

Convertorul coborâtor (buck converter)

10.1 Generalități

Convertoarele de curent continuu (c.c), care asigură conversia c.c.→ c.c. au atât la intrare, cât și la ieșire tensiuni și curenți continui, de valori diferite. În multe aplicații, tensiunea (sau tensiunile de ieșire) trebuie să poată fi menținută(e) constantă(e) și reglabilă(e) în anumite limite. Îmbunătățirea performanțelor convertoarelor de c.c. urmărește două obiective:

- creșterea randamentului de conversie;
- reducerea dimensiunilor de gabarit.

Pentru îndeplinirea primului obiectiv, aceste convertoare au fost concepute să lucreze în comutație. Realizarea lor implică deci utilizarea unui comutator ca un component de bază, care trebuie să se apropie cât mai mult posibil de un comutator ideal (cădere nulă de tensiune în conducție, curent nul la blocare, timpi nuli de comutație). Pe de altă parte, necesitatea obținerii la ieșire a unei tensiuni continue impune utilizarea unor componente de stocare a energiei, cu pierderi cât mai mici (condensatoare și inductoare), care au rolul de a netezi pulsațiile inerente datorate modului de lucru în comutație. Întrucât aceste componente de stocare reale sunt însoțite totuși de pierderi, numărul lor trebuie să fie minim posibil.

Pentru realizarea celui de al doilea obiectiv, trebuie reduse dimensiunile dispozitivelor electronice de putere, care au rol de comutator, precum și dimensiunile componentelor cu rol de stocare. Tehnologiile actuale au permis realizarea unor dispozitive cu raportul gabarit / putere controlată foarte redus și cu posibilitatea funcționării la frecvențe foarte mari. Utilizarea unor frecvențe de lucru ridicate permite micșorarea substanțială a dimensiunilor componentelor de stocare. Totuși, creșterea frecvențelor de lucru conduce la creșterea pierderilor în comutație și, pentru micșorarea lor, s-a recurs la utilizarea așa-numitei „comutații soft ”, care se face, fie la curent zero, fie la tensiune zero. Comutatoarele se realizează cu tranzistoare bipolare pentru frecvențe de lucru de până la 10 – 15 kHz, cu tranzistoare bipolare cu poartă izolată (IGBT) pentru frecvențe de până la 50 kHz, iar peste frecvențe de 50 kHz se folosesc tranzistoare MOS de putere.

La convertoarele c.c. – c.c. în comutație, există câteva particularități constructive și în realizarea inductanțelor, având în vedere că acestea care vor conduce un curent mare la frecvențe înalte. De aceea, vor fi utilizate firele lițate în locul celor răsucite la frecvențe mai mari de 50 kHz, cu miezuri magnetice de calitate pentru reducerea pierderilor. De asemenea, la alegerea condensatoarelor trebuie să se aibă în vedere supracurenți periodici care apar la aceste frecvențe.

10.2 Convertorul Buck(coborâtor)

Convertorul coborâtor este un circuit electronic, care are rolul să furnizeze la ieșire o tensiune constantă și de valoare mai mică decât tensiunea de alimentare V_I . Schema convertorului se dă în figura. 10.1.

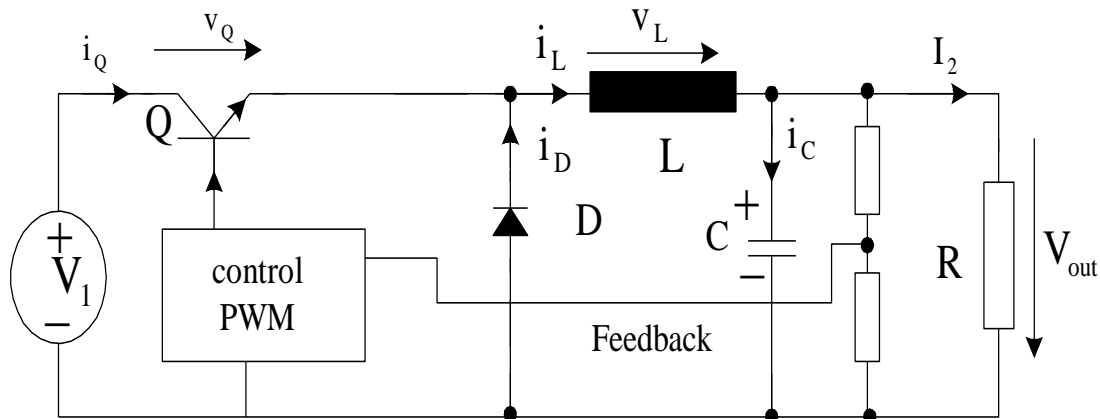


Fig.10.1

În general, o sursă de putere în comutație conține:

- Un circuit de control cu modulația impulsurilor în durată(PWM Controller);
- Un tranzistor cu rol de comutator;
- O inductanță;
- O capacitate;
- O dioda;

Circuitul de controlul cu modulația impulsurilor în durată, este de obicei un integrat specializat și are rolul de a furniza semnale de comandă adecvate în scopul reglării și menținerii tensiunii de ieșire la o valoare constantă.

Tranzistorul, pe post de comutator, are rolul să controlează puterea transmisă sarcinii. După caz, acestea pot fi tranzistoare bipolare sau tranzistoare MOS, alegerea lor fiind condiționată în principal de putere și frecvență.

Inductorul este utilizat cu rol de filtru pentru a reduce riplul de curent. Această reducere este datorată faptului că, curentul prin inductor nu poate fi schimbat instantaneu. Dacă, curentul prin inductor tinde să scadă, inductorul încearcă să-l mențină constant, având rolul de sursă de energie. Inductoarele utilizate în aceste convertoare sunt înfășurate de obicei pe miezuri toroidale, din ferita sau fier așchiat cu pierderi reduse la frecvențe înalte.

Capacitatea este utilizată cu rol de filtru pentru a reduce riplul de tensiune. Aceasta trebuie aleasă cu pierderi minime. Pierderile din capacitate sunt datorate rezistenței serie și inductanței proprii. Tipul capacității este ales după rezistența serie efectivă(ESR). Cele mai indicate capacități sunt cele din tantal. Uneori, pentru creșterea performanței regulatorului integrat, se leagă în paralel câteva capacități de valoare mai mică pentru a micșora rezistența serie efectivă.

Dioda folosită este de circulație liberă (*free-wheeling*). Aceasta nu are rolul de redresare, ci are funcția de a direcționa corect calea de curent prin inductanță. Este important ca dioda să comute în starea de blocat foarte rapid, de aceea se vor folosi diode rapide de recuperare sau diode schottky, care sunt cele mai indicate.

Tranzistorul se comandă cu frecvența $f = 1/T$, menținându-se saturat pe o durată dT și blocat pe o durată $(1-d)T$. S-a notat cu „ d ” factorul de umplere (duty cycle) al semnalului de comandă al tranzistorului, $d < 1$.

Funcționarea convertorului trebuie analizată în două intervale distincte de timp:

a) intervalul **I**, în care tranzistorul Q conduce la saturație, iar dioda D este blocată, fiind polarizată invers. Considerând originea de timp în momentul comutației directe a lui Q , acest prim interval va fi: $t \in [0, dT]$. Circuitul echivalent pentru acest prim interval este cel din figura 10.2,

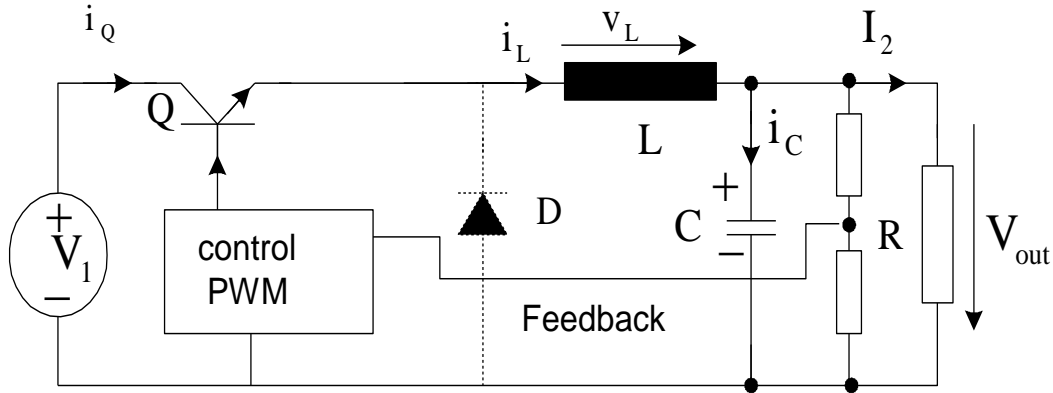


Fig.10.2

putându-se scrie următoarele relații:

$$v_L = V_1 - V_{out} = L \frac{di_L}{dt}, \quad (10.1)$$

$$i_Q = i_L = I_{Lm} + \frac{V_1 - V_{out}}{L} t, \quad (10.2)$$

b) intervalul **II**, în care tranzistorul Q este blocat, iar dioda D conduce, asigurând închiderea curentului i_L menținut de la inductanța L .

Circuitul echivalent pentru acest interval, $t \in [dT, T]$, este prezentat în figura 10.3, în care avem:

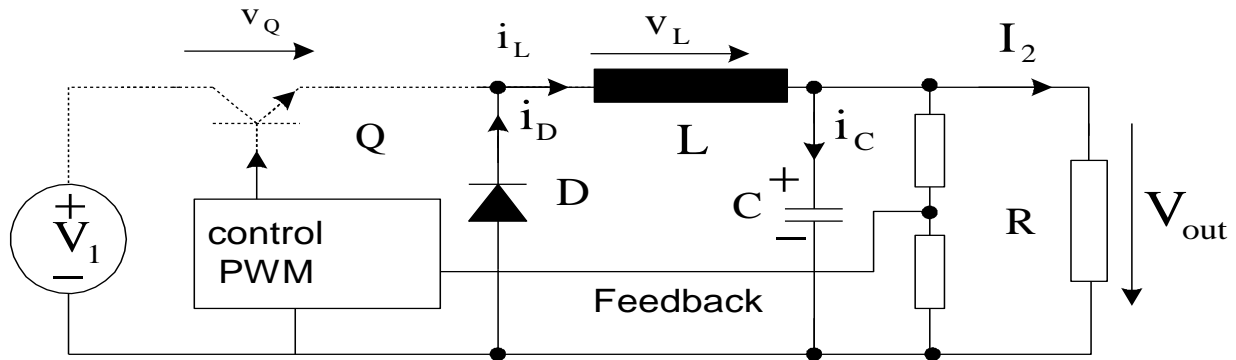


Fig.10.3

$$v_L = -V_{out} = L \frac{di_L}{dt} \quad (10.3)$$

$$i_L = I_{LM} - \frac{V_{out}}{L} (t - dT) \quad (10.4)$$

Pe baza relațiilor(10.1) – (10.4), au fost trasate formele de undă din figura 10.4. Forma de undă a tensiunii v_L ne permite să deducem caracteristica de reglaj a convertorului. Deoarece valoarea medie a tensiunii pe inductanța L este nulă ($V_{Lavr} = 0$), ariile hașurate din figura 10.4 sunt egale.

$$(V_1 - V_{out})dT = V_{out}(1-d)T$$

$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_1} = d < 1 \quad (10.5)$$

Din expresia caracteristicii de reglaj din relația 10.5 se constată, că tensiunea de ieșire V_2 nu poate fi decât mai mică în raport cu tensiunea de intrare V_1 și de aici provine denumirea convertorului.

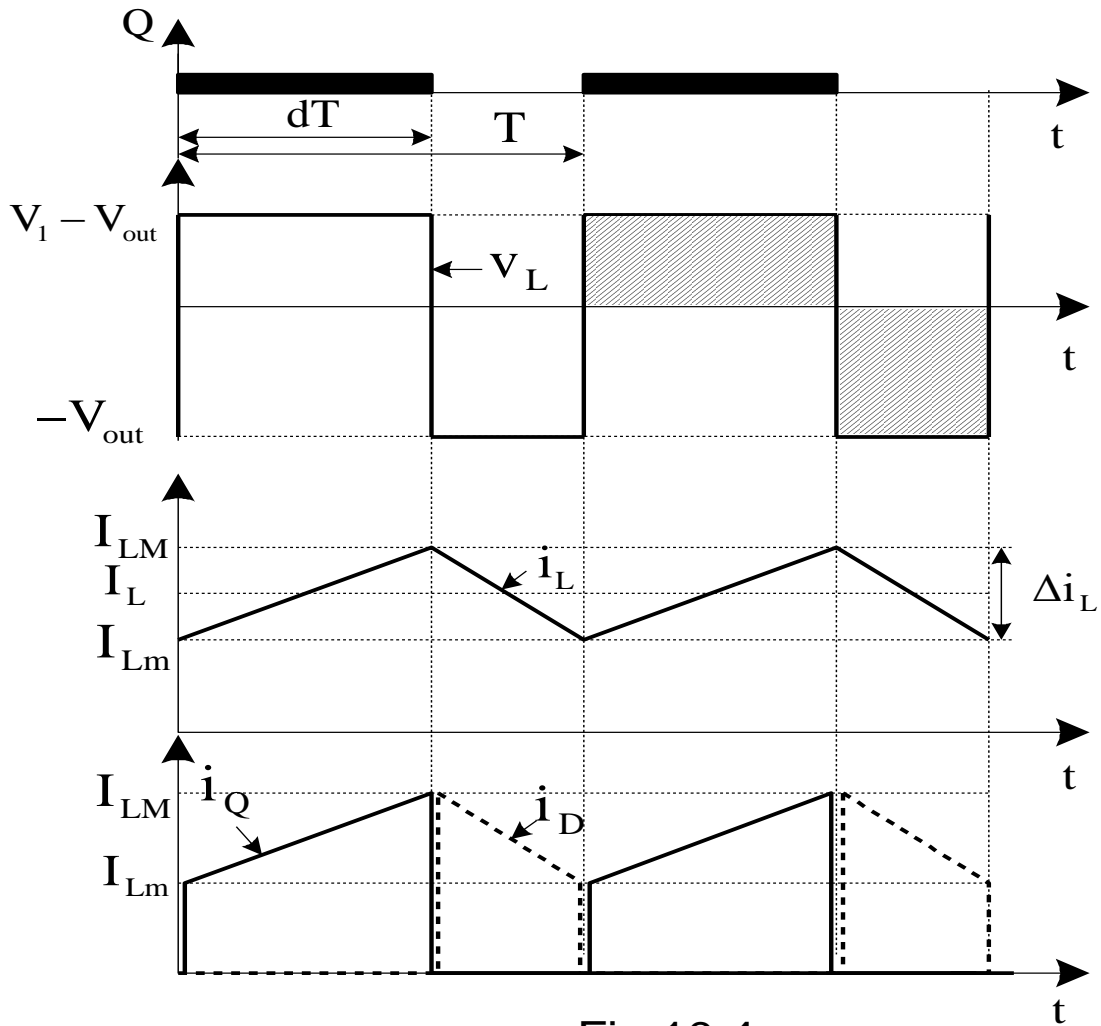


Fig.10.4

10.3 Controlul PWM al convertorului buck

În prezent, majoritatea regloatoarelor PWM sunt realizate pe un singur circuit integrat. Principiul de control PWM împreună cu formele de undă aferente, sunt prezentat în figura 10.5.

Modulatorul PWM constă dintr-un generator în dinți de ferăstrău (saw-tooth generator), un amplificator de eroare și un comparator. Frecvența generatorului poate fi setată prin alegerea corespunzătoare a valorilor pentru o rețea RC, care este constantă. Amplificatorul de eroare compară tensiunea de referință și semnalul de reacție. Semnalul de reacție este obținut printr-o

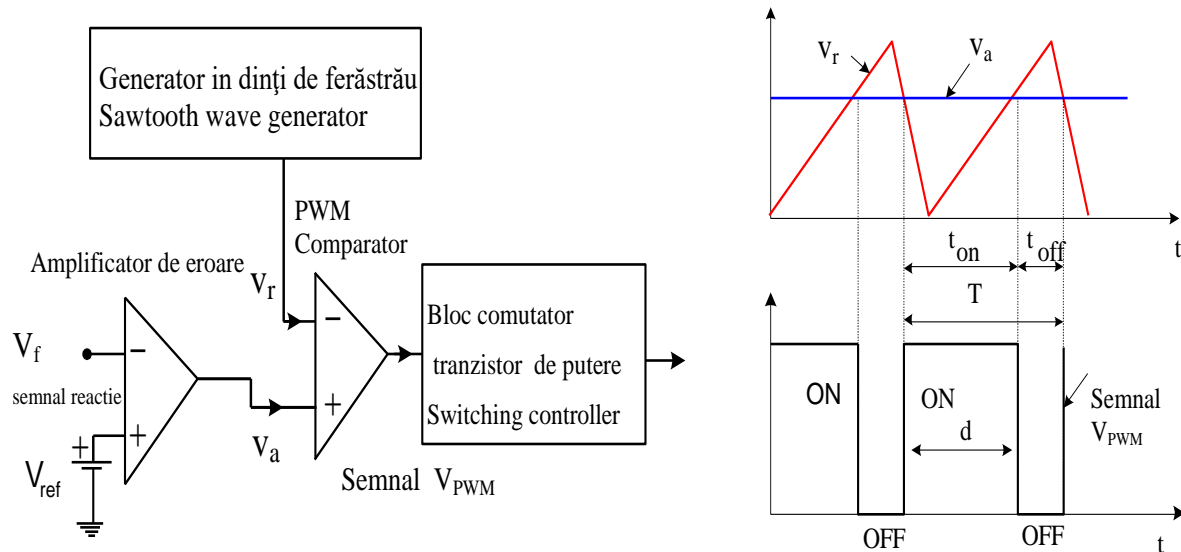


Fig.10.5

divizare a tensiunii de ieșire, pe sarcină. De exemplu, dacă V_f este semnalul de reacție, V_{ref} este tensiunea de referință și $V_f = \beta V_a$, deoarece $V_f = V_{ref}$, rezultă ca $V_a = V_{ref} / \beta$

Ieșirea amplificatorului de eroare este comparată cu formă de undă în dinți de ferăstrău și când aceasta este mai mare decât valoarea dintelui de ferăstrău, ieșirea comparatorului este în "1" logic, și comutatorul este comandat în poziția ON. Iar când comparatorul este în starea "0" logic, comutatorul este deschis (OFF state).

Dacă tensiunea de ieșire tinde să crească, tensiunea de reacție va crește peste tensiunea de referință, tensiunea de ieșire a amplificatorului de eroare va scădea și astfel durata de timp pentru care comparatorul rămâne în "1" logic va scădea. Se reduce factorul de umplere „ d ”, a comenzii comutatorului, iar tensiunea de ieșire va scădea. Astfel, tensiunea de ieșire va apărea constantă, menținută de reacția negativă la valoarea dorită.

Aplicația practică, prezentată în continuare, folosește pentru comandă circuitul integrat *MC34166* produs de compania ON Semiconductor și are următorii parametri:

- tensiune de alimentare: $7,5V - 40V$;
- curent de standby redus;
- limitare de current;
- curent de ieșire până la $3A$;
- tensiune de ieșire reglabilă;
- referință de tensiune internă cu precizie de 2% ($1,25V$);

În figura 10.6 se dă schema internă a circuitului integrat *MC34166*, iar în figura 10.7 se dă schema electronică a convertorului buck.

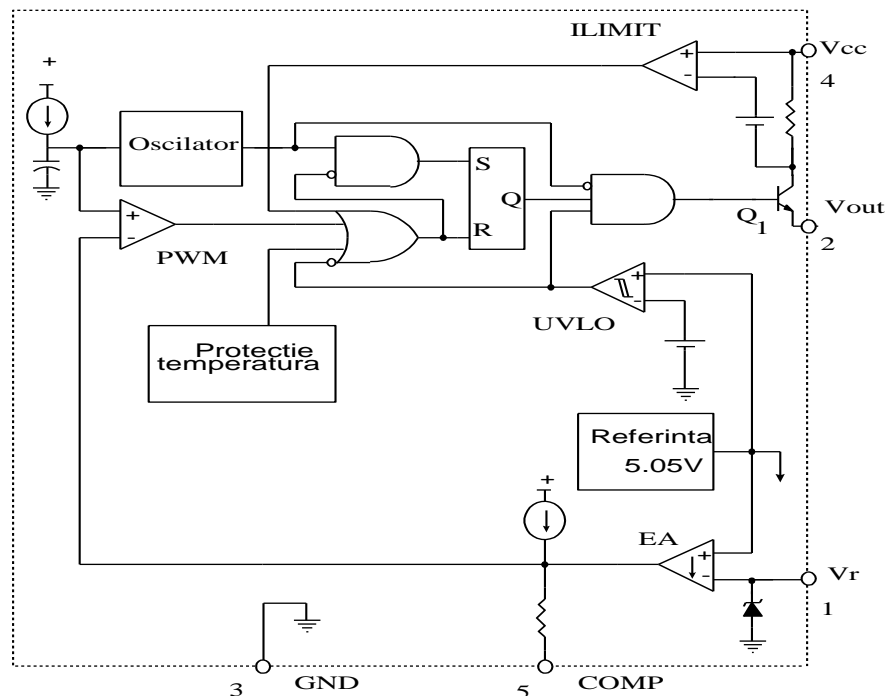


Fig. 10.6

Circuitele din seria *MC34166*, *MC33166* sunt reglatoare pentru sursele în comutație de performanță, cu frecvență de comutație fixă, și au integrate funcțiile primare necesare în controlul convertoarelor de c.c.-c.c. Această serie a fost proiectată pentru a fi utilizată cu un număr minim de componente pentru convertoarele buck (coborâtore), dar pot fi utilizate eficient și în cadrul altor tipuri de convertoare.

Circuitul conține: o sursă de tensiune de referință compensată termic, un oscilator pe frecvență fixă de 72kHz , construit cu componente interne. Circuitul este prevăzut să asigure protecție cu limitarea curentului prin comutator la fiecare ciclu de oscilație, blocare la tensiune mică (cu histerezis) la intrare și stingere automată la temperaturi mari. De asemenea este prevăzut un regim de lucru de tip stand-by, în care curentul de alimentare este limitat la $36\mu\text{A}$.

Curentul maxim prin comutator este limitat la 3.0A pentru *MC34166* și la 5.0A la *MC34167*. Tensiunea de ieșire este menținută constantă la valoarea de 5.05V , în cazul în care nu se folosește o divizare externă. Factorul de umplere a semnalului de comandă a comutatorului, poate fi reglat de la 0 la 95%.

Curentul maxim prin tranzistorul comutator este limitat pentru fiecare perioadă a oscilatorului. Fiecare ciclu din funcționarea convertorului este tratat ca o situație independentă. Limitarea curentului se face prin monitorizarea curentului, care crește pe durata de conducție a acestuia. Imediat ce se detectează un supracurent, tranzistorul se blochează și rămâne în această stare pe întreaga perioadă de funcționare a convertorului.

Curentul de colector se compară cu un anumit curent de prag (fixat în cazul de față la 3.4A) și când este depășit acest curent, bistabilul *RS* este resetat.

Amplificatorul de eroare are un câștig de 80dB și o bandă de frecvență de 600kHz cu 70 de grade a rezervei de fază. Intrarea neinversoare este legată la tensiunea de referință de 5.05V .

Tensiunea de referință este aleasa de $5.05V$ pentru a obține $5.0V$ pe sarcină, astfel încât să fie compensată căderea de tensiune de $50mV$ pe cabluri și conectori ale sarcinii.

Pentru obținerea unor tensiune mai mare de $5.05V$, este necesară o rezistență suplimentară R_1 (figura 10.7), care formează cu rezistența R_2 o rețea de divizare a tensiunii de reacție. Astfel se obține o tensiune de ieșire data de ecuația;

$$V_{out} = 5.05 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \quad (10.6)$$

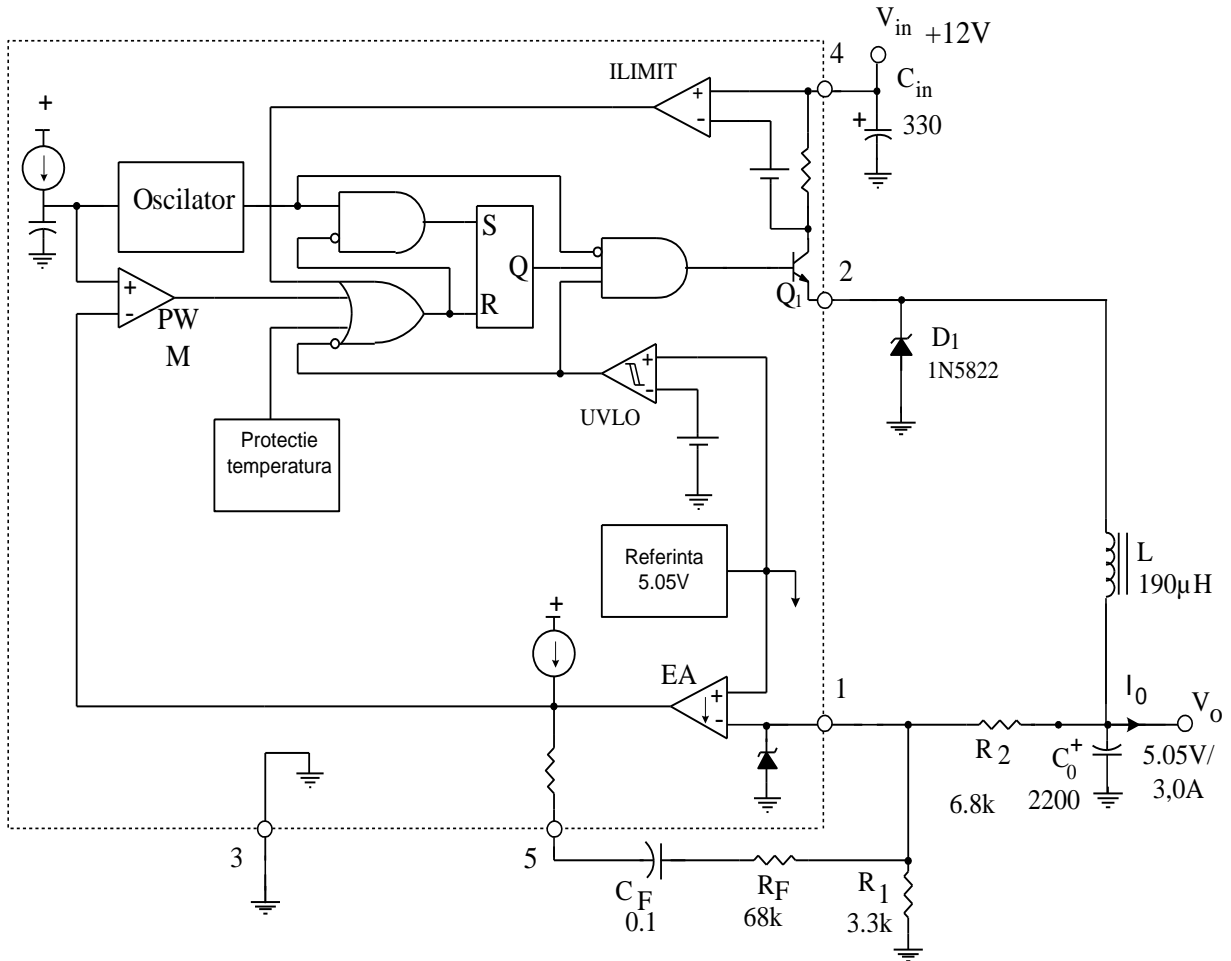


Fig.10.7

În tabelul 1 sunt prezentate performanțele convertorului buck:

Tabelul 1

Mărimi testate	Condiții	Rezultate
Variația V_{out}	$V_{in}=8.0V-36V, I_0=3.0A$	$5.0mV = \pm 0.05\%$
Variația V_{out}	$V_{in}=12V, I_0=0.25A-3.0A$	$2mV = \pm 0.02\%$
Riplul tensiunii V_{out}	$V_{in}=12V, I_0=3A$	$10 mV_{pp}$
Curentul de scurt circuit	$V_{in}=12V, R_L=0.1\Omega$	$4.3A$
Randamentul	$V_{in}=12V, I_0=3A$	82.8%

