

تصميم وتنفيذ وحدة قواطع الحالة الثابتة عالية الاستطاعة لمعدلات الرادارات النبضية الحديثة اعتماداً على الربط التفرعي لترانزستورات MOSFET ذات الاستطاعة العالية

د. معين يونس*

د. غدير ماضي**

تيسير العيسى***

(تاريخ الإيداع 24 / 9 / 2020. قُبِلَ للنشر في 11 / 11 / 2020)

□ ملخص □

تُسمى وحدة تغذية الجهد العالي للصمام المكروي في الأنظمة الرادارية بالمعدّل النبضي الذي يقوم بتوليد نبضات جهد عالي باستطاعة مرتفعة، وتُعد وحدة قواطع الحالة الثابتة ذات الاستطاعة العالية في المعدلات النبضية الحديثة الجزء الأهم في تصميم هذه المعدلات.

نُطرح في هذا العمل بناء جديد لوحدة قواطع الحالة الثابتة الموجودة في المعدّل النبضي لقيادة نبضات الجهد العالي المطبقة على الصمام المكروي عالي الاستطاعة في المرسل الراداري، ويكون الهدف من ذلك بناء معدّل نبضي عالي الاستطاعة مناسباً للعديد من الرادارات المحلية بتقنيات جديدة كلياً وتكنولوجيا حديثة لحل مشكلة تقادم هذه الرادارات وعمليات إصلاحها أو استبدالها. تقوم فكرة بناء كتلة القواطع هذه على ربط عدد من ترانزستورات الاستطاعة تفرعياً مع بعضها البعض وإضافة دارات سنبر Snubber Circuits لها بقيادة ترانزستور استطاعة يقود مجموعة الترانزستورات. تم التحقق من صحة هذا البناء المُقترح بواسطة النمذجة باستخدام برنامج ORCAD 17.4 ومن ثم تم تنفيذ النموذج المُقترح ومقارنة النتائج العملية بنتائج النمذجة التي تحقق الغرض المطلوب من توليد نبضات الجهد العالي وباستطاعة مرتفعة وعرض نبضة صغير بتردد تكراري نبضي محدد لتحقيق مواصفات جيدة لعمل الرادار.

الكلمات المفتاحية: الاستطاعة النبضية، قواطع الحالة الثابتة، الصمامات المكروية، المغنطرون، الكترونييات الاستطاعة، المحولات النبضية، دارات السنبر.

* أستاذ -قسم هندسة الاتصالات والالكترونيات-كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية-جامعة تشرين-اللاذقية-سورية.
** أستاذ مُساعد -قسم هندسة الاتصالات والالكترونيات-كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية-جامعة تشرين-اللاذقية-سورية.
***طالب دكتوراه -قسم هندسة الاتصالات والالكترونيات-كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية-جامعة تشرين-اللاذقية-سورية.

Design and implementation High-Power Solid-State Switch Bank for Modern Pulse Radar Modulators using Parallel Stacked High Power MOSFET Transistors

Dr. Mouen Younes *

Dr. Ghadir Madi**

Taysir Alissa ***

(Received 24 / 9 / 2020. Accepted 11 / 11 / 2020)

□ ABSTRACT □

High voltage power supply of microwave tubes, which called in radar systems the modulator, has the ability to produce high voltage and power pulses.

The most important part of modern modulators is the high-power solid-state switch bank which works on the primary inductance of high-power pulse transformer as a load, and finding high voltage pulses on the output of it using the turn ratio of the pulse transformer.

In this work, we propose a new structure of high-power solid-state switch bank for driving high power pulses applied on the magnetron tube in the radar transmitter. The proposed structure is based on snubber circuits and MOSFET leader transistor added to a Parallel Stacked High Power MOSFET Transistors. Proper performance of the proposed structure is evaluated through simulations and experiments. It is verified that the proposed design can achieve a high voltage and short pulse-width pulses without over voltage pulses and oscillation.

Keywords: Pulsed Power, Solid State Switch, Microwave Tubes, Magnetron, Power Electronics, pulse transformer, snubber circuit.

*Professor, Department of Communication and Electronics, Faculty of Mechanical and Electrical Engineering, Tishreen University, Lattakia, Syria.

**Associate Professor, Department of Communication and Electronics, Faculty of Mechanical and Electrical Engineering, Tishreen University, Lattakia, Syria.

***PhD. Student, Department of Communication and Electronics, Faculty of Mechanical and Electrical Engineering, Tishreen University, Lattakia, Syria.

مقدمة:

إن وظيفة المعدل النبضي Pulse Modulator هي تأمين نبضات الجهد العالي باستطاعة مرتفعة للصمام المكروي لتوليد النبضات المكروية عالية الاستطاعة، وبما أن الاستخدام الأكثر لهذه النبضات المكروية موجود في الرادارات النبضية لذلك فإن شكل ومواصفات نبضات الجهد العالي للمعدل النبضي مهمة جداً لعمل الرادار النبضي [1]، حيث يُعد عرض النبضة (Pulse Width (PW) العامل الرئيسي المُحدِّد لقدرة الرادار على الفصل بين الأهداف وكذلك التردد التكراري النبضي (PRF) pulse repetition frequency الذي يؤثر على قيمة المدى الأعظمي لقدرة الرادار على الكشف [2].

لأسباب السابقة، تُعد معدلات الحالة الثابتة النبضية عالية الاستطاعة مهمة جداً لأبحاث الرادار وتكنولوجيا الأمواج المكروية، بحيث تكون الغاية الرئيسية للمعدل النبضي عالي الاستطاعة توليد نبضات جهد عالي بعرض نبضة صغير وزمن صعود وهبوط سريع بتردد تكراري محدد [3].

يوجد العديد من التصاميم لهذه المعدلات النبضية عالية الجهد إلا أن أقدمها والأكثر شهرة هو التصميم المُسمى بالنمط الخطي Line-type construction الذي ظهر منذ العام 1940م وبقي من أفضل التصاميم من حيث الكلفة المنخفضة والمرونة في عمليات الإصلاح والتبديل للمرسلات الرادارية لسنين عديدة [4]. تتكون معدلات النمط الخطي من شبكة تشكيل النبضة (PFN) Pulse Forming Network، المحول النبضي Pulse Transformer، والقاطعة Switch. يتم تصميم شبكة تشكيل النبضة بحيث تكون ممانعتها مساوية تقريباً لممانعة الحمل المنظورة من جهة المحول النبضي (توافق ممانعات بين المعدل والحمل) [5]. إن لهذه الطريقة العديد من الإيجابيات كالخبرة الطويلة، تخزين ثابت للطاقة، صغر الحجم، تحكم جيد بالجهد، إلا أن لها أيضاً سلبيات كالحاجة لتوافق الممانعات بين الحمل ومُشكّل النبضة، صعوبة تحقيق عرض نبضة صغير ومحدد. شكل نبضة الخرج ثابت لا يمكن تغييره، الحاجة لدارة حماية للقواطع، الحاجة لدارة إزالة المغنطة لقلب المحول النبضي، محدودية في إمكانية الحصول على زمن صعود وهبوط صغير للنبضة، حلقة تكرار لشحن وتفريغ مُشكّل النبضة، زمن حياة قصير للمكثفات والوشائع الموجودة في مُشكّل النبضة بالإضافة إلى صعوبة تغييرها [6].

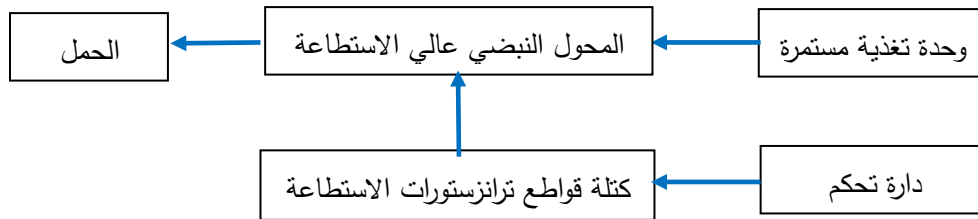
ظهرت تصاميم أخرى في الأنظمة الرادارية التقليدية تعتمد على مبدأ مولد ماركس Marx generator بتقنيات جديدة تعتمد على قواطع الحالة الثابتة ولكن تُستخدم فقط في تطبيقات النبضات الطويلة [7-8].

أهمية البحث وأهدافه:

يهدف عملنا هذا إلى بناء تصميم جديد للمعدل النبضي نظرياً وعملياً يتجنب السلبيات الموجودة في التصاميم القديمة ويكون صالحاً للعمل على طيف واسع من الرادارات السورية الموجودة بهدف تحقيق رفع جاهزيتها عن طريق استبدالها بتكنولوجيا جديدة محلية وبكلفة منخفضة مقارنة مع الكلفة المرتفعة الحالية هذا إن توفرت قطع التبديل لكونها تعتمد على تقنيات قديمة لم تعد تُنتج الآن.

طرائق البحث ومواده:**1. المخطط العام للمعدّل النبضي**

يرتكز محور عملنا في هذا البحث على عمل كتلة قواطع الحالة الثابتة عالية الاستطاعة فقط، لذلك بقية أجزاء المعدّل النبضي كوحدة التغذية لجهد الدخل، دارة تسخين الفيتيل للصمام المكروي، المحول النبضي عالي الاستطاعة، دارة التحكم، والحساسات جميعها غير مشروحة في هذا البحث ويعود للقارئ دراسة المقالات والمراجع المتعلقة بها [9]، حيث يُوضح الشكل (1) المخطط الصندوقي العام للمعدّل النبضي.



الشكل (1): المخطط الصندوقي للمعدّل النبضي

تم تنسيق بقية البحث بحيث نشرح في البداية بنية المعدّل المقترح ووصف كتلة القواطع وطريقة وصل عناصرها بشكل تفرعي مع شرح المبدأ النظري والعلاقات الرياضية المبني عليها هذا التصميم، ومن ثم ننتقل إلى نمذجة البنية المقترحة باستخدام برنامج لنمذجة الدارات الإلكترونية يُسمى Pspice وذلك للتحقق من صحة البنية المقترحة وإظهار أثر دارات السنبر الفعّال وغير الفعّال بوجود الترانزستور القائد على شكل نبضة الجهد العالي ومواصفاتها. ثم نقوم بالتنفيذ العملي لهذا المعدّل المقترح واستخلاص النتائج التجريبية ومقارنتها مع نتائج النمذجة، للوصول في نهاية هذا العمل إلى الغاية المرجوة من عملية بناء هذا المعدّل. علماً أنه تم تنفيذ الجزء العملي لهذا المعدّل في مركز الدراسات والبحوث العلمية.

2. البنية المقترحة لكتلة قواطع الحالة الثابتة عالية الاستطاعة

يعتمد مبدأ عمل المعدّل النبضي المقترح على فكرة قيادة نبضات الجهد العالي بشكل مباشر باستخدام قواطع الحالة الثابتة عالية الاستطاعة بتصميم جديد كلياً مع إضافة دارات سنبر فعّال Active Snubber وغير فعّال Passive Snubber وقيادة ترانزستور استطاعة مفرد عن ترانزستورات كتلة القواطع يعمل كقائد لمجموعة الترانزستورات المشكّلة لما يُسمى بالقاطعة، ليتم تطبيق نبضات الجهد العالي على الصمام المكروي الموجود في المرسل الراداري، وبخلاف كل التصاميم المعروفة للمعدّلات النبضية القائدة للصمامات المكروية والتي تعتمد على خطوط النقل لإيجاد نبضات الجهد العالي فإن هذه الطريقة تعتمد على كتلة قواطع الحالة الثابتة عالية الاستطاعة التي تعمل على ملف الأولي للمحول النبضي عالي الاستطاعة كحمل لها ومن ثم رفع الجهد بنسبة تحويل معينة لإيجاد نبضات الجهد العالي على خرج المحول النبضي [10].

إن لهذه الطريقة العديد من الإيجابيات من بينها الاستغناء عن خطوط تشكيل النبضة ووشية الشحن، إمكانية التحكم بلحظة الإغلاق وذلك بسبب استخدام قواطع مفتوحة وبالتالي حماية النظام في لحظات الفشل أو الانهيارات، عدم الحاجة لتحقيق توافق ممانعات بين المعدّل والحمل، إمكانية تغيير شكل النبضة، عدم وجود شحن وتفريغ كامل للمكثفات، التحكم بمستوى جهد الخرج عن طريق جهد الدخل مباشرة، وبالإضافة إلى إمكانية تغيير عرض النبضة

والتردد التكراري دون الحاجة إلى إجراء أي تغيير في بنية المعدّل وهو ما يجعل من تصميم معين أن يكون مناسب للعديد من الرادارات المختلفة فيما بينها بعرض النبضة أو التردد التكراري [11].

تُستخدم كتلة قواطع الحالة الثابتة عالية الاستطاعة في بعض التطبيقات كقاطعة جهد كامل باستخدام مكثفات تخزين طاقة ذات جهد عالي ومن ثم تقطيع هذا الجهد لتطبيقه على الصمام المكروي، وفي هذه الحالة لا بد من وصل قواطع الجهد بشكل تسلسلي مع بعضها البعض لتتحمل العمل تحت الجهد العالي [12]. في بعض التصاميم يكون وصل هذه القواطع خليط ما بين الوصل التسلسلي والتفرعي لتخفيض جهد الدخل، وفي حال تم استخدام المحول النبضي لرفع الجهد النبضي إلى القيمة المطلوبة تكون ترانزستورات كتلة القواطع موصولة على التفرّع لتحمل مرور التيار النبضي العالي في ملف الأولي وهذه الطريقة مستخدمة في العديد من معدّلات الحالة الثابتة ذات الاستطاعة العالية كما في المعدّلات المبنية على أساس مولد ماركس [13].

سوف نستخدم في عملنا هذا المحول النبضي عالي الاستطاعة ولذلك لا حاجة للوصل التسلسلي للقواطع وإنما فقط وصل تفرعي واستخدم ملف الأولي كحمل لكتلة القواطع هذه وبالتالي الحصول على جهد عالي على خرج ملف الثانوي للمحول النبضي [14].

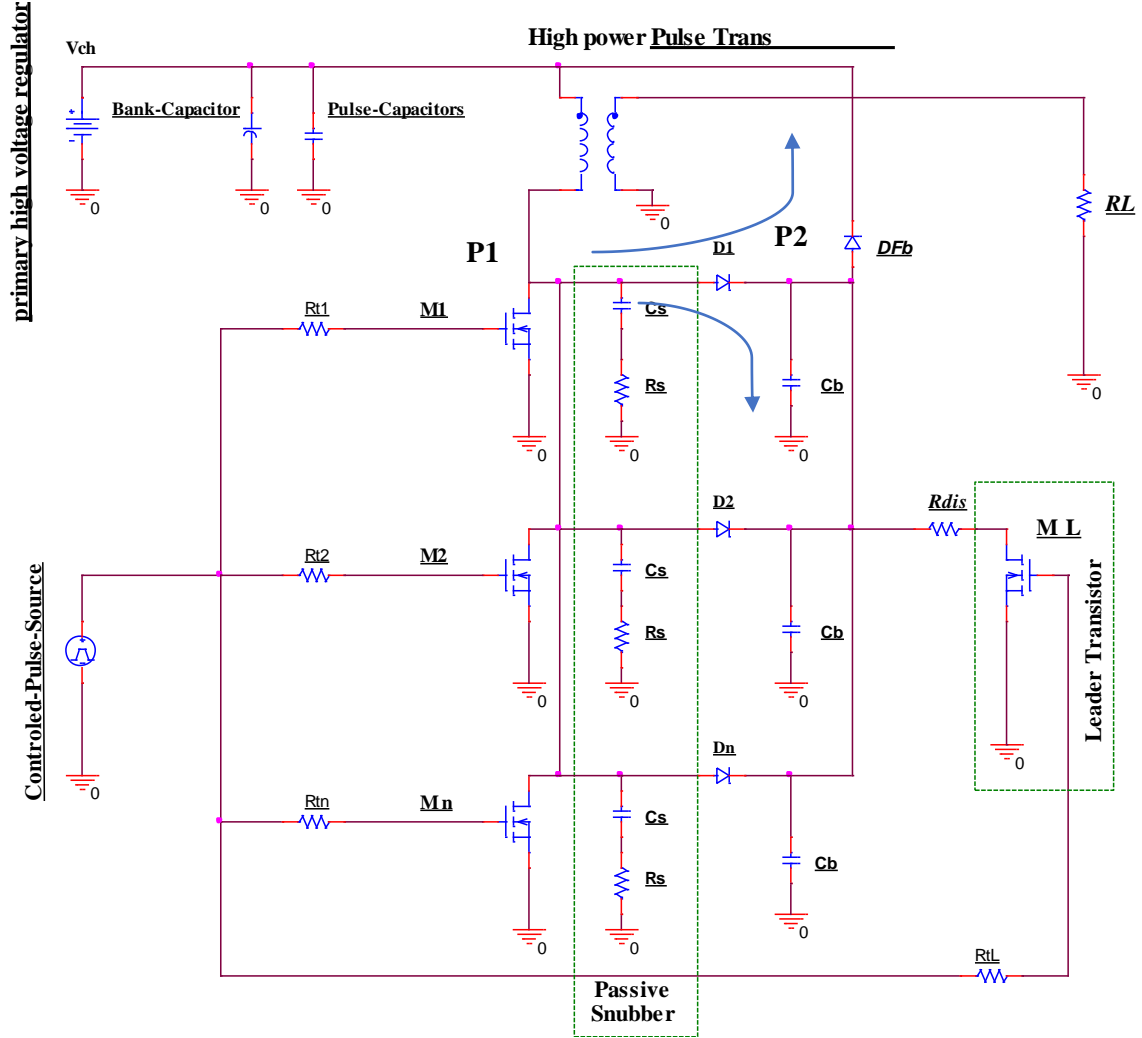
يُظهر الشكل (2) الدارة الكهربائية المقترحة للمعدّل النبضي باستخدام كتلة قواطع الحالة الثابتة الموصولة مع بعضها البعض تفرعياً.

2. 1. مناقشة تصميم الدارة

بدايةً يجب الانتباه إلى قيمة مكثفات التخزين Bank Capacitors بحيث تكون كافية لتأمين الطاقة اللازمة لتوليد النبضات وكذلك أيضاً لقيمة المكثفات النبضية Pulse Capacitors لتكون قادرة على تأمين جهد نبضي عالي خلال زمن صغير ($highV/\mu s$).

تم وصل عدد من ترانزستورات الاستطاعة MOSFET على التفرّع ($M_1 \dots M_n$)، حيث n : عدد ترانزستورات كتلة القواطع المربوطة تفرعياً) وذلك لتقليل الاستطاعة الهابطة على مقاومة فتح القواطع ولزيادة سماحية التيار المار بالقواطع. تتعلق قيمة جهد نبضة الدخل بالقيمة العظمى التي يستطيع ترانزستور الاستطاعة أن يتحملها دون حدوث انهيار (جهد المصدر - المجمع)، لذلك ترتبط نسبة تحويل المحول النبضي بنسبة جهد نبضة الخرج والجهد الأعظمي للمصدر - مجمع لترانزستورات الاستطاعة هذه [15].

يجب الانتباه إلى أنه كلما زادت نسبة تحويل المحول النبضي قلّ جهد المصدر - المجمع لترانزستور الاستطاعة، ولكن ذلك يعني أيضاً زيادة في قيمة العناصر الشاردة للمحول النبضي كالمكثفات والذاتيات الشارديّة التي تُسبب تشوّه في شكل النبضة مع وجود نبضات عابرة عالية القيمة غير مرغوبة مع زيادة في قيمة زمن الصعود والهبوط لنبضة جهد الخرج وجميع هذه العوامل غير مرغوبة في التطبيقات المتعلقة بالرادارات كونها تؤثر على عملها وأدائها [16].



الشكل (2): الدارة الكهربائية المقترحة للمعدّل النبضي مع ترانزستورات الاستطاعة MOSFET الموصولة تفرعياً مع دارات السنبر

يكمّن هدفنا الرئيسي في حذف هذه النبضات العابرة الموجودة على مجمّع القاطعة بالإضافة إلى الحصول على زمن صعود وهبوط سريع لجهد نبضة الخرج، ولذلك قمنا بإضافة دائرة سنبر غير فعّال (C_s, R_s) لكل ترانزستور استطاعة MOSFET، وسنبر فعّال (R_{dis}, C_n, D_n) مع ترانزستور استطاعة واحد (M_L, L : Leader) لقيادة بقية ترانزستورات (M_n) كتلة القواطع، والذي سنطلق عليه تسمية (الترانزستور القائد) كما هو موضّح في الشكل (1).

2. المناقشة النظرية للدائرة المقترحة والعلاقات الرياضية المبنية عليها

إن جهد الشحن المستمر الموجود على دخل دائرة المعدّل هو V_{ch} ، وفي الحالة الأولى (النمط الأول) عندما تكون جميع ترانزستورات الاستطاعة M_n و M_L مفتوحة (كتلة القواطع مفتوحة) سوف يمر التيار عبر ملف الأولى للمحول النبضي، وتكون معادلة الشحن لذاتية ملف الأولى للمحول النبضي موضحة بالعلاقة:

$$V_{ch} = L_p \frac{di_{on}}{dt} \quad (1)$$

حيث L_p ذاتية الملف الأولي للمحول النبضي، di_{on} تيار شحن الذاتية L_p خلال الزمن dt والذي هو عبارة عن عرض النبضة T_{on} ، ولذلك نستطيع كتابة المعادلة (1) على الشكل:

$$di_{on} = V_{ch} \cdot \frac{T_{on}}{L_p} \quad (2)$$

وإذا افترضنا أن تيار الحمل I_l فيكون لدينا:

$$di_{on} = \frac{N_s}{N_p} \cdot I_l \quad (3)$$

حيث: N_s عدد لفات الثانوي للمحول النبضي، N_p عدد لفات الأولي للمحول النبضي. والتي يمكن كتابتها باستخدام المعادلة (2) على الشكل:

$$I_l = \frac{T_{on}}{L_p} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot V_{ch} \quad (4)$$

وتكون القدرة المخزنة في ذاتية الأولي:

$$E_{L_p} = \frac{1}{2} L_p (di_{on})^2 \quad (5)$$

بتعويض المعادلتين (3 و 4) في المعادلة (5) يكون لدينا:

$$E_{L_p} = \frac{T_{on}^2 V_{ch}^2}{2 \cdot L_p} \quad (6)$$

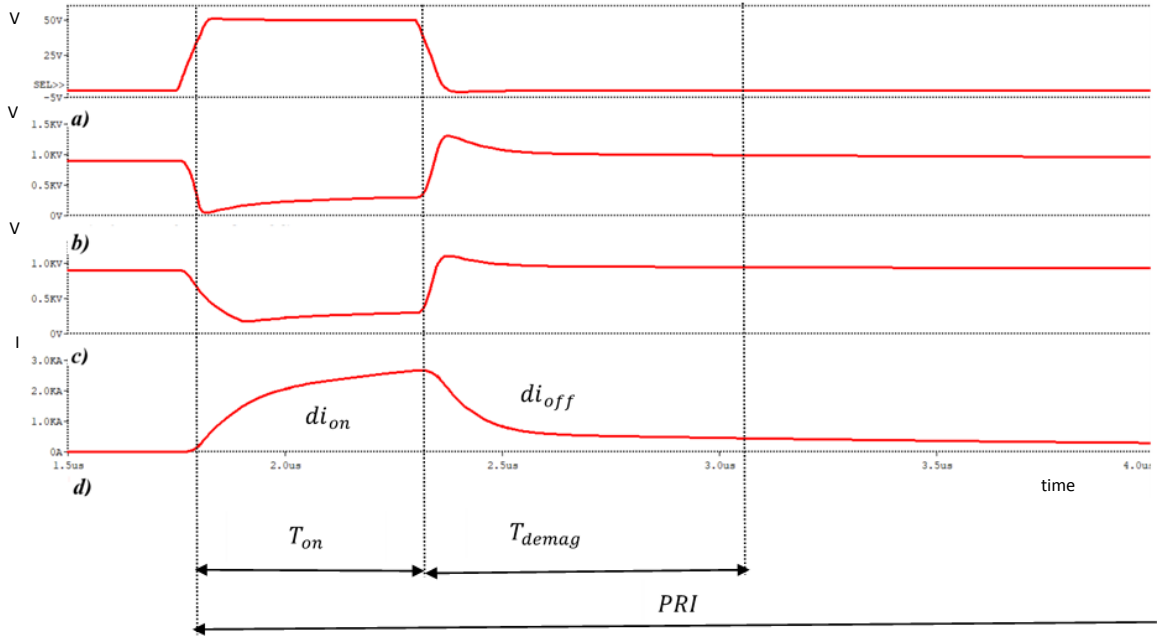
في هذا النمط يكون الترانزستور القائد M_L مفتوحاً، لذلك سيتم تفريغ جهد المكثفة C_b عبر مقاومة التفريغ R_{dis} ليصبح جهداً صفراً وبالتالي سيفتح الديود D_n .

عند انخفاض جهد التحكم على بوابة ترانزستورات الاستطاعة سوف تُغلق هذه الترانزستورات وبالتالي يمر التيار عبر D_{FB} و D_n ويكون لدينا جهد العقدة P_1 محدد بالعلاقة: $V_{P1} = V_{ch} + V_{FD_{FB}} + V_{FD_n}$ ، وجهد العقدة P_2 محدد بالعلاقة: $V_{P2} = V_{ch} + V_{FD_{FB}}$ ، (حيث: V_{FD_n} : الجهد المباشر للديود V_{FD_n} ، $V_{FD_{FB}}$: الجهد المباشر للديود D_{FB}) عندها سيمر التيار في ملفات الأولي للمحول النبضي الذي سيقوم بتحويل الاستطاعة إلى الحمل كنبضات جهد عالي. والشكل (3) يوضح أشكال جميع النبضات للدارة المقترحة.

تقوم دارات السنبر غير الفعّال (nC_s, nR_s) بحذف ترددات الاهتزازات المنخفضة الناتجة عن الذاتيات الشاربية للمحول النبضي ومكثفات المصدر - المجمع لترانزستورات الاستطاعة.

عندما تُغلق ترانزستورات الاستطاعة (M_n) والترانزستور القائد (M_l) سيتم شحن المكثفة C_b حيث تُعطى قدرتها التخزينية بالعلاقة:

$$E_{C_b} = \frac{1}{2} C_b V_{ch}^2 \quad (7)$$



الشكل (3): شكل النبضات للدائرة المقترحة

(a) النبضة على دخل ترانزستورات الاستطاعة، (b) جهد العقدة $P1$ ، (c) جهد العقدة $P2$ ، (d) تيار ذاتية الأولي للمحول النبضي.

لذلك سيتم تحويل وإعادة الطاقة المتبقية في المحول النبضي E_{res} إلى وحدة التغذية الرئيسية عبر الديود D_{Fd} ، والتي تُعطي قيمتها بالعلاقة:

$$E_{res} = E_{Lp} - E_{Cb} = \frac{1}{2} L_p \left(\frac{N_s}{N_p} \cdot I_l \right)^2 - \frac{1}{2} n C_b V_{ch}^2 \quad (8)$$

حيث، n عدد المكثفات C_b (وكذلك عدد قواطع ترانزستورات الاستطاعة). بملاحظة العلاقة السابقة نجد أن الطرف الأيمن من هذه المعادلة صغير جداً مقارنةً بالطرف الأيسر، ولذلك فإن معظم الطاقة الذاتية سوف تعود إلى وحدة التغذية الرئيسية. وحيث أن لدينا:

$$L_p \frac{di_{off}}{dt} = (V_{ch} - V_{P1}) \quad (9)$$

وبالتالي:

$$L_p \frac{di_{off}}{dt} = -(V_{FD_{Fb}} + V_{FD_n}) \quad (10)$$

حيث di_{off} تيار تفريغ ذاتية L_p . وهذا يعني أن قطبية ذاتية الأولي تتعكس وبالتالي تتم إزالة المغنطة بدون الحاجة لدارة إضافية لإزالة مغنطة القلب الفريتي للمحول النبضي، وهذه إحدى المزايا المهمة لوجود الترانزستور القائد M_l ، وبالتالي لدينا:

$$di_{off} = -(V_{FD_{Fb}} + V_{FD_n}) \cdot \frac{T_{demag}}{L_p} \quad (11)$$

حيث T_{demag} الزمن اللازم لإزالة مغنطة ذاتية الأولي.

لتحقيق إزالة مغنطة القلب الفريتي بشكل كامل يجب أن يكون تيار التفريغ لذاتية الأولي مساوياً لتيار الشحن لها، لذلك يكون الشرط اللازم لإزالة المغنطة هو:

$$di_{on} = |di_{off}| \quad (12)$$

وبالتالي يكون الزمن اللازم لإزالة المغنطة هو:

$$T_{demag} = \frac{V_{ch}}{V_{FD_{Fb}} + V_{FD_n}} \cdot T_{on} \quad (13)$$

ولأجل التطبيقات المتعلقة بعمل الرادار، يجب أن يكون زمن عرض النبضة وزمن إزالة المغنطة هما معاً أقل من المجال التكراري للنبضة (PRI) pulse repetition interval، وبالتالي:

$$T_{demag} + T_{on} < PRI$$

وبما أن معدل عمل الرادار يُعطى كنسبة النبضة T_{on} إلى PRI ، أي: $DutyCycle = \frac{T_{on}}{PRI}$

وبالتالي فإنه قيمته مقيدة حسب العلاقة:

$$DutyCycle < \frac{1}{1 + \frac{V_{ch}}{V_{FD_{Fb}} + V_{FD_n}}} \quad (14)$$

يتم تحديد قيمة C_b و R_{dis} بحيث يتحقق الشرط التالي: $R_{dis} > V_{ch}/I_{Ml-max}$ ، حيث I_{Ml-max} القيمة المطلقة العظمى لتيار ترانزستور القيادة M_l .

أما بالنسبة لتحديد قيمة المكثفات فيجب أن تحقق شرط تفريغها خلال زمن فتح الترانزستورات بشكل كامل، لذلك يمكن كتابة الشرط التالي:

$$5nR_{dis}C_b < T_{on} \quad (15)$$

حيث n عدد مكثفات الـ C_b .

3. ملاحظات تصميمية:

عند إخراج الدارة المطبوعة لترانزستورات كثلة القواطع كبورديجب الانتباه إلى مسألة التناظر فيما بين هذه الترانزستورات وإلا سوف يمر تيار أكبر في البعض منها من البعض الآخر وسيحدث عدم توازن بمرور التيار النبضي بين مختلف فروع الدارة الحاوية على ترانزستورات الاستطاعة الموصولة تفرعياً.

تحمل عائلة ترانزستورات الـ IGBT جهد أكبر من ترانزستورات الـ MOSFET، إلا أنها أبطأ بكثير منها وزمن صعود نبضة الجهد فيها مرتفع جداً، لذلك هي غير مناسبة في تطبيقنا هذا (عرض نبضة صغير)، ولكنها جيدة لمعدلات النبضات الطويلة [17].

النتائج والمناقشة:

1- نمذجة الدارة المقترحة والتحقق من صلاحية البنية المفروضة

تم نمذجة الدارة المقترحة باستخدام برنامج الـ ORCAD 17.4 للتحقق من أداء البنية المقترحة للمعدل النبضي ضمن السيناريو الحقيقي وباعتبار معالجة النظام غير خطية (الحالة الحقيقية)، ولهذا الغرض تم تحديد مواصفات معدل نبضي عالي الاستطاعة بعرض نبضة قصير يناسب عمله عدد من التطبيقات تمن بينها العمل على بعض أنواع رادارات الدفاع الجوي الموجودة في البلاد. وهذه المواصفات على الشكل التالي:

جهد نبضة الخرج (جهد المهبط للصمام المكروي الموجود في المرسل الراداري): $V_{out} = -40 \text{ KV}$.

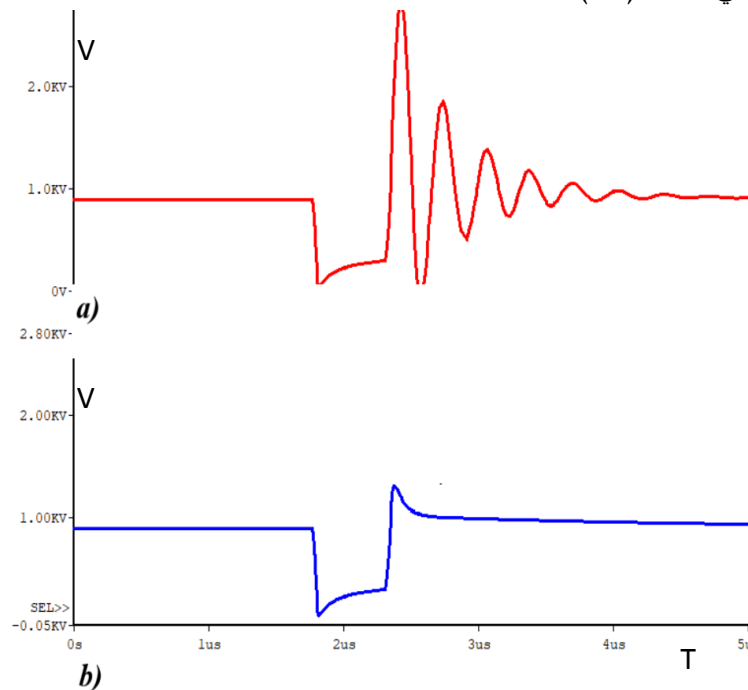
تيار نبضة الخرج (تيار الحمل): $I_{Load} = 25A$. عرض النبضة: $PW=500ns$.

تحت شرط المعادلة (14) نستطيع وضع قيمة التردد التكراري: $PRF=2 \text{ KHz}$.

طراز الترانزستورات M_L و M_N هو APTI2040L2FLL. طراز الديودات D_n و D_{Fd} هو DSEP30-I2CR. نستطيع شحن ملف الأولي للمحول النبضي حتى جهد = 900 VDC وفقاً لمواصفات الترانزستورات M_L و M_N . يمكن تحديد مواصفات المحول النبضي العالي الاستطاعة انطلاقاً من قيمة جهد نبضة الخرج المطلوبة وقيمة جهد الدخل المسوح تطبيقها على ملف الأولي للمحول كالتالي:

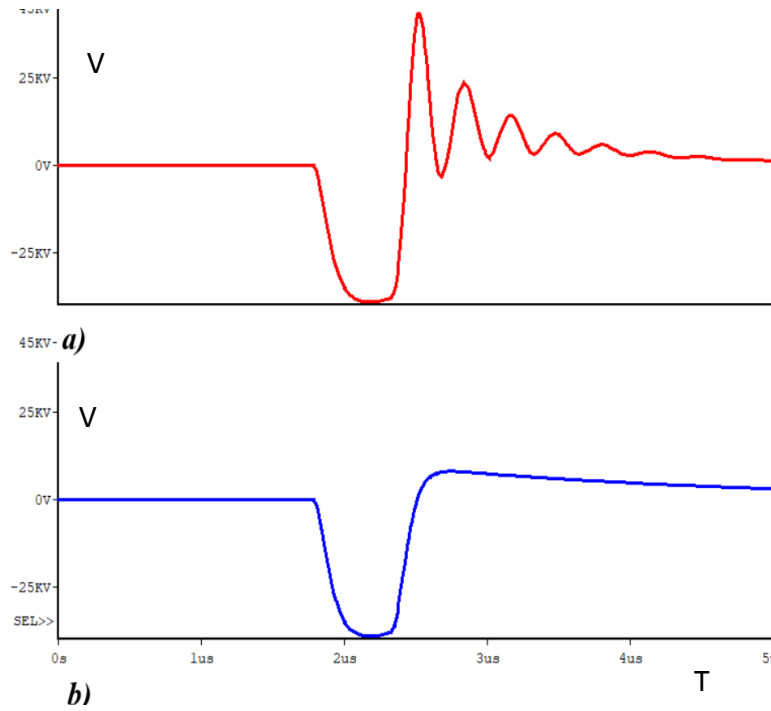
عدد لفات الأولي للمحول النبضي: $N_p = 1$. عدد لفات الثانوي للمحول النبضي: $N_s = 55$. انطلاقاً من المعادلة (15): قيمة المكثفة $C_b = 3nF$ ، مقاومة التفريغ: $R_{dis} = 27\Omega, 50 watt$ ، وبالتالي بقية عناصر السنبر: $R_s = 27\Omega, 50 watt$ ، $C_s = 1.8\mu F$. وبالتالي يكون لدينا تيار نبضة الدخل $I_{In} = \frac{N_s}{N_p} I_{Load} = 1375 A$ ، لذلك يجب أن يكون عدد ترانزستورات الاستطاعة Power MOSFET مساوياً لـ (20) ترانزستور لتحمل هذا التيار المار عبرها، موزعة على خمسة بوردرات في كل واحد أربعة ترانزستورات استطاعة.

يُظهر الشكل (4) نتائج النمذجة لشكل نبضة الجهد المُطبقة على لفات الأولي للمحول النبضي، حيث نشاهد بوضوح أثر وجود السنبر والترانزستور القائد على شكل النبضة من حيث وجود إهتزازات ترددية غير مرغوبة أو قفزات جهد عالية تؤثر على عمل الصمام المكروي، كما في الشكل (4.b) مقارنةً بشكل نبضة الجهد بدون وجود السنبر والترانزستور القائد كما في الشكل (4.a).



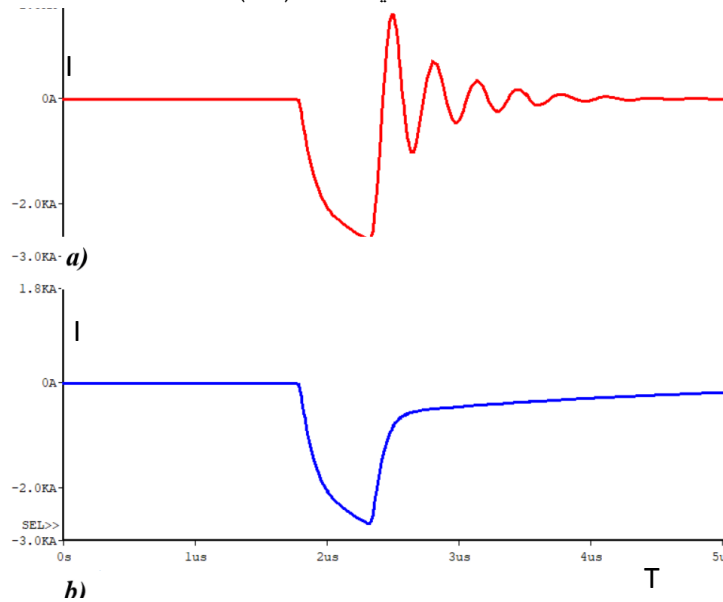
الشكل 4: شكل نبضة الجهد المُطبقة على لفات الأولي للمحول النبضي
(a) بدون وجود السنبر والترانزستور القائد، (b) مع وجود السنبر والترانزستور القائد

يظهر هذا الأثر لدارات السنبر والترانزستور القائد أيضاً بوضوح على شكل نبضة الجهد المُطبقة على الحمل كما هو واضح في الشكل (5.b) مقارنةً بشكل نبضة جهد الخرج بدون وجود السنبر والترانزستور القائد في الشكل (5.a).



الشكل 5: شكل نبضة جهد الخرج المطبقة على الحمل
(a) بدون وجود السنبر والترانزستور القائد، (b) مع وجود السنبر والترانزستور القائد

وأيضاً نستطيع أن نرى هذا الأثر على شكل نبضة التيار المطبقة على الحمل كما في الشكل (6.b) مقارنةً بشكل نبضة تيار الخرج بدون وجود السنبر والترانزستور القائد في الشكل (6.a).

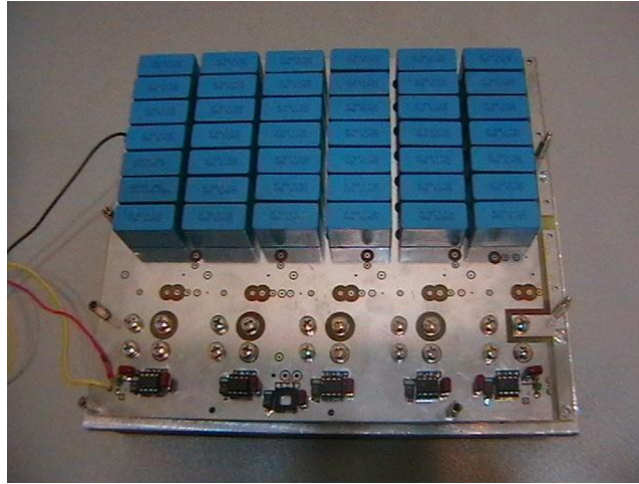


الشكل 6: شكل نبضة تيار الخرج المطبق على الحمل
(a) بدون وجود السنبر والترانزستور القائد، (b) مع وجود السنبر والترانزستور القائد

2- التنفيذ العملي للمعدّل النبضي والنتائج التجريبية

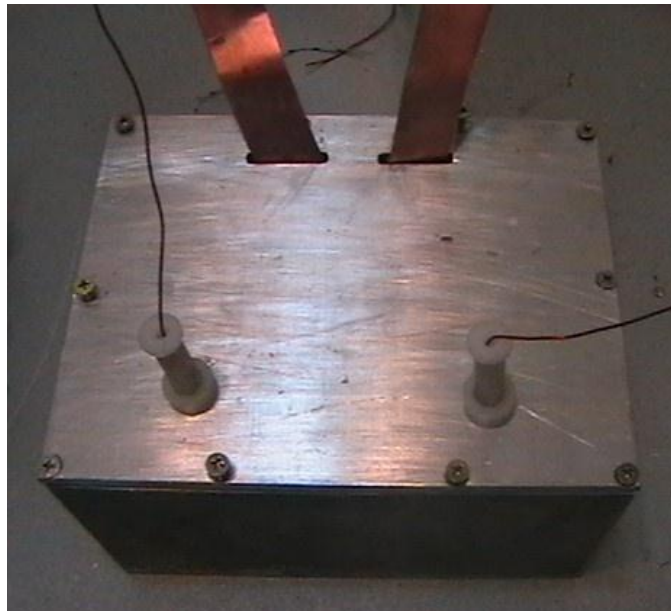
2-1 بناء النظام

مواصفات النموذج العملي للمعدّل النبضي هي نفس المواصفات المقترحة في عملية النمذجة وخاصة فيما يتعلق بعملية بناء كتلة القواطع من حيث العدد والانتباه إلى مسألة التناظر في توضع ترانزستورات الاستطاعة كما هو واضح في صورة كتلة القواطع في الشكل (7).

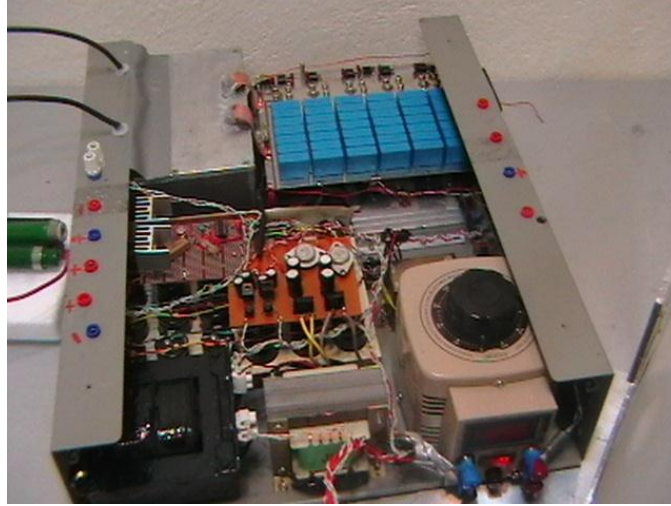


الشكل 7: صورة كتلة القواطع

الجزء الثاني المهم في المعدّل النبضي هو المحول النبضي عالي الاستطاعة والموضحة صورته في الشكل (8). كما يُظهر الشكل (9) صورة النظام المخبري الكامل.



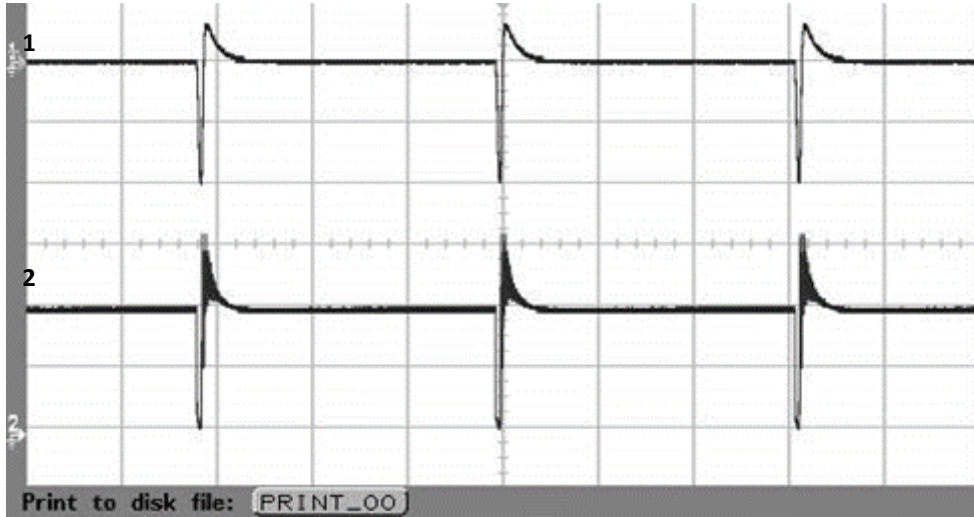
الشكل 8: صورة المحول النبضي



الشكل 9: صورة النظام المخبري

2-2 النتائج التجريبية

عند بدأ الاختبار قمنا برفع جهد الدخل بشكل تدريجي وعند وصول جهد الخرج النبضي إلى قيمة 4 KV ظهرت شرارات وانهيارات بين لفات المحول النبضي، لذلك قمنا بوضع المحول النبضي ضمن زيت عازل للجهد العالي لتجنب هذا الأثر، وبعد ذلك استمرينا برفع الجهد حتى القيمة المطلوبة لنبضات جهد الخرج وهي 40 KV والتي تم قياسها باستخدام مسبار جهد عالي لنحصل على الشكل (10.1) الذي يظهر سلسلة نبضات جهد الخرج العالي المطبقة على الحمل (الصمام المكروي) المتوافقة مع نبضات الدخل المنخفضة بتردد تكراري 2 KHz والذي يمكن تغييره بسهولة بتغيير نبضات التحكم فقط، كما في الشكل (10.2).

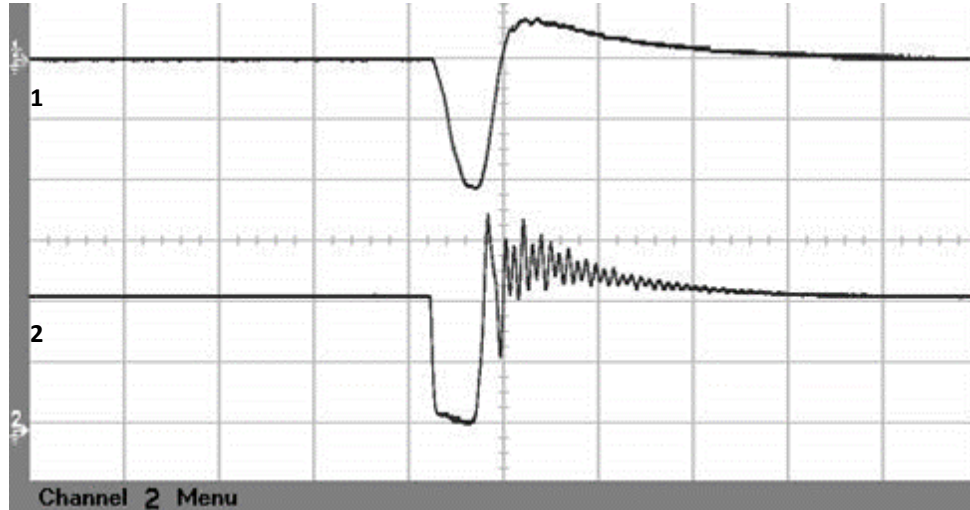


الشكل 10: نبضات الجهد المقاسة

1. على خرج المعدّل النبضي، 2. على دخل المحول النبضي

يُظهر الشكل (11.1) نبضة جهد عالي واحدة على خرج المعدّل بعرض نبضة 500 ns. نعلم بأن الحمل هو صمام مكروي (مغنترون مثلاً) والذي يعمل كديود زنر بجهد عالي، لذلك عند وصول الجهد العالي لقيمة 12 KV

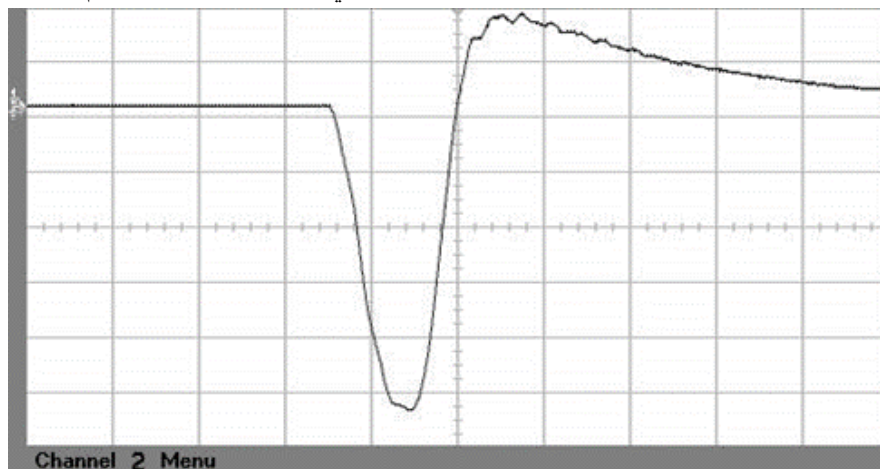
(جهد القطع) سيُغلق الصمام المكروي وينعدم التيار المُستجر من المعدّل النبضي، لذلك سيتم تفريغ الدارة من خلال العناصر الشاردية الموجودة فيها وسيكون زمن هبوط النبضة طويلاً. وكذلك نشاهد في الشكل (11.2) جهد الدخل المُطبق على (المصدر - مُجمع) لترانستورات M_n خلال زمن الفتح T_{on} ، وهذا الجهد منخفض ولا يوجد قفزات جهد أو هبوط. ولكن خلال زمن الإغلاق T_{off} تردّد نبضة جهد الخرج إلى الأولي للمحول النبضي وتؤثر على جهد (المصدر - مُجمع) لترانستورات M_n .



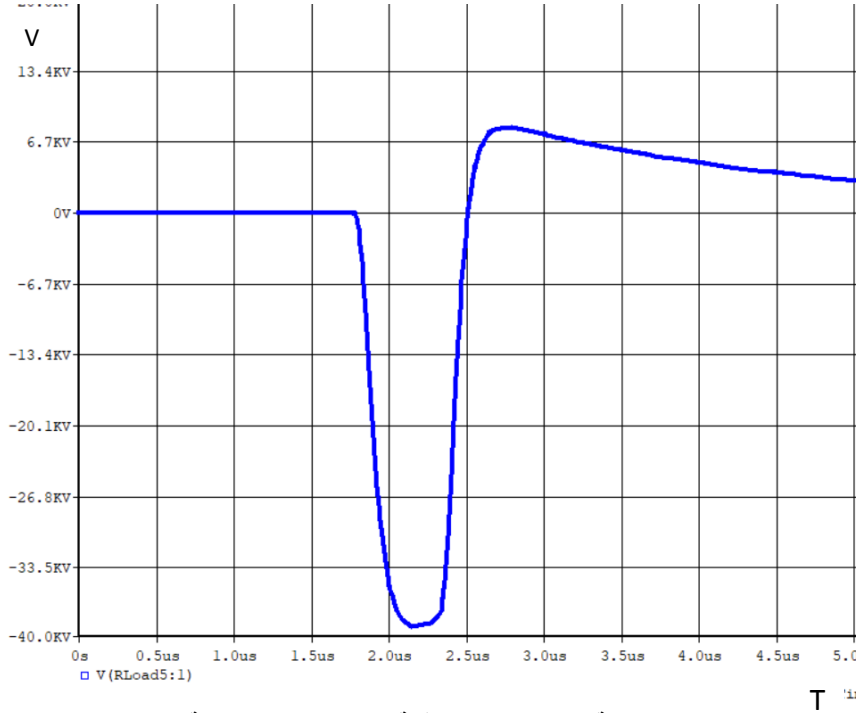
الشكل 11: نبضة جهد واحدة مُقاسة

1. على خرج المعدّل النبضي، 2. على دخل المحول النبضي

بالنتيجة النهائية نكون قد توصلنا إلى هدفنا المرجو بالحصول على نبضات جهد عالي 40KV، بعرض نبضة صغير 500ns، وتردد تكراري 2KHz، وتيار نبضي 25A، أي استطاعة نبضية 1MW، كما هو واضح في الشكل (12). وبمقارنة هذه النتيجة العملية مع نتيجة النمذجة الموضحة في الشكل (13) نلاحظ تطابق النتائج العملية مع نتائج النمذجة من حيث شكل النبضة وقيمة جهد نبضة الخرج 40KV وعرض النبضة 500ns، زمن صعود للنبضة 50ns وزمن هبوط 100ns، مما يدل على دقة التصميم ومطابقة التنفيذ العملي له، حيث تعود هذه النتيجة العملية الجيدة إلى المعالجة الجيدة للمحول النبضي من حيث تقليل قيم العناصر الطفيلية وإلى تحديد قيم عناصر السنبر بدقة جيدة مع التوزيع الجيد لترانستورات الاستطاعة وفصل خطوط التيارات العالية في الدارة عن تيارات التحكم.



الشكل 12: نبضة الجهد العالي المُقاسة 40KV وعرض النبضة 500ns



الشكل 13: نبضة الجهد العالي المُنمّجة 40KV وعرض النبضة 500ns

الاستنتاجات والتوصيات:

نستنتج من خلال الدراسة السابقة أنه باستخدام قواطع الحالة الثابتة عالية الاستطاعة وإضافة دارات سنبر فعّال وغير فعّال بقيادة ترانزستور استطاعة نستطيع توليد نبضات جهد عالي مناسبة لاستخدامها في العديد من التطبيقات الرادارية بمواصفات جيدة وتقنية جديدة وكلفة قليلة مقارنة بالمعدّلات التقليدية القديمة مع ميزات غير موجودة في غيرها من التصاميم كإمكانية تغيير قيمة جهد الخرج العالي بسهولة عن طريق تغيير قيمة جهد الدخل فقط، وكذلك إمكانية تغيير عرض النبضة والتردد التكراري للنبضات عن طريق تغيير مواصفات نبضات التحكم فقط وذلك بدون أي تغيير في عناصر النظام مما يعطي ميزة إضافية في إمكانية استخدام نفس النظام لعدد من التطبيقات (الرادارات) المختلفة فيما بينها بقيمة الجهد أو عرض النبضة والتردد التكراري، ولذلك من أهم التوصيات في نهاية هذا العمل أن يتم اعتماد هذا النظام بدلاً عن العديد من الأنظمة التقليدية القديمة الموجودة حالياً في رادارات الدفاع الجوي السوري والتي انتهى عمرها الافتراضي وأصبح من الصعوبة بمكان إصلاحها لعدم توفر قطع التبديل لها كونها تعتمد على تكنولوجيا قديمة وإن توفّرت فبأسعار مرتفعة جداً، وإضافةً لهذا الهدف الرئيسي يمكن تحقيق أهداف أخرى من بينها عملية توطين تقنية الجهود العالية النبضية في البلاد والسيطرة عليها كونه إلى الآن يتم استيراد هذه التقنية المهمة في العديد من التطبيقات المختلفة كتوليد الأمواج المكروية المستخدمة في التشويش على وسائل الاتصال ضمن منظومات الحرب الإلكترونية وكذلك في وحدات تغذية منابع الليزر المستخدم في آلات قص المعادن الصناعية.

References:

- [1] G. K. Rao, S. Rao, S.K. Chaudhury, *Networking of Tracking Radars of Two Different SAM Weapons*, Defense Science Journal, December 2017 Defence science journal 68(1):70 DOI: 10.14429/dsj.68.10993.
- [2] H. Rahman, *Fundamental Principles of Radar*, LLC, 2019 by Taylor & Francis Group, LLC ISBN 13: 9780429279478.
- [3] C. Chipman, M. Gaudreau, L. Jashari, J. Kinross, M. Kempkes, R. Simpson, A. Wheelhouse, S. Griffiths, *Daresbury Laboratory Short Pulse Klystron Modulators*, International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC), IEEE, June 2018 DOI: 10.1109/IPMHVC.2018.8936776.
- [4] I. Roth, *Solid-State Thyatron Replacement*, International Vacuum Electronics Conference, April 2016 DOI: 10.1109/IVEC.2016.7561837.
- [5] M. Akemoto, S. Fukuda, H. Honma, M. Kawamura, T. Natsui, H. Nakajima, T. Shidara, *Present Status of the Klystron Modulator for SUPERKEKB Injector LINAC*, High Energy Accelerator Research Organization, Pulsed Power and Plasma Science Conference, IEEE 2018, <https://doi.org/10.18429/JACoW-LINAC2018-THPO095>
[//doi.org/10.18429/JACoW-LINAC2018-THPO095](https://doi.org/10.18429/JACoW-LINAC2018-THPO095).
- [6] K. P. Dixit, A. Tillu, R. Chavan, V. Yadav, H. Sarukte, *Design and Development of Line Type Modulators for High Impedance Electron Gun*, International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum (ISDEIV), India IEEE 2014, The Institute of Electrical and Electronics Engineers; Piscataway, NJ (United States) DOI: 10.1109/DEIV.2014.6961760.
- [7] X. Wang, Q. Huang, L. Xiong, L. Xu, Q. Chen, and Q. Xiong, *A Compact All-Solid-State Repetitive Pulsed Power Modulator Based on Marx Generator and Pulse Transformer*, Transactions on Plasma Science, IEEE 2018, DOI: 10.1109/TPS.2018.2837021.
- [8] M. Sack, M. Hochberg, G. Mueller, *Design of a Semiconductor-based Bipolar Marx Generator*, International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC), IEEE 2014, DOI: 10.1109/IPMHVC.2014.7287364.
- [9] J. Gilbrech, S. Heidger, J. Schrock, J. Parker, R. Richter, *a Compact Solid-State Trigger Generator Utilizing a Ferrite Loaded Air Core Transformer*, 2019 IEEE Pulsed Power & Plasma Science (PPPS) Conference, Air Force Research Laboratory (AFRL)/RDH, Kirtland Air Force Base, under FA9451-17-D-0070.
- [10] H. Kim, C. Yu, S. Jang, G. Kim, *Gate Driver Circuit for Short Pulse Generation in Solid-State Pulsed Power Modulators*, IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, DOI: 10.1109/IECON.2018.8591813.
- [11] A. Author, C. Author, Jr, *Robust Design of Solid-State Pulsed Power Modulator Based on Modular Stacking Structure*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, DOI: 10.1109/TPEL.2014.2352651.
- [12] S. Mohsenzade, M. Zarghani, S. Kaboli, *A High Voltage Series Stacked IGBT Switch with Active Energy Recovery Feature for Pulsed Power Applications*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2019, DOI: 10.1109/TIE.2019.2921297.
- [13] S. Wang, Q. Huang, L. Xiong, L. Xu, Q. Chen, Q. Xiong, *A Compact All-Solid-State Repetitive Pulsed Power Modulator Based on Marx Generator and Pulse Transformer*, IEEE Transactions on Plasma Science, 2018, DOI: 10.1109/TPS.2018.2837021.

- [14] S. Ushkewar, V. Dake, V. Shinde, *Designing of Solid-State Pulse Power Modulator by Fabrication of Pulse Transformer*, International Conference on Innovations in Power and Advanced Computing Technologies, IEEE 2017, DOI: 10.1109/IPACT.2017.8244942.
- [15] Z. Zhanga, X. Tana, *Review of High-Power Pulse Transformer Design*, 18th International Vacuum Congress, 2012, CC BY-NC-ND license doi: 10.1016/j.phpro.2012.03.602.
- [16] M. Collins, C. Martins, *Optimal Design of a High Voltage High Frequency Transformer and Power Drive System for Long Pulse Modulators*, Lund University, European Spallation Source, 2019 IEEE Pulsed Power & Plasma Science (PPPS) Conference, DOI: 10.1109/PPPS34859.2019.9009640.
- [17] X. Chen, L. Yu, T. Jiang, H. Tian, K. Huang, J. Wang, *A High-Voltage Solid-State Switch Based on Series Connection of IGBTs for PEF Applications*, IEEE Transactions on Plasma Science, 2017, DOI: 10.1109/TPS.2017.2713781.