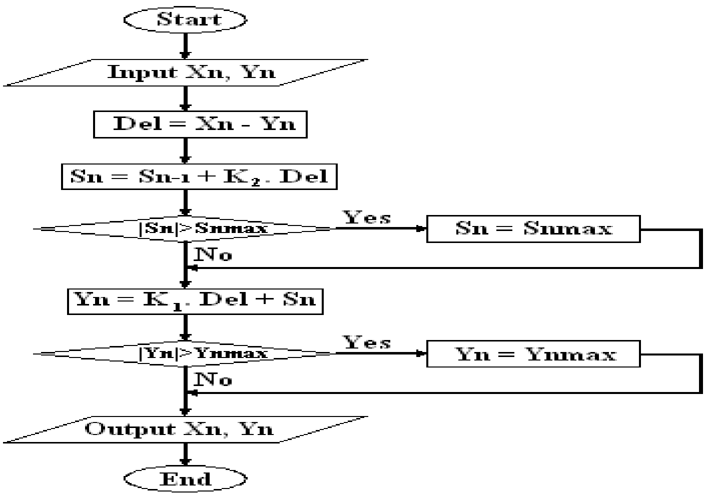
$$Y(nT) = K_1.\Delta V_o(nT) + K_2.\sum_{i=1}^{n} \Delta V_o(iT) \quad ; \quad nT < t < (n+1)T$$

$$S_n = K_2.\sum_{i=1}^{n} \Delta V_o(iT) \quad \& \quad S_{n-1} = K_2.\sum_{i=1}^{n-1} \Delta V_o(iT)$$

$$S_n = K_2.\sum_{i=1}^{n-1} \Delta V_o(iT) + K_2.\Delta V_o(nT) \quad \Rightarrow \quad S_n = S_{n-1} + K_2.\Delta V_o(nT)$$

$$\Rightarrow \quad Y(nT) = K_1.\Delta V_o(nT) + S_{n-1} + K_2.\Delta V_o(nT) \qquad (11)$$

حيث تمثل S_{n-1} قيمة الجزء التكاملي في اللحظة السابقة T(n-1)، و تمثل S_n قيمة الجزء التكاملي في اللحظة nT، و T دور التقطيع (عرض المستطيل). اعتماداً على المعادلات الرقمية (11) للمنظم التناسبي التكاملي يمكن إنشاء المخطط المنهجي الموضح في الشكل (19) والذي يمثل خوارزمية عمل المنظم PI مع إضافة محدد إلى خرج المنظم بحيث لا يتجاوز خرج المنظم القيمة الأعظمية للخرج Y_{nmax} في الاتجاهين الموجب والسالب، وبالطريقة نفسها تُحدد القيمة العظمى للجزء التكاملي S_n بحيث لا يتجاوز القيمة المحددة S_{nmax}. وكما هو الحال في المنظم التناسبي المبين في الفقرة أعلاه يجب تحويل المخطط المنهجي المبين في الشكل (19) إلى برنامج بلغة البيسك Basic كما هو موضح في الإجراء البرمجي المبين في الشكل (20) وذلك بغية تحويله في برمجية BASCOM-AVR إلى الشكل .Hex.Dec ومن ثم تحميله إلى داخل شريحة المعالج المصغر AT90S4433 وإجراء المحاكاة للبرنامج ودارة المعالج المصغر معاً في بيئة محاكاة Proteus 6.5، والتأكد من صحة عمل المنظم PI.



الشكل (19) المخطط المنهجي لبرنامج يمثل منظماً من النوع PI

$regfile = "4433def.dat" $crystal = 4MHz $sim Sub Reg_PI Do Set Portd.5 Waitus 3.11 Reset Portd.5 Waitus 6.89 Loop For i =1 to n	Del(i) = Val Sz(i)-Val S(i) If Del(i) > 40 Then Del(i) = 40 If Del(i) < -40 Then Del(i) = -40 Sint(i) = Sint(i) + Del(i) * K2 If Sin(i) > Sintmax Then Sint(i) = Sintmax Is Sint(i) < -Sintmax Then Sint(i) = -Sintmax Wzf(i) = K1 * Del(i) + Sint(i) If Wzf(i) > Wmax Then Wzf(i) = Wmax If Wzf(i) < -Wmax Then Wzf(i) = -Wmax Next End Sub

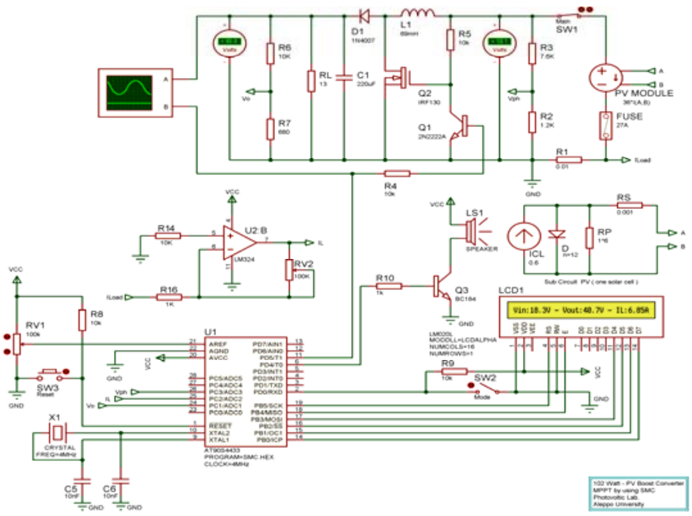
الشكل (20) الإجراء البرمجي للمنظم PI والمكتوب في بيئة عمل BASCOM-AVR

7-2 التصميم الالكتروني للمبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر

تتكون المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر قيد البحث والتصميم كما هو مبين في الشكل (21) من المكونات الآتية:

1-7-2 دارة التحكم بالمبدلة: وهي عبارة عـن شـريحة معـالج تحكمـي مصـغر Microcontroller من الطراز AT90S4433 والمصنعة بتقنية CMOS والمبنية على أساس AVR بعرض ممر معطيات قدرة 8-Bit. تبـرمج هـذه الشـريحة بحسـب الخوارزميات المبينة في الشكلين (16,19) للعمل وفق نمط الـتحكم المنزلـق SMC والتحكم بكامل المبدلة التقطيعية. بالنظر إلى قائمة التعليمات القوية التي ينفذ معظمهـا خلال دورة ساعة واحدة، فإن المعالج AT90S4433 ينجز تقريباً مليون تعليمـة فـي الثانية الواحدة 1MIPS عند التردد 1MHz [16] ، مما يسمح عنـد تصـميم النظـام الالكتروني موضوع البحث باستهلاك الطاقة المثلى Optimize مقابل سرعة المعالجة وتردد عمل المعالج التحكمي بشكل يناسب الاستخدام مـع الأنظمـة الكهروشمسـية PV's. إذ إن التيار الذي يستجره المعالج الصغري μc من اللواقط الكهروشمسية عند

العمل وفق التردد 4MHz والجهد 5V ودرجة حرارة $25C^{o}$ هو 3.4mA وبهذا فإن الاستطاعة المستهلكة من اللواقط الكهروشمسية (الاستهلاك الذاتي للمبدلة) هي مثالى وتحدد بالقيمة 17mW. دعم المعالج AVR-AT90S4433 بشكل كامل من ناحية البرامج [16] بالجامع Assembler، وبرنامج تصحيح أخطاء Debug ومحاكي Simulator، ومقود Emulator، كما استخدمنا في هذا البحث البرمجيات الآتية:
MATLAB 7.1/SIMULINK™, OrCAD 9.1/Pspice, AVR-BASCOM, Proteus 6.5 كوسيلة جيدة وفعالة لمحاكاة الإجرائيات البرمجية الخاصة بالبرامج Software كلّها للتصميم المدروس وكذلك محاكاة العناصر المكونة Hardware لأقسام النظام المصمم كله.



الشكل (21) دارة المبدلة الرافعة Boost Converter مع منظومة الـ µ.c مرسومة في بيئة محاكاة Protues

<u>2-7-2 المفتاح الالكتروني:</u> وهو يمثل قلب دارة المبدلة التقطيعية فهو العنصر الذي يتحكم بكمية الطاقة المزودة إلى الحمل. إذْ تعد ترانزستورات الأثر الحقلي الاستطاعية ذات البوابة المعزولة Power MOSFET مناسبة أكثر من الترانزستورات ثنائية

القطبية BJT وذلك عند استطاعة عمل (خرج) من رتبة 50 واطاً [13]. يجـب علـى الترانزستورات المختارة للاستعمال في هذه المبدلات أن يكون لها سـرعات تبـديل كبيرة (أعلى من 100KHz) حيث تردد تشغيل المبدلة الاسمي هو بقيمـة 100KHz، كما هو مبين في الجدول (1)، ويجب أن تكون قادرة على مقاومة التزايد المفاجئ في الجهد المنتج من قبل الملف. إن ترانزيستور الاستطاعة الذي تم اختياره في التصـميم هو من الطراز IRF130 لما يمتلك من مواصفات تكفي التطبيق المدروس في البحث. تلخص هذه المواصفات بأن مقاومته الأمامية عند التوصيل صغيرة $r_d=0.22\Omega$، وتيار مصرفه الأعظمي هو بقيمة $I_D=12A$، والجهد العكسي الأعظمـي بـين المصـرف والمنبع هو بقيمة $V_{DS}=65V$ وأخيراً متوسط زمن الانتقال هو $t_{rr}=80nS$.

3-7-2 الملف: وهو العنصر الأساسي المسبب لزيادة الجهد في الخرج، بسبب عمليات القطع والوصل ونظراً لأن التيار المار في الملف لا يتغير بشكل فجائي فإنه عندما يميلُ تيار الملف إلى الهبوط، يميلُ الملف إلى إبقاء التيار ثابتاً وذلك بالعمل كمنبع تيار. إن الملفات المستعملة في المبدلات التقطيعية تَلتف عادة على نواة حلقية، في أغلب الأحيان مصنوعة من مادة الفيرايت ferrite ذات فجوة هوائية موزعة لتَقليل الضياعات في النواة عند الترددات العالية [14]. يصمم الملف L_1 من أجل المحافظة على معدل ثابت لتزايد التيار المار فيه طبعاً إذا كانت تغيرات تيار الخرج ضمن الحدود المسموح بها على النحو الآتي:

✻ في أثناء المحاكاة في SIMULINK™ وجد أن قيمة عامل التحريض الذاتي للملف هي $L_1=69mH$ وكذلك قيمة التيار الاسمي المار في الملف هي 5.67A، كما هو مبين في الشكل (8-a) حيث استطاعة الخرج هي 102W وجهد الدخل 18V وبمراعاة عامل الارتياب يجب ضرب التيار الاسمي بالمقدار 1.2 [14] وبهذا يصبح التيار الاسمي هو $I_L=6.8A$.

✻ بحسب قيم الجدول (1) يؤخذ تردد التشغيل (تردد أخذ العينات) بالقيمة 100KHz، لهذا يتم اختيار النواة ذات الطراز 77206-A7 المصنوعة من مادة الفيرايت [17] ذات الأبعاد 6.35mm×12.7mm×20.3mm والتي تقدم كثافة فيض مغناطيسي أعظمي لمادة النواة بقيمة B_{max}=2430mT وذات مساحة مقطع قدرها A_e=257.81 mm².

✻ تحديد عدد اللفات N المطلوبة للملف بغرض تحقيق التحريضية L_1=69mH لدينا العلاقة (12) والتي تعطي التحريضية لكل لفة A_L، وكذلك العلاقة (13) التي يمكن من خلالها حساب قيمة الكثافة النظرية للفيض المغناطيسي [8].

$$A_L = \frac{L}{N^2} \quad (12) \qquad B_{max} = \frac{N \cdot I_P \cdot A_L}{A_e} \quad (13)$$

عندئذ بتعويض (12) مع (13) مع ملاحظة مجموعة القيم المذكورة أعلاه نحصل على عدد لفات الملف وهي 750 لفة.

$$B_{max} = \frac{I_P \cdot L}{N \cdot A_e} \Rightarrow N = \frac{I_P \cdot L}{B_{max} . A_e}$$

$$\Rightarrow N = \frac{6.8 \times 69 \times 10^{-3}}{2430 \times 10^{-3} \times 257.81 \times 10^{-6}} = 748.94\, Turns \approx 750\, Turns$$

<u>2-7-4 الديود:</u> إن الديود المستعمل في المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد هو عبارة عن ثنائي تقويم سريع قادر على القطع والوصل بشكل سريع نسبياً. الثنائيات المعروفة بثنائيات الاستعادة السريعة Fast Recovery Diodes والمستعملة في هذه التطبيقات هي ثنائيات شوتكي [13,14]. تم اختيار ثنائي التقويم نوع شوتكي من الطراز MBR1045 ذي التيار الأمامي 15A والجهد العكسي 85V.

<u>2-7-5 المكثّف:</u> وهو العنصر المستعمل في المبدلة لتخفيض التموج في جهد الخرج وذلك من أجل قيم دنيا للضياعات فيه. تَحدثُ الضياعات في المكثّف بسبب مقاومتها التسلسلية الداخلية ومفاعلتها, لهذا فإن المكثّفات المستخدمة في المبدلات والتي تكون مختارة على أساس مقاومتها التسلسلية المكافئة ESR (Equivalent Series

Resistance) هي مكثّفات Tantalum الصلبة والتي هي الأفضل في هذا المجال للتجهيزات الاستطاعية ذات الأداء العالي [13,14].

توجد أنواع عديدة للمكثفات مثل البوليستر والالكتروليتية والبولستيرين والتنتاليوم .... لكل نوع من هذه الأنواع خواص فريدة تجعله مناسباً لتطبيق وغير مناسب لتطبيق آخر، وقد تم تحديد سعة المكثف الالكتروليتي، عوضاً عن مكثف التنتاليوم لصعوبة الحصول عليه، بالقيمة C_1=220uF وذلك بحسب قيم الجدول (1) وبجهد تحمل أعظمي قدرة 50V. ولحساب قيمة جهد التموج في الخرج وبفرض أن التموج في جهد الخرج هو جيبي [8] فإن القيمة المنتجة للتموج في جهد الخرج تعطى بالعلاقة الموضحة في المعادلة (14).

$$V_{rms,ripple} = \frac{\Delta V}{2\sqrt{2}} = \frac{D \times (V_{o,avg} - V_{in})}{(16 \times \sqrt{2})\, f^2\, LC} \qquad (14)$$

إن التغير في جهد الخرج ليس جيبياً ولكنه مثلثي كما هو مبين في نتائج محاكاة SIMULINK™، الشكل (8-b). تقدم المعادلة (14) التقريب الأفضل للقيمة المنتجة للتموج في جهد الخرج وليست القيمة الدقيقة. وبالتعويض نلاحظ أن عامل التموج شبه معدوم، وهذا مطابق تقريباً لنتائج المحاكاة، الشكل (8-b).

$$V_{rms,ripple} = \frac{0.55 \times (40 - 18)}{(16 \times \sqrt{2})(100 \times 10^3)^2 \times 69 \times 10^{-3} \times 220 \times 10^{-6}} = 3.52 \times 10^{-6} V$$

6-7-2 شاشة الإظهار LCD: أردنا في التصميم تحقيق إمكانية قياس وإظهار قيمة جهد الدخل وجهد الخرج والتيار المستجر من اللواقط الكهروشمسية بهدف تحقيق تدابير الحماية والأمان وإخراج المبدلة عن الخدمة في حال العمل الخاطئ وتحرير رسائل الخطأ المناسبة. لتحقيق هذا الغرض استُخْدِمتْ شاشة إظهار كريستالية بسطرين و 16 عموداً من الطراز LM020L، فهي عبارة عن مصفوفة يمكن فيها إظهار جميع رموز الـ ASCII (189 رمز)، حيث تحوي معالجاً نوع CMOS فضلاً عن دارة قيادة لوحات الإظهار وكل رمز يتألف من (7×5) نقطة Pixel، كما تعمل

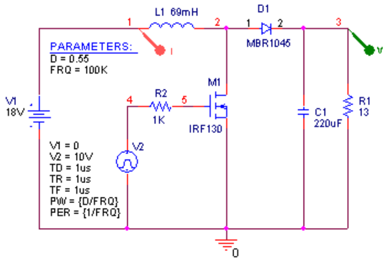
بجهد تغذية مستمر قدرة 5V وباستهلاك منخفض للطاقة، فضلاً عن ملاءمة الوصل إلى أقطاب المعالج التحكمي المصغر من خلال 4 أو 8 أقطاب، هذا علاوة على زاوية الرؤية الكبيرة نسبياً.

8-2 محاكاة القسم البرمجي والعتادي للتصميم الالكتروني ومقارنة النتائج العملية

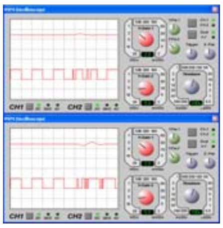
تم في هذا البحث وبشكل مبدئي، بناء دارة المبدلة التقطيعية الرافعة للجهد المستمر بحسب قيم تصميم SIMULINK™ المذكورة سابقاً واختبارها في برمجية Pspice كدارة مبدلة تقطيعية رافعة للجهد المستمر (الحلقة المفتوحة) كما هو مبين في الشكل (22) وبهذا يتم التحول من محاكاة النموذج الرياضي في الـMATLAB إلى محاكاة النموذج الفيزيائي في الـPSpice. حيث يوضح في الجانب الأيمن للشكل (24) نتيجة التحليل العابر لجهد الخرج وتيار الدخل (تيار الملف)، وذلك عند محاكاة دارة المبدلة (الحلقة المفتوحة) المبينة في الشكل (22). توضح نتيجة المحاكاة في الشكل (24)، الجانب الأيمن، الاستقرار الجيد لإشارة جهد الخرج وثباتها عند القيمة 40V واستجرار قيمة التيار الاسمي نفسها المذكورة سابقاً أي I_L=6.8A. كما يبين في الجانب الأيسر للشكل (24) أثر تغير نسبة العمل *D* في جهد الخرج، وذلك بإجراء التحليل البارمتري العابر Transent Step Parameter عند تبدل قيمة نسبة العمل *D* وبشكل خطي من القيمة 0.3 وحتى القيمة 0.6 وبخطوة 0.1، حيث نلاحظ في هذا الشكل تزايد قيمة جهد الخرج عند تزايد نسبة العمل وهذا مطابق للتحليل الرياضي المذكور في المعادلة (4).

يبين الشكل (23) نتائج محاكاة كامل المنظومة بشكل مخرج على راسم إشارة خاص بالبرمجية Proteus 6.5 حيث يوضح الشكل المعروض في القسم العلوي للشكل (23) موجة جهد الخرج المستمرة ونبضات التقطيع المولدة بتقنية SMC والمخرجة عند الطرف رقم /11/ للمعالج التحكمي المصغر AT90S4433 وذلك في حال وجود اضطراب في جهد الدخل بقيمة 21%، كما يوضح القسم السفلي للشكل (23) هذه

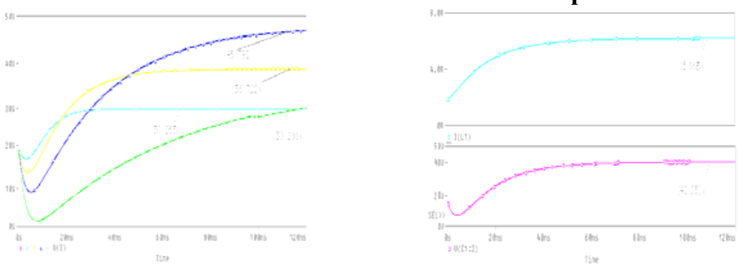
الإشارات في حال وجود اضطراب خطوي في الخرج بقيمة أعظمية قدرها 53%. يتم إخراج قيمة جهد الخرج وجهد الدخل والتيار المستجر من اللواقط الكهروشمسية على شاشة الإظهار الكريستالية LCD، المبينة في الشكل (21).



الشكل (22) مخطط دارة المبدلة التقطيعية الرافعة DC/DC Boost Converter في بيئة محاكاة Pspice



الشكل (23) نتائج محاكاة Protues على المبدلة التقطيعية الرافعة Boost مع منظومة الـ µ.c



الشكل (24) نتائج محاكاة Pspice لإجراء التحليل البارمتري العابرعلى المبدلة التقطيعية الرافعة Boost Converter

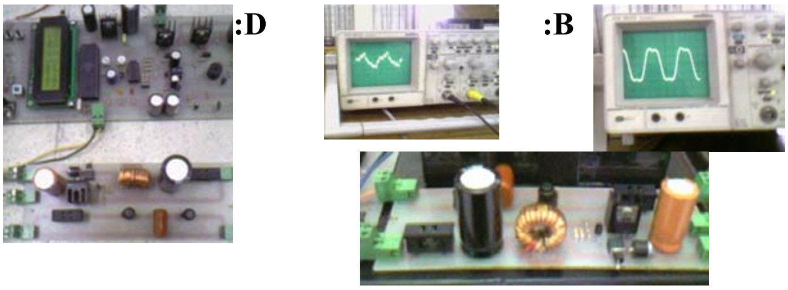
إن فهم آلية القياس أعلاه يتطلب دراسة سير الإشارة في المخطط الالكتروني المبين في الشكل (21)، حيث توصل اللواقط الكهروشمسية إلى دخل المنظومة على نحو 36 خلية كهروشمسية موصلة على التسلسل وذلك بالاعتماد على الدراة الكهربائية المكافئة للخلية الكهروشمسية. فعند الضغط على القاطع S_{W1} تُغَذى المنظومة مباشرة من هذه الخلايا والممثلة باللاقط الكهروشمسي PV. يقاس جهد الدخل V_{in} من خلال المقاومات

$R_2\&R_3$ والتي تعمل كمقسم كمون تطبق الجهد على المبدل التشابهي الرقمي AD_3 في المعالج الصغري AT90S4433.

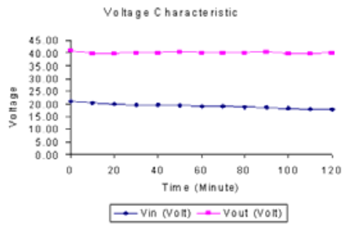
تعمل المقاومات $R_6\&R_7$ عمل مقسم كمون لجهد الخرج المستمر للتمكن من قياسه باستخدام المبدل AD_1، كما يستخدم المبدل AD_2 لقياس قيمة التيار المستجر من اللواقط. لتحقيق غرض قياس التيار، وكما هو مبين في الشكل (21)، تم وضع مقاومة R_1 بقيمة 0.01Ω على التسلسل مع اللواقط الكهروشمسية. ونظراً لأن التيار المستجر من اللواقط سيمر في هذه المقاومة بحسب الشكل (21) هو بالاتجاه العكسي أي من أسفل المقاومة إلى أعلاها، عنده سيكون الجهد الهابط على طرفيها سالباً، ومن ثَم لابد من استخدام مضخم عملياتي عاكس للتمكن من تطبيق قيمة التيار المستجر على المبدل AD_2. تم اعتماد المضخم العملياتي من الطراز LM324 والذي سيعمل على تضخيم الجهد على طرفي المقاومة R_1 والذي هو بقيمة أعظمية قدرها 0.057V إلى القيمة 2.5V (الجهد المرجعي V_{ref}) وذلك من خلال ضبط المقاومة R_{V2} المبينة على الشكل (21). يتم إخراج نواتج القياس ورسائل الخطأ على شاشة الإظهار الكريستالية LCD كما تتم الإشارة إلى حالة العمل الحدية أو الخطأ من خلال إصدار أصوات متقطعة للإشارة إلى ضرورة فصل الحمل، وذلك عندما يتزايد التيار المستجر عن القيمة الاسمية له أي 6.8A بسبب وجود قصر ما في الخرج، على سبيل المثال. يمثل القاطع S_{W2} مفتاحاً لحظياً لتشغيل المنظومة أو إيقافها عن العمل Start/Stop، أو لتشغيل شاشة الإظهار الكريستالية LCD أو عدم تشغيلها، وذلك بحسب الخيار الذي سيظهر على الشاشة (حالة الـ Mode) حين الضغط على S_{W2}. ويعمل المفتاح اللحظي S_{W3} على إعادة الوضع Reset للمنظومة عند الحاجة لذلك. وتعمل المقاومة R_{V1} على ضبط قيمة الجهد المرجعي V_{ref} عند القيمة 2.5V ، إذ إن التغير في هذه المقاومة يؤدي إلى تغير مستوى القياس للجهد والتيار أي يمكن استخدامها أيضا للمعايرة. إن هدف إطفاء شاشة الإظهار أو إظهارها هو التقليل من استهلاك القدرة وإنقاص زمن

مسح البرنامج لكل دوره وهذا بدوره ينقص من استهلاك الطاقة [18]، خصوصاً أن تغذية هذه المنظومة تتم من اللواقط الكهروشمسية مباشرة. يبين الشكل (25) بعض الصور العملية للتصميم، حيث يوضح الشكل (A) موجة الجهد على طرفي الملف، والشكل (B) موجة التيار المار في الملف، والشكل (C) الدارة العملية للمبدلة MPPT Boost Converter، كما يبين الشكل (D) الدارة العملية للمبدلة Boost وجملة المعالج التحكمي المصغر التي تتحكم بالمبدلة Boost وقد صمم على لوحة Board نفسها الجملة التحكمية منظومة قالبة جهد Inverter والتي تعتبر حمل دارة المبدلة موضوع البحث. بعد إنهاء التنفيذ العملي للتصميم قمنا بإجراء عدة قياسات عملية للجهد والتيار ضد تغيرات الحمولة وتغيرات الدخل. بمعالجة نتائج القياس باستخدام Excel تم الحصول على الأشكال (27,26). يبين الشكل (26) نتائج قياس الجهد بدلالة تغيرات جهد الدخل من القيمة 17.8V وحتى 20.9V، حيث يلاحظ ثبات جهد الخرج عند القيمة 40V مدة اختبار تزيد على الساعتين. كما يبين الشكل (27) نتائج قياس المردود واستطاعتي الدخل والخرج بدلالة تغيرات جهد الدخل بحسب المجال السابق، وثبات المردود عند القيمة 95.6% لمدة الاختبار نفسها.

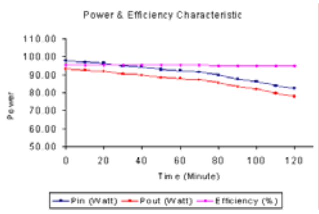
:A :B :D :C



الشكل (25) بعض الصور العملية للتصميم المدروس



الشكل (26) نتائج قياس جهدي الدخل والخرج



الشكل (27) نتائج قياس المردود

3- المناقشة والاستنتاج

✱ يعرض هذا العمل نمذجة رياضية ديناميكية غير خطية للمبدلات التقطيعية (المقطعات) الرافعة للجهد المستمر باستخدام نمط التحكم المنزلق والتي تعد طريقة عمل جديدة للتحكم بأداء عالٍ للمقطعات غير المعزولة الرافعة للجهد المستمر، وإمكانية استخدامها في الأنظمة الكهروشمسية PV's بغية ملاحقة نقطة الاستطاعة العظمى MPPT والمحافظة على جهد خرج ثابت ومستقر عند تغير تيار وجهد خرج اللاقط الكهروشمسية أو تغير تيار الحمل، حيث تم تقييم النموذج من خلال مجموعة البرمجيات المذكورة في متن البحث والتي تعد جميعها بيئة محاكاة ملائمة لاختبار وتصحيح نموذج الدارة والانتقال من النموذج الرياضي إلى الفيزيائي.

✱ نتائج محاكاة التصميم الالكتروني عرضت مقدرة النموذج على المحافظة على جهد خرج ثابت ومستقر يصل إلى 40V عند التغيرات بقيم مسموح بها لكل من جهد الدخل ضمن المجال V(16-21) و مقاومة الحمل ضمن المجال Ω(8-13).

✱ تفسر نتائج المحاكاة الأداء والسلوك المرضي من شروط عدم تجاوز مجال اهتزاز الجهد overshooting الأقل من 0.5V وسرعة الاستجابة المقبولة وذلك لأجل خطوة تغير مقبولة في متحول الخرج (قيمة الحمل) ومتحولات الدخل (جهد وتيار اللاواقط الكهروشمسية).

✱ بينت نتائج القياس على التصميم المنفذ عملياً التوافق الجيد بين هذه القيم وبين قيم نتائج المحاكاة ومقدرة النظام المصمم للسيطرة على جهد الخرج عند إحداث اضطراب

خطوي في متحول الدخل بقيمة 21% وفي متحول الخرج يصل حتى 53% وبـزمن عابر قدرة 1.5Sec، كما أعطت نتائج القياس مؤشراً جيداً لدرجة مـردود المنظومـة (المبدلة) والذي يصل إلى القيمة 95.6% والمحافظ عليه مـدة اختبـار تزيـد علـى الساعتين.

References

[1] Ahmed, M., Kuisma, M., Silventoinen, P., "Sliding Mode Control for Half-Wave Zero Current Switching Quasi-Resonant Buck Converter". 4th Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, NORPIE'04, Norway 2004.

[2] T. Esram, J.W. Kimball, T. Krein, L. P. Chapman; "Dynamic Maximum Power Pint Tracking of Photovoltaic Array Using Ripple Correlation Control", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 5, Sept. 2006

[3] M. Jantsch1, M. Real, H. Häberlin, C. Whitaker, K. Kurokawa, G. Blässer, P. Kremer, C.W.G. Verhoeve, "Measurement of PV Maximum Power Point Tracking Performance", Netherlands Energy Research Foundation ECN,2001.

[4] T. Esram, L. P. Chapman; "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Pint Tracking Techiques", University of Illinois, Urbana, 2004.

[5] V. F. Pires, J. A. Silva, "Teaching Nonlinear Modeling, Simulation, and Control of Electronic Power Converters Using MATLAB/SIMULINK™", IEEE Transactions on Education, vol. 45, no. 3, August 2002.

[6] Faruk Bilalovic, Osman Music, and Asif Sabanovic, "Buck Converter Regulator Operating in the Sliding Mode Control", "Proc. Seventh International PCI83" Conference, 2004, PP. 331-340.

[7] J.Mahdavi, A.Emadi, H.A.Toliyat, "Application of State Space Averaging Method to Sliding Mode Control of PWM DC/DC Converters", IEEE Industry Applications Society October 1997.

[8] MOHAN N., UNDELAND T. M., ROBBINS W. P.; "Power Electronics, Converter & Inverter, Applications and Design"; John Wiley and Sons, INC., 2nd ed, New York, 802 pages, 1995

[9] Mohammed Firas Shraif, "Optimization and Measure of Photovoltaic Conversion", Report LAAS 02569, France, December 2002.

[10] Juing-Huei Su, Jiann-Jong Chen, Dong-Shiuh Wu, "Learning Feedback Controller Design of Switching Converters Via MATLAB/SIMULINK™", IEEE Transactions on Education, vol. 45, November 2002.

[11] Daniel Logue, Philip. T. Krein, "Simulation of Electric Machinery and Power Electronics Interfacing Using MATLAB/SIMULINK™", in 7th Workshop Computer in Power Electronics, 2000,pp. 34-39.
[12] Ahmed, M., Kuisma, M., Silventoinen, P., Pyrhönen, O., "Sliding Mode Control For Buck-Boost Converter Using Control Desk dSPACE". The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2003. Singapore. 17 - 20 November 2003.
[13] R.D Middlebrook and S.C'UK, "A New Optimum Topology Switching DC-DC Converter", IEEE Power Electronic Specialists Conference (PESE) Record,1997.
[14] R.D Middlebrook and S.C'UK, "Advances in Switched-Mode Power Conversion", Vols. I and II, TESLA co, 490 S. Rosemead BIvd., Suite 6, Pasadena, CA91107,2001.
[15] Ahmed, M., Kuisma, M., Silventoinen, P., "Comparison between PID Control and Sliding Mode Control for Buck Converter. Symposium on Power Electronics", Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2004, Capri, Italy 2004.
[16] AVR – Microcontroller type AT90S4433/ AT-Mega 8 datasheet.
[17] Y. Ishihara, T. Kawamure, K. Harada, "Analysis of MPPT Characteristics in Photovoltaic System", Solar Energy Materials and Solar Cell 47 (1997).
[18] J.D. Van Wyk, J.H. Enslin, "A study of a solar power converter with microcomputer based maximal power control utilizing an electronic cascade", IEEE, International Power Electronic Conference IPEC-83, 1983.

تاريخ ورود البحث إلى مجلة جامعة دمشق: 2007/10/17.