



(12) CERERE DE BREVET DE INVENȚIE

(21) Nr. cerere: a 2018 00217

(22) Data de depozit: 22/03/2018

(41) Data publicării cererii:  
30/12/2019 BOPI nr. 12/2019

(71) Solicitant:  
• UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" DIN  
TIMIȘOARA, PIAȚA VICTORIEI NR.2,  
TIMIȘOARA, TM, RO

(72) Inventatori:  
• LICĂ SEPTIMIU,  
STR. MARTIR GABRIELA TAKO, BL. A70,  
SC. A, AP. 5, TIMIȘOARA, TM, RO;  
• GURBINĂ MIRCEA, STR.AMZEI NR.14,  
TIMIȘOARA, TM, RO;

• LASCU DAN FLORENTIN,  
STR.INDEPENDENȚEI 13, TIMIȘOARA, TM,  
RO;  
• POP-CĂLIMANU IOANA MONICA,  
BD.CLOȘCA NR.11, BL.30, AP.79,  
SATU MARE, SM, RO;  
• CIREȘAN AUREL, STR.LALELELOR,  
BL.E5, SC.B, AP.1, TIMIȘOARA, TM, RO;  
• SZABO ROLAND, STR.ION ROATĂ,  
BL.B110, SC.A, ET.3, AP.11, TIMIȘOARA,  
TM, RO

(54) CONVERTOR ETAJAT DE TIP COBORĂTOR PENTRU  
APLICAȚII CU DIFERENȚĂ MICĂ ÎNTRE TENSIUNILE  
DE INTRARE ȘI IEȘIRE

(57) Rezumat:

Invenția se referă la un convertor etajat de tip coborător pentru aplicații cu diferență mică între tensiunile de intrare și de ieșire. Convertorul, conform invenției, este alcătuit dintr-un întrerupător electronic (S) controlat de un semnal dreptunghiular (PWM), diode redresoare ( $D_1$ ,  $D_2$ ), bobine ( $L_1$ ,  $L_2$ ), precum și condensatoare ( $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_0$ ), în care, pentru a interfața un consumator de tensiune mai mică cu o sursă sau rețea de putere având o tensiune cu puțin mai mare, circuitul necesită un factor de umplere mediat, apropiat de 0,5.

Revendicări: 1  
Figuri: 11

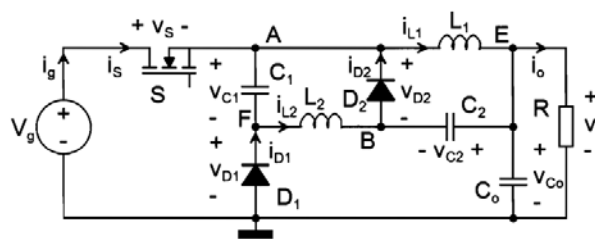


Fig. 2



## CONVERTOR ETAJAT DE TIP COBORĂTOR PENTRU APLICAȚII CU DIFERENȚĂ MICĂ ÎNTRE TENSIUNILE DE INTRARE ȘI IEȘIRE

Invenția este un circuit de conversie cc-cc (dc-dc) a tensiunii cu un raport de conversie statică subunitar. Această realizare este adecvată pentru convertoarele unde tensiunea de ieșire este cu puțin mai mică decât cea de intrare. sunt impuse diferențemici, pozitive dintre tensiunea de intrare și cea de ieșire. Această proprietate se obține datorită factorului de umplere al semnalului de comandă.

Invenția este susținută prin ecuațiile de funcționare ale noului convertor dar și prin figurile sugestive ce însoțesc prezenta documentare. Aceste figuri reprezintă:

- Figura 1. Stadiul actual - convertorul Buck;
- Figura 2. Schema electronică a convertorului inventat;
- Figura 3. Reprezentarea raportului static al noului convertor pe același grafic cu cel al convertorului Buck clasic;
- Figura 4. Formele de undă ale tensiunii și curentului prin inductanța  $L_1$ ;
- Figura 5. Formele de undă ale tensiunii și curentului prin inductanța  $L_2$ ;
- Figura 6. Forma de undă a tensiunii din punctul A;
- Figura 7. Forma de undă a tensiunii pe dioda  $D_1$ ;
- Figura 8. Prima formă de undă este tensiunea pe tranzistorul S între sursă și drenă, a doua este tensiunea de la ieșire, a treia formă de undă este tensiunea pe bobina  $L_1$ , iar ultimul semnal este curentul prin bobina  $L_1$ ;
- Figura 9. Prima formă de undă este tensiunea pe tranzistorul S între sursă și drenă, a doua este tensiunea pe dioda  $D_1$ , a treia formă de undă este căderea de tensiune pe bobina  $L_2$ , iar ultimul semnal este curentul prin bobina  $L_2$ ;
- Figura 10. Graficul raportului static real măsurat comparat cu cel teoretic;
- Figura 11. Graficul randamentului rezultat în urma măsurărilor pentru domeniul de variație uzual al factorului de umplere D.

Această invenție are ca obiect de analiză convertoarele de tensiune cc-cc, mai precis la convertoare tip coborător fără izolare galvanică.

Convertorul de coborător, denumit Buck sau Step-down, este consacrat în literatura de specialitate [1], [3]. Acesta are un număr redus de componente electronice (Figura 1) și un raport static de conversie liniar în funcție de factorul de umplere al semnalului modulat în durată (engl: pulse width modulated – PWM). Acesta are dezavantajul că la rapoarte de conversie mici sau mari, factorul de umplere al semnalului de comandă al tranzistorului se apropie de 0 sau 1, ducând la timpi de conducție respectiv de blocare comparabili cu timpii de comutație ai tranzistoarelor și astfel la o funcționare defectuoasă a convertorului. Tranzistorul necesită un anumit timp pentru a trece din stare blocată în stare saturată, ceea ce se măsoară în practică sub forma timpului de creștere sau descreștere a semnalului. În aplicațiile curente [3], deoarece se lucrează la frecvențe mari, acesta devine comparabil cu timpii de conducție sau de blocare aferenți funcționării corecte, având un impact negativ asupra componentelor circuitului în cazul semnalelor PWM cu factori de umplere apropiați de valorile extreme.

Alte convertoare similare sunt cele de tip pătraticce au mai fost propuse [5], [6] și aplicate în anumite aplicații. Acestea conțin de regulă un tranzistor și trei diode. Cu același număr de componente semiconductoare sunt convertoarele hibride propuse în [7], care, de asemenea, au proprietăți similare.

Circuitul de conversie, conform invenției, este compus din întrerupătorul electronic S ce este controlat de un semnal dreptunghiular PWM, diodele  $D_1$  și  $D_2$ , bobinele  $L_1$  și  $L_2$ , precum și condensatoarele  $C_1$ ,  $C_2$  și  $C_0$ . Acesta este ilustrat în Figura 2. Semnalul de comandă PWM are o anumită frecvență de comutație  $f_s$  și un factor de umplere  $D$ .

Scopul invenției este crearea unui convertor cc-cc de randament ridicat, care să producă tensiune de ieșire cu puțin mai mică decât tensiunea de intrare, adaptat unor astfel de aplicații.

Problema pe care o rezolvă invenția este interfațarea unui consumator de tensiune mai mică cu o sursă sau rețea de putere având o tensiune puțin mai mare. Acest circuit poate fi comandat cu un factor de umplere aproape de 0,5. Circuitele clasice trebuie comandate cu un factor de umplere aproape de 1. Aplicațiile pot fi multiple, de la interfațarea surselor regenerabile sau neconvenționale de energie cu rețeaua, rețele inteligente (smart-grid), interfațarea unor consumatori la o rețea de alimentare, sisteme utilizând baterii, etc. Un exemplu de aplicabilitate este conectarea unui consumator care necesită o tensiune de 9V stabilizată la o celulă fotovoltaică ce furnizează între 10 și 14V în funcție de condițiile de iluminare.

Sistemul, conform schemei, este alcătuit dintr-o sursă de tensiune  $V_g$ , convertorul propriu zis și sarcina, care în cazul experimental este un rezistor  $R$ . Topologia convertorului etajat seamănă cu două convertoare Buck clasice suprapuse, în care diodele de nul  $D_1$  și  $D_2$  facilitează închiderea curenților inductivi prin deschiderea unor noi căi de curent.

Componentele convertorului au fost astfel dimensionate pentru a se obține modul de funcționare în conducție continuă (CCM – engleză: continuous conduction mode). Doar în acest mod va fi analizată funcționarea, considerat ca cel mai eficient pentru aplicațiile practice.

În prima stare topologică, când semnalul de comandă al tranzistorului are valoare ridicată, conduce tranzistorul  $S$ . Diodele  $D_1$  și  $D_2$  vor fi blocate, fiind polarizate cu tensiune inversă. Se formează două bucle de curent: una include sursa de tensiune  $V_g$ , comutatorul  $S$ , bobina  $L_1$ , condensatorul de filtrare  $C_0$  și sarcina  $R$ . Cealaltă cuprinde sursa de tensiune  $V_g$ , condensatorul  $C_1$ , bobina  $L_2$ , condensatorul  $C_2$  și grupul paralel  $C_0$ - $R$  de la ieșire.

În a doua stare topologică, semnalul de comandă are o valoare mică, tranzistorul  $S$  este blocat iar curenții inductivi determină conducția diodelor  $D_1$  și  $D_2$ . Acești curenți se divid apoi și modifică tensiunile pe condensatoarele  $C_1$ ,  $C_2$ .

Utilizând ipotezele de pulsații mici și variații lente [3], se poate scrie legea de conservare a energiei pentru cele două bobine și astfel, ulterior se vor putea deduce valorile tensiunilor medii pe capacități. De asemenea, analizând în curent continuu bucla formată

de  $C_1 - L_2 - C_2 - L_1$ , ținând seamă o bobină în curent continuu este un scurtcircuit, rezultă că tensiunea medie pe condensatoarele  $C_1$  și  $C_2$  este aceeași. Așadar formulele vor fi:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{D}{1+D} \cdot V_g$$

$$V_o = \frac{2 \cdot D}{1+D} \cdot V_g$$

În continuare rezultă imediat raportul static de conversie:

$$M = \frac{V_o}{V_g} = \frac{2 \cdot D}{1+D}$$

Pentru a se vedea clar natura conversiei, în Figura 3 este reprezentat raportul static de conversie al noului convertor pe același grafic cu cel al convertorului Buck clasic. Este clar că la un raport de conversie  $M$  apropiat de unitate, convertorul propus necesită un factor de umplere  $D$  mult mai mic, de o valoare rezonabilă ținând cont că blocarea și aducerea în conducție a tranzistoarelor nu este un fenomen instantaneu. Această proprietate face convertorul propus potrivit pentru aplicații unde diferența între tensiunile sursei și a consumatorului este mică.

Scriind conservarea energiei pe cele trei condensatoare și legea I a lui Kirchhoff în punctele A, B, E din Figura 2, se deduc curenții medii inductivi și curenții prin capacități în a doua stare topologică:

$$I_{L1} = \frac{2 \cdot D}{1+D} \cdot \frac{V_g}{R}$$

$$I_{L2} = \frac{2 \cdot D \cdot (1-D)}{(1+D)^2} \cdot \frac{V_g}{R}$$

$$I_{C_{off}} = \frac{-2 \cdot D^2}{(1+D)^2} \cdot \frac{V_g}{R}$$

$$I_{C_{1off}} = \frac{-2 \cdot D^2}{(1+D)^2} \cdot \frac{V_g}{R}$$

$$I_{C_{2off}} = \frac{2 \cdot D^2}{(1+D)^2} \cdot \frac{V_g}{R}$$

Se pot în continuare calcula solicitările semiconductoarelor, iar aceste valori obținute sunt foarte importante în dimensionarea tranzistorului și a diodelor:

$$V_s = \frac{1}{1+D} \cdot V_g = \left(1 - \frac{M}{2}\right) \cdot V_g$$

$$I_s = \frac{4 \cdot D^2}{(1+D)^2} \cdot \frac{V_g}{R} = M^2 \cdot \frac{V_g}{R}$$

$$V_{D_{1,2}} = \frac{1}{1+D} \cdot V_g = \left(1 - \frac{M}{2}\right) \cdot V_g$$

$$I_{D_{1,2}} = \frac{2 \cdot D \cdot (1-D)}{(1+D)^2} \cdot \frac{V_g}{R} = (1-M) \cdot M \cdot \frac{V_g}{R}$$

Pentru comparație, se reproduc solicitările pentru convertorul coborâtor clasic [3]:

$$V_S^{clasic} = V_g$$

$$I_S^{clasic} = D \cdot I_o = M^2 \cdot \frac{V_g}{R}$$

$$V_D^{clasic} = V_g$$

$$I_D^{clasic} = (1-D) \cdot I_o = (1-M) \cdot M \cdot \frac{V_g}{R}$$

Se poate observa că solicitările în tensiune sunt mai mici decât în cazul convertorului clasic, utilizat în aceeași aplicație, în timp ce solicitările în curent ale semiconductorilor sunt egale cu ale celui clasic.

Pulsațiile vârf la vârf ale curenților prin cele două bobine sunt date de formula:

$$\Delta i_{L_{1,2}} = \frac{D \cdot (1-D)}{1+D} \cdot \frac{V_g}{L_{1,2} \cdot f_s}$$

Iar pulsațiile tensiunilor pe condensatoare vor fi:

$$\Delta v_{C_{1,2,o}} = \frac{2 \cdot D^2 \cdot (1-D) \cdot V_g}{(1+D)^2 \cdot R \cdot C_{1,2,o} \cdot f_s}$$

Cu ajutorul ultimelor 6 relații se poate dimensiona convertorul.

Mai multe detalii despre funcționarea acestui convertor sunt redată în [2].

Un exemplu de aplicație a fost studiat prin simulare în Caspoc [4] și pe un prototip experimental. Parametrii aplicației au fost: tensiunea de intrare  $V_g = 30$  V, tensiunea de ieșire  $V_o = 22,5$  V, puterea la ieșire  $P_o = 11$  W și valorile componentelor  $L_1 = 3,4$  mH,  $L_2 = 3,52$  mH,  $C_1 = 27,2$  μF,  $C_2 = 22,3$  μF și  $C_o = 20,2$  μF. Semnalul de comandă a avut  $f_s = 50$  kHz și  $D = 60\%$ .

Simularea a confirmat funcționarea conform relațiilor matematice. În Figura 4 sunt redată tensiunea și curentul prin inductorul  $L_1$ , iar în Figura 5 aceleași mărimi pentru inductorul  $L_2$ . Se observă că tensiunea e aproximativ constantă pe porțiuni (corespunzător fiecărei stări topologice), iar curentul are o formă triunghiulară, specifică funcționării în CCM. În graficul din Figura 6 este redată forma de undă a tensiunii din punctul A, care are aceeași formă și este în fază cu semnalul de comandă de pe grila tranzistorului S, deci poate fi utilizat în practică drept semnal de referință, fiind ușor de măsurat. În Figura 7 este redată grafic modificarea în timp a tensiunii pe dioda  $D_1$ , care este similară și în fază cu tensiunea

din punctul de măsură A. Aceste semnale sunt ușor de măsurat, deoarece dioda  $D_1$  are anodul la masă.

În Figura 8 este redată o oscilogramă măsurată pe prototipul experimental. Prima undă este tensiunea pe tranzistorul S între sursă și drenă, a doua este tensiunea de la ieșire cu componentă continuă, a treia formă de undă este tensiunea pe bobina  $L_1$ , iar ultimul semnal este curentul prin bobina  $L_1$ . În a doua oscilogramă (Figura 9) avem achiziționate tensiunea pe tranzistorul S între sursă și drenă, tensiunea catod-anod pe dioda  $D_1$ , căderea de tensiune pe bobina  $L_2$  și curentul prin bobina  $L_2$ . În cazul practic tensiunea de ieșire este desigur mai mică decât cea din cazul ideal din cauza pierderilor ce apar pe componentele reale. Raportul static de conversie real comparat cu cel teoretic este relevat în Figura 10.

În Figura 11 este redat randamentul rezultat în urma măsurărilor pentru domeniul de variație uzual al factorului de umplere D. Se observă că acesta este foarte bun, peste 92% pentru  $D > 40\%$ . De precizat că acesta crește o dată cu funcționarea la tensiuni mai mari, deoarece căderile de tensiune pe semiconductori vor deveni neglijabile în raport cu tensiunile de lucru.

Convertorul conține mai multe componente decât soluția clasică (are o diodă, o bobină și două condensatoare în plus). Aceste componente suplimentare ajută la faptul că acest convertor se poate controla mai ușor din punctul de vedere al factorului de umplere în aplicații unde este necesară o diferență mică între tensiunea de la intrare și tensiunea de la ieșire. Se mai observă că solicitările în tensiune pentru semiconductori sunt mai mici decât în cazul convertorului clasic. Randamentul său este similar cu al altor convertoare cc-cc, iar pulsațiile tensiunii de la ieșire se pot atenua cu ajutorul unui filtru suplimentar, așa cum uzual se procedează dacă cerințele de pulsații sunt stricte.

### REVENDICĂRI

Convertor etajat de tip coborâtor pentru aplicații cu diferență mică între tensiunile de intrare și ieșire alcătuită din întrerupătorul electronic  $S$  controlat de un semnal dreptunghiular PWM, diodele redresoare  $D_1$  și  $D_2$ , bobinele  $L_1$  și  $L_2$ , precum și condensatoarele  $C_1$ ,  $C_2$  și  $C_o$ . Invenția este **caracterizată** prin aceea că pentru a interfața un consumator de tensiune mai mică cu o sursă sau rețea de putere având o tensiune cu puțin mai mare, circuitul necesită un factor de umplere mediat apropiat de 0,5 (acest lucru fiind posibil la circuitele clasice actuale doar prin forțarea unui factor de umplere aproape de 0 sau 1). Acest avantaj se obține prin adăugarea unei diode, a unei bobine și a două condensatoare la circuitul clasic al convertorului Buck. Acest circuit se poate utiliza în aplicații unde tensiunea sursei sau a rețelei de putere este puțin mai mare decât tensiunea de alimentare a consumatorului.

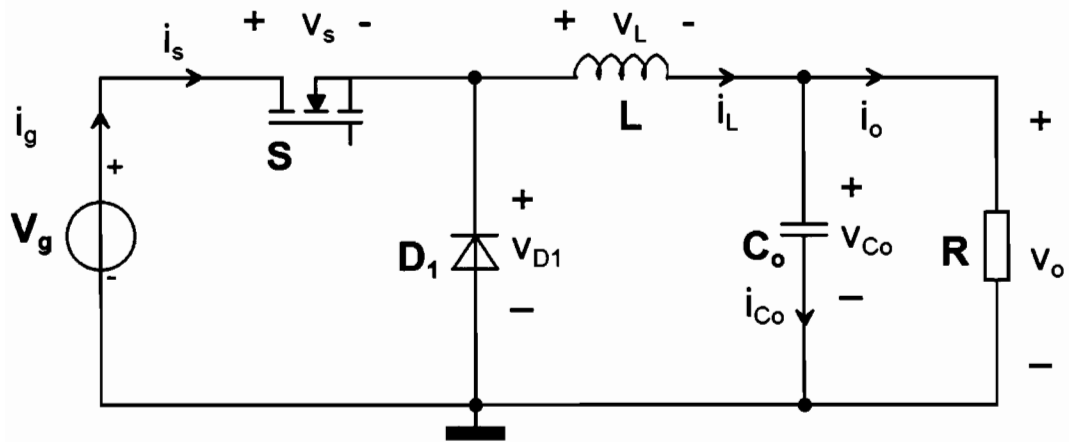


Figura 1

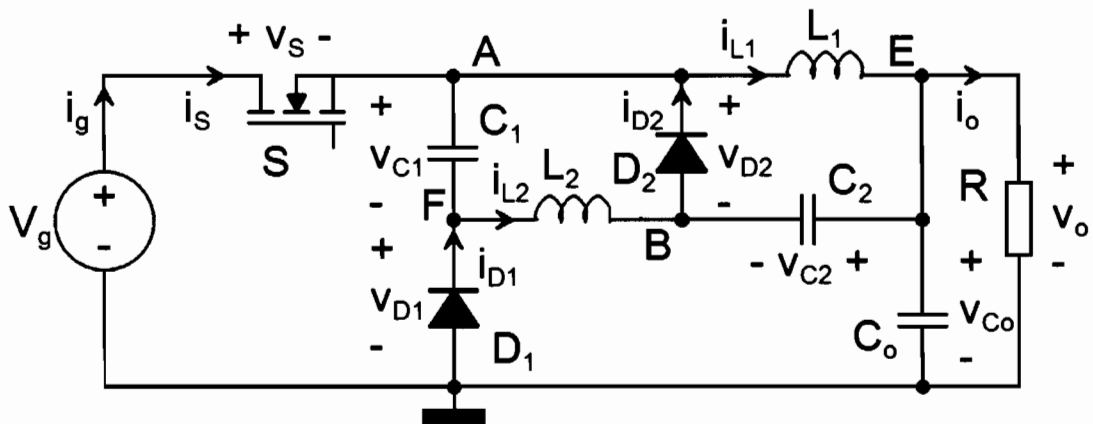


Figura 2



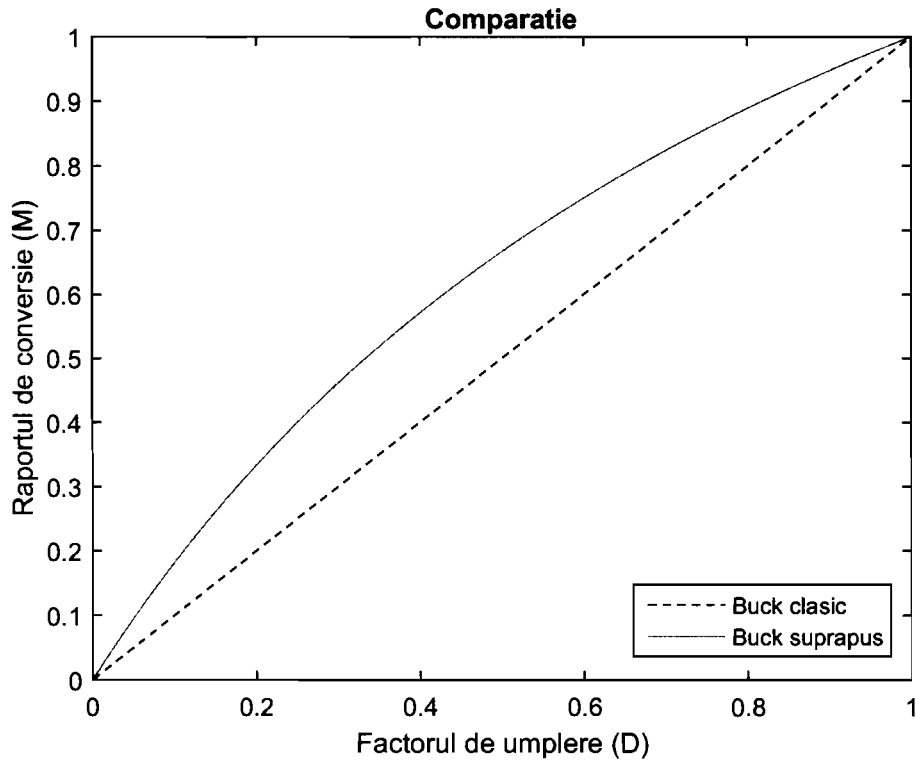


Figura 3

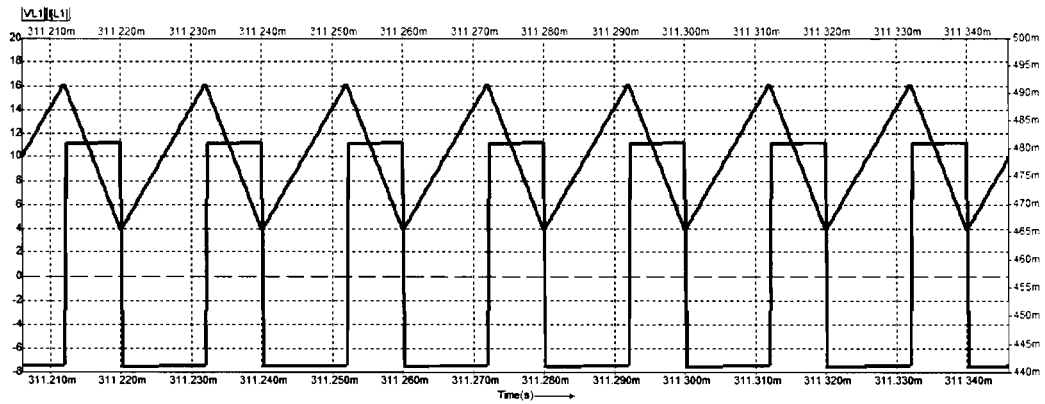


Figura 4

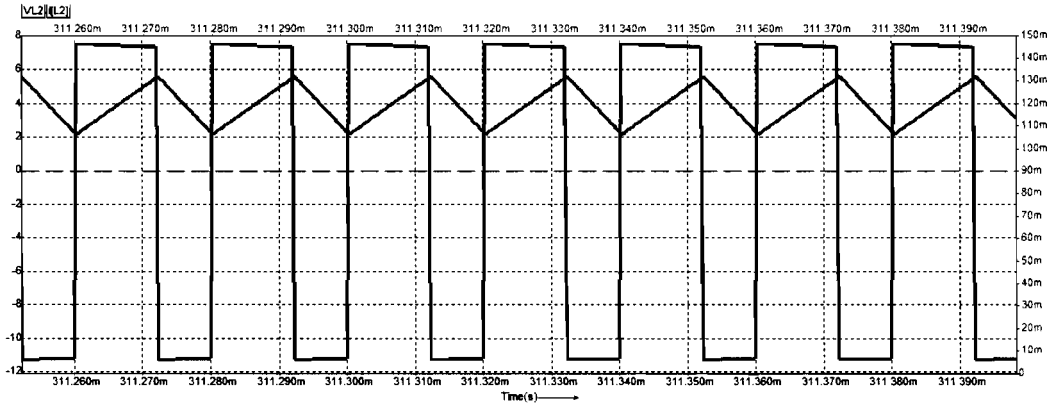


Figura 5

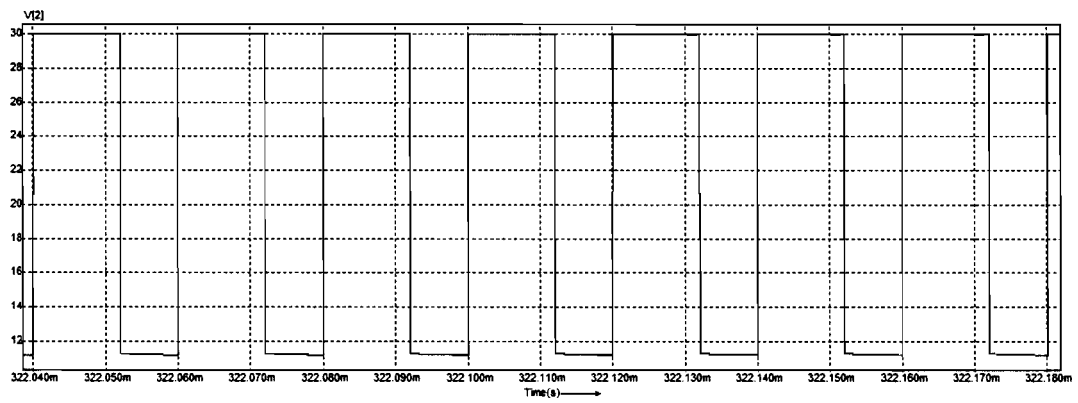


Figura 6

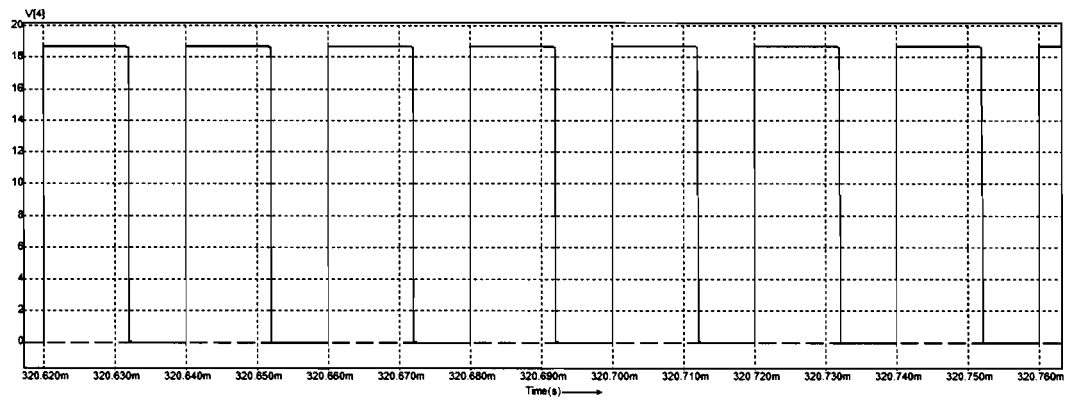


Figura 7

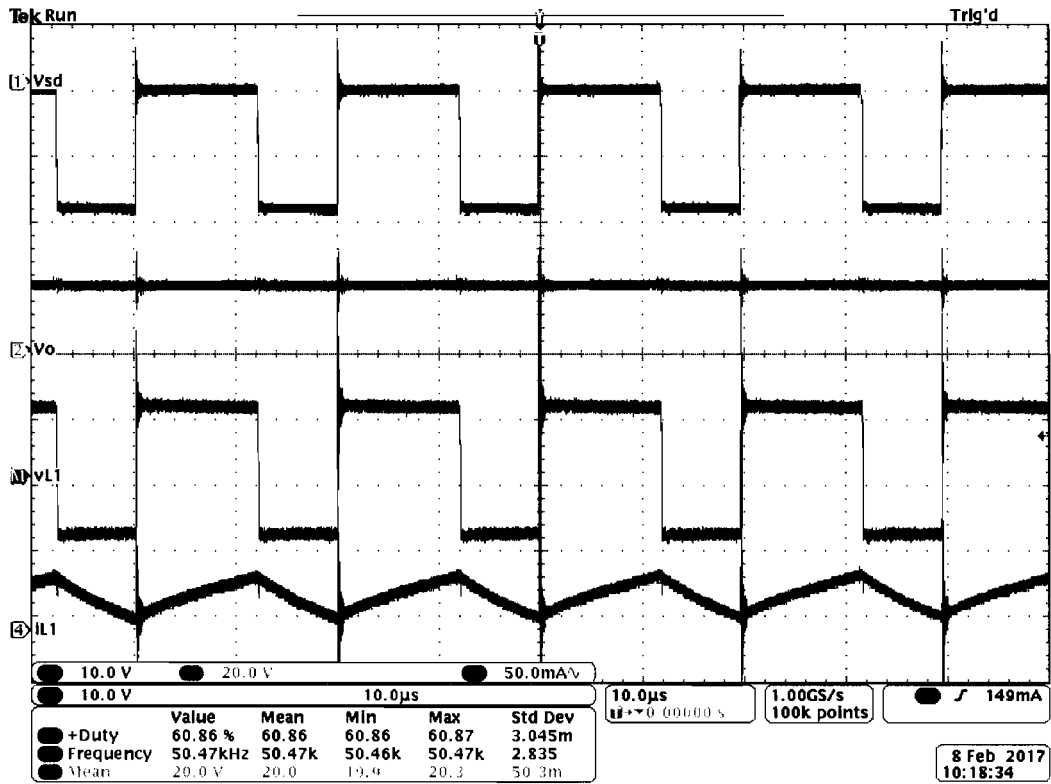


Figura 8

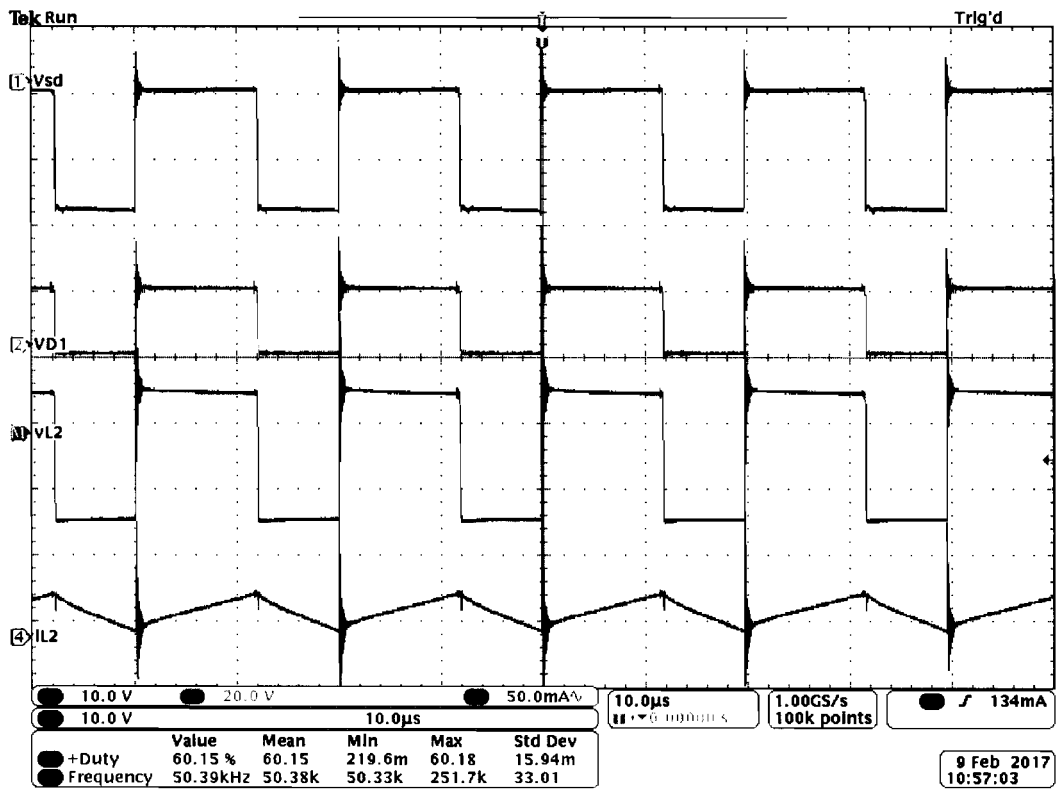


Figura 9

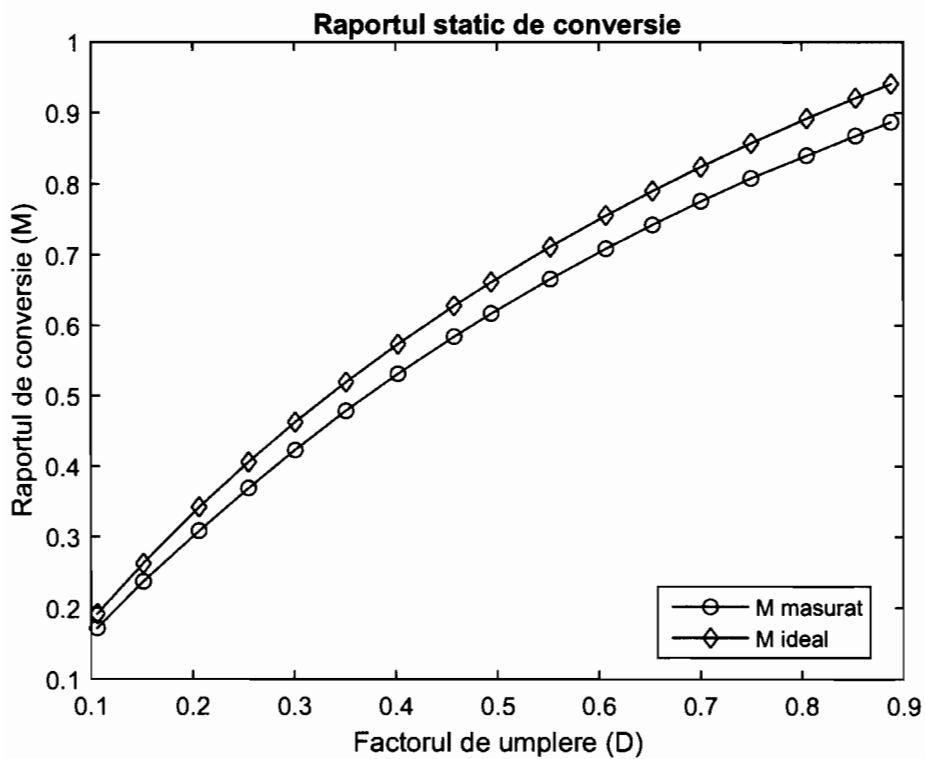


Figura 10

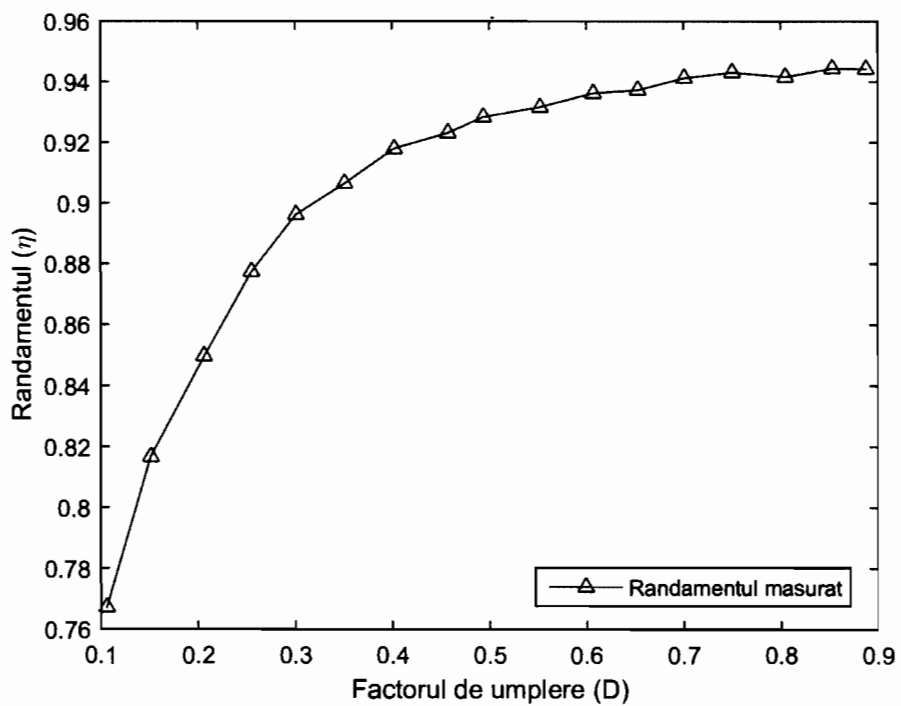


Figura 11

**Bibliografie**

1. S. M. Cuk, R. D. Middlebrook, "DC-to-DC Switching Converter", invenția US4184197, 15.01.1980.
2. Septimiu Lica, Mircea Gurbină, Dan Lascu, Ioana Monica Pop-Călimanu, Aurel Cireșan, "A novel stacked step-down switching converter", în 2017 Intl. Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) și în 2017 Intl. Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP), pp. 549-554, 25-27 mai 2017.
3. R. W. Erickson, and D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", 2nd Ed., Chapman and Hall, 2001.
4. Simulation Research, "Caspoc, user manual" - <http://www.simulation-research.com/sr/sr.php>, aprilie 2013.
5. D. Maksimovic and S. Ćuk, "Switching Converters with Wide DC Conversion Range", IEEE Trans. on Power Electron., vol. 6, no. 1, pp.151-157, ianuarie 1991.
6. R. L. Palomo, J. A. Morales-Saldana, and E. P. Hernandez, "QuadraticStep-Down dc-dc Converters Based on Reduced Redundant PowerProcessing Approach", IET Power Electron., vol. 6, no. 1, pp. 136-145, ianuarie 2013.
7. B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "SwitchedCapacitor/Switched Inductor Structures for Getting TransformerlessHybrid dc-dc PWM Converters", IEEE Trans. on Circuits & Systems-I, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, martie 2008.
8. Invenția US7778046B1, intitulată " Voltage step-up switching DC-to-DC converter field of the invention".
9. Invenția US7804282B2, intitulată "Buck converter with inductor pre-energizing".
10. Invenția US6008999, intitulată " Non-isolated buck converter with input current steering".
11. Invenția US7061214B2, intitulată " Single inductor dual output buck converter with frequency and time varying offset control".
12. Invenția US7948221B2, intitulată "Electric power converter".
13. Invenția US6982887B2, intitulată "DC-DC converter with coupled-inductors current-doubler".
14. Invenția US7292462B2, intitulată "DC/DC converter having transistor switches with flywheel diodes and program for controlling the transistor switches".
15. Invenția US6703812B1, intitulată "Power converter having improved step down response for low duty cycle operation".
16. Invenția US6344985B1, intitulată "Multiple port bi-directional power converter".

17. Invenția US5180964A, intitulată "Zero-voltage switched FM-PWM converter".
18. Invenția US5255174A, intitulată "Regulated bi-directional DC-to-DC voltage converter which maintains a continuous input current during step-up conversion".
19. Invenția US5768118A, intitulată "Soft switching high efficiency flyback converter".
20. Invenția US4654769A, intitulată "Transformerless dc-to-dc converters with large conversion ratios".
21. Invenția US6087816A, intitulată "Step-up/step-down switching regulators and pulse width modulation control therefor".
22. Invenția US6756772B2, intitulată "Dual-output direct current voltage converter".
23. Invenția US7042203B2, intitulată "DC-DC converter".
24. Invenția US6094038A, intitulată "Buck converter with inductive turn ratio optimization".
25. Invenția US5808879A, intitulată "Half-bridge zero-voltage-switched PWM flyback DC/DC converter".
26. Invenția US6788033B2, intitulată "Buck-boost DC-DC switching power conversion".
27. Invenția US6683797B2, intitulată "Multi-stage DC—DC converter".
28. Invenția US5748457A, intitulată "Family of zero voltage switching DC to DC converters".
29. Invenția US3443194A, intitulată "Dc-to-dc converter with continuous feed to the load".
30. Invenția US5999433A, intitulată "Half-bridge DC to DC converter with low output current ripple".
31. Invenția US5991171A, intitulată "DC-to-DC converters".
32. Invenția US4709316A, intitulată "Single-ended DC-to-DC converter with lossless switching".