

تصميم مبدل رنيني جسري تفرعي

د. هاشم ورقوزق*

د. فواز سيوف**

عدنان حقي***

(تاريخ الإيداع 22 / 3 / 2011. قُبِلَ للنشر في 19 / 9 / 2011)

□ ملخص □

تم في هذا البحث دراسة تصميم مبدل رنيني جسري تفرعي (A Parallel Full Bridge Resonant Converter)، يعمل عند استطاعة خرج قدرها $P_O = 900W$ ، تقع نقطة العمل الطبيعية لدارة الرنين التفرعية عند التردد $f_{NORM} = 110KHZ$ ، تردد رنين الدارة التفرعية $f_0 = 100KHZ$. تم حساب ورسم منحنى ربح التوتر والتيار للدارة الرنينية التفرعية، وذلك من أجل تطبيق عملي (وحدة تغذية ليزيرية) عند عامل جودة محدد قدره $Q = 2$. باعتبار أن الحمل ثابت فإننا نسعى لتنظيم توتر الخرج $E_0 = 825V$ ، والمحافظة على قيمة ثابتة له عند حدوث تغيرات في توتر الدخل، وذلك بالعمل على تغيير التردد الطبيعي f_{NORM} لنقل نقطة العمل على منحنى ربح تابع تحويل الدارة الرنينية لتعويض هذه التغيرات.

الكلمات المفتاحية: مبدل رنيني، مبدل DC-DC، مبدل جسر كامل، وحدة تغذية، منحنى ربح التوتر والتيار.

* أستاذ - قسم هندسة الطاقة - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة دمشق.

** أستاذ - المعهد العالي لبحوث الليزر وتطبيقاته - جامعة دمشق.

*** مهندس - المعهد العالي لبحوث الليزر وتطبيقاته - جامعة دمشق.

Designing a Parallel Full Bridge Resonant Converter

Dr. Hashem Warkozak*
Dr. Fawwaz Saiof**
Adnan Hakki***

(Received 22 / 3 / 2011. Accepted 19 / 9 / 2011)

□ ABSTRACT □

The main concern of this research is to design a parallel full bridge resonant converter. The output power of designed converter at normal working point ($f_{NORM} = 110\text{KHz}$) is $P_O = 900\text{W}$. The resonant frequency of the designed parallel converter is $f_0 = 100\text{KHz}$. We have calculated and drawn the diagram of voltage gain and current gain for the designed converter (the converter is used as part of laser power supply); the resonant circuit quality is $Q = 2$. Given that the output load is constant, then we can regulate the output voltage $E_0 = 825\text{V}$ by raising the frequency above the normal frequency $f_{NORM} = 110\text{KHz}$ at ($Q = 2$).

Keywords: resonant converter, DC-DC converter, full bridge converter, power supply, diagram of voltage gain and current gain.

* Professor, Department of Power Engineering, Mechanical & Electrical Faculty, Damascus University, Syria.

** Professor, Higher Laser Institute, Damascus University, Syria.

*** Postgraduate Student, Higher Laser Institute, Damascus University, Syria.

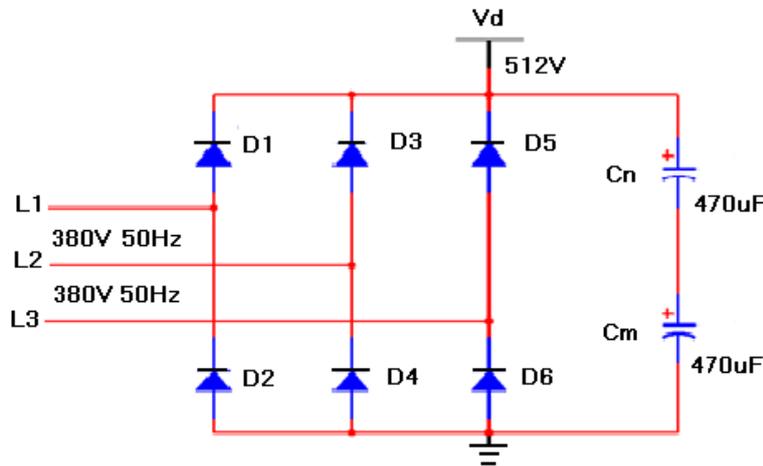
المقدمة:

يمكن اعتبار المبدلات الرنينية الجسرية التفرعية منابع ذات استطاعة عالية، حيث يمكن لهذه المبدلات أن تتغذى عن طريق توتر مستمر مرتفع نسبياً V_d [1]، [2]، [3]. في بعض الحالات يكون هذا التوتر المستمر عبارة عن خرج مقوم ثلاثي الطور الشكل (1). كما يمكن استخدام الثايرستورات عوضاً عن ترانزستورات التقطيع في تشكيلة المبدل الرنيني الجسري التفرعي وذلك من أجل الاستطاعات الكبيرة.

للمبدلات الرنينية أنواع متعددة منها الجسرية التسلسلية (مكثف الرنين يكون موصولاً على التسلسل مع أولي المحول)، والتفرعية (مكثف الرنين يكون موصولاً على التفرع مع أولي المحول)، ونصف الجسرية والمختلطة [5]، [6]، [11].

سنتقصر في هذا البحث على دراسة واستنتاج منحني ربح التوتر والتيار، لوحدة تغذية ليزرية (ليزر جسم صلب)، تستخدم مبدل رنيني جسري تفرعي ترانزستوري الشكل (2).

(يرجى مراجعة الجدول (2) لمعرفة دلالات الرموز المستخدمة في هذا البحث).



الشكل (1) - مقوم ثلاثي الطور (دائرة تغذية المبدل الرنيني الجسري التفرعي)

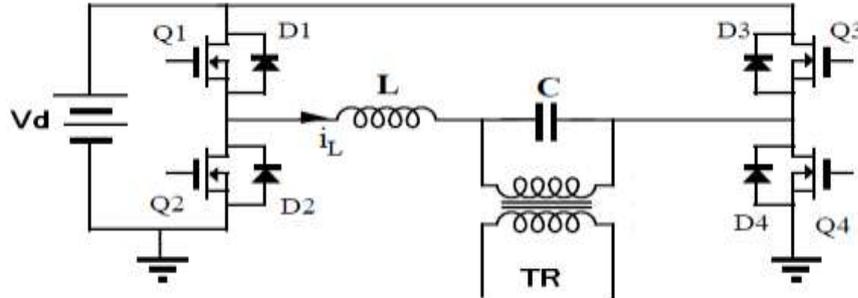
أهمية البحث وأهدافه:

لا تخلو آلة كهربائية من منظومة إلكترونية تؤمن التغذية لكافة مكونات النظام. في التطبيقات ذات الأهمية الكبيرة مثل التطبيقات العسكرية والطبية والصناعية يكون على هذه المنظومة أن تمتلك العديد من الخصائص مثل (الاستقرار، المردود العالي، الوثوقية العالية، الوزن المنخفض، الحجم الصغير... الخ). تُعتبر المبدلات الرنينية بشكل عام الحل الأمثل لأنها تحقق جميع المزايا آنفة الذكر [1]، [8]، بالإضافة إلى ذلك فإنها تمتاز عن المبدلات المقطعة (Switching Converters) بأن إشارة توتر والتيار الرنين تكون جيبية أي أنه لا يوجد قفزات حادة تؤدي إلى عطب ترانزستورات التقطيع.

الهدف من هذا البحث تصميم مبدل رنيني جسري تفرعي يدخل في منظومة وحدة تغذية ليزرية (ليزر جسم صلب, Solid State Laser Power Supply)، وكتابة المعادلتين العقديتين النظريتين لربح التوتر والتيار، ومن ثم الانتقال من الشكل العقدي لمعادلتي الربح إلى معادلة بسيطة من الدرجة الأولى وذلك عن طريق التعامل مع الدارة المكافئة للمبدل التفرعي، وبعد ذلك نرسم منحني ربح التوتر النظري والعملي، كما نرسم منحني ربح التيار النظري والعملي، ومن ثم نقوم بتحديد منطقة العمل على منحني ربح التوتر الناتج وفق محددات الوحدة الليزرية المطلوبة.

طرائق البحث ومواده:

يبين الشكل (2) دائرة المبدل الرنيني الجسري التفرعي [1]، [2]، [4]، [7].

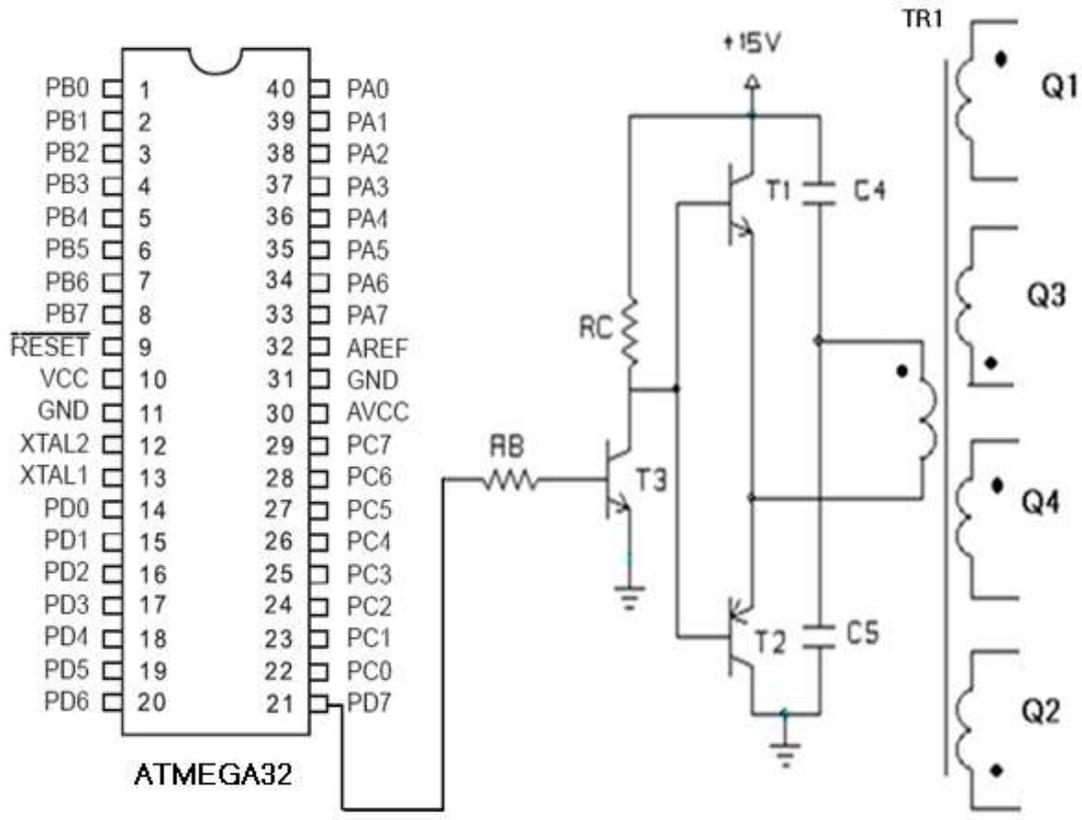


الشكل (2) - دائرة المبدل الرنيني الجسري التفرعي [1]

حيث TR محول عزل (نسبة التحويل تساوي واحد)، عناصر دائرة الرنين التفرعية، ($Q1, Q2, Q3, Q4$) ترانزستورات التقطيع، ($D1, D2, D3, D4$) ديودات ترانزستورات التقطيع الداخلية. بما أن تردد العمل الطبيعي لدائرة الرنين مرتفع نسبياً ($f_{NORM} = 110KHZ$)، فإن ترانزستورات التقطيع يجب أن تكون من نوع (MOSFET).
نفرض أن الترانزستورين ($Q1, Q4$) يكافئان ($T+$) لأن ($Q1, Q4$) يكونان في نفس الحالة في كل لحظة، ($Q2, Q3$) يكافئان ($T-$) لأن ($Q2, Q3$) يكونان في نفس الحالة في كل لحظة أيضاً. وبالمثل نجد أن الديودان ($D1, D4$) يكافئان ($D+$)، ($D2, D3$) يكافئان ($D-$).

عندما تكون المجموعة ($T+$) بحالة وصل تكون المجموعة ($T-$) بحالة قطع والعكس صحيح. يتم التحكم بعمل ترانزستورات التقطيع ($Q1, Q2, Q3, Q4$) بواسطة أحد المعالجات التحكمية (استخدمنا البوابة PD7 في المعالج التحكمي ATMEGA32 الشكل (3))، وذلك عن طريق التحكم بأولي محول القيادة الفريتي ($TR1$). يتألف ثانوي المحول ($TR1$) من أربعة ملفات ثانوية متماثلة (يتم وصل دخل كل ترانزستور تقطيع إلى أحد مخارج محول القيادة الأربعة المعزولة عن بعضها البعض لتأمين التزامن والعزل بين إشارات التحكم كما هو موضح في الشكل (3)).

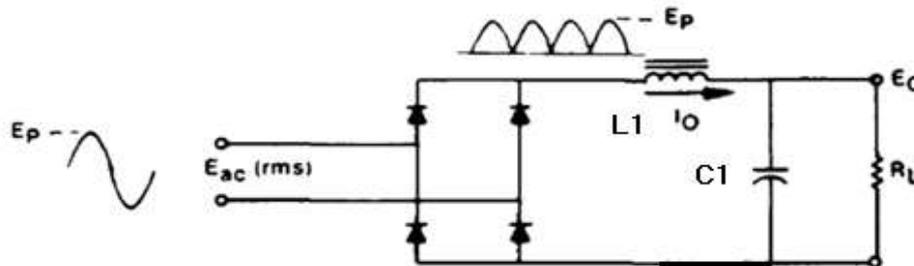
يُرجى ملاحظة أن الإشارة التي يولدها المعالج التحكمي ATMEGA32 عبر البوابة PD7 هي إشارة مربعة يكون فيها $Duty Cycle = 50\%$ ، ويتم التحكم بقيمة توتر الخرج المستمر بتغيير التردد فقط، أي أنه يكون لدينا عند كل تردد $Duty Cycle = 50\%$.



الشكل (3) - دائرة التحكم بترانسفورمات التقطيع مع قيم العناصر

($RC=2K$, $RB=4.7K$, $C4=C5=100n$, $T2: BC327$, $T1=T3: BC337$)

يبين الشكل (4) دائرة جسر التقويم الموصول مع ثانوي محول العزل TR.



الشكل (4) - جسر التقويم الموصول مع ثانوي محول الرنين [2]

حساب مرشح الخرج ($L1, C1$) وعامل التعرج [9]:

يُسحب مرشح الخرج (الشكل (4)) عند تردد الرنين أي عند أعلى قيمة لتوتر الخرج المستمر $E_0 = 1024V$. نفرض أن القيمة الفعالة لتوتر التعرج لا تزيد عن ($10V$)، ونحسب قيمة عامل التعرج من العلاقة الآتية:

$$r = \frac{V'_{rms}}{E_0} = \frac{10}{1024} = 0.0098$$

تُعطي قيمة ملف الترشيح بالعلاقة الآتية:

$$L_1 = \frac{R_L}{3W_0} \approx 400\mu H$$

$R_L = 750\Omega$ قيمة الحمل الأومي المكافئ (سنحسب قيمته لاحقاً)، $f_0 = 100KHz$ تردد الرنين.

نأخذ - عادةً - قيمة الملف أكبر بمقدار 25% من القيمة المحسوبة أي تصبح قيمته $L_1 = 500\mu H$. كما يمكن كتابة عامل التعرج بالصيغة الآتية:

$$r = \frac{\sqrt{2}}{12} * \frac{1}{W_0^2 L_1 C_1} \quad (1)$$

$$C_1 = \frac{\sqrt{2}}{12} * \frac{1}{W_0^2 L_1 r}$$

نعوض جميع القيم بالمعادلة السابقة فنجد قيمة مكثف الترشيح $C_1 = 60nF$ ، لذلك يمكن أن نأخذ مكثفين على التفرع قيمة كل منهما $(33nF/2KV)$.

تُعطى القيمة الفعالة لتوتر دخل جسر التقويم بالعلاقة الآتية:

$$E_{ac}(rms) = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} E_0 \quad (2)$$

حيث E_0 قيمة توتر الخرج المستمر (التوتر الهابط على الحمل).

$$E_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_{ac}(rms) \quad (3)$$

كما تُعطى القيمة الفعالة لتيار دخل جسر التقويم بالعلاقة الآتية:

$$I_{ac}(rms) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_0 \quad (4)$$

حيث I_0 هي قيمة تيار الخرج المستمر (التيار المار في الحمل) (يُنظر الشكل (4)). ونعرف الممانعة الديناميكية

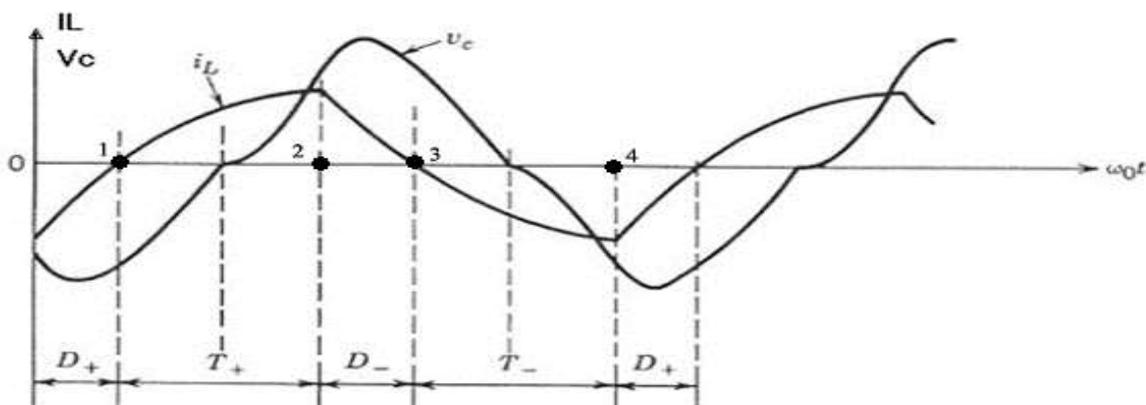
المكافئة لدخل جسر التقويم بأنها نسبة القيمة الفعالة لتوتر دخل المقوم إلى القيمة الفعالة لتيار دخل المقوم:

$$R_{ac} = \frac{E_{ac}(rms)}{I_{ac}(rms)} = \frac{\pi^2}{8} R_L \quad (5)$$

ولكن قبل البدء بحساب ورسم منحنيني ربح التوتر والتيار للمبدل الرنيني، نورد فيما يأتي شرحاً مختصراً لمبدأ عمل المبدلات الرنينية الجسرية التفرعية في النمط المتواصل (فوق تردد الرنين).

مبدأ عمل المبدلات الرنينية الجسرية التفرعية في النمط المتواصل (فوق تردد الرنين $f_0 < f$):

يبين الشكل (5) توتر مكثف الرنين (V_C) والتيار الرنين (i_L) وذلك عند الترددات فوق تردد الرنين للدائرة الواردة في الشكل (2). يوصل الترانزستور (T+) عند تيار رنين معدوم (النقطة 1)، ولكن يقطع تيار الرنين (i_L) عند ذروته الموجبة (النقطة 2)، وذلك عند توتر غير معدوم لمكثف الرنين، وبالمثل نجد خلال النوبة السالبة لتيار الرنين أن الترانزستور (T-) يوصل عند تيار رنين معدوم (النقطة 3)، ولكن يقطع تيار الرنين (i_L) عند ذروته السالبة وذلك عند توتر غير معدوم لمكثف الرنين (النقطة 4)، وبالتالي فإن ضياعات توصيل مجموعة الترانزستورات (T+ ، T-) في كلتا الحالتين تكون معدومة، ولنا حاجة لديودات ذات استعادة عكسية سريعة، ولكن السيئة الأساسية هي ضياعات الفصل المرتفعة، والتي يمكن حلها باستخدام مخمدات (Snubbers) مهملة الضياع (مكثف فقط على التفرع مع كل ترانزستور من ترانزستورات التقطيع).



الشكل (5) - إشارة توتر مكثف الرنين وتيار الرنين في النمط المتواصل [10]

الحسابات التصميمية للمبدل:

بفرض أن لوحدة التغذية الليزرية (ليزر جسم صلب Nd:YAG Laser) المراد تصميمها المواصفات الآتية:

- تردد الرنين $f_0 = 100\text{KHz}$.
- تردد العمل الطبيعي $f_{NORM} = 110\text{KHz}$.
- توتر الدخل المستمر $V_d = 512\text{V}$.
- توتر الخرج المستمر (توتر شحن مكثفات تخزين الطاقة) $E_0 = 825\text{V}$.
- تيار الخرج المستمر $I_0 = 1.1\text{A}$.
- الحمل ثابت (الرأس الليزري)، ويتم التنظيم فقط لتعويض تغيرات توتر دخل الشبكة.

والمطلوب حساب ورسم منحني ربح التوتر والتيار للمبدل الرنيني الجسري التفرعي المستخدم في هذه الوحدة.

نجد من العلاقتين (2)، (4): $E_{ac}(rms) = 916\text{V}$, $I_{a.c}(rms) = 1.0\text{A}$

يبين الشكل (6) الدارة المكافئة للمبدل الرنيني الجسري التفرعي [1]، [2].

حيث C مكثف الرنين، L ملف الرنين، V_{IN} توتر الدخل الجيبي المكافئ، V_0 توتر الخرج المتناوب، V_C التوتر المتناوب الهابط على مكثف الرنين.

بما أن المحول TR الموضح في الشكل (2) هو محول عزل، وبملاحظة الشكل (6) نكتب:

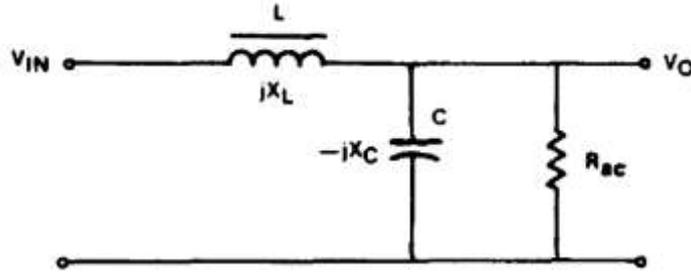
$$K = \frac{E_{ac}(rms)}{V_C(rms)} = 1$$

حيث \square هي نسبة تحويل محول العزل TR، وبالتالي تنتج لدينا المطابقة الآتية:

$$V_0(rms) \cong E_{ac}(rms) \cong V_C(rms) \quad (6)$$

تُعطى القيمة الفعالة لتوتر الدخل الجيبي المكافئ $\square\square$ بالعلاقة الآتية [1]:

$$V_{IN}(rms) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d = 461\text{V} \quad (7)$$



الشكل (6) - الدارة المكافئة للمبدل الرنيني الجسري التفرعي [2]

نلاحظ من الشكل (6) أن:

$$\frac{V_O(rms)}{V_{IN}(rms)} = \frac{1}{1 - \frac{X_L}{X_C} + j \frac{X_L}{R_{ac}}} \quad (8)$$

ولكن لدينا من المعادلة (3) :

$$E_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_O(rms)$$

و لدينا أيضاً من المعادلة (7) :

$$V_{IN}(rms) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d$$

نعوض هذه القيم في المعادلة (8) فنجد ربح التوتر الكلي للمبدل الرنيني التفرعي:

$$M = \frac{E_0}{V_d} = \frac{8}{\pi^2} * \frac{1}{\left(1 - \frac{X_L}{X_C} + j \frac{X_L}{R_{ac}}\right)}$$

$$M = \frac{8}{\pi^2} * \frac{1}{(1 - W_n^2) + j \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{Q} W_n} \quad (9)$$

حيث خطوة التردد:

$$W_n = \frac{W}{W_0} = \frac{f}{f_0} \quad (10)$$

عامل جودة دارة الرنين:

$$Q = \frac{R_L}{W_0 L} \quad (11)$$

مقاومة الحمل:

$$R_L = \frac{E_0}{I_0} \quad (12)$$

حساب عناصر دارة الرنين:

مقاومة الحمل:

$$R_L = \frac{E_0}{I_0} = \frac{825}{1.1} = 750 \Omega = Constant$$

يحصل الرنين عندما يكون:

$$X_L = X_C \Rightarrow W_0 L = \frac{1}{W_0 C}$$

ومنه نجد تردد الرنين:

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (13)$$

نختار قيمة المكثف $C = 4.22 \mu F$ ، ومن العلاقة (13) نجد أن قيمة الملف الموافقة هي $L = 600 \mu H$.نجد من العلاقة (5) أن قيمة المقاومة الديناميكية المكافئة لجسر التقويم عند تردد الرنين المختار f_0 هي:

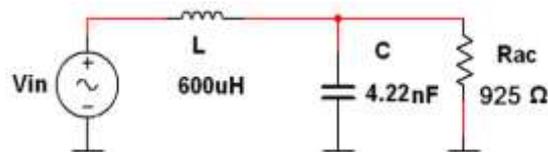
$$R = Z = R_{ac} = \frac{\pi^2}{8} R_L = 925 \Omega$$

نعوض في المعادلة (11) فنجد أن عامل جودة دارة الرنين $Q = 2$.

نعوض في المعادلة (9) فنجد أن معادلة ربح التوتر الكلي للمبدل الرنيني التفرعي تُكتب بالشكل الآتي:

$$M = \frac{8}{\pi^2} * \frac{1}{(1 - W_n^2) + j \frac{4}{\pi^2} W_n} \quad (14)$$

بإسقاط جميع القيم السابقة على الشكل (6) نحصل على الشكل (7) الذي يمثل الدارة المكافئة للمبدل الرنيني الجسري التفرعي موضوع البحث.



الشكل (7) - الدارة المكافئة لدارة الرنين التفرعية الجسرية مع قيم عناصرها

تُعرف ممانعة دارة الرنين (التفرعية والتسلسلية) بالعلاقة الآتية [12]:

$$Z_n = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (15)$$

بالتعويض بالقيم الموجودة لدينا نجد:

$$Z_n = 377 \sqrt{\frac{H}{F}} \quad \text{نستنتج من العلاقتين (11) و (13) أن } \left[\sqrt{\frac{H}{F}} \right] = [\Omega] \text{ ومنه يكون:}$$

$$Z_n = 377 \Omega$$

يمكن أن نكتب معادلة ربح التوتر الكلي السابقة بشكل آخر:

$$M = \frac{E_o}{V_d} = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_o(rms)}{\frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_{IN}(rms)} = \frac{8}{\pi^2} * \frac{V_o(rms)}{V_{IN}(rms)}$$

$$M = 8/\pi^2 * (V_C(max))/650$$

$$= 1.24 * [10]^{(-3)} \left[\frac{V_C(max)}{650} \right] \quad (16)$$

حيث $V_C(max)$ وط التوتر الأعظمي على مكثف الرنين.

نرسم منحنى ربح التوتر النظري الممثل بالمعادلة (14) ونقارنه بالمنحنى الذي سنحصل عليه من التطبيق العملي لدارة المبدل (أي بتطبيق المعادلة (16)).

ربح التيار:

$$H = \frac{M}{Q} = \frac{I_o}{\left(\frac{V_d}{Z_n}\right)} = \frac{I_o}{\left(\frac{512}{377}\right)} = 1.36 \quad (17)$$

كما يمكن كتابة ربح التيار بالصيغة الآتية [1]:

$$H = \frac{8}{\pi^2} * \frac{1}{Q(1 - W_n^2) + j \frac{8}{\pi^2} W_n}$$

$$H = \frac{8}{\pi^2} * \frac{1}{2(1 - W_n^2) + j \frac{8}{\pi^2} W_n} \quad (18)$$

نرسم منحنى ربح التيار النظري الممثل بالمعادلة (18) ونقارنه بالمنحنى الذي سنحصل عليه من التطبيق العملي لدارة المبدل (أي بتطبيق المعادلة (17)).

التطبيق العملي:

لاستنتاج منحنى ربح التوتر والتيار نقوم بإجراء الخطوات الآتية:

أ- نحمل خرج المبدل بكامل الحمل (الرأس الليزري).

ب- نطبق تردد معين على المبدل.

ت- نقيس توتر مكثف الرنين الأعظمي $V_C(max)$ حسب ربح التوتر من المعادلة (16).

ث- نحسب ربح التيار من المعادلة (17).

نكرر الخطوات السابقة كلها من أجل مجموعة ترددات مختلفة (بخطوة مقدارها $0.1 = \frac{W}{W_0}$)، ومن ثم ننظم جدول بالقيم الناتجة (يُنظر الجدول (1)). لنأخذ على سبيل المثال تردد الرنين ونطبق الخطوات السابقة.

التطبيق العملي عند تردد الرنين:

نلاحظ من العلاقة (10) أنه عند تردد الرنين يكون لدينا $W_n = \frac{W_0}{W_0} = 1$ ، كما نلاحظ من العلاقتين (14)، (18) أنه عند تردد الرنين:

$$M = Q = 2, \quad H = \frac{M}{Q} = 1$$

$$M = Q = \frac{E_0}{V_d} = 2 \Rightarrow E_0 = 1024V$$

نقيس التوتر $V_C(max)$ اسطمة مخمّد نسبته (1/1000) موصول إلى راسم الإشارة (الشكل (8)).

نلاحظ من الشكل (8) أن توتر مكثف الرنين الأعظمي $V_C(max) \approx 1600V$ هذه القيمة تقابل توتر خرج

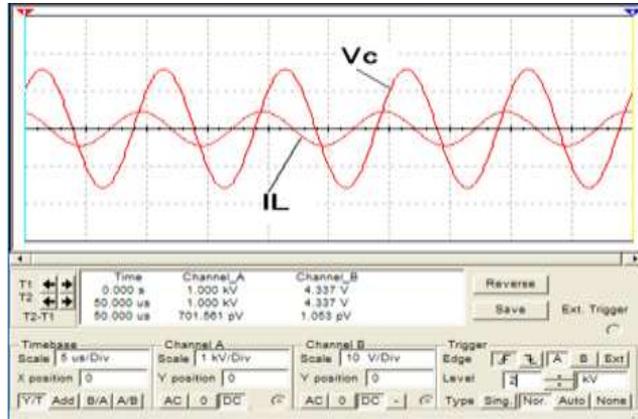
$E_0 = 1024V$ وهي أعلى قيمة لتوتر الخرج المستمر يمكن الحصول عليها في هذا المبدل).

نعوض بالعلاقة (16) فنجد أن ربح التوتر: ($M = 1.98$)، وهذه القيمة قريبة جداً من القيمة النظرية ($M = 2$)،

نعوض بالعلاقة (17) فنجد ربح التيار: ($H = \frac{1.98}{2} = 0.99$)، وهذه القيمة قريبة جداً من القيمة النظرية ($H = 1$)

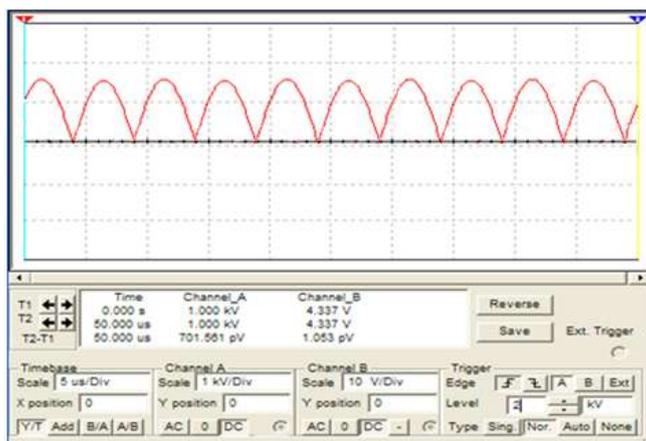
1. نلاحظ من الشكل (8) أن إشارة توتر مكثف الرنين والتيار الرنين جيبيتين (لا يوجد قفزات حادة وهذا ما يميز دارات

الرنين بشكل عام)، كما يبين الشكل (9) إشارة توتر خرج جسر التقويم قبل الترشيح.

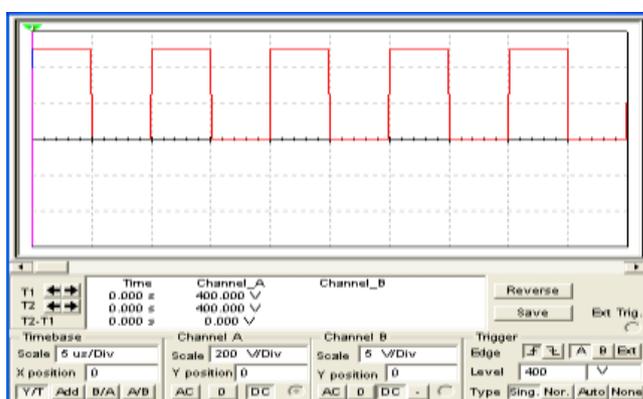


الشكل (8) - إشارة توتر مكثف الرنين والتيار الرنين (عند تردد الرنين f_0)

(القاعدة الزمنية $5 \mu\frac{S}{Div}$ ، القناة (A) توتر مكثف الرنين $\frac{1KV}{Div}$ ، القناة (B) تيار ملف الرنين $10 \frac{A}{Div}$)



الشكل (9) - إشارة توتر خرج جسر التقويم قبل الترشيح (عند تردد الرنين f_0)
(القاعدة الزمنية $5 \mu S/Div$ ، القناة (A) $1KV/Div$)



الشكل (10) - إشارة التوتر V_{DS} للترانزستور Q_4 (عند تردد الرنين f_0)
(القاعدة الزمنية $5 \mu \frac{S}{Div}$ ، القناة (A) $200V/Div$)

الجدول (1) - ريج التوتر والتيار عند قيم مختلفة لخطوة التردد (W_n)

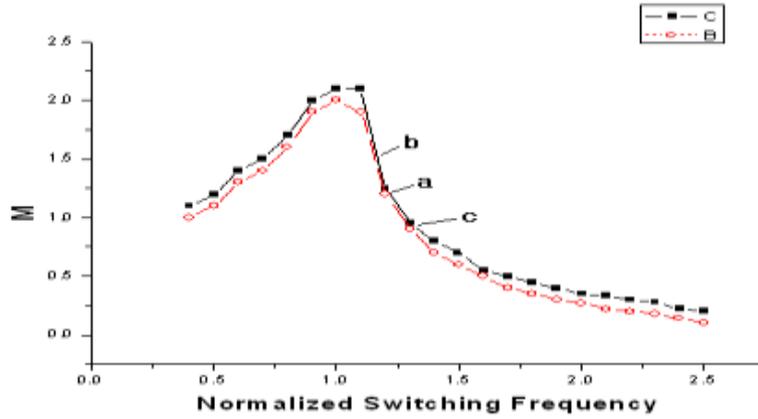
ريج التيار (H)	ريج التوتر (M)	خطوة التردد (W_n)	نقاط المنحنيين $\{(M)_n, H_n\}$
0.47	0.94	0.4	1
0.52	1.04	0.5	2
0.60	1.19	0.6	3
0.70	1.39	0.7	4
0.81	1.61	0.8	5
0.97	1.98	0.9	6
0.99	1.98	1.0	7
0.81	1.61	1.1	8
0.62	1.24	1.2	9
0.47	0.94	1.3	10
0.34	0.67	1.4	11
0.28	0.56	1.5	12
0.24	0.47	1.6	13
0.20	0.40	1.7	14
0.18	0.35	1.8	15
0.15	0.30	1.9	16
0.13	0.26	2.0	17

الجدول (2) - تعريف بعض الرموز المستخدمة في البحث

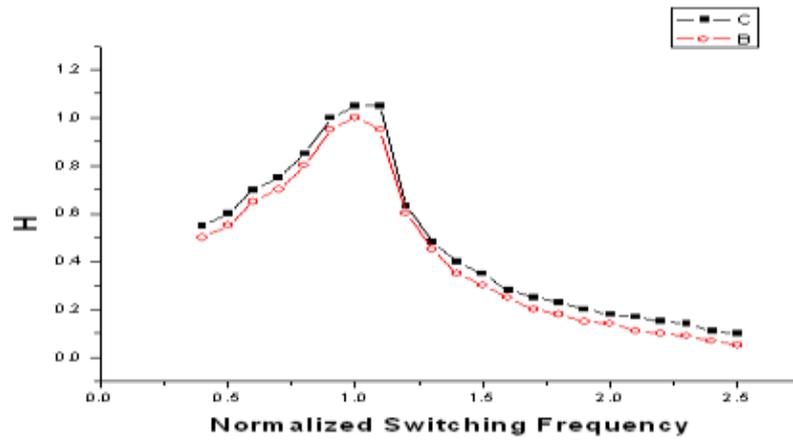
الرمز	تعريف الرمز
E_0	توتر الخرج المستمر الهابط على الحمل
I_0	تيار الخرج المستمر المار في الحمل
I_L	تيار الرنين المتناوب المار في ملف الرنين
V_d	توتر تغذية المبدل الجسري التفرعي
V_{IN}	التوتر الحبيبي المكافئ لتوتر تغذية المبدل الجسري التفرعي
$V_0(rms), E_{ac}(rms)$	القيمة الفعالة لتوتر دخل جسر التقويم
V'_{rms}	القيمة الفعالة لتوتر التعرج عند الخرج النهائي
$I_{ac}(rms)$	القيمة الفعالة لتيار دخل جسر التقويم
$V_C(rms)$	القيمة الفعالة لتوتر مكثف الرنين
R_L	مقاومة الحمل الأومي المكافئ
R_{ac}	المقاومة الديناميكية المكافئة لدخل جسر التقويم
Z_n	ممانعة دائرة الرنين
W_n	خطوة التردد

النتائج والمناقشة:

باستخدام أحد برامج رسم المنحنيات (ORIGIN 70 مثلاً) نرسم منحنيي ربح التوتر والتيار كما هو موضح في الشكل (11) والشكل (12) على التوالي. المنحني (B) في الشكل (11) يمثل ربح التوتر الناتج عن التطبيق العملي (رسم الجدول (1))، بينما يمثل المنحني (C) ربح التوتر النظري الناتج عن رسم المعادلة (14). المنحني (B) في الشكل (12) يمثل ربح التيار الناتج عن التطبيق العملي (رسم الجدول (1))، بينما يمثل المنحني (C) ربح التيار النظري الناتج عن رسم المعادلة (18). نلاحظ من الشكل (11) تطابق (تقريباً) بين المنحنيين النظري والعملي لربح التوتر، كما نلاحظ من الشكل (12) تطابق (تقريباً) بين المنحنيين النظري والعملي لربح التيار. يتضح من الشكل (11) أن تنظيم التوتر في وحدات التغذية الرنينية ضد تغيرات توتر الدخل يتم بتغيير التردد لنقل نقطة العمل على منحنى ربح تابع تحويل الدارة الرنينية لتعويض هذه التغيرات، وذلك على النقيض من الوحدات المقطعة التي تعمل عند تردد ثابت وفق مبدأ PWM [8]، فمثلاً في الشكل (11) لنفرض أن نقطة العمل الطبيعية هي a (نقطة العمل الطبيعية تكون عند التردد f_{NORM})، من أجل نفس الحمل إذا انخفض توتر الدخل فإن نقطة العمل تنتقل إلى النقطة b لتزيد الربح وتعطي توتر الخرج المطلوب، وبالعكس إذا ازداد توتر الدخل فإن نقطة العمل الطبيعية a تنتقل إلى النقطة c لتخفض الربح وتعطي توتر الخرج المطلوب.



الشكل (11) - ربح التوتر عند عامل جودة $Q = 2$



الشكل (12) - ربح التيار عند عامل جودة $Q = 2$

يبين الشكل (13) جزء من وحدة التغذية الليزرية المصممة، والتي تعتمد على مبدأ الرنين في تنظيم التوتر. يبين الشكل (14) لوحة التحكم بالمبدل التي تحوي المعالج التحكمي ATMEGA32.



الشكل (13) - جزء من وحدة التغذية الليزرية المصممة

(1- لوحة المبدل الجسري، 2- لوحة التحكم بالمبدل التي تحوي المعالج التحكمي، 3- محول العزل (TR)



الشكل (14) - لوحة التحكم بالمبدل التي تحوي المعالج التحكمي ATMEGA32

الاستنتاجات والتوصيات:

نستنتج مما سبق أنه عند العمل عند تردد الرنين فإننا نحصل على أكبر قيمة لريح التوتّر والتيار، لذلك يمكن اختيار مجال العمل عند تردد الرنين أو في منطقة تردد الرنين (فوق أو تحت تردد الطنين) لأنه في هذه المنطقة الضيقة نحصل على أعلى قيمة للتوتّر.

في التطبيقات التي تتطلب تنظيم توتر الخرج من الضروري جداً وجود التغذية العكسية، ويتم ذلك بتغيير التردد بشكل أوتوماتيكي (عن طريق أحد المعالجات التحكمية) ليعدل تغيرات توتر الدخل (بفرض أن الحمل ثابت لأنه تم منذ البداية اعتبار عامل الجودة ثابت، أي أنه يتم الانتقال على منحنى $Q = 2$).

يمكن الانتقال - كما وجدنا من خلال هذا البحث - من الشكل العقدي لمعادلتي ربح التوتّر والتيار للمبدل الرنيني الجسري التفرعي إلى معادلة بسيطة من الدرجة الأولى ورسم منحنىي الريح وتحديد منطقة العمل على منحنى ربح التوتّر الناتج.

وجدنا من المعادلة (17) أن ربح التوتّر يرتبط بعلاقة خطية مع ربح التيار ($M = QH = 2H$)، وهذا يعني أنه يمكن استنتاج منحنى ربح التيار انطلاقاً من منحنى ربح التوتّر.

يمكن أتمتة عملية حساب المبدل الرنيني الجسري التفرعي بكل سهولة، وذلك بعد تحديد تردد الرنين وعامل الجودة فقط.

التوصيات المستقبلية:

التوصيات كثيرة جداً، ولكن نذكر بعضها:

- 1- العمل على تصميم مبدلات رنينية باستطاعات مختلفة يكون مصدر التغذية فيها توتر مستمر 12V أو 24V (التطبيقات العسكرية).
- 2- العمل على تصميم مبدلات رنينية باستطاعة خرج أكبر من 8kW وبتردد تقطيع يصل إلى 200kHz.

3- العمل على تصميم وحدات تغذية رنينية (تفرعية) لتغذية رأس ليزر غازي مثل غاز ثاني أكسيد الكربون (CO2 Laser) نبضي أو مستمر، حيث أن مثل هذه الوحدات تتطلب توليد توتر مرتفع يصل إلى 50KV، باستطاعة كبيرة، وذلك نظراً إلى أهمية الموضوع من الناحية التطبيقية الصناعية، إذ تُستخدم مثل هذه الوحدات لقص المعادن بسماكات مختلفة أو في عملية اللحام.

المراجع:

1. BORAGE, M; TIWRI, S; KOTAIAH, S. *A parallel resonant constant current power supply.*, Power Supplies Division, Centre for Advanced Technology, India, (2003), Indore 452 013.
2. STEIGERWALDS, R. *A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies.*, IEEE Trans on power electronics, APRIL (1988), VOL. 3, NO. 2.
3. SEVERNS, R. P. *Topologies for three-element resonant converters.*, IEEE Trans, Power Electron, 7, (1992), 89–98.
4. BORAGE, M; TIWRI, S; KOTAIAH, S. *Comparison of three-element V-N-V resonant converters.*, Proc, IndiaInt, Conf. on Power Electronics (IICPE), Mumbai, India (2002), pp. 47-58.
5. FILCHEV, T; WHEELER, P; CLARE, J; YUDOV, D; VALCHEV, V; BOSSCHE, A. *A LCL Resonant DC-DC Converter for Electrical Power Distribution Systems.*, European Power Electronics, EPE –PEMC Conference, Riga, September 2004.
6. STEIGERWALDS, R. *High frequency resonant transistor DC-DC converters.*, IEEE Trans, Ind, Electron, 31,(1984), 181–191.
7. SWAMI, M; BHAT, A. *Analysis of a parallel resonant converter with secondary side resonance.*, IEEE Trans, Aero, Electr. Sys, 28, (1992), 1042–1055.
8. Brissman, I. *Switching Power Supply Design.*, (1995), 330-340.
9. Жучков В., Зубов О., Радутный И. Блок питания УМЗЧ. – Радио, 1987, №1, с. 35– 50.
10. S. D. Johnson; R. W. Erickson, *Steady-State Analysis and Design of the Parallel Resonant Converter*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, (1986) Record, pp. 154-165.
11. C. Hang-Seok, *Design Consideration of Half-Bridge LC Resonant Converter*, JOURNAL OF POWER ELECTRONICS., (2007) vol.7, pp. 13-20.
12. Alpa Gopiyani; M. T. Shah; Vinod Patel, *Topology selection, design and simulation of 300W resonant DC-DC converter*, International Journal on Emerging Technologies (2010) 1(1): pp. 57-60.