

CZU: 621.373.8

## **PRINCIPII DE ELABORARE A CONVERTORULUI DE TENSIUNE AL LASERULUI CU EXCIMER XeCl**

**Valeriu Guțan, conf.dr.; Ion Olaru, conf.dr.; Mihail Radcenco, Mihail Negritu,  
Andrei Cerneleanu**

(Universitatea de Stat „Alec Russo” din Bălți, Moldova)

În lucrare sînt descrise particularitățile de proiectare și elaborare a convertoarelor de tensiune ca parte componentă a blocurilor de alimentare în construcțiile laserilor cu excimer. Sînt descrise și analizate tipurile de convertoare de tensiune și particularitățile lor funcționale. Sînt determinate cerințele față de convertorul de tensiune în laserul cu excimer XeCl, excitat prin descărcare electrică transversală.

Elementul de bază al blocurilor de alimentare a laserilor cu excimeri cu funcționare în impuls, excitați prin descărcare electrică, este convertorul de tensiune înaltă cu acumulator intermediar de energie. La rîndul său, acumulatorul intermediar de energie cu încărcare de la transformator cu reglare în trepte nu permite obținerea unui regim energetic optimal, deaceia este necesară folosirea unei surse de încărcare de alt tip.

Soluția cea mai rațională ar fi utilizarea unui convertor de tensiune care poate menține un curent constant de încărcare a acumulatorului intermediar. În cazul cînd curentul de încărcare este constant, tensiunea pe acumulatorul intermediar crește liniar. În acest caz, convertorul poate fi dirijat, folosind o schemă specială care asigură măsurarea tensiunii pe acumulatorul intermediar și compararea ei cu o tensiune etalon. În consecință, poate fi stabilită orice tensiune de încărcare în limitele  $0 - U_{c\max}$ , necesară pentru selectarea diferitor regimuri energetice [1].

Din cele expuse rezultă necesitatea proiectării unui convertor de tensiune, care în ansamblu cu acumulatorul intermediar va asigura flexibilitatea dirijării cu regimurile energetice ale laserului elaborat.

Scopul lucrării prezente este analiza, descrierea particularităților de proiectare și elaborare a convertoarelor de tensiune și determinarea cerințelor față de parametrii convertorului de tensiune în laserul cu excimer XeCl elaborat în laboratorul „Tehnologii laser” al Universității de Stat „Alec Russo” din Bălți.

Lucrarea reprezintă o parte componentă a unui set de lucrări care conține analiza detaliată a principiilor de elaborare a componentelor laserului cu excimer XeCl și a posibilităților de optimizare a parametrilor energetici și temporali.

Lucrarea a fost realizată în cadrul proiectului 07.498.04.05 PA „Elaborarea laserului cu excimer XeCl pentru aplicații tehnologice” cu suport financiar în cadrul Programului de Stat „Cercetari fundamentale și elaborari de materiale și dispozitive pentru aplicatii fotonice si optoelectronice”.

În blocul de alimentare al laserului, dispozitivele de încărcare a acumulatorului intermediar de energie îndeplinesc în linii generale două funcții: de acordare a tensiunii sursei primare de alimentare cu tensiunea pe condensatoarele de acumulare a energiei și de limitare a curentului de încărcare, astfel asigurând protecția sursei de suprasarcină.

Tipurile surselor primare de alimentare pot fi divizate în două clase – de tensiune continuă și de tensiune alternativă, care în caz de necesitate pot fi transformate dintr-o formă în alta cu ajutorul redresoarelor sau invertoarelor.

Pentru obținerea tensiunii continue pot fi folosite diferite scheme de redresare: cu una sau două semiperioade monofazate, scheme trifazate, scheme cu multiplicare a tensiunii ș.a. În faza următoare de obținere a tensiunii necesare pot fi utilizate invertoare pe semiconductori, invertoare vibraționale sau mașina electrică-generator.

În final, după procedurile de redresare-conversie-redresare, acumulatorul intermediar de energie poate fi încărcat la orice valoare în limitele de tensiune  $0 - U_{c \max}$ .

Metodele de încărcare bazate pe creșterea tensiunii sursei primare de alimentare, concomitent cu creșterea tensiunii pe condensatorul acumulatorului de energie, sînt cele mai eficiente din punct de vedere al randamentului energetic.

Valoarea curentului de încărcare  $I(t)$  a sursei primare, în cazul cînd tensiunea de eșire crește liniar de la 0 pînă la  $U_{\max}$ , poate fi determinată de expresia:

$$I(t) = CU_{\max} / T(1 - e^{-t/RC}), \text{ unde}$$

$T$  – ciclul de încărcare;  $R = R_{in} + R_d + R_c$ , unde  $R_{in}$  – rezistența interioară a sursei;  $R_d$  – rezistența diodei redresoare;  $R_c$  – rezistența conductoarelor de conexiune.

Pierderile de energie pentru un ciclu de încărcare pot fi determinate prin relația:

$$W_p = R \int_0^T i^2(t) dt = \frac{C^2 U_{\max}^2}{T^2} R \left( T - \frac{3RC}{2} \right)$$

Randamentul unui astfel de proces este egal:

$$h = \frac{1}{1 + \frac{3RC}{T} + \frac{3R^2 C^2}{T^2}} \approx \frac{1}{1 + \frac{2RC}{T}}$$

și tinde spre 1 cînd  $T \gg RC$ .

O astfel de metodă de încărcare poate fi folosită la încărcarea condensatoarelor cu valoare mare ce lucrează în regim de impulsuri rare de descărcare.

Mai jos vom examina unele din cele mai des utilizate metode de încărcare a acumulatorului capacitativ de energie.

Încărcarea condensatorului de la o sursă de curent continuu cu rezistență balast.

Valoarea curentului de încărcare este determinată de funcția:

$$I(t) = \frac{U_{\max}}{R} (1 - e^{-t/RC}),$$

iar randamentul de funcția

$$h = \frac{(1 - e^{-t/RC})}{2}$$

și de obicei poate atinge valori pînă la 50%.

Stabilirea valorii constante a curentului de încărcare prin utilizarea unei rezistențe variabile cu posibilitatea schimbării valorii în intervalul  $R_{\max} - 0$  asigură o valoare a randamentului de 50% cu o micșorare esențială a timpului de încărcare.

Încărcarea condensatorului de la sursă printr-un drosel și o diodă asigură dublarea tensiunii pe acumulator față de tensiunea sursei primare. În acest caz randamentul schemei se află în limitele 50 – 100 % și poate fi determinat din expresia:

$$h = \frac{(1 - e^{-RT/2L})}{2}$$

Randamentul unei așa scheme tinde spre 100% în cazul cînd rezistența activă a droselului și a diodei vor fi aduse la valori minimale.

Prezența droselului în circuit duce la încetinirea procesului de încărcare a condensatorului la începutul ciclului și intensifică acest proces la sfîrșit, în comparație cu cazul încărcării prin rezistența balast.

Curentul de încărcare poate fi determinat din expresia:

$$I(t) = (U/L_n) \exp(-\alpha t) \sin(\omega t),$$

iar timpul necesar pentru încărcare pînă la valoarea maximală va determinat de relația:

$$T = \frac{P}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R}{4L^2}}}$$

Un dezavantaj al acestei scheme constă în dimensiunile mari a droselului pentru ciclul cu durată mare de încărcare.

Încărcarea condensatorului de la o sursă de curent continuu prin intermediul unui circuit cu acumulator inductiv-capacitiv intermediar are unele avantaje în comparație cu schemele precedente. Procesul de încărcare constă în transferul de energie de la condensatorul intermediar la cel principal prin intermediul unui triac-chee care se realizează într-o serie de impulsuri. La sfîrșitul seriei de impulsuri, tensiunea pe condensatorul principal se egalează cu cea a sursei de alimentare. Randamentul acestei scheme este relativ mare și este determinat de factorii de calitate ai conturilor formate din condensatoare și drosele și de pierderile de energie pe elementele semiconductoare.

Sistemele de încărcare cu diode și condensatoare-balast pot fi divizate în două grupuri:

- sisteme cu multiplicare a tensiunii;
- sisteme cu condensator-limitator.

Pentru sistemele cu multiplicare, de obicei, ultimul condensator servește ca acumulator de energie, iar toate celelalte - în calitate de limitator a curentului de încărcare. Viteza de încărcare a acumulatorului este determinată de raportul celei mai mici capacități limitatoare către capacitatea acumulatorului, coeficientul de multiplicare a tensiunii și frecvența tensiunii de alimentare. În aceste scheme randamentul poate atinge valoarea de 75%, însă numărul mare de capacități duce la mărirea masei și volumului.

Sistemul de încărcare cu condensator limitator în circuitul de încărcare provoacă distorsiuni considerabile a formei curentului de încărcare, nefavorabile pentru regimul de lucru al sursei de alimentare. Deaceia, se recomandă de a conecta în serie cu condensatorul un element inductiv, în prezența căruia curentul de încărcare devine sinusoidal. În acest caz, randamentul poate atinge valoarea 75%.

Caracteristici energetice și mai bune (randamentul tinde spre 100%) manifestă schemele combinate care conțin două circuite paralele cu elemente balast inductive și capacitive. Pe parcursul ciclului de încărcare are loc compensarea reciprocă a componentelor reactive inductiv-capacitive a curentului de încărcare. Această schemă este optimală în condițiile când nu există restricții din punct de vedere a dimensiunilor instalației.

Și în fine, dispozitivele de încărcare a acumulatorilor cu convertoare statice care pot fi divizate în două grupuri:

- convertoare dirijate;
- convertoare nederijate.

Asigurarea unei creșteri lente a tensiunii de încărcare în convertoarele dirijate este dificilă. Cu toate acestea, valorile înalte ale randamentului determină posibilitatea utilizării lor în instalații de putere mare.

Convertoarele nederijate sunt divizate la rîndul lor în două clase, în dependență de tipul sursei de alimentare folosite:

- cu alimentare de la o sursă de tensiune joasă;
- cu alimentare de la o sursă de tensiune înaltă.

De regulă, convertoarele cu alimentare de la o sursă de tensiune joasă (6-24V) au puteri medii și în cazul nostru nu prezintă interes.

Convertoarele cu alimentare de la o sursă de tensiune înaltă ( $U \geq 300V$ ) mai sînt numite și convertoare cu intrare fără transformator.

O răspîndire mai largă au următoarele scheme de convertoare cu tensiune înaltă de alimentare [2]:

a. Convertor semipunte (fig.1).

Convertoarele construite pe baza acestei scheme permit obținerea unor puteri de 0,25 - 0,5 kW. În schema dată tensiunea pe tranzistorii închiși nu depășește tensiunea de alimentare, iar amplitudinea tensiunii aplicate la bobina primară a transformatorului de putere nu depășește jumătate din tensiunea de alimentare.

Deaceia, curentul pe colectorul tranzistoarelor de putere la aceeași putere pe sarcină va fi de 2 ori mai mare decât la schema de convertor punte și poate fi determinat din relația:

$$I_c = 2P_s / U_a \eta.$$

Convertorul semipunte (fig.1a) cu divizor capacitativ de tensiune are o prioritate care constă în lipsa componentei constante a curentului în bobina primară a transformatorului de putere. Schema de dirijare trebuie să asigure comutarea tranzistorilor de putere (închidere-deschidere) în așa mod ca să se excludă apariția curentilor direcți prin elementele de putere.

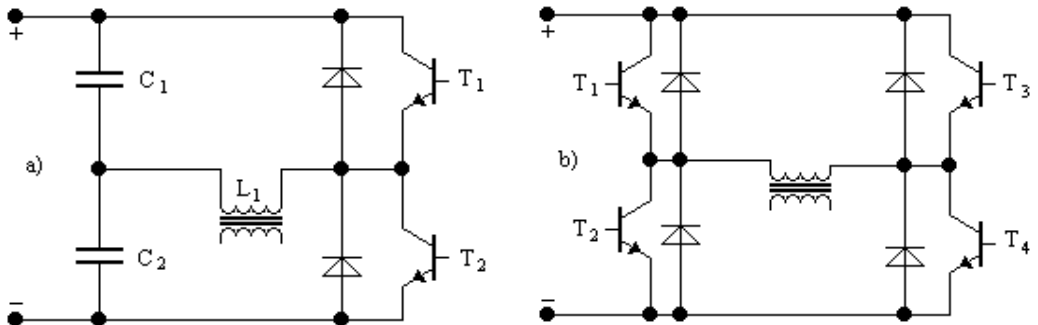


Fig. 1. Scheme de convertoare: a) convertor semipunte; b) convertor punte

Procesul de lucru decurge în felul următor: Când tranzistorul T<sub>1</sub> este deschis pentru o perioadă, iar tranzistorul T<sub>2</sub> este închis, are loc transferul de energie de la condensatorul C<sub>1</sub> în sarcină. În același timp are loc încărcarea condensatorului C<sub>2</sub>. Din momentul deschiderii tranzistorului T<sub>2</sub>, energia acumulată în condensatorul C<sub>2</sub> va fi transferată în circuitul secundar al transformatorului iar condensatorul C<sub>1</sub> se va încărca. Tensiunea pe sarcină este legată de tensiunea de alimentare prin relația:

$$U_s = 1/2 \kappa \gamma E, \text{ unde}$$

$$\kappa = U_2 / U_1 = [U_s + U_{intr} + I_s(r_d + r_t)] / [E_{min}/2 - I_{Cmax} * r_L] = (2U_s / E_{min}) \eta;$$

$\eta$  - coeficientul de transformare unde se ține cont și de pierderile pe elemente în condițiile regimului staționar de lucru;  $r_d$ ,  $r_t$  - rezistențele diodei și tranzistorului la conductibilitate directă;  $r_L$  - rezistența transformatorului;  $U_{intr}$  - tensiunea de închidere a diodei;  $I_{Cmax}$  - curentul maximal al colectorului tranzistorului.

La  $E_{max}$ , pentru obținerea la eșire a tensiunii nominale pe sarcină este necesar ca impulsurile de dirijare cu tranzistorii să aibă un coeficient minimal de completare  $\gamma_{min}$ , egal cu  $2U_s / \kappa E_{max}$ . Curentul colectorului  $I_{Cmax}$  este determinat din relația:

$$I_{Cmax} = (2P / E\eta \gamma_{min}^2) + I_L, \text{ unde}$$

$I_L$  - curentul transformatorului redus la curentul primar.

#### b. Convertorul punte

Schema convertorului punte, reprezentat în fig.1b, spre deosebire de convertorul semipunte, conține 4 tranzistoare de putere. Un avantaj principal al schemei constă în faptul că pe tranzistorii de putere nu apar supratensiuni.

Puterea care poate fi obținută de la o celulă convertor atinge valoarea de 1-2kW. Schema de dirijare cu elementele de putere necesită izolare galvanică. În schema convertorului punte tranzistorii unui braț  $T_1, T_2$  sunt dirijați cu impulsuri cu durata de o semiperioadă, iar tranzistorii brațului doi  $T_3$  și  $T_4$  cu impulsuri ce au durata  $\gamma/2$ . O așa dirijare asigură circularea prin bobina primară a transformatorului de putere a unui curent alternativ simetric. La dirijarea fazică a schemei punte toți tranzistorii sunt dirijați cu impulsuri dreptunghiulare ce au durata de o semiperioadă  $t/2$ , însă pentru tranzistorii introduși în brațe opuse, de exemplu  $T_1$  și  $T_4$ , impulsurile de dirijare sunt defazate unul față de altul cu un oarecare unghi  $\phi$ .

Schema de dirijare cu elementele de putere (tranzistorii) poate fi cu autoexcitare sau cu excitare exterioară.

Procesul de comutație a tranzistorilor de putere cu tensiune înaltă la intrare (300-600V) este însoțit de suprasarcini considerabile a puterii în impuls, ceea ce duce la încălziri locale a joncțiunii colectorului și poate duce la ieșirea din funcție a tranzistorului. Acest fenomen este cauzat de inertitatea tranzistorilor de putere și a diodelor redresoare folosite. Constanta temporală  $\tau_T$  a tranzistorului poate fi găsită cunoscând modulul coeficientului de transmisie ( $h_{21e}$ ) la frecvența înaltă  $f$  și neglijând rezistența emitorului la curenți mari. Suprasarcina tranzistoarelor convertorului la putere în impuls este cauzată de trecerea prin brațul unei punți a curenților străpunși. Circulația unor așa curenți duce la o creștere rapidă a pierderilor dinamice și la ieșirea din funcție a elementelor de putere. Cauza apariției acestor curenți este timpul relativ mare de închidere a tranzistorilor, care inițial se aflau în stare de saturație, comparativ cu timpul de deschidere a tranzistorilor ce se află în stare de tăiere. În rezultat, tranzistorii ambelor brațe a punții vor fi deschiși o anumită perioadă de timp. Apariția curenților străpunși poate fi exclusă dacă este exclusă starea, când tranzistorii ambelor brațe sunt deschiși în același timp.

Această condiție poate fi realizată cu ajutorul reținerii automate a momentului deschiderii tranzistorului închis până la momentul terminării circulației curentului colectorului sau a curentului invers al bazei tranzistorului deschis anterior, adică până la momentul terminării procesului de reabsorbție a surplusului purtătorilor auxiliari de sarcină în tranzistorul care se închide. Reținerea momentului de deschidere a tranzistorului pe o durată anumită de timp poate fi obținută aplicând la semnalul de dirijare întârzierea necesară.

O altă metodă de protejare a tranzistorilor constă în folosirea unei bobine adăugătoare plasate pe miezul transformatorului (fig.2) [3]. Dacă tranzistorul  $T_1$  este deschis iar tranzistorul  $T_2$  închis, atunci pe bobinele transformatoarelor  $Tr_1$  și  $Tr_2$  apar tensiuni cu polaritatea indicată pe desen. La schimbarea polarității tensiunii pe bobinele de ieșire a transformatorului generatorului de dirijare  $Tr_2$  începe procesul de închidere a tranzistorului  $T_1$  iar tranzistorul  $T_2$  nu se va deschide până când tensiunea pe bobina adăugătoare  $W_{ad}$  nu se va micșora până la valoarea de închidere a diodei  $D_2$ . Doar după aceasta tranzistorul  $T_2$  începe să se deschidă.

Această metodă este valabilă numai pentru schema semipunte. În schema punte reținerea automată a momentului deschiderii tranzistorului poate fi legată cu momentul terminării curentului invers a bazei tranzistorului deschis anterior.

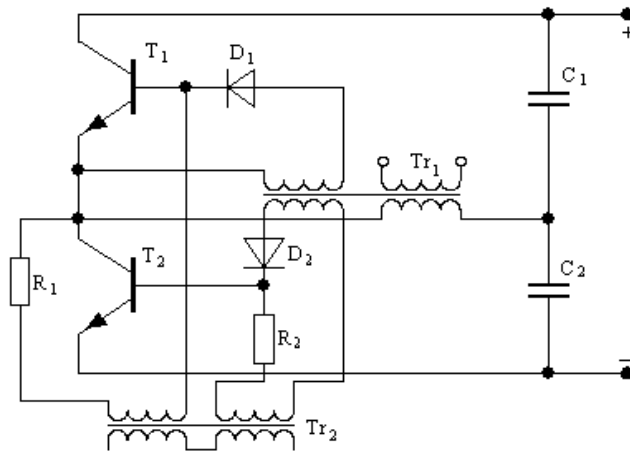


Fig.2 Schema convertorului semipunte cu protecția tranzistorilor de curenții direcți

În fig.3 este prezentată schema convertorului punte în care este aplicat acest principiu de reținere automată. În circuitele bazelor tranzistorilor de putere sunt introduse transformatoarele de curent  $Trc_1$  și  $Trc_2$  de pe bobinele secundare  $W_{12}$ ,  $W_{22}$  semnalele cărora sînt aplicate la intrarea formatoarelor de impulsuri  $Fi_1$ ,  $Fi_2$ , care au în componența lor scheme de determinare a coincidenței semnalelor transformatoarelor de curent și a semnalului generatorului de dirijare. Presupunem că tranzistoarele de putere  $T_1$ ,  $T_3$  sunt deschise cu semnalul de comandă  $U_1$ , iar tranzistorii  $T_2$ ,  $T_4$  sunt închiși cu semnalul de comandă  $U_2$  ce are polaritate opusă. În momentul  $t_1$ , polaritatea semnalelor  $U_1$  și  $U_2$  se schimbă și prin bobinele primare a transformatorului de curent  $Trc_1$  începe să circule curentul  $I_{11}$  în direcție opusă.

Acest proces asigură circulația unui impuls de curent  $I_{12}$  în bobina secundară  $W_{12}$ , durata căruia este determinată de timpul maximal de reabsorbție a purtătorilor auxiliari a bazei unuia din tranzistori (de exemplu  $T_1$ ). Acest impuls este aplicat la formatorul  $Fi_1$  și blochează transmiterea semnalului de comandă  $U_2$  la tranzistorii  $T_2$ ,  $T_4$  pe perioadele de timp de reținere  $t_{r1}$ .

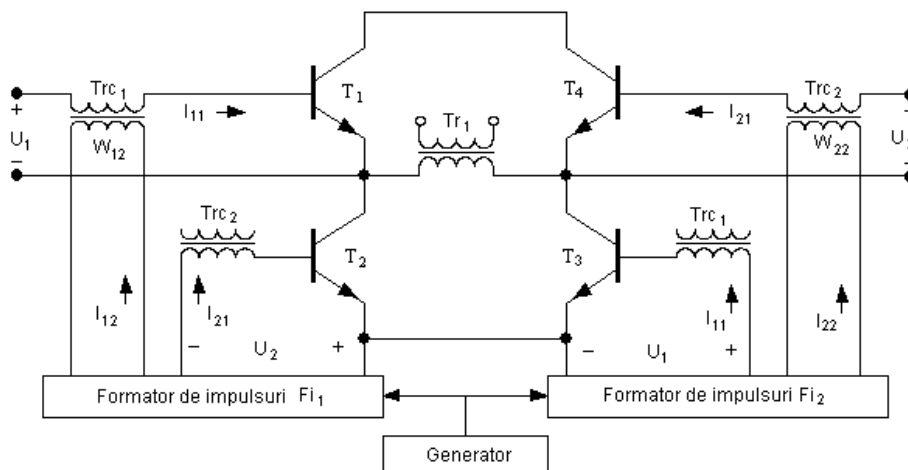


Fig.3. Schema convertorului punte cu protecția tranzistorilor de curenții direcți

Semnalul de blocaj dispare atunci când curenții înverși ai bazelor  $i_{11}$  se micșorează pînă la zero, în momentul terminării procesului de închidere a tranzistorului  $T_1$ . Curentul sarcinii  $I_s$  se întrerupe numai în momentul  $t_2$ , când se termină procesul de închidere a tranzistorului  $T_4$ . În momentul  $t_3$  se începe procesul de deschidere a tranzistoarelor  $T_2, T_4$ .

În momentul  $t_4$  are loc schimbarea polarității semnalelor de dirijare  $U_1, U_2$  și începe procesul închiderii tranzistorilor  $T_2, T_4$ . Impulsul de curent  $i_{22}$  de pe bobina secundară  $W_{22}$  a transformatorului de curent  $Tc_2$  blochează pe perioada de timp de închidere  $tp_2$  a tranzistorului  $T_2$  trecerea semnalului de dirijare  $U_1$ , de la formatorul  $Fi_{22}$  la tranzistorii  $T_1, T_3$ . Astfel, introducerea tenzorilor de curent  $Tc_1, Tc_2$  crează posibilitatea folosirii informației referitor la procesele de reabsorbție a purtătorilor auxiliari din bazele tranzistorilor pentru blocarea semnalelor de deschidere, ceea ce permite excluderea completă a curenților direcți.

O altă metodă de excludere a curenților direcți constă în folosirea unui generator de impulsuri de comandă, durata cărora poate fi reglată în dependență de proprietățile temporale a tranzistorilor folosiți. Dealtfel și în acest caz este necesar ca durata fiecărui impuls  $U_1, U_2$  să poată fi reglată independent.

În baza celor expuse a fost determinată schema principală pe baza căreia a fost proiectat convertorul de tensiune. Deoarece în camera laser proiectată nu va fi asigurată circulația mediului activ, frecvența maximală de repetiție admisibilă este de 35 Hz, iar energia maximală a acumulatorului intermediar, calculată cu ajutorul expresiei  $W = CU^2/2$  este de 25J pentru condensatorul cu parametrii  $C = 50\mu F, U = 1000V$ .

Pe baza acestor valori putem calcula puterea medie necesară convertorului. Puterea medie folosită de convertor de la sursa de alimentare se determină din relația:



$$P = CU^2f_{\max}/2, \text{ unde}$$

U - tensiunea maximală pe condensator, C - capacitatea condensatorului,  $f_{\max}$  - frecvența maximă de repetiție a descărcărilor.

De unde determinăm că puterea medie folosită de convertor de la sursa de alimentare este de 0,877 kW.

În rezultatul analizei detaliate a posibilelor variante de proiectare a convertorului și reeșind din condițiile tehnice înaintate față de laserul cu excimer XeCl pentru aplicații tehnologice, schema punte a fost determinată ca optimală pentru elaborarea proiectului convertorului.

### **Bibliografie**

1. Guțan, Valeriu, Olaru, Ion, Radcenco, Mihail, Negritu, Mihail, Cerneleanu, Andrei. Particularități de elaborare a laserului cu excimer XeCl // Fizică și Tehnică: Procese, modele, experimente, Presa universitară bălțenă, 2008, nr.1, p.44-52.
2. Букреев, С.С., Головацкий, В.А., Гулякович, Г.Н. и др., Источники вторичного электропитания // М: Радио и Связь, 1983, 279 с.
3. Бас, А.А., Миловзоров, В.П., Мусолин, А.К. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. // М: Радио и Связь, 1987, 160 с.
4. Источники питания радиоэлектронной аппаратуры. Справочник, Под редакцией Г.С.Найвельта, М: Радио и Связь, 1986, 726 стр.
5. Ромаш, Э.И., Драбович, Ю.И., Юрченко, Н.Н., Шевченко, П.Н., Высокочастотные транзисторные преобразователи. // М: Радио и Связь, 1988, 287 с.

CZU: 621.373.8

## **PRINCIPLES OF DEVELOPMENT OF THE VOLTAGE CONVERTOR FOR XeCl EXCIMER LASER**

**Valeriu Guțan, conf.dr.; Ion Olaru, conf.dr.; Mihail Radcenco, Mihail Negritu,  
Andrei Cerneleanu**

(State University „Alec Russo”, Republic of Moldova)

The paper focuses on features of design and development of voltage converters as part of power blocks in excimer laser construction. Types of voltage converters and their functional features are described and analyzed. Requirements towards the voltage convertor in XeCl excimer laser excited by transverse electric discharge are determined.

Prezentat la redacție la 29.11.09