

Laurențiu FRANGU

SURSE DE ALIMENTARE

Îndrumar de laborator

Lista lucrărilor de laborator

1. Protecția muncii, utilizarea osciloscopului cu memorie, măsurări în circuite de putere.
2. Caracteristica de sarcină a unei surse nestabilizate
3. Evaluarea puterii disipate pe capsula dispozitivului de putere
4. Protecția stabilizatoarelor
5. Stabilizator liniar, cu limitare de curent cu întoarcere
6. Stabilitatea și proprietățile de regim dinamic
7. Convertoare cu capacități comutate (*charge-pump*)
8. Stabilizator cu convertor *step-down* (*buck*)
9. Stabilizator cu convertor *inverter*
10. Stabilizator cu convertor *step-up* (*boost*)
11. Stabilizator cu convertor *push-pull*
12. Invertor autonom cu punte H și modulare PWM
13. Sursă pentru calculator PC
14. Comanda în fază a tiristoarelor și triacelor, cu comutație de la rețea
15. Comanda flotantă a tranzistoarelor de putere

Altele:

16. Convertor pentru tub cu descărcare în gaz (bec economic)
17. Convertor step-up + step-down (buck-boost) pentru încărcarea bateriei de la sursă fotovoltaică
18. Alimentator 100W pentru iluminat cu LED, Power Factor Correction
19. Comutarea cu relee, la scăderea tensiunii de alimentare, dinamica releului, siguranța electronică, comutarea hot-swap ca metodă de protecție
20. UPS
21. Lucrare de depanare a unei surse liniare și a uneia în comutație
22. Cunoașterea componentelor uzuale din surse de putere medie (tranz. putere, diode de putere, radiatoarele, izolarea, transformatorul de putere, transformatorul de impulsuri, optocuplorul de reacție, referința, condensatoare de filtrare, filtrul de rețea, varistor, șunt)

Obiectivele lucrării:

- ridicarea caracteristicii de sarcină a sursei
- aproximarea caracteristicii printr-o dreaptă, determinarea parametrilor
- evidențierea riplului și a distorsionării curentului primar

Aparate necesare: sursă nestabilizată, voltmetru numeric, miliampermetru, rezistor variabil (sau cutie decadică), traductor de curent izolat galvanic.

Breviar teoretic

Sursele stabilizate au ca rol livrarea de tensiune cu variații mici, în raport cu fluctuațiile perturbatoare. Dintre perturbații, cele mai importante sînt: sarcina, alimentarea și temperatura mediului. De obicei, alimentarea stabilizatorului este furnizată de o sursă nestabilizată, a cărei energie poate proveni din: baterii, panouri solare, redresor de la rețea etc. Caracteristica de sarcină a acestei surse (zisă și „caracteristica externă”) exprimă dependența tensiunii de curentul de sarcină, pentru valori fixate ale tensiunii de alimentare și temperaturii ambiante, variabilele fiind U_s și I_s . Ea este importantă în timpul proiectării, pentru că din ea rezultă extremele perturbației care poate apărea pe alimentarea stabilizatorului (exemplu de stabilizator alimentat de la rețea, în figura 1).

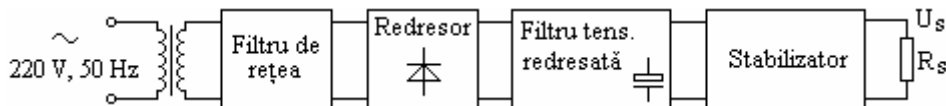


Figura 1: Alimentator compus din sursă nestabilizată (transformator + redresor + filtru) și stabilizator

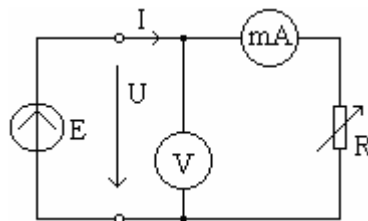


Figura 2: Circuit de măsură pentru caracterizarea sursei

Pentru determinarea experimentală a caracteristicii de sarcină, se folosește un circuit ca cel din figura 2. Pentru a minimiza eroarea de măsurare, am presupus că voltmetrul are impedanță internă foarte mare (voltmetrul electronic îndeplinește această cerință), deci curentul absorbit de el este neglijabil, în comparație cu curentul prin sarcină. Astfel de precauții, privitoare la eroarea introdusă de metoda de măsurare, trebuie luate la sursele care furnizează curenți mici.

Pentru scopuri de analiză și proiectare, se utilizează variante simplificate ale caracteristicii de sarcină. Cea mai simplă aproximare este una liniară (graficul este o dreaptă), la care se adaugă valoarea maximă admisă a curentului de sarcină, dacă această limitare este necesară. Parametrii dreptei sînt panta și tăietura cu axa ordonatelor. Tensiunea de mers în gol a sursei este egală cu tăietura cu axa ordonatelor iar rezistența internă este egală cu panta dreptei, înmulțită cu -1 . Determinarea parametrilor poate folosi mai multe metode:

- trasarea grafică a unei drepte aproximante a punctelor experimentale și măsurarea parametrilor săi, direct pe grafic;
- determinarea analitică a parametrilor aproximării liniare, folosind criteriul celor mai mici pătrate (vezi regresia liniară în <http://www.etc.ugal.ro/lfrangu/IETC1.pdf>).

Modul de lucru:

1. Ieșirea sursei nestabilizate este în gol, se alimentează sursa de la rețeaua de c.a.. Folosind osciloscopul, se observă semnalul de ieșire și se identifică tipul de sursă (c.a., c.c. cu transformator de rețea etc.). Scările aparatelor de măsură se aleg potrivit cu tipul de tensiune de la ieșire. Dacă este necesar (spre exemplu, pentru a vedea forma riplului), se adaugă o sarcină la ieșire, care să absoarbă curent mic (sub 50mA).
2. Se realizează circuitul din figura 2, pentru caracterizarea sursei E (indiferent de tipul ei). Se folosește un voltmetru electronic. Sarcina este un rezistor variabil, care poate fi o cutie decadică sau un set de rezistoare de valori diferite (aprox. $20\Omega - 250\Omega$, fără a depăși 500mA).
3. Se dau valori diferite rezistenței R și se măsoară perechile $U-I$ (valorile orientative ale curentului în tabel). Valorile măsurate se trec în tabel. Pentru a obține valoarea 0 a curentului de sarcină, se decuplează sarcina.

I(mA)	0	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200			
U(V)														

4. Se desenează caracteristica $U(I)$ a sursei, aproximând caracteristica printr-o dreaptă.
5. Din graficul de formă liniară se determină doi parametri ai caracteristicii:
 - tensiunea de mers în gol (E) este valoarea tensiunii de la intersecția graficului cu axa ordonatelor;
 - rezistența internă a sursei este egală cu panta drepte, cu semn schimbat. Rezistența internă se poate aproxima din punctele extreme ale drepte:

$$r = - \frac{U(I_{\max}) - U(I_{\min})}{I_{\max} - I_{\min}}.$$

6. Se determină parametrii aproximării liniare, prin metoda celor mai mici pătrate, și se compară cu valorile determinate mai sus.
7. Folosind opțiunea single-shot a osciloscopului, se măsoară timpul tranzitoriu la pornirea și oprirea sursei.
8. Folosind un traductor de curent cu izolare galvanică, se pune în evidență forma curentului absorbit de la rețeaua de c.a.

Referatul de laborator trebuie să conțină:

- Schema, tabelul de valori și caracteristica de sarcină
- Valorile parametrilor, determinate din grafic, precum și valorile determinate prin c.m.m.p.
- Celelalte valori determinate experimental
- Ce structură are sursa examinată?
- Schița curentului din primar. Este în concordanță cu tipul de sursă identificat la început?

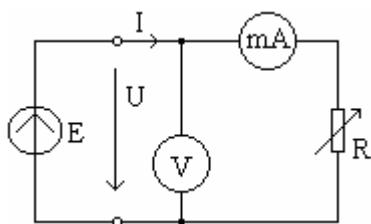
Model de referat al lucrării de laborator:

Numele studentului

Data

Caracteristica de sarcină a unei surse nestabilizate

1. Circuitul de măsură

2. Ridicarea caracteristicii $U(I)$ a sursei.

I(mA)	0	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200			
U(V)														

3.

Aici graficul desenat pe hîrtie milimetrică sau altă hîrtie liniată (caracteristica obținută experimental).

$U(V)$ în ordonată, $I(mA)$ în abscisă. Valorile pe axe plasate echidistant (8-12 valori sînt suficiente).

Pe axa ordonatelor, valoarea de început va fi diferită de 0 (poate fi puțin mai mică decît cea mai mică valoare măsurată a tensiunii).

Punctele măsurate să fie marcate distinct.

Nu este nevoie de alte linii ajutătoare, în afara liniaturii originale a hîrtiei.

Graficul trasat aproximativ, liniar, printre punctele măsurate, se poate folosi o riglă.

Cu a doua culoare se desenează dreapta caracterizată prin parametrii determinați cu metoda c.m.m.p.

4. Valorile parametrilor, determinate din grafic și prin metoda c.m.m.p..

	aproximativ, din grafic	metoda c.m.m.p.
Tensiunea de mers în gol a sursei, E (V)		
Rezistența internă, r (Ω)		

5.

Schița riplului pe tensiunea de ieșire

Schița tensiunii de ieșire, în regim tranzitoriu (pornire, oprire)

Lucrarea 3: Evaluarea puterii disipate pe capsula dispozitivului de putere

Obiectivele lucrării:

- determinarea caracteristicii diferență de temperatură/putere disipată, pentru tranzistoare de putere (diferența măsurată între capsulă și mediul ambiant)
- aproximarea caracteristicii printr-un polinom
- măsurarea indirectă a puterii disipate pe capsulă, prin intermediul diferenței de temperatură față de mediul ambiant
- determinarea influenței frecvenței de comutație asupra puterii disipate

Aparate necesare: ampermetru, voltmetru electronic, sursă stabilizată 15V, 1A, platformă experimentală pentru măsurarea diferenței de temperatură (2 traductoare de temperatură pentru capsulă și pentru mediul ambiant), rezistență de sarcină variabilă $3\Omega - 33\Omega/2A$, generator de funcții, osciloscop, termometru cu termocuplu.

Breviar teoretic

Disiparea de putere în dispozitivele electronice produce încălzirea internă (joncțiunile), apoi a capsulei, apoi a mediului înconjurător. Diferența de temperatură între capsulă și mediul înconjurător depinde de puterea disipată și de modul de disipare a căldurii în mediu. Elementele care influențează disiparea în mediu sînt:

- capsula și radiatorul (geometria, proprietățile radiante și conductive)
- mediul de disipare (aer, lichid, corpurile absorbante de energie din jurul capsulei, curentul de aer)
- poziția capsulei (sau radiatorului), în raport cu direcția naturală de curgere a mediului fluid

Dacă aceste elemente sînt fixate, diferența de temperatură depinde aproape exclusiv de puterea disipată. Alura graficului funcției $\Delta t(P_{d1})$ este cea din figura 1. Ca urmare, se poate evalua puterea disipată de un dispozitiv, presupunînd că s-a instalat un regim staționar, doar măsurînd diferența de temperatură între capsulă și mediul ambiant. În acest scop, se determină experimental graficul din figura 1 (pentru o anumită capsulă și o configurație staționară a mediului de disipare), apoi se măsoară temperatura și se determină puterea, din grafic. Este important ca măsurarea să se facă doar în regim staționar, știind că regimul tranzitoriu durează cîteva zeci de secunde (pentru dispozitivul de putere) sau mai mult.

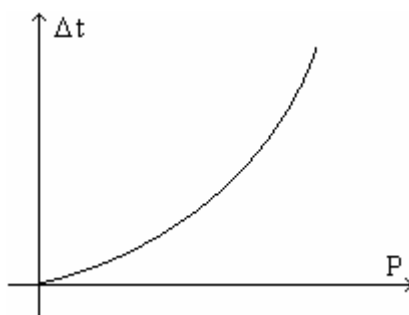


Figura 1: Dependența diferență de temperatură – putere disipată

Pentru măsurarea temperaturii, se pot folosi două traductoare similare, dintre care unul este solidar cu capsula dispozitivului de putere. Traductoarele pot fi cu ieșire analogică sau numerică. O variantă posibilă este măsurarea indirectă a temperaturii, prin măsurarea tensiunii pe o joncțiune aflată în conducție. Este cunoscut faptul că tensiunea pe joncțiune variază cam cu $-2mV/^{\circ}C$ (joncțiune din siliciu), dacă curentul prin joncțiune este constant. În consecință, măsurarea simultană a celor două tensiuni pe joncțiuni deschise oferă o măsură a diferenței de temperatură. Schema folosită este cea din figura 2.

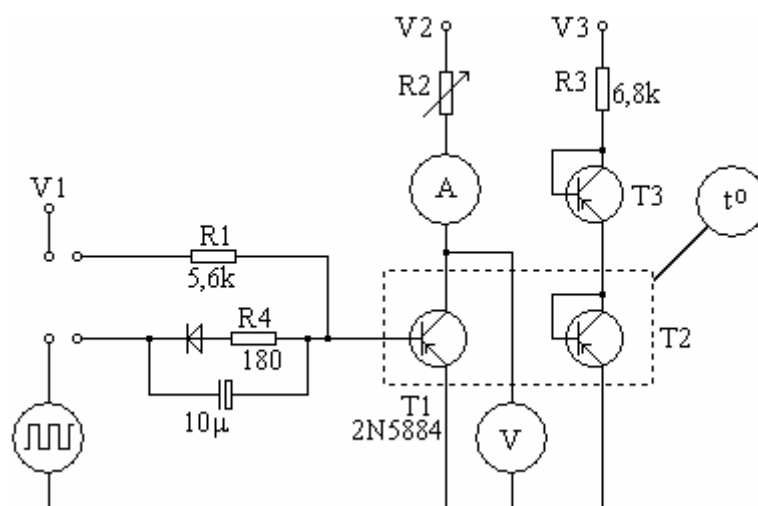


Figura 2: Schema platformei experimentale (regim static și regim de comutație)

Procedeul descris mai sus este util pentru măsurarea puterii disipate de un dispozitiv care lucrează în comutație, în regim staționar. Pentru acest caz, nu există posibilitatea măsurării puterii prin integrarea produsului dintre curent și tensiune, datorită variațiilor rapide ale acestor mărimi. Valoarea puterii se poate determina direct din graficul puterii, ca funcție de diferența de temperatură (procedeu manual). Alternativa este determinarea puterii printr-un procedeu analitic, pentru care este necesară parametrizarea curbei din figura 1, adică exprimarea funcției printr-o relație analitică. Evaluarea puterii disipate se poate face, în limite rezonabile de eroare, utilizând un polinom de gradul 2:

$$P_{d1}(Dt) = a \cdot Dt^2 + b \cdot Dt + c.$$

Coeficienții polinomului se determină din datele experimentale, prin minimizarea erorii pătratică. Criteriul de minimizat este:

$$J(a,b,c) = \sum_{k=1}^n (P_k - a \cdot Dt_k^2 - b \cdot Dt_k - c)^2,$$

iar soluția este tripletul care anulează cele trei derivate parțiale, în raport cu a , b , c (vezi regresia liniară și regresia polinomială în <http://www.etc.ugal.ro/lfrangu/IETC1.pdf>).

Modul de lucru:

1. Se montează circuitul de alimentare a tranzistorului de putere, conform cu figura 2 (comanda din sursa constantă V1, pentru regim static). Se alimentează la V3 = -5V circuitul cu joncțiunile de măsură (T2 lipit de capsula lui T1, T3 în aer liber). (V3 de cel puțin 5V, pentru ca variația tensiunii pe joncțiuni să nu modifice curentul). Valoarea curentului, determinată de V3 și R3, trebuie să fie suficient de mică, încât să nu determine ea însăși încălzirea semnificativă a joncțiunilor de măsură (sub 1mA).
2. Sursa V1 este oprită. Se măsoară tensiunile U_{BE2} și U_{BE3} , folosind milivoltmetrul numeric. Diferența valorilor măsurate corespunde cu valoarea 0W a puterii disipate pe T1. Se măsoară temperatura ambiantă (cu termometrul). Se notează curentul prin T2 și T3.
3. Se variază puterea disipată pe T1, folosind sursele V1, V2 și potențiometrul R2. Valori convenabile: V2 = -5.. -10V, V1 = -5.. -20V, R2 = 5..15Ω, Ic = 0..500mA. Valoarea puterii disipate se calculează din valorile măsurate U_{CE1} , Ic1. Pentru fiecare punct de funcționare, se măsoară U_{BE2} , U_{BE3} și temperatura capsulei, după instalarea regimului staționar (100-120s). Sînt suficiente 4-5 valori ale puterii, între 0 și 2W.

	I_{C1} (A)	U_{CE1} (V)	U_{BE2} (mV)	U_{BE3} (mV)	$t_1 - t_{amb}$ (°C)	P_{d1} (W)	
1	0					0	
2							
3							
...							

4. Se reprezintă grafic dependența dintre diferența de temperatură și disipată (puterea este variabila independentă).

5. Se reprezintă grafic dependența dintre diferența tensiunilor pe joncțiuni și puterea disipată (puterea este variabila independentă).

7. Măsurarea indirectă a puterii pe un tranzistor lucrând în comutație. Se înlocuiește circuitul din baza lui T1 cu un generator de funcții (figura 2), la care se selectează semnal dreptunghiular, între extremele 0V și -5V, frecvența 20Hz, factor de umplere 50%. V2 se alege -5V ... -15V, iar R2 se reglează astfel încât regimul de lucru al lui T1 să comute între saturație și blocare (verificarea se poate face vizualizând U_{CE1} , cu ajutorul osciloscopului.). În acest experiment, indicația ampermetrului este aproximativ jumătate din valoarea maximă a curentului prin tranzistor iar indicația voltmetrului nu este folosită. Se reglează valori diferite ale frecvenței semnalului de comutație (20Hz, 200Hz, 2kHz, 20kHz, 200kHz), fără a modifica valorile V1, V2 și R2. Se măsoară temperatura capsulei, U_{BE2} și U_{BE3} , ca la punctul 3, apoi se determină puterea disipată din graficul desenat la punctul 4 (sau din cel de la punctul 5). Se desenează graficul $P_d(f)$.

	f (kHz)	U_{BE2} (mV)	U_{BE3} (mV)	$t_1 - t_{amb}$ (°C)	P_{d1} (W)
1					
2					

8. Se determină coeficienții aproximării:

$$P_{d1}(Dt) = a \cdot Dt^2 + b \cdot Dt + c,$$

folosind metoda celor mai mici pătrate. În acest scop, se folosește tabelul:

	P_{d1} (W)	Δt (°C)	Δt^2 (°C ²)
1			
2			
...			

Referatul de laborator trebuie să conțină:

- schema platformei
- datele experimentale
- graficele de la punctele 4, 5, 7
- parametrii aproximării pătratice, a , b , c .

Lucrarea 4: Protecția stabilizatoarelor

Obiectivele lucrării:

- protecția prin releu, limitarea curentului prin bobină, protecția la supratensiune a tranzistorului de comandă, timpul de comutație al releului
- protecția prin e-fuse
- hot-swap controller
- circuit de comandă în bază (BJT) sau în grilă (MOSFET), pentru regimul de comutație
- distrugerea tranzistorului prin tensiune maximă, curent maxim, putere disipată maximă

Aparate necesare: sursă stabilizată c.c. 24V/0,5A, sursă de c.a. 24V/0,5A, sursă stabilizată c.c. 5V/2A, platformă experimentală cu releu, platformă experimentală cu tranzistor bipolar, platformă experimentală cu siguranță electronică (TPS25921A/L), miliampermetru de c.c. și c.a., generator de semnal, osciloscop.

Breviar teoretic

Bobina releului este caracterizată prin componentele rezistivă și inductivă. Curentul absorbit în c.c. depinde doar de tensiune și de rezistența bobinei. Curentul absorbit în c.a. depinde de tensiune și de impedanța bobinei, care, la rândul ei, este funcție de frecvență, de inductanță și de rezistența bobinei. Inductanța are valori diferite între situațiile cu miezul închis (releu cuplat) și miezul deschis (releu relaxat). Pentru releele la care bobina a fost proiectată să fie alimentată în c.a., reactanța inductivă este dominantă, față de rezistență. Inductanța bobinei, în momentul în care releul este cuplat, este sensibil mai mare decât inductanța bobinei releului relaxat.

Pentru comanda releului alimentat în c.c. se folosește un tranzistor (ca în figura 1, în care se consideră R_1 neglijabil). Acesta trebuie protejat, în momentul blocării, din următorul motiv: componenta inductivă a bobinei impune variația fără discontinuități a curentului. În momentul blocării tranzistorului, trebuie să se creeze o altă cale pentru a descărca energia acumulată în bobină. În caz contrar, tensiunea de autoinducție va crește pînă străpunge tranzistorul. Soluția cea mai des folosită este dioda de protecție, conectată la bornele bobinei.

O cauză frecventă de defect al releelor (valabilă și pentru acționarea electromagneților) este blocarea mecanică a miezului mobil. Pentru releele cu bobina alimentată în curent alternativ, consecința este arderea bobinei, în timp ce alimentarea în c.c. nu are această urmare.

Protecția la supracurent a circuitelor electronice se poate face prin limitarea curentului sau prin întreruperea alimentării. Protecția prin limitare este eficientă și rapidă, dar funcționează doar pentru stabilizatoare de tensiune. Protecția prin întrerupere se aplică indiferent de prezența stabilizatorului, dar este eficientă doar dacă se realizează suficient de repede, încît curentul să nu crească la valori periculoase. Timpul în care se distrug componentele semiconductoare depinde de foarte muți factori. În mod uzual, distrugerea prin supracurent se petrece în timpi de ordinul zeci de microsecunde – zeci de milisecunde.

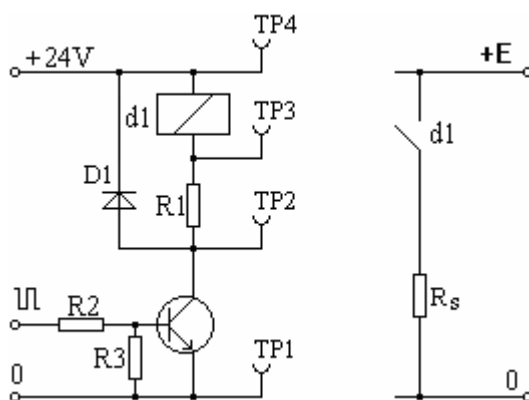


Figura 1: Circuit de test pentru variația curentului și pentru viteza de cuplare a releului

O cauză frecventă de defectare a releelor alimentate în c.a. (valabilă și pentru acționarea electromagneților) este blocarea mecanică a miezului mobil. Consecința este arderea bobinei, în timp ce bobina releului cu alimentare în c.c. nu este afectată de blocarea mecanică.

Protecția la supracurent a circuitelor electronice se poate face prin limitarea curentului sau prin întreruperea alimentării. Protecția prin limitare este eficace și rapidă, dar funcționează doar pentru stabilizatoare de tensiune. Protecția prin întrerupere se aplică indiferent de prezența stabilizatorului, dar este eficace doar dacă acționează suficient de repede, încât curentul să nu crească la valori periculoase. Timpul în care se defectează componentele semiconductoare, prin supracurent, depinde de foarte mulți factori (valoarea curentului, comparată cu valoarea maximă admisă, viteza de creștere, inductanța circuitului exterior, geometria semiconductorului, modul de disipare a căldurii etc.). În mod uzual, defectarea prin supracurent se petrece în timpi de ordinul milisecunde – zeci de milisecunde. Pentru a acționa eficace, circuitul de protecție trebuie să fie mai rapid decât timpul de creștere a curentului.

Circuitele electronice de protecție pot prezenta următoarele funcțiuni:

- întrerupere la depășirea curentului maxim
- semnalizarea întreruperii
- tentative de repornire, după un timp prestabilit de la întrerupere
- creșterea lentă a curentului de pornire (*soft start*)
- limitarea curentului de pornire, pe durate mici (*in rush current*)

Modul de lucru:

1. Se alimentează în c.c. bobina unui releu și se măsoară curentul prin bobină (regim static), în situațiile: miez blocat deschis, miez blocat închis. Se compară cele două valori ale curentului. Se evaluează rezistența bobinei. (Valoarea recomandată a tensiunii = 20V)

Tensiunea (V)	Curent, miez deschis (mA)	Curent, miez închis (mA)	Rezistența (Ω)

2. Se alimentează în c.a. bobina unui releu și se măsoară curentul prin bobină, în situațiile: miez blocat deschis, miez blocat închis. (Valoarea recomandată a tensiunii = 20V)

ATENȚIE: Măsurarea se efectuează la o tensiune cu mult mai mică decât cea nominală, pentru a evita arderea bobinei.

Se compară valorile curentului. Se evaluează modulul impedanței, pentru cele două situații.

Se măsoară separat rezistența, cu ohmmetrul. Cine este dominant, dintre rezistență și reactanța inductivă, în fiecare situație?

Rezistența = (Ω)

Frecvența = (Hz)

	Miez deschis	Miez închis	
Tensiunea (V)			
Curentul (mA)			-
Impedanța (Ω)			-
Reactanța inductivă (Ω)			-
Inductanța (H)			-

3. De ce, la blocarea mecanică a miezului, se arde bobina releului de c.a. și nu se arde cea a releului de c.c.?

4. Un releu alimentat în c.c. este comandat cu tranzistor, ca în figura 1. Miezul este blocat deschis. Semnalul de comandă al tranzistorului este dat de un generator de joasă frecvență, formă dreptunghiulară. (Valoarea recomandată a frecvenței = 2 – 4 Hz). Se evidențiază curentul prin bobină și tensiunea pe bobină, la cuplare și decuplare.

Desenați schița curentului prin bobină, în cele două regimuri tranzitorii.

Desenați schița tensiunii pe bobină, în cele două regimuri tranzitorii.

Se folosesc timpul de creștere și timpul de descreștere a curentului, măsurați în regimul tranzitoriu, pentru a evalua constanta de timp a circuitului RL, apoi inductanța bobinei.

5. Se repetă punctul precedent, cu miezul blocat în poziția închis.

	Miez deschis	Miez închis	
Timpul tranzitoriu 95% (ms)			
Constanta de timp (ms)			-
Inductanța (H)			-

Funcționează circuitul de la punctele 4 și 5, dacă se elimină dioda?

6. Se repetă punctul 6, înlocuind semnalul de la generator cu o cuplare și decuplare manuală. Ce se observă pe semnalul de tensiune?

7. Se folosește a elăși semnal ca mai sus, dar miezul releului este lăsat liber. Se evidențiază curentul prin bobină și tensiunea pe tranzistor, la cuplare și decuplare. Care este explicația variației nemonotone a curentului?

8. Se folosește circuitul din figura 1, pentru a evidenția timpul de comutație, la cuplare și decuplare. În acest scop, se vizualizează tensiunea pe tranzistor și tensiunea pe rezistorul Rs, folosind ambele canale ale osciloscopului. Este plauzibilă protecția circuitelor electronice, folosind releul?

	Timpul de cuplare (ms)	Timpul de decuplare (ms)

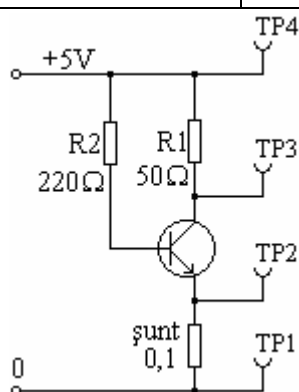


Figura 2: Circuit de test pentru defectarea tranzistorului prin supracurent

9. Se alimentează platforma cu tranzistor, din figura 2, de la sursa de 5V/2A. Scopul este de a observa creșterea curentului, în cazul unui scurt circuit. Se vizualizează tensiunea pe tranzistor (inclusiv șuntul) și tensiunea pe șunt. Valorile maxime așteptate sînt de 5V, respectiv 200mV. Osciloscopul se setează pentru *Single Shot*, declanșarea pe canalul tensiunii pe tranzistor, front crescător, nivel de declanșare 3V. Baza de timp la 0,5ms/div. Se scurtcircuitază rezistorul R1 cu un întrerupător acționat ferm. Se schițează variația tensiunii și a curentului, memorate de osciloscop.

Care este starea tranzistorului după defectare?

Care este timpul de defectare, din momentul creșterii tensiunii?

10. Se folosește platforma experimentală cu siguranță electronică TPS25921A/L, pentru alimentarea unui consumator la 10V/0,3A. Se vizualizează tensiunea la ieșirea siguranței și curentul prin sarcină

(se folosește șunt). Se scurtcircuitază sarcina (nu și șuntul), se măsoară intervalul între depășirea curentului maxim de sarcină și blocarea alimentării.

Este plauzibilă protecția circuitelor electronice, folosind siguranța electronică?

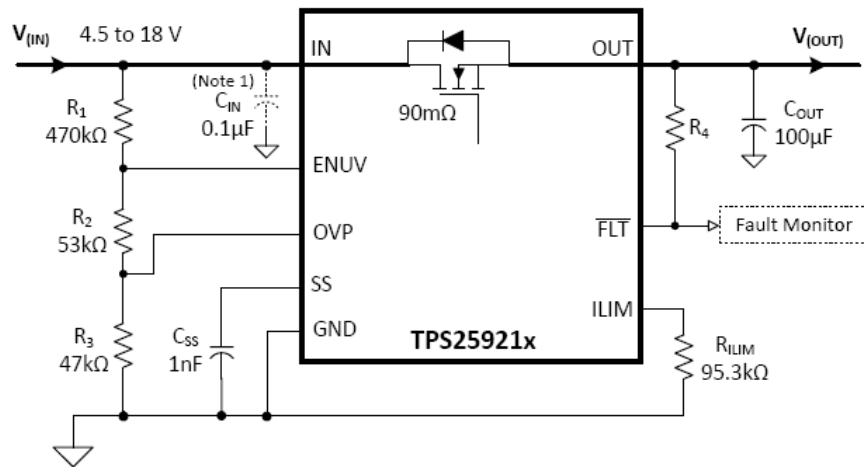
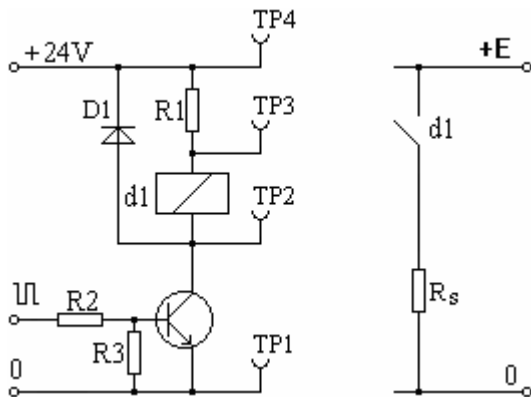


Figura 3: Schema de utilizare a circuitului *e-fuse* (siguranță electronică)



Lucrarea 7: Conversoare cu capacități comutate (*charge-pump*)

Obiectivele lucrării:

- cunoașterea structurilor de convertor cu capacități comutate, folosite pentru alimentarea sarcinilor foarte mici din aparatele electronice portabile
- evidențierea strategiilor de modulație folosite în conversoare *charge-pump*
- determinarea unor valori tipice ale frecvenței de comutație, rezistenței de ieșire și riplului, pentru conversoare *charge-pump*

Aparate necesare: miliampermetru, voltmetru electronic, sursă stabilizată 10V/0,2A, rezistență de sarcină variabilă 100Ω – 5kΩ/0,1A, platformă experimentală pentru conversoare cu capacități comutate (MAX660, MAX619), osciloscop

Breviar teoretic

Conversoarele cu capacități comutate se folosesc pentru alimentarea consumatorilor foarte mici, cel mai adesea în aparate mobile, alimentate din baterii. Curentul maxim de sarcină poate fi, în mod uzual, între 20 și 100mA. Configurațiile cele mai frecvente sînt de dublor, inversor de semn, triplor. Multe conversoare nu sînt stabilizate, dar există și circuite care îndeplinesc funcția de sursă stabilizată. Producătorii furnizează circuite integrate proiectate pentru foarte multe combinații intrare/ieșire. Avantajele acestor conversoare sînt absența bobinei și gabaritul foarte mic al circuitului integrat și al condensatoarelor folosite. Dezavantajul este rezistența de ieșire relativ mare, chiar pentru variantele stabilizate (ohmi).

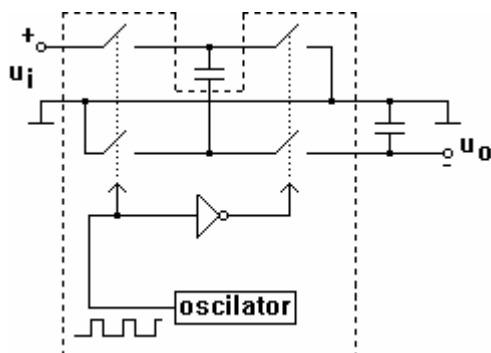


Figura 1: Inversorul de tensiune

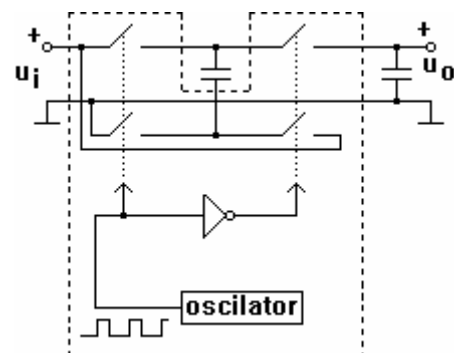


Figura 2: Dublorul de tensiune

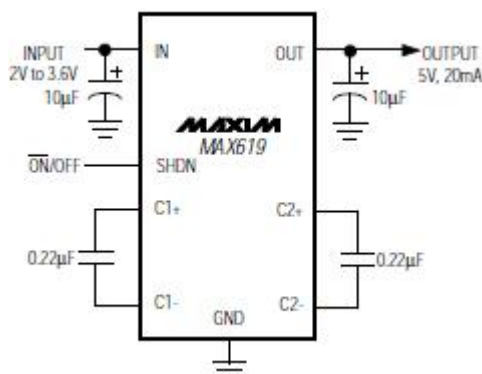


Figura 3: Stabilizator 5V, cu MAX619

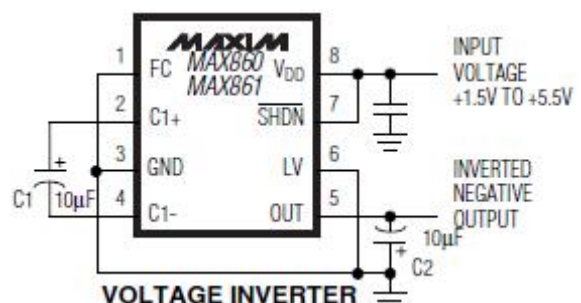


Figura 4: Inversor nestabilizat, cu MAX860

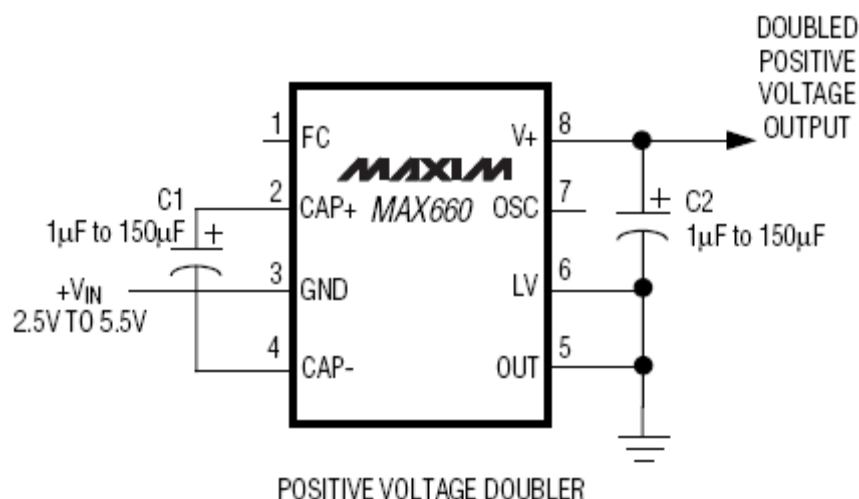


Figura 5: Dublor de tensiune nestabilizat, cu MAX660

Structurile de inversor și de dublor sînt prezentate în figurile 1 și 2. Modul de conectare tipic este vizibil în figurile 4 și 5. Multe circuite folosesc configurații mai complicate, cum ar fi cea care alternează modurile de dublor și triplor (exemplu MAX619, figura 3). Consecința acestei alternări este că mărimea riplului pe ieșire nu variază monoton cu curentul de sarcină sau cu tensiunea de alimentare. În astfel de cazuri, înaintea demersului de proiectare a alimentării, este necesar studiul foarte amănunțit al foii de catalog. Exemple de circuite de studiat: MAX619, MAX860, MAX680, MAX660 (Maxim), TPS60140 (Texas Instruments).

Aceste circuite folosesc o gamă de strategii de comutație. Cele mai frecvent întâlnite sînt:

- frecvență constantă și modulare în factor de umplere
- frecvență constantă, factor de umplere constant și comutare on/off (comparația tensiunii de ieșire se face cu histerezis).

Pentru determinarea aproximativă a rezistenței de ieșire, se determină panta medie a caracteristicii de sarcină. Se ține cont de faptul că rezistența de ieșire este egală cu panta, înmulțită cu -1 . Se extrag din caracteristica de sarcină două puncte de funcționare extreme, între care caracteristica poate fi aproximată liniar (spre exemplu, la 10mA și la 40mA), apoi se determină parametrii aproximării, în acest interval, folosind metoda c.m.m.p. (vezi lucrarea 2). Altă variantă, mai simplă, este de a calcula o aproximare a rezistenței de ieșire, doar pe baza celor două puncte extreme alese:

$$r = -\frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1}$$

(vezi interpretarea graficelor în <http://www.etc.ugal.ro/lfrangu/IETC1.pdf>).

Modul de lucru:

1. Se citesc foile de catalog ale convertoarelor MAX660 (nestabilizat) și MAX 619 (stabilizat, 5V/40mA). Se extrag limitele tensiunii de alimentare, limitele curentului de sarcină, frecvența de lucru.

MAX619

2. Se alimentează platforma experimentală cu stabilizatorul MAX619, tensiunea de alimentare 3,3V. Se variază rezistența de sarcină (să nu scadă sub 100Ω, astfel încît curentul de sarcină să nu depășească valoarea maximă admisă) și se ridică caracteristica de sarcină.

	I_s (mA)	U_s (V)					
1	0						
2							
3							
...							
	45						

3. Se desenează graficul caracteristicii externe. Se determină valoarea aproximativă a rezistenței de ieșire medii, pentru intervalul curenților de sarcină 10 – 40mA.

4. Sarcina se fixează la 1k Ω . Se conectează la ieșire osciloscopul, cuplare fără componentă medie, se evidențiază riplul pe ieșire. Se măsoară valoarea maximă a riplului și intervalul minim între impulsuri, din care se deduce frecvența maximă de comutație.

5. Sarcina se fixează la 200 Ω . Se variază tensiunea de alimentare între 2,4 și 3,6V (6-7 valori) și se măsoară riplul pe ieșire. Este o variație monotonă? Care este cauza?

MAX660

6. Se alimentează platforma experimentală cu convertorul MAX660 (schema de dublor de tensiune), tensiunea de alimentare 4V. Se variază rezistența de sarcină (să nu scadă sub 100 Ω , astfel încât curentul de sarcină să nu depășească valoarea maximă admisă) și se ridică caracteristica de sarcină.

	I_s (mA)	U_s (V)					
1	0						
2							
3							
...							
	80						

7. Se desenează graficul caracteristicii externe. Se determină valoarea aproximativă a rezistenței de ieșire medii, pentru intervalul curenților de sarcină 10 – 70mA.

8. Sarcina se fixează la 200 Ω , condensatoarele C1 și C2 sînt înfășurate (electrolitice). Se conectează la ieșire osciloscopul, cuplare fără componentă medie, se evidențiază riplul pe ieșire. Se măsoară valoarea maximă a riplului și intervalul minim între impulsuri, din care se deduce frecvența maximă de comutație.

Se schimbă condensatoarele C1 și C2 de pe platformă cu varianta neînfășurată. Se compară riplul pe ieșire cu cel de la varianta precedentă.

Referatul de laborator trebuie să conțină:

- schema circuitelor folosite pe platformă
- datele experimentale
- graficul caracteristicii externe
- valorile rezistenței interne și frecvenței de comutație
- răspunsurile la întrebări.

Lucrarea 8: Stabilizator cu convertor *step-down* (*buck*)**Obiectivele lucrării:**

- studiul proprietăților statice ale stabilizatorului de tensiune care folosește convertor *step-down*
- studiul procesului tranzitoriu în stabilizator (efectul perturbațiilor rapide de la sarcină și alimentare, nivelul zgomotului de comutație)
- evidențierea fenomenelor la epuizarea energiei din bobină și la comutația diodei

Aparate necesare: sursă stabilizată 15V, 1,5A, sursă nestabilizată 15V, 1,5A, ampermetru, voltmetru numeric 5 digiți, platformă TPS54233-EVM (sau similare), rezistență de sarcină variabilă 3Ω - 33 Ω/1A, sarcină în impulsuri 3Ω - 33 Ω/1A, osciloscop

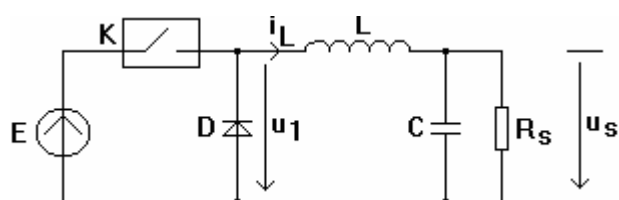
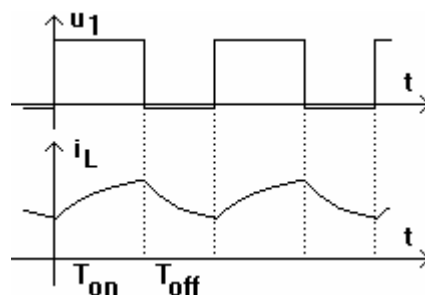
Breviar teoreticFigura 1: Structura convertorului *step-down*

Figura 2: Diagrame de timp ale semnalelor

Convertorul *step-down* (sau *buck* sau coborîtor de tensiune) este un convertor cc-cc, folosit pentru obținerea unei tensiuni pe sarcină mai mici decât tensiunea de alimentare. Structura tipică a convertorului *step-down* este cea din figura 1, unde dispozitivul de comutație a fost figurat cu simbolul K. Diagramele de timp ale tensiunii u_1 și curentului i_L prin bobină sînt prezentate în figura 2 (a fost presupus regimul de curent neîntrerupt prin bobină). O explicație sumară a funcționării convertorului: cînd dispozitivul de comutație este în conducție, dioda este blocată iar curentul prin bobină crește. Cînd K este blocat, curentul prin bobină continuă în același sens (datorită energiei înmagazinate), prin sarcină și diodă. În figura 2 se observă valoarea negativă a tensiunii, în intervalul în care K este blocat iar energia din bobină se descarcă prin dioda D și sarcină. Se mai observă forma continuă a curentului (nu are discontinuități). Tensiunea de sarcină aproximativă este dată de relația:

$$U_s \cong gE,$$

unde variabila g este factorul de umplere al comenzii dispozitivului de comutație (durata conducției, raportată la perioada comutației):

$$g = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}.$$

Se pot deduce relații mai precise pentru determinarea tensiunii pe sarcină, dar relația aproximativă este suficientă pentru o analiză preliminară a stabilizatorului, deoarece convertorul este cuprins într-o buclă de reglare automată a tensiunii, avînd rolul de element de execuție (engl. *actuator*).

Dinamica convertorului (răspunsul la perturbații și răspunsul la variațiile comenzii) depinde de regimul energiei din bobină și de ordinul filtrului LC. Presupunînd un regim de curent neîntrerupt al curentului prin bobină, comportarea convertorului este liniară, în raport cu mărimile enunțate mai sus. Filtrul din figura 1 este de ordinul 2 (acumularea energiei în L și C), astfel încît

determină forma tensiunii pe sarcină din figura 3 (regim staționar) și forma răspunsului în timp la o variație a comenzii ca în figura 4.

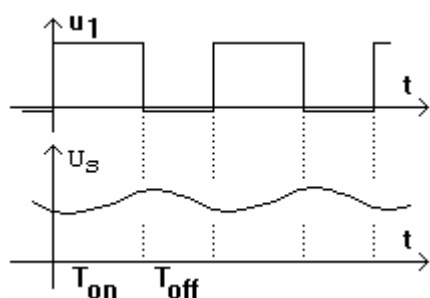


Figura 3: Tensiunea pe sarcină, filtru LC

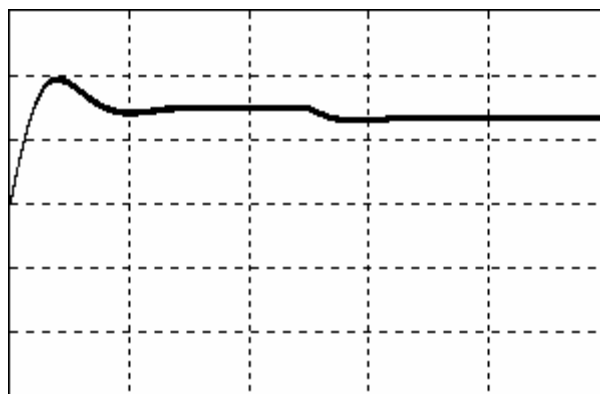


Figura 4: Răspunsul la variația comenzii

Funcția de transfer aproximativă a răspunsului la perturbația de la alimentare este dată de relația:

$$H(s) = \frac{1}{s^2 LC + s \frac{L}{R} + 1},$$

iar riplul pe sarcină este dat de:

$$\frac{\Delta u_s}{U_s} = \frac{1}{8} a^2 (1-g) = \frac{(T_{on} + T_{off})^2}{8LC} \cdot (1-g),$$

unde parametrul $a = \frac{T_{on} + T_{off}}{t}$ este raportul dintre perioada comutației și constanta de timp a filtrului (în acest caz: $\sqrt{LC}$).

Varianta cu filtru LC este cea mai des folosită pentru stabilizatoare de tensiune (pentru alimentarea aparatelor electronice). În absența condensatorului C, filtrul este de ordinul 1, tensiunea pe sarcină va avea aceeași formă ca a curentului prin bobină, din figura 2. Varianta cu filtru L nu este adecvată stabilizatoarelor care alimentează circuite electronice, deoarece determină un zgomot mare pe sarcină. În schimb, este populară în convertoarele folosite pentru acționarea electrică, unde dinamica motorului este lentă, iar zgomotul de frecvență mare nu deranjează.

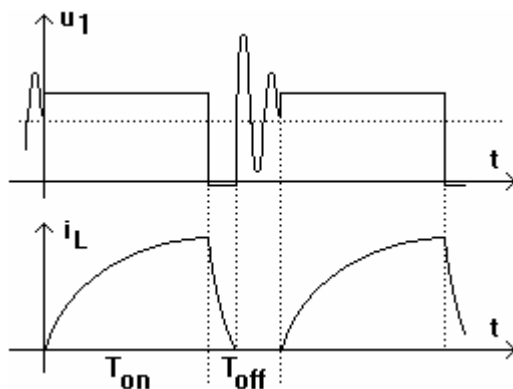


Figura 5: Regimul de curent întrerupt prin bobină

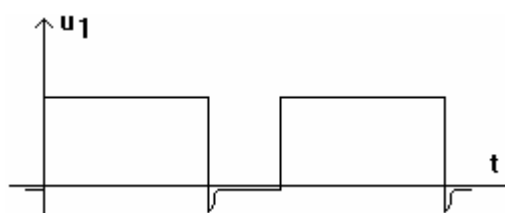


Figura 6: Fenomen tranzitoriu la comutația diodei

Dinamica circuitului se complică, atunci când curentul prin bobină are întreruperi. În stabilizatoare de tensiune, acest regim este evitat, deoarece duce la oscilații parazite periculoase (circuitul format din inductanță și capacitățile parazite din circuit). În figura 5 este reprezentat cazul în care curentul are întreruperi, iar tensiunea medie pe sarcină (linie punctată) este mai mare decât jumătate din tensiunea de alimentare. Aceasta duce la tensiune de regim tranzitoriu mai mare decât tensiunea de alimentare (pericol de distrugere a dispozitivului de comutație K). Condiția de evitare a regimului de curent întrerupt este dată de inegalitatea:

$$L > \frac{U_s}{2fI_{s_min}} \left(1 - \frac{U_s}{E_{max}}\right),$$

în care sînt impuse o tensiune maximă de alimentare și un curent minim de sarcină.

În figura 6 apare diagrama tensiunii pe diodă, pentru cazul comutației lente a diodei. Se observă vârful de tensiune directă pe diodă, care produce supracreșterea tensiunii pe dispozitivul K. Din motivul arătat, diodele folosite în convertoare *step-down* sînt diode rapide. În plus, se aleg diode Schottky, pentru că tensiunea în sens direct, mai mică decât la diodele cu Si, micșorează pierderea de putere, deci determină creșterea randamentului.

Un exemplu de structură a stabilizatorului de tensiune, cu convertor *step-down*, este cea din figura 7, în care dispozitivul de comutație este un tranzistor bipolar, iar comanda lui este realizată cu modularea în factor de umplere a impulsurilor (engl. *PWM*), cu frecvență de comutație fixă. În circuitele integrate, pentru comutație se preferă tranzistor MOS. Indiferent de tipul tranzistorului, comanda lui trebuie să fie flotantă (nici un terminal de comandă nu este la potențialul comun). Deși strategia de comutație cu frecvență fixă este cea mai simplă de analizat teoretic și de implementat, ea are dezavantaje, precum lipsa limitării curentului (pe durata *Ton*) și concentrarea efectului perturbațiilor într-un interval spectral îngust. Din acest motiv, se folosesc multe alte strategii de modulație, cum ar fi „*current-mode modulation*”. Indiferent de strategia de modulație, elementele definitorii ale acestei structuri se regăsesc în toate stabilizatoarele: referința, reacția de tensiune, amplificatorul de eroare, oscilatorul pentru generarea comutației, modulatorul, circuitul de comandă flotantă a tranzistorului, componentele de putere (tranzistor + diodă), reacția de curent. Suplimentar, se întîlnesc circuitul de supraveghere a alimentării (*UVLO Undervoltage Lockout*), selecția frecvenței de comutație, pornire lentă (*soft start*), comanda regimului *shutdown* (pentru reducerea consumului în intervalele în care nu este necesară alimentarea sarcinii).

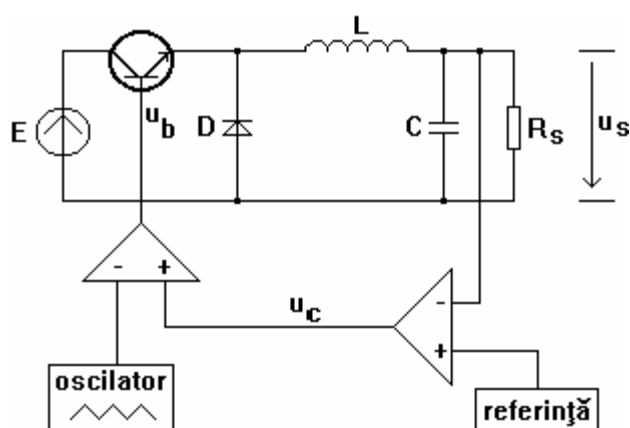


Figura 7: Structura regulatorului de tensiune cu convertor *step-down*

Producătorii de circuite integrate propun o mare varietate de circuite, care integrează aproape tot stabilizatorul (excepții: bobina și condensatorul). Exemple de studiat: TPS54231, 54233 de la Texas Instruments, MAX730 de la Maxim, SG3524, etc.

Modul de lucru:

1. Se studiază structura circuitului integrat TPS54233 (sau similar), din foaia de catalog. Se evidențiază rolul referinței, comparatorului de eroare, oscilatorului, modulatorului în factor de umplere, circuitului de supraveghere a tensiunii de alimentare (UVLO), circuitului de bootstrap, reacției de curent. Se urmăresc valorile maxime pentru: curentul de sarcină, tensiunea de alimentare, factor de umplere, frecvența de comutație, rezistența echivalentă a tranzistorului
2. Se studiază schema plăcii TPS54233-EVM (vezi figurile 8, 9, 10 mai jos), se verifică configurația step-down (buck), se verifică conexiunile: tranzistorul de comutație între alimentare și bobină, divizorul rezistiv între ieșire și intrarea în amplificatorul de eroare, condensatorul de bootstrap între ieșire și pinul Boot.
3. Se alimentează platforma TPS54233-EVM de la sursă stabilizată 10V/1,5A, se cuplează sarcină reglabilă (începe cu valoarea 50 Ω) și ampermetrul. Se autorizează reglarea (jumperi SS și EN). Se măsoară media tensiunii de ieșire, pentru valoarea 0,1A și valoarea 1A a curentului de sarcină. Se determină valoarea aproximativă a rezistenței interne, pentru acest interval al curentului de sarcină.
4. Se plasează jumper EN pe poziție. Se observă reducerea la 0 a tensiunii de sarcină. (Atenție: tensiunea de alimentare să nu scadă sub 8V, în această probă!)
5. Se scoate jumperul EN, se reglează curentul de sarcină la 1A. Se reduce lent tensiunea de alimentare, pînă cînd circuitul de supraveghere (UVLO) întrerupe funcționarea (tensiunea de ieșire devine nulă). Se notează valoarea tensiunii de alimentare. Apoi se crește tensiunea de alimentare, pînă cînd circuitul revine la funcționarea normală. Se notează și această limită a tensiunii de alimentare. Se observă histerezisul.
6. Tensiunea de alimentare la 12V. Se măsoară zgomotul de pe sarcină, punctul TP5 față de TP6: frecvența impulsurilor și excursia vîrf-vîrf, pentru valorile 0,1A și 1A ale curentului de sarcină.
7. Se oscilografiază tensiunea la terminalul PH, punctul TP3 (tranzistor+diodă+bobină). Curentul de sarcină se reglează la 1A. Se pune în evidență tensiunea în impulsuri, se măsoară factorul de umplere, se verifică relația aproximativă $U_s = gU_a$, se constată eroarea. Se micșorează curentul de sarcină la valoarea 0,1A, se pun în evidență oscilațiile la epuizarea energiei din bobină.
8. Curentul de sarcină la valoarea 1A. Se măsoară tensiunea între terminalele 2 și 8 (Vin și PH), pe durata conducției și se evaluează rezistența echivalentă a tranzistorului de comutație.
9. Se înlocuiește sarcina cu o sarcină comandată în impulsuri. Se oscilografiază semnalul de comandă al sarcinii, pentru a stabili frecvența impulsurilor, apoi se oscilografiază tensiunea de sarcină. Se pun în evidență impulsurile de pe ieșire (durata regimului tranzitoriu și supracreșterea).
10. Se alimentează platforma de la sursă nestabilizată, 15V, sarcina fixă (curentul de sarcină la valoarea 1A). Se măsoară zgomotul de 100Hz la intrare, se măsoară zgomotul de 100Hz la ieșire. Se evaluează factorul de stabilizare în raport cu alimentarea.

Referatul de laborator trebuie să conțină:

- schema platformei
- evaluarea rezistenței interne și perechile de valori măsurate în acest scop
- valorile tensiunii de alimentare la care circuitul de supraveghere întrerupe, respectiv restabilește alimentarea
- schița zgomotului pe sarcină, cu valori
- schița tensiunii la TP3, în cele două situații, cu valori; evaluarea factorului de umplere, comparația între valoarea măsurată a tensiunii de sarcină și cea aproximativă.
- evaluarea rezistenței echivalente a tranzistorului și valorile măsurate în acest scop
- schița tensiunii de sarcină în regimul tranzitoriu determinat de impulsurile sarcinii, valorile măsurate
- schița tensiunii de sarcină în regimul tranzitoriu determinat de impulsurile pe alimentare, cu valorile măsurate, evaluarea stabilizării în raport cu sarcina.

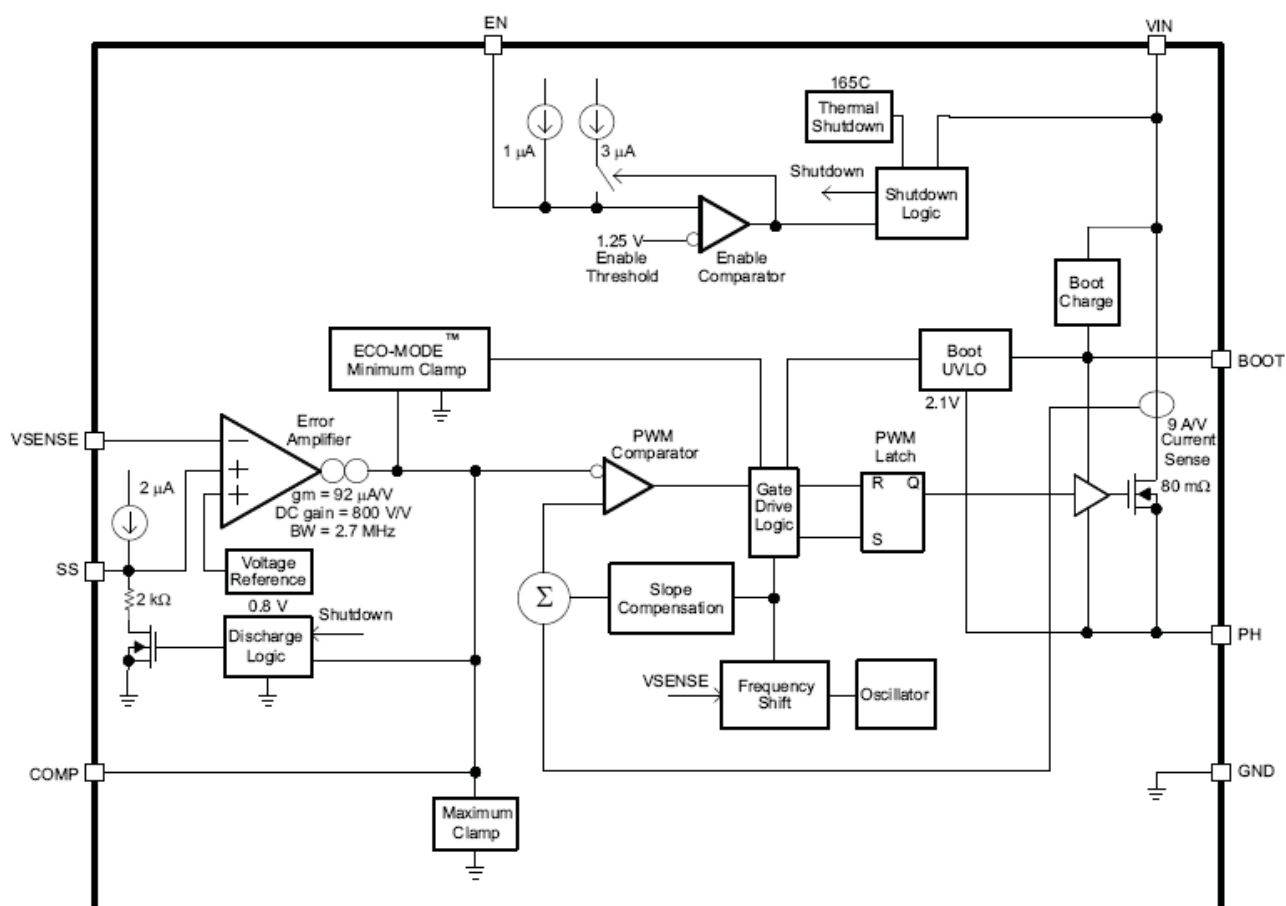


Figura 8: Structura internă a circuitului TPS54233 (similar, 54231)

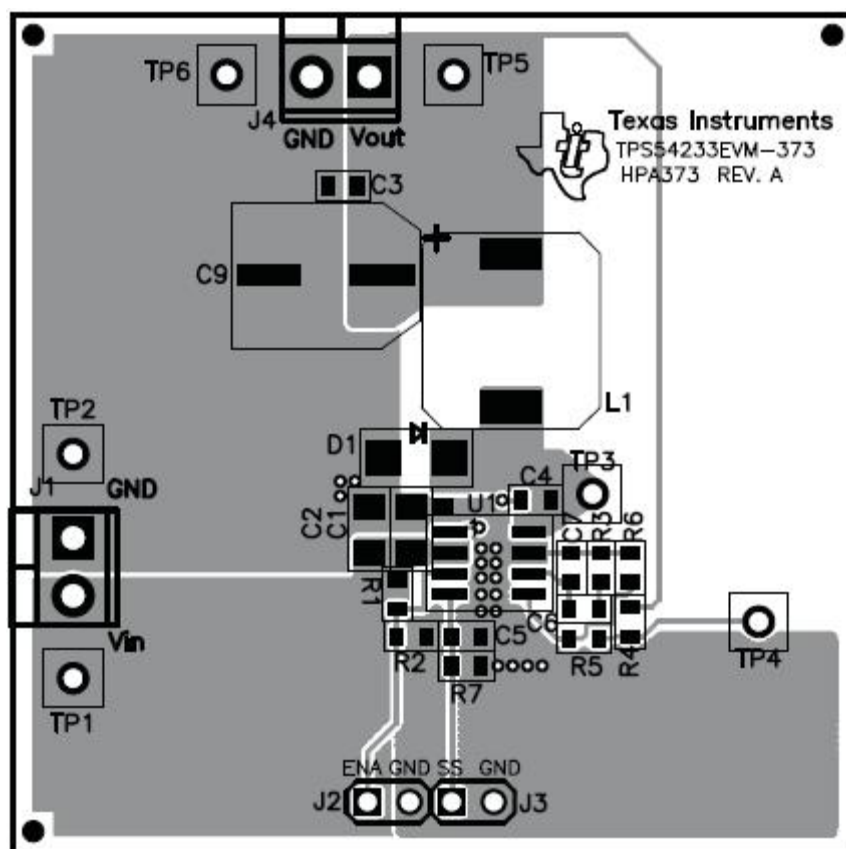


Figura 9: Vedere a plăcii TPS54233EVM

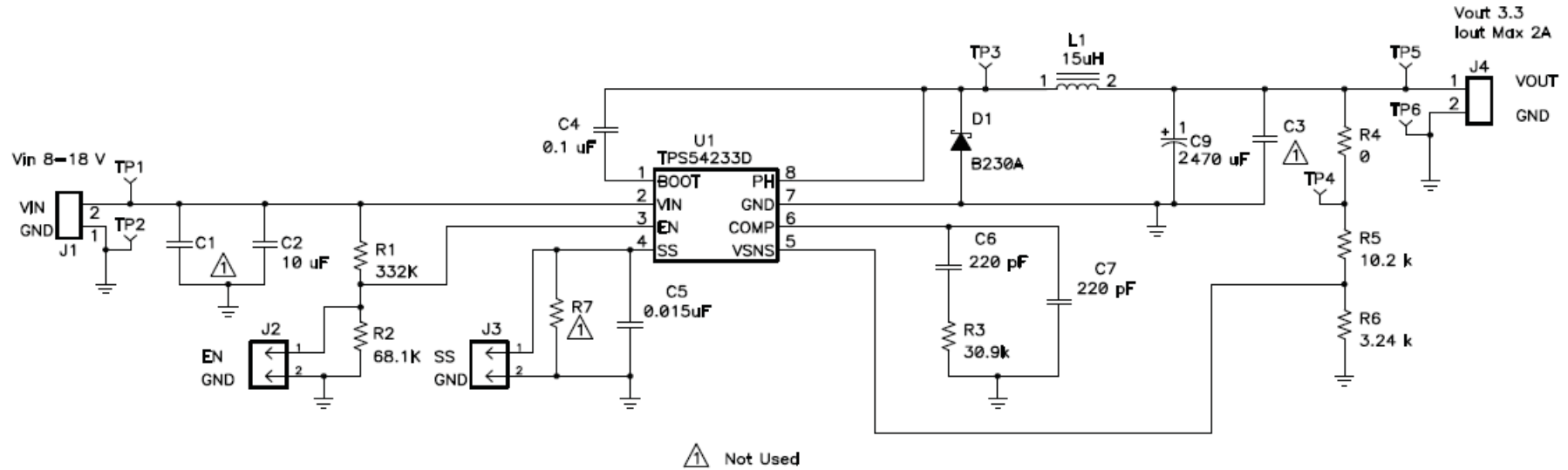


Figura 10: Schema plăcii TPS54233EVM

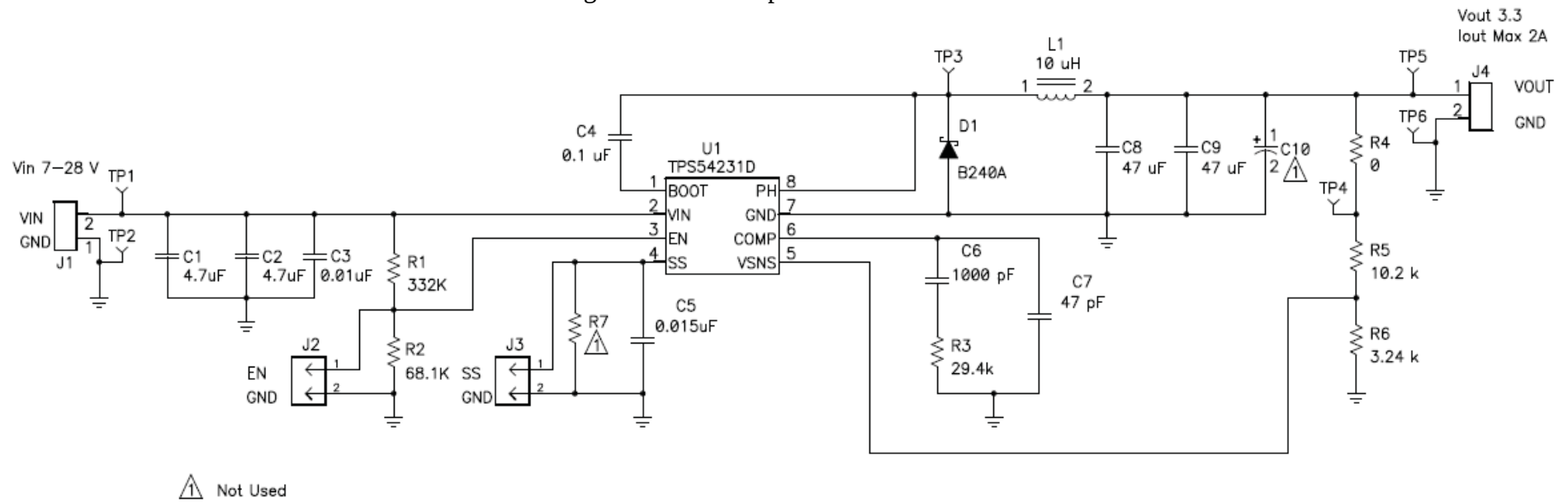


Figura 11: Schema plăcii TPS54231EVM

Lucrarea 9: Stabilizator cu convertor *inverter***Obiectivele lucrării:**

- verificarea relației între mărimea de comandă și tensiunea de sarcină
- studiul proprietăților dinamice ale stabilizatoarelor care folosesc convertor *inverter*
- evidențierea strategiilor de reglare PWM și *current-mode* PWM
- evidențierea efectelor nedorite: conductoare lungi, decuplare insuficientă, condensator înfășurat, tranzistor cu rezistență internă mare (în conducție)

Aparate necesare: sursă stabilizată 5-10V, 1A, osciloscop, voltmetru, platforme cu MAX635, MAX735, rezistență de sarcină variabilă 5Ω - 100Ω/1A, diodă de comutație 0,5A, condensator neînfășurat 5μF.

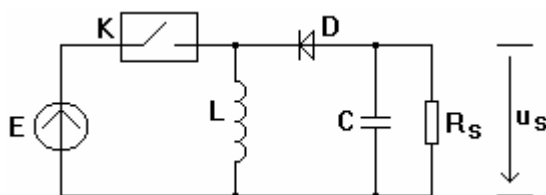
Breviar teoretic

Figura 1: Structura convertorului *inverter*

Convertorul *inverter* este un convertor cc-cc, folosit pentru obținerea unei tensiuni pe sarcină de semn opus celei de alimentare. Structura tipică a convertorului *inverter* este cea din figura 1, unde dispozitivul de comutație a fost figurat cu simbolul K. O explicație sumară a funcționării convertorului: când dispozitivul de comutație este în conducție, dioda este blocată, tensiunea de alimentare se aplică bobinei, iar curentul prin aceasta crește. În acest interval, sarcina se alimentează din energia înmagazinată de condensatorul C. Când K este blocat, curentul prin bobină continuă în același sens (datorită energiei înmagazinate), iar sarcinii i se aplică diferența dintre tensiunea de autoinducție a bobinei și tensiunea pe diodă. Deoarece energia din bobină scade, deci și curentul, tensiunea de autoinducție este în sens opus față de sensul care a dus la încărcarea ei, adică de semn opus față de tensiunea de alimentare. Din acest motiv, tensiunea pe sarcină este negativă (am presupus tensiunea de alimentare pozitivă). În intervalul următor, K se deschide, dioda se blochează iar procesul se reia. În consecință, condensatorul este obligatoriu pentru un regim de tensiune neîntreruptă pe sarcină. Tensiunea de sarcină aproximativă este dată de relația:

$$U_s = -\frac{g}{1-g} \cdot E,$$

unde mărimea de comandă g este factorul de umplere al comenzii dispozitivului de comutație (durata conducției, raportată la perioada comutației):

$$g = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}.$$

Nu este necesară determinarea mai precisă a tensiunii pe sarcină, pentru analiza preliminară a stabilizatorului, deoarece convertorul este cuprins într-o buclă de reglare automată a tensiunii, avînd rolul de element de execuție (*actuator*). Variația tensiunii la bornele bobinei este mare, de la tensiunea de alimentare (pozitivă) la tensiunea pe sarcină (negativă), așa cum este prezentat în figura 2. Nivelul V1 din figură este al sursei de alimentare, minus tensiunea pe tranzistorul în

conducție, iar nivelul V_2 este al ieșirii, plus tensiunea pe dioda în conducție. Curba în verde evidențiază căderea de tensiune pe tranzistorul de comutație, tensiune care crește, odată cu creșterea curentului prin bobină.

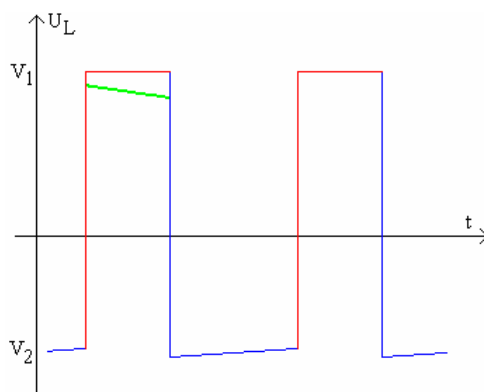


Figura 2: Tensiunea pe bobină (cu roșu – valoarea aproximativă, în timpul încărcării bobinei, cu albastru – valoarea în timpul descărcării prin sarcină, cu verde – valoarea reală, în timpul încărcării)

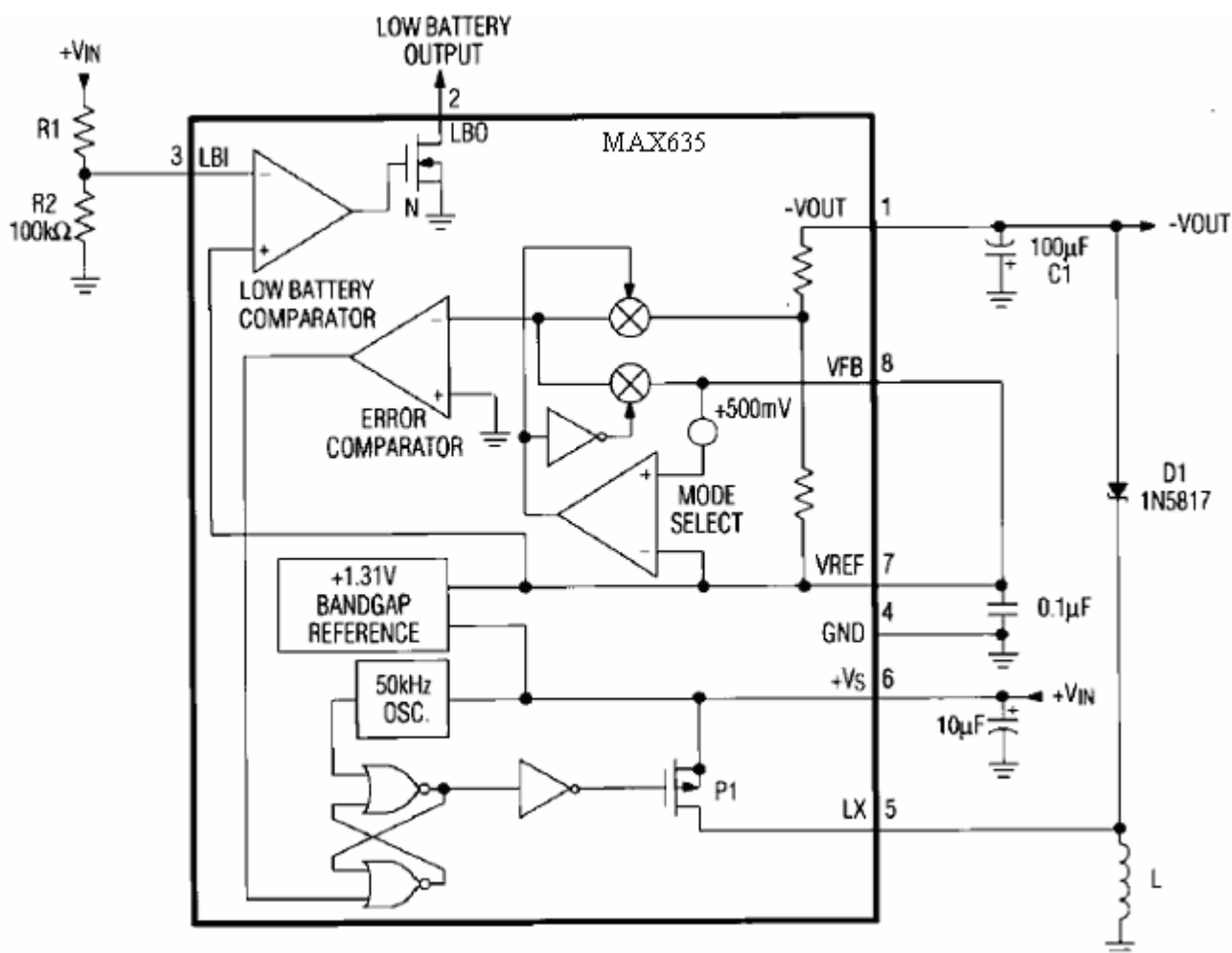


Figura 3: Schema circuitului stabilizator, cu structura internă a circuitului MAX635

Dinamica convertorului (răspunsul la perturbații și răspunsul la variațiile comenzii) depinde de regimul energiei din bobină și de ordinul filtrului LC. Presupunând un regim de curent neîntrerupt al curentului prin bobină, comportarea convertorului este liniară, în raport cu mărimile enunțate mai sus. Filtrul din figura 1 este de ordinul 2 (acumularea energiei în L și C), astfel încât comportarea dinamică este asemănătoare cu cea a convertorului *step-down*.

Stabilizatorul cuprinde convertorul și circuitele asociate: referința, reacția de tensiune, amplificatorul de eroare, eventual reacția de curent (pentru protecție). Convertorul mai conține, pe lângă componentele de putere (tranzistor + diodă), oscilatorul pentru generarea comutației și modulatorul în factor de umplere (PWM). Ca și în cazul *step-down*, tranzistorul necesită comandă flotantă. Circuitele recente integrează atât comanda cât și tranzistorul de putere (vezi figurile 3, 4), eventual șuntul (vezi figura 4, MAX735). Exemple de studiat: MAX635, MAX735.

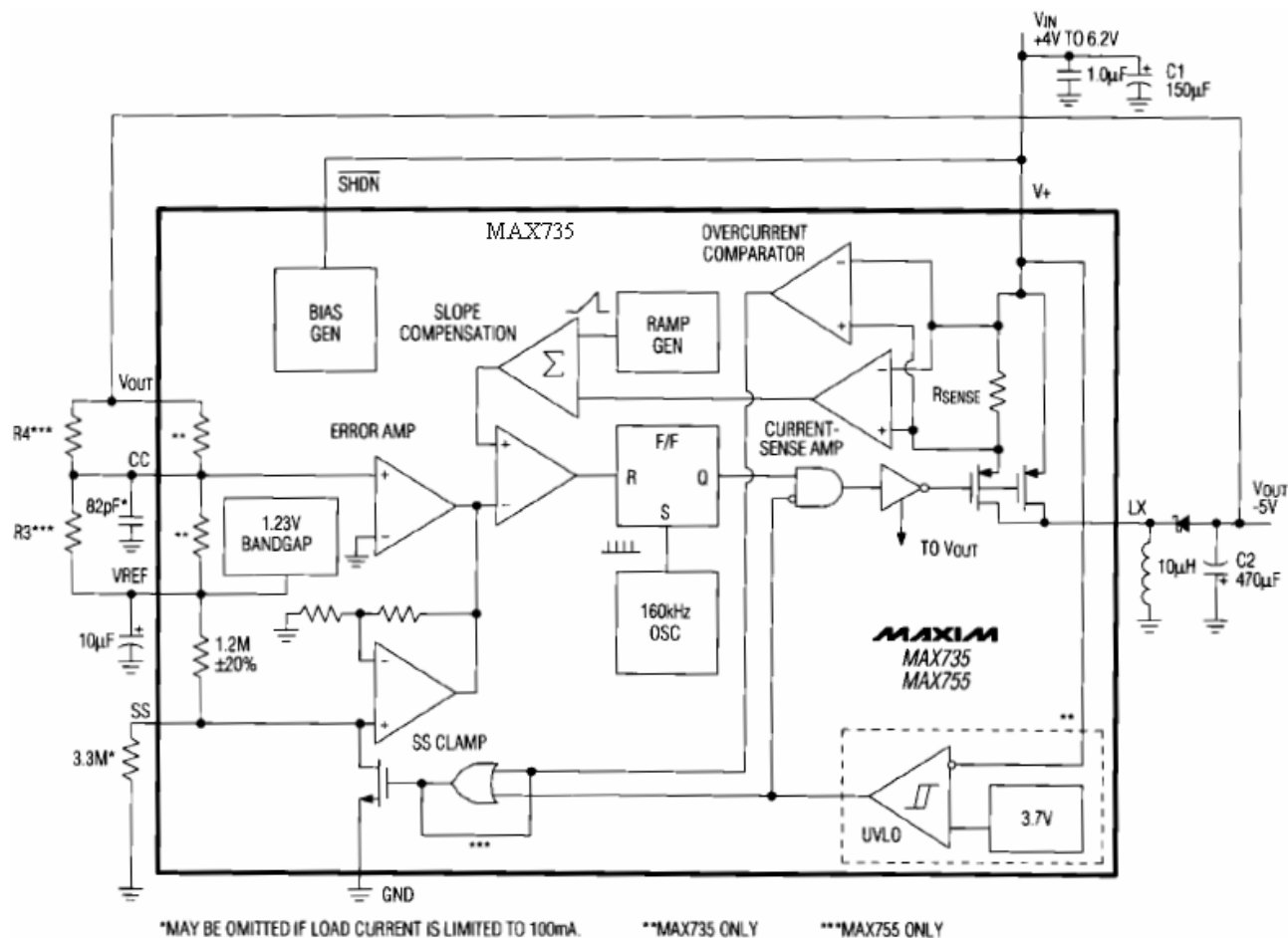


Figura 4: Schema stabilizatorului cu MAX735

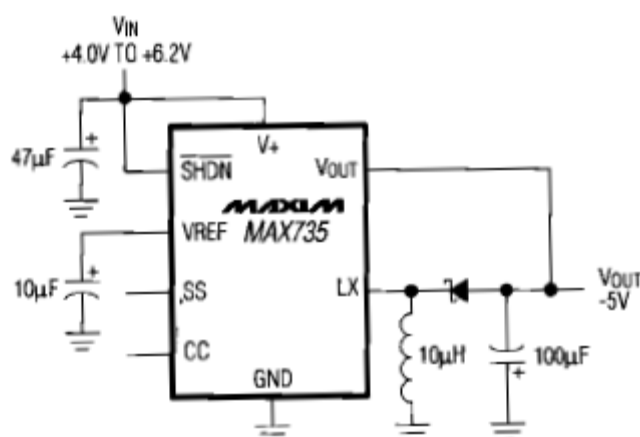
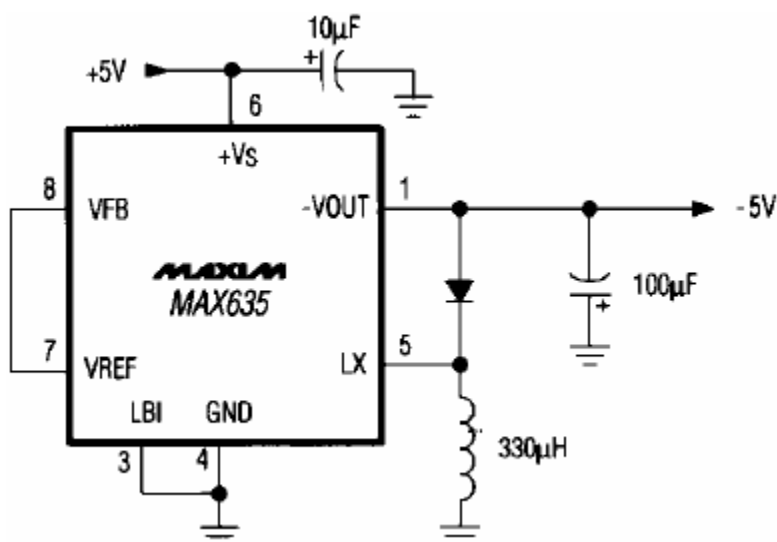
Modul de lucru:

1. Se studiază structura convertorului inversor, se deduce forma tensiunii pe bobină (ipoteza curentului neîntrerupt).
2. Se studiază structura circuitului integrat MAX635 (foaia de catalog). Observații: circuitul recomandat pentru tensiune de ieșire fixă (VREF conectat cu VFB), valoarea referinței, frecvența de oscilație, LBI (*low battery indicator*) nu acționează asupra stabilizatorului, valoarea rezistenței interne a tranzistorului (6Ω , foarte mare) și curentul maxim (500mA).
3. La platforma MAX635 se cuplează o sarcină de $20\text{--}50\Omega$, se alimentează de la sursă 8V, 0,5A. Se oscilografiază tensiunea de alimentare, întâi lângă sursă, apoi lângă circuitul integrat. Care este efectul firelor de alimentare lungi (+ condensator înfășurat pe intrare)?
4. Se măsoară mediile tensiunii de alimentare și de sarcină. Se oscilografiază tensiunea pe terminalul LX, se calculează factorul de umplere, apoi valoarea teoretică aproximativă a tensiunii de sarcină. Se compară cu valoarea măsurată. Care este cauza diferenței?
5. Se oscilografiază tensiunea de alimentare și tensiunea pe terminalul LX. Se notează diferența între ele, în intervalul de conducție a tranzistorului. Care este cauza diferenței?

6. Se oscilografiază tensiunea de ieșire, se conectează un voltmetru care măsoară media. Apoi se diminuează treptat tensiunea de alimentare spre 5V. Ce se întâmplă cu media tensiunii de ieșire? Care este cauza?
7. Se revine la alimentarea corectă, se evidențiază riplul pe ieșire (osciloscopul pe AC). Se măsoară salturile de tensiune între cele două regimuri (neglijând impulsurile de durată mică). Care este cauza lor? Se trece osciloscopul pe baleiere mai rapidă și se variază sincronizarea pe frontul $\uparrow$, apoi pe $\downarrow$, pentru a detalia impulsurile (amplitudinea, durata). Care este cauza lor?
8. Se cuplează un condensator neînfășurat (la ieșire) peste cel din montaj. Ce se observă la tensiunea de ieșire?
9. Se alimentează platforma cu MAX735 de la sursa de 5V, sarcina 91Ω . Se oscilografiază riplul pe ieșire, cu durata baleierii de $100\mu s$, apoi de $50ms$. Se observă altă strategie de modulare (frecvența impulsurilor pe termen scurt și evoluția între limite, pe termen lung).

Referatul de laborator trebuie să conțină:

- diagramele de timp (tensiunea în catod, riplul pe ieșirile celor două circuite)
- răspunsurile la întrebări
- comparația între tensiunea medie calculată și cea măsurată



CIRCUIT USES TANTALUM SURFACE-MOUNT CAPACITORS.

Lucrarea 10: Stabilizator cu convertor *step-up* (boost)**Obiectivele lucrării:**

- verificarea relației între comandă și tensiunea de sarcină
- studiul proprietăților dinamice ale stabilizatoarelor care folosesc convertoare step-up, regimul de curent întrerupt prin bobină
- evidențierea strategiei de modulare *current-mode*
- evidențierea efectelor nedorite: conductoare lungi, decuplare insuficientă, condensator înfășurat, tranzistor cu rezistență internă mare (în conducție) și comutația lentă a diodei

Aparate necesare: sursă stabilizată 5-10V, 1A, osciloscop, voltmetru, platformă cu MC34063, rezistență de sarcină variabilă 5Ω - 100Ω/1A, diodă de comutație 0,5A, condensator neînfășurat 5μF.

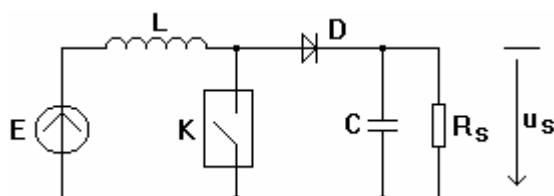
Breviar teoretic

Figura 1: Structura convertorului *step-up*

Convertorul *step-up* (sau *boost* sau ridicător de tensiune) este un convertor cc-cc, folosit pentru obținerea unei tensiuni pe sarcină mai mari decât tensiunea de alimentare. Structura tipică a convertorului *step-up* este cea din figura 1, unde dispozitivul de comutație a fost figurat cu simbolul K. O explicație sumară a funcționării convertorului: când dispozitivul de comutație este în conducție, dioda este blocată, tensiunea de alimentare se aplică bobinei, iar curentul prin aceasta crește. În acest interval, sarcina se alimentează din energia înmagazinată de condensatorul C. Când K este blocat, curentul prin bobină continuă în același sens (datorită energiei înmagazinate), iar sarcinii i se aplică suma dintre tensiunea de alimentare și tensiunea de autoinducție pe bobină. Deoarece energia din bobină scade, deci și curentul, tensiunea de autoinducție este în sens opus față de sensul care a dus la încărcarea ei, adică se însumează cu tensiunea de alimentare. Din acest motiv, tensiunea pe sarcină devine mai mare decât tensiunea de alimentare. În intervalul următor, K se deschide iar dioda se blochează. În consecință, condensatorul este obligatoriu pentru un regim de tensiune neîntreruptă pe sarcină.

Tensiunea de sarcină aproximativă este dată de relația:

$$U_s = E \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} = \frac{1}{1-g} \cdot E,$$

unde variabila g este factorul de umplere al comenzii dispozitivului de comutație (durata conducției, raportată la perioada comutației):

$$g = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}.$$

Nu este necesară determinarea mai precisă a tensiunii pe sarcină, pentru analiza preliminară a stabilizatorului, deoarece convertorul este cuprins într-o buclă de reglare automată a tensiunii, avînd rolul de element de execuție (*actuator*).

Dinamica convertorului (răspunsul la perturbații și răspunsul la variațiile comenzii) depinde de regimul energiei din bobină și de ordinul filtrului LC. Presupunând un regim de curent neîntrerupt al curentului prin bobină, comportarea convertorului este liniară, în raport cu mărimile enunțate mai sus. Filtrul din figura 1 este de ordinul 2 (acumularea energiei în L și C), astfel încât comportarea dinamică este asemănătoare cu cea a convertorului *step-down*.

Stabilizatorul cuprinde convertorul și circuitele asociate: referința, reacția de tensiune, amplificatorul de eroare, eventual reacția de curent, pentru protecție (*I sense*, vezi figura 3, structura stabilizatorului cu circuitul MC34063). Convertorul este compus din componentele de putere (tranzistor + diodă), oscilatorul pentru generarea comutației și modulatorul. Tranzistorul are emitorul (respectiv terminalul sursă, pentru MOS) la potențialul comun, deci circuitul de comandă al tranzistorului nu este flotant. În plus, este ușor de introdus un șunt pentru măsurarea curentului, între emitor (sau terminalul sursă) și masă. Circuitele recente integrează atât comanda cât și componentele de putere și șuntul. În strategia de modulație au fost incluse limitarea curentului la fiecare puls (*current mode modulation*) și comutația sincronă (un al doilea tranzistor, care comută simultan cu dioda, ca în LM5122). Exemple de studiat: MC34063, LM5122, TPS61086.

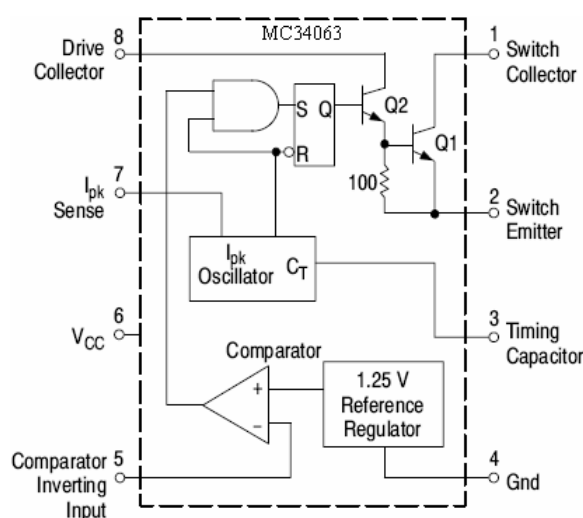


Figura 2: Structura circuitului MC34063

Modul de lucru:

1. Se studiază structura convertorului step-up (figura 3), se deduce forma tensiunii pe anodul diodei (ipoteza curentului neîntrerupt prin bobină).
2. Se studiază structura circuitului integrat MC34063 (foaia de catalog). Observații: circuitul recomandat pentru configurația step-up, valoarea referinței, strategia *current-mode*, tensiunea pe șunt acționează asupra modulatorului (limitarea curentului instantaneu), Nota 6 (pag 3, despre saturație și viteza de comutație a tranzistorului), curentul maxim (1,5A).
3. Se alimentează platforma cu MC34063 de la sursa 5V, 1A, sarcina 100Ω. Se măsoară media tensiunii de ieșire, se verifică dacă este valoarea corectă (valorile $R_1 = 2k\Omega$, $R_2 = 18k\Omega$).
4. Se măsoară mediile tensiunii de alimentare și de sarcină. Se oscilografiază tensiunea în anodul diodei, se calculează factorul de umplere, apoi valoarea teoretică aproximativă a tensiunii de sarcină. Se compară cu valoarea măsurată. Care este cauza diferenței?
5. Se măsoară căderea de tensiune pe tranzistorul în conducție, se evaluează rezistența sa în conducție, pentru valoarea aleasă a curentului de sarcină.
6. Se vizualizează riplul pe ieșire. Se observă frecvența comutației (se poate verifica aproximativ pe pinul CT). Se observă impulsurile nerepetabile (altă strategie de modulație). Care este cauza salturilor pe ieșire?
7. Se variază curentul de sarcină și se măsoară riplul. Se desenează caracteristica riplu-curent de sarcină.

I_s (mA)	0	100	200	300	400	500	600		
U_{riplu} (mV)									

Referatul de laborator trebuie să conțină:

- diagramele de timp (tensiunea în anod, forma riplului)
- răspunsurile la întrebări
- comparația între tensiunea calculată și măsurată pe ieșire
- caracteristica riplu- curent de sarcină.

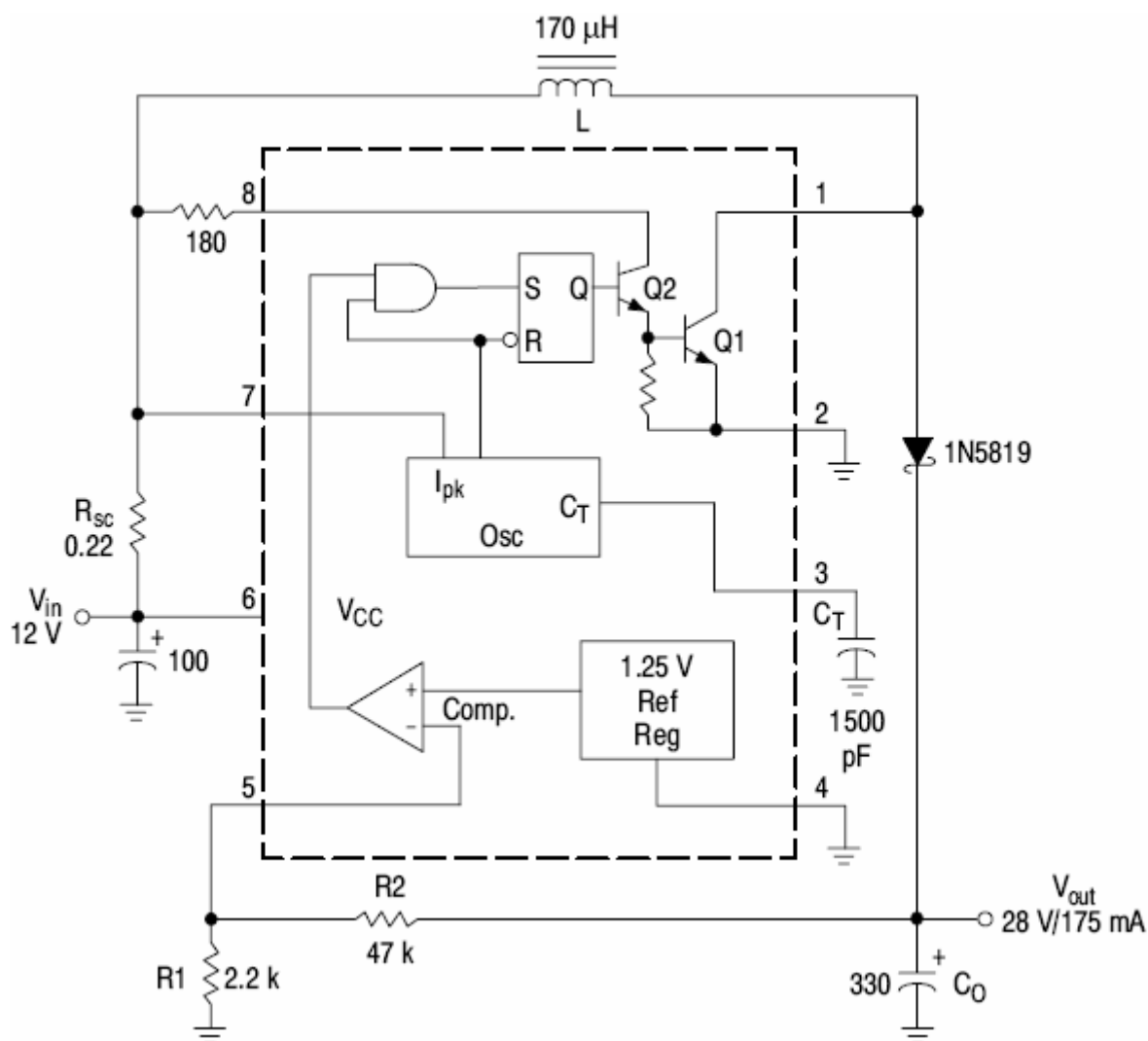


Figura 3: Structura stabilizatorului cu MC34063

Lucrarea 11: Stabilizator cu convertor *push-pull***Obiectivele lucrării:**

- studiul strategiilor de modulație aplicabile convertorului *push-pull*
- urmărirea variabilelor din inverter, verificarea restricțiilor asupra dispozitivelor de comutație

Aparate necesare: sursă stabilizată 10V/1,5A, osciloscop, voltmetru, platformă cu convertor *push-pull*, rezistență de sarcină variabilă 10k Ω /1A, filtru de ieșire.

Breviar teoretic

Invertorul autonom *push-pull* este util pentru situațiile în care alimentarea nestabilizată este de tensiune mică, întrucât tranzistoarele trebuie să suporte dublul tensiunii de alimentare. De aceea, aceste convertoare sînt populare în circuitele care trebuie să ridice tensiunea, pornind de la surse nestabilizate, de exemplu 5V sau 24V. Deși sursa este separată de tranzistoare, prin cele două înfășurări primare, diodele de recuperare și introducerea timpului mort sînt prezente în toate proiectele. Un exemplu de inverter *push-pull* se găsește în sursa tipică de calculator PC, unde este folosit pentru comanda tranzistoarelor de putere ale inverterului principal, de tip semipunte (figura 1). În figură se observă cele două tranzistoare ale inverterului *push-pull* (Q5, Q6), cele două primare ale transformatorului T2, cele două secundare care comandă tranzistoarele de putere (Q1, Q2, secundarul din mijloc are alt scop, nu este legat de funcționarea inverterului în regim permanent) și liniile de transmitere a semnalelor de comandă din bazele Q5, Q6. Alte exemple de utilizare a inverterului *push-pull* sînt cele în care un convertor se alimentează din baterie și furnizează tensiune continuă, considerabil mai mare decît a bateriei.

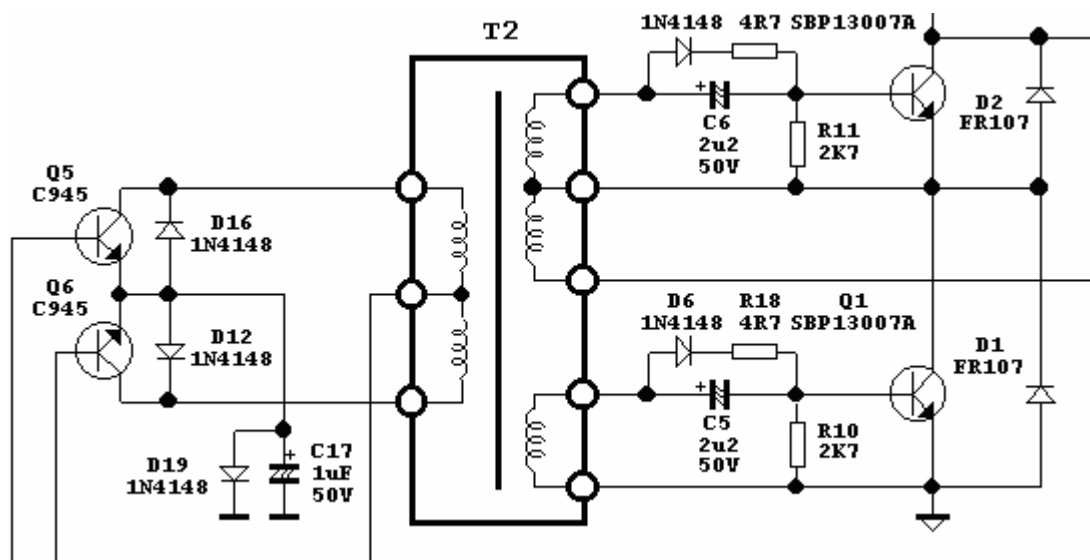


Figura 1: Inverter *push-pull*, folosit în sursa de PC

Presupunînd că sarcina trebuie alimentată în c.a., ea trebuie conectată la secundar, fără redresor (exemple în figurile 3 și 5). Un dezavantaj al acestei coenxiuni este că permite transferul perturbațiilor de la sursa nestabilizată către sarcină.

În funcție de strategia de modulare, convertorul poate livra tensiune de ieșire dreptunghiulară sau sinusoidală. În primul caz, se folosește semnal de comandă dreptunghiular, nemodulat, cu factor de umplere constant (aproape 50%), iar frecvența de comutație este chiar frecvența dorită a semnalului de ieșire (exemple 50Hz sau 5kHz). În al doilea caz, se folosește semnal modulat PWM, frecvența modulatorie fiind frecvența dorită a semnalului de ieșire (exemplu 50Hz), iar frecvența purtătoare fiind între kHz și sute de kHz, în funcție de puterea convertorului. Semnalul de comandă pentru un tranzistor are forma aproximativă din figura 2 (semnalul dreptunghiular de jos), al doilea tranzistor

fiind comandat cu complementul primului semnal. Modularea în factor de umplere se poate realiza prin mai multe metode. În figura 2 (semnalele de sus), modularea se realizează prin compararea semnalului modulator sinusoidal (frecvență mică) cu un semnal triunghiular, de frecvența purtătorului. Această variantă este utilă pentru circuitele integrate, neprogramabile. În microcontrolere, modularea PWM se realizează cu o resursă hardware specifică (modulul CCP/PWM), bazată pe un numărător și două comparatoare.

În acest ultim caz, al semnalului modulat PWM, cu o sinusoidă de frecvență mică, la ieșirea convertorului este plasat un filtru trece-jos sau un filtru rezonant, pentru recuperarea semnalului modulator. În figura 3 este prezentată varianta de FTJ, de ordinul 4, folosită cel mai frecvent (spre exemplu, în surse UPS).

Miezul transformatorului și miezurile bobinelor din filtre se calculează pentru componenta de frecvență cea mai joasă. Aceasta înseamnă că vor avea gabarit mic, dacă secundarul furnizează semnal de ordinul kHz, nemodulat, și vor avea gabarit mare, dacă tensiunea din secundar are componenta de 50Hz.

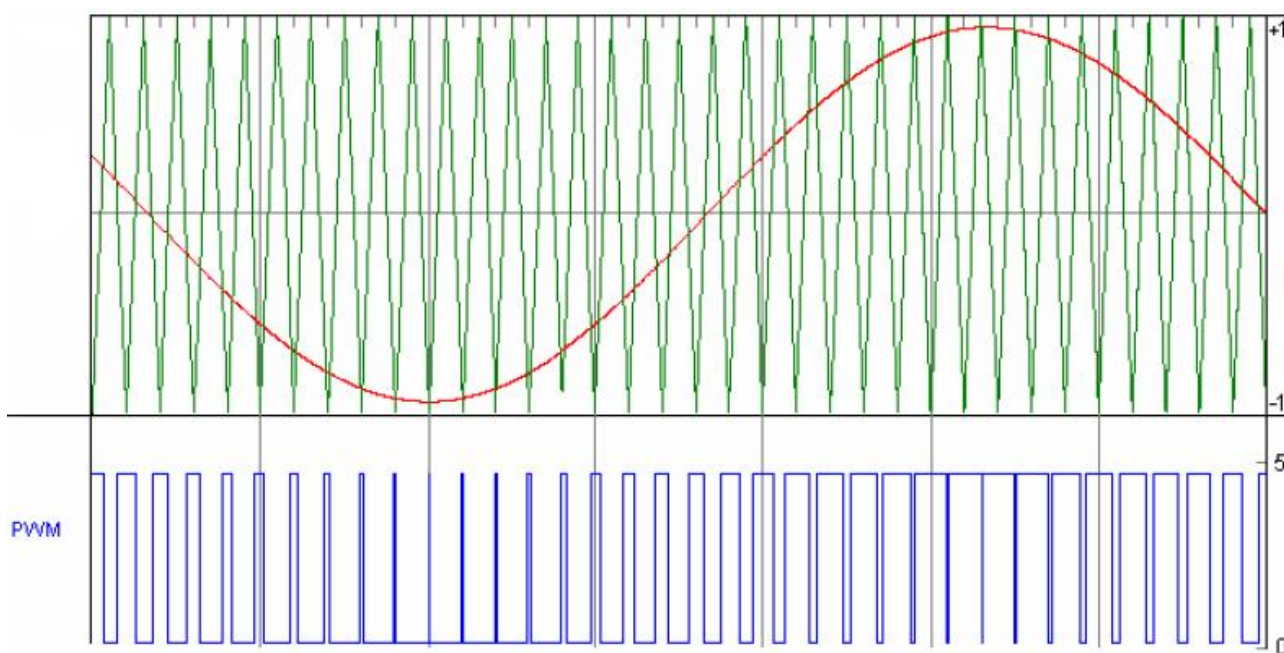


Figura 2: Comanda modulată PWM

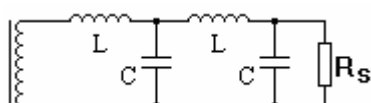


Figura 3: Filtru trece-jos, pentru recuperarea semnalului modulator, de frecvență joasă

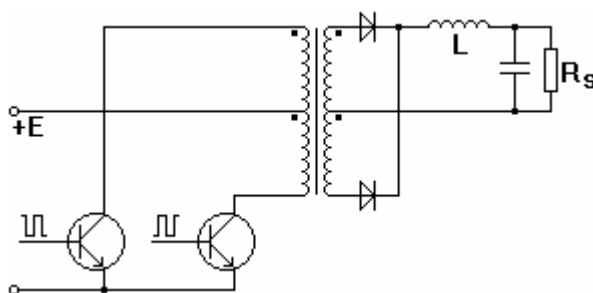


Figura 4: Invertor *push-pull*, sarcina alimentată în c.c.

Sarcina mai poate fi alimentată în c.c., prin intermediul redresorului și filtrului, ca în figura 4. În acest caz, transferul perturbațiilor rapide, de la alimentare, este puternic atenuat de filtru și de bucla de reglare a tensiunii.

Reglarea tensiunii de ieșire se face prin factorul de umplere a comenzii, atât pentru ieșire în c.c., cât și în c.a.. Avînd în vedere că este necesară introducerea timpului mort, factorul de umplere se ajustează prin modificarea timpului mort.

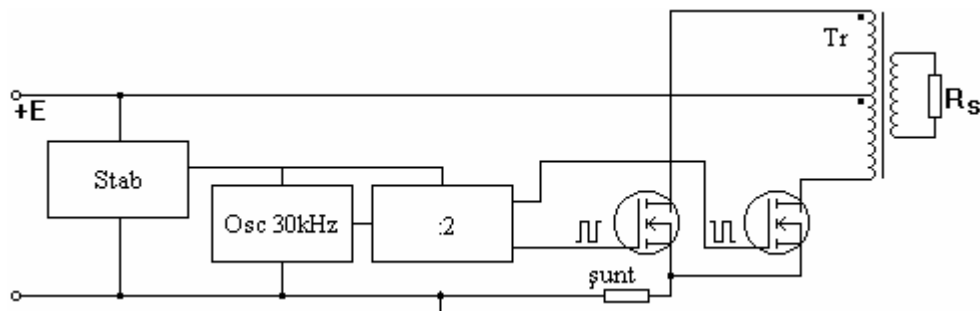


Figura 5: Structura unui convertor simplu, c.c. – c.a., în buclă deschisă

Modul de lucru:

1. Se studiază structura convertorului *push-pull*, comanda cu factor de umplere constant (în regim permanent), sarcina rezistivă, legată direct la secundar (figura 5). Se deduc forma tensiunii pe primar și pe sarcină. Se consideră sarcină rezistivă și se deduce forma curentului absorbit din sursă. Se deduc tensiunea maximă și curentul maxim pentru tranzistoare, puterea transferată sarcinii.

2. Se folosește platforma cu schema bloc din figura 5. Se lasă secundarul în gol, se alimentează convertorul din sursa nestabilizată, tensiunea de 10V. Se vizualizează tensiunea pe grila unui tranzistor, tensiunea drenă-masă, tensiunea pe sarcină. Cele trei forme de undă se desenează (schiță) și se determină extremele. Se observă raportul dintre tensiunea pe drenă și cea de alimentare. Se calculează raportul de transformare.

3. Se vizualizează tensiunea pe șunt (schiță). Se notează valoarea maximă a curentului (convertorul fără sarcină).

De explicat: forma curentului (discontinuitate) și variația tensiunii pe tranzistor, în timpul conducției.

4. Se cuplează sarcină în secundar, 2kΩ. Se vizualizează tensiunea pe secundar și tensiunea pe șunt (comparații cu cazul fără sarcină). Se calculează curentul maxim prin sarcină, apoi curentul maxim prin șunt.

5. Se cuplează la intrarea de comandă (cele două grile MOS) semnalele provenind de la un microcontroler, care furnizează comanda modulată PWM. Frecvența purtătorului este 10kHz, semnalul modulator este sinusoidal, 50Hz. Sarcina rămîne rezistivă, 2kΩ. Se vizualizează tensiunea pe sarcină, curentul prin șunt. Ce frecvență are fundamentală curentului?

Referatul de laborator trebuie să conțină:

- schițele tensiunilor pe tranzistor, sarcină, șunt
- raportul dintre tensiunea pe drenă și cea de alimentare
- raportul de transformare, calculat în gol și în sarcină
- raportul valorilor maxime ale curentului în secundar/șunt

Obiectivele lucrării:

- studiul strategiilor de modulație aplicabile convertorului cu punte H
- urmărirea variabilelor din invertor, verificarea restricțiilor asupra dispozitivelor de comutație
- efectul filtrului pe ieșire
- protecția la alimentare insuficientă

Aparate necesare: sursă stabilizată 12V/1A, osciloscop, voltmetru, platformă cu convertor cu punte H, rezistență de sarcină 27kΩ /2W, filtru LC de ieșire.

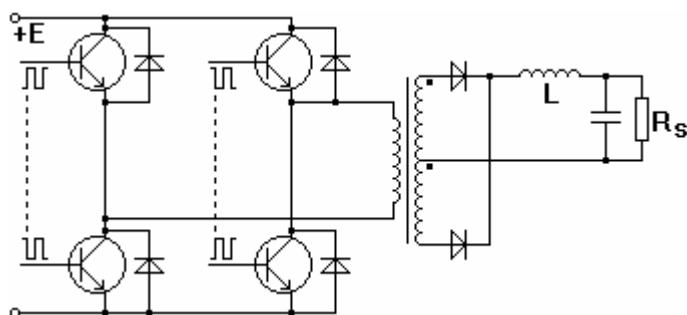
Breviar teoretic

Figura 1: Structura convertorului în punte H

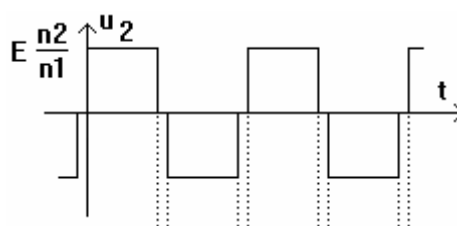


Figura 2: Tensiunea în secundar

Convertorul în punte H este cel mai des utilizat invertor autonom (convertor cc-ca), în surse neîntreruptibile (UPS) și în convertoare de rețea (de la panouri fotovoltaice). Secundarul transformatorului poate fi urmat de un redresor cu diode și un filtru, astfel încât circuitul să funcționeze ca un convertor cc-cc (figura 1). O explicație sumară a funcționării convertorului, în ipoteza unui factor de umplere 50%: o pereche de tranzistoare (așezate în brațe opuse ale punții) sînt în conducție, în timp ce celelalte sînt blocate. În intervalul următor, rolurile perechilor se schimbă. Tensiunea aplicată primarului este E în primul interval și $-E$ în cel de al doilea interval, ceea ce produce fluxul alternativ în miezul transformatorului (vezi tensiunea din secundar, figura 2). Tensiunea aproximativă pe sarcină este $U_s = E \cdot n_2 / n_1$, unde n_1 și n_2 sînt numerele de spire din primar și secundar. Puterea maximă în sarcină este dată de produsul $P = E \cdot I_{max}$, în care I_{max} este curentul maxim al tranzistoarelor. Principalul avantaj al convertorului este că obține această putere, fără să fie necesare tranzistoare de tensiune mare ($U_{max} = E$). Din structura circuitului se deduce imediat că: diodele de recuperare sînt obligatorii, introducerea timpului mort este obligatorie, iar două tranzistoare necesită comandă flotantă. Intervalul delimitat de linii punctate în figura 2 este timpul mort (desenat exagerat). Deoarece secundarele sînt cuplate în permanență cu sursa E (prin intermediul tranzistoarelor în conducție și al transformatorului), este necesar ca sarcina să fie separată de secundar printr-un filtru, de ordin minim 2. Structura din figura 2 este a unui convertor *step-down*, întrucît diodele redresoare din secundar joacă și rolul de diode de recuperare.

Din punct de vedere constructiv, punțile de putere mică se pot integra, odată cu circuitul de comandă a tranzistoarelor (exemplu L298, LMD18200). Pentru informația de curent, șuntul se poate plasa la potențialul GND, dar există și alte soluții: traductor de curent cu senzor Hall, traductor de curent în regim flotant (familia de circuite INA195-198) sau ieșire de curent de pe o fracțiune mică a ariei tranzistoarelor de comutație MOS (vezi figura 3). Circuitele mai integrează drivere pentru comandă flotantă, protecția la supracurent, la supratemperatură și la alimentare insuficientă.

Pentru stabilizarea tensiunii este necesară adăugarea circuitelor de comandă tipice: referință, reacție, amplificator de eroare, oscilator, modulator. În acest scop, se poate folosi un circuit dedicat (exemple TL494, SG3524). Reacția de tensiune trebuie adusă izolat, din considerențe de protecție a

persoanelor. Izolarea se poate realiza cu traductoare specializate de tensiune sau cu optocuplor. Varianta cu optocuplor este folosită în sursa auxiliară din sursa de PC, model ATX, în care este transmisă direct eroarea de tensiune (vezi figura 4.)

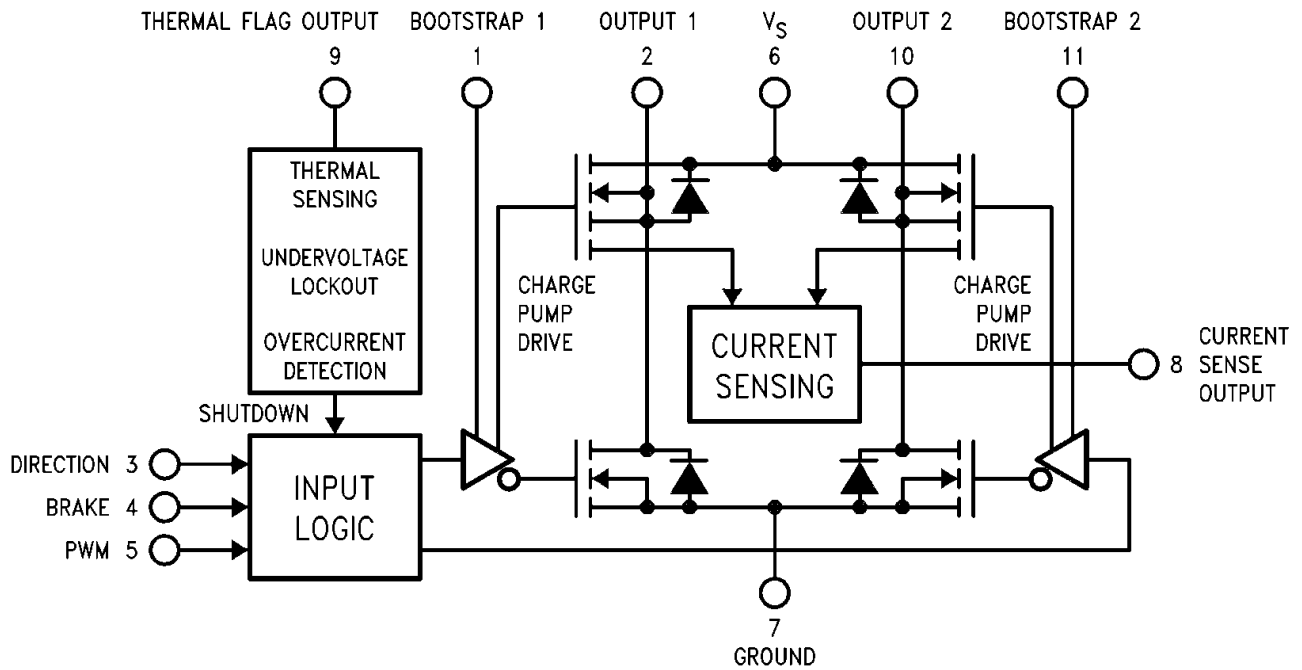


Figura 3: Punte H integrată (LMD18200)

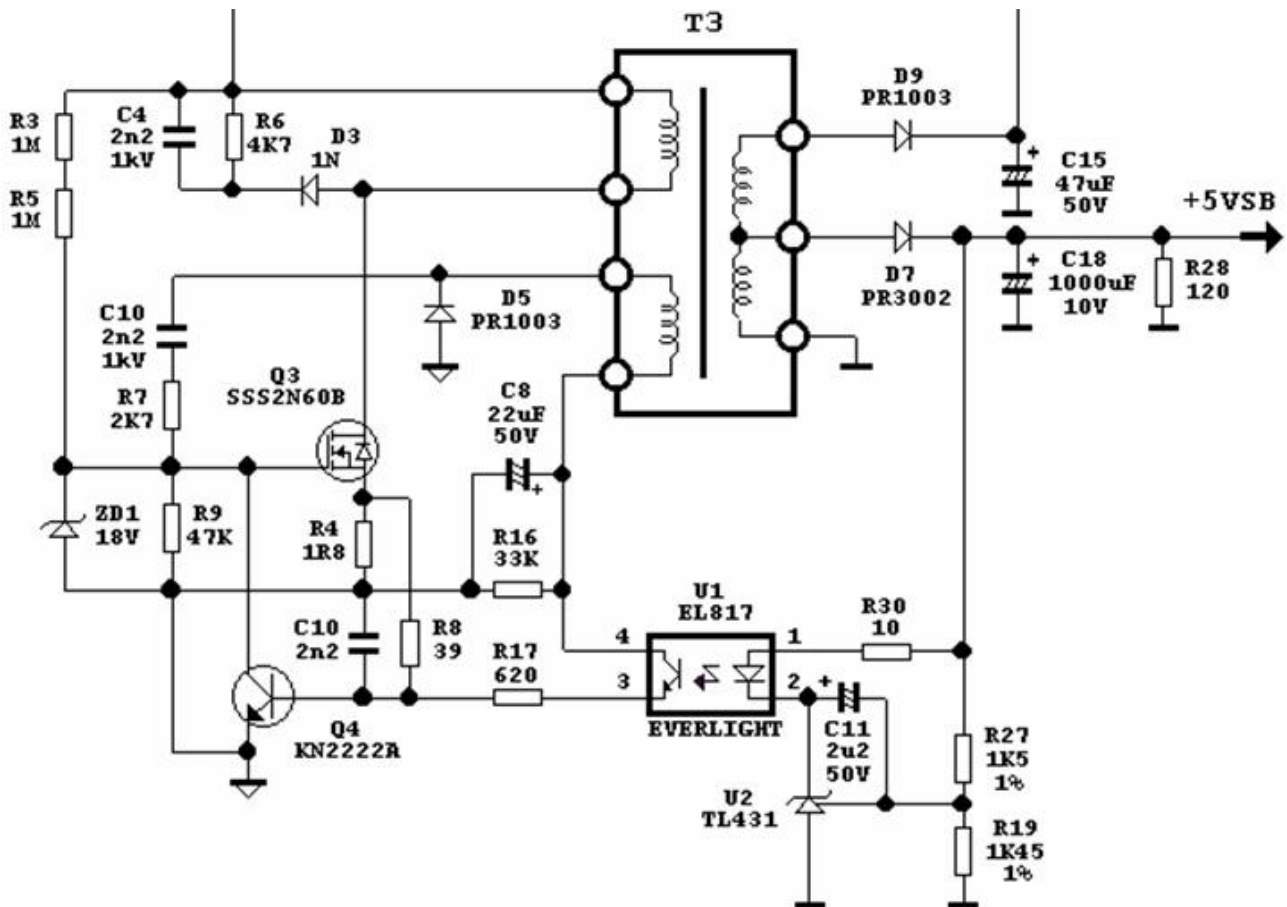


Figura 4: Sursa auxiliară din modelul ATX

Același tip de punte se poate folosi pentru generarea de tensiune alternativă dreptunghiulară, cu factor de umplere 50%. Pentru aceasta, se elimină un secundar, redresorul și filtrul, obținându-se forma de undă din figura 2.

Un alt mod de a utiliza puntea este de a realiza în secundar semnal cvasisinusoidal, folosind modulația PWM. Pentru aceasta, comanda comutației se face cu un semnal modulat în factor de umplere. Frecvența semnalului purtător (frecvența comutației) este mult mai mare decât frecvența semnalului modulator. Spre exemplu, pentru semnal modulator de 50Hz, frecvența comutației (semnalul purtător) se alege de la ordinul kHz în sus. În secundar se adaugă un FTJ, de tipul LC, și se obține pe sarcină un semnal de tensiune, similar cu semnalul modulator. Acesta este procedeul prin care se produce tensiune cvasisinusoidală, folosind numai componente de comutație și un filtru (vezi figura 5, pentru obținerea de tensiune sinusoidală). Atât transformatorul cât și filtrul se calculează pentru frecvența semnalului modulator (50Hz), ceea ce înseamnă componente de gabarit mare. Cele două variante de comandă descrise mai sus sînt folosite în sursele neîntreruptibile (UPS).

Modul de lucru (Mechatronics):

1. Se studiază structura convertorului cu punte H (figura 1), comanda cu factor de umplere constant (în regim permanent, figura 2), comanda cu factor de umplere variabil (modulația PWM, figura 5).
2. Se studiază schema platformei Microchip-Mechatronics (figura 6), cu microcontroler PIC16F917 și punte cu tranzistoare MOS de putere. Din conectorul JP8 se alege alimentarea punții de la 5V (alternativa este alimentarea externă). Pentru comanda punții, se realizează conexiunile:

RD4 la P1, RD4 la N2

RD5 la P2, RD5 la N1.

La ieșirea punții, DRIVE 1 și DRIVE2 este cuplată sarcina rezistivă 100Ω.

3. Se încarcă programul care realizează comanda cu undă dreptunghiulară, folosind: calculatorul cu MPLAB, programatorul Pickit2, fișierul ex4.asm. De obicei, este necesar resetarea stării FAULT și eliberarea semnalului Reset, din meniul programatorului. Se studiază formele de undă ale tensiunii pe sarcină, tensiunii pe un tranzistor și curentului prin sarcină. Se determină frecvența semnalului dreptunghiular, extremele tensiunii pe tranzistor.

4. Se reprogamează microcontrolerul, folosind programul care realizează comanda cu undă modulată PWM, din fișierul ex5.asm. Se vizualizează aceleași semnale ca mai sus, se determină frecvența semnalului purtător (intervalul mediu între comutații).

5. Se decuplează programatorul. La ieșirea punții este cuplată sarcina rezistiv-inductivă (100Ω în serie cu 1H). Se recuplează, se vizualizează semnalele de mai sus, se determină frecvența semnalului modulator, extremele tensiunii pe tranzistor. Se vor explica traseele curentului de sarcină, pe o perioadă, inclusiv pe durata timpului mort. Se va determina tensiunea pe o diodă blocată și pe o diodă în conducție. Din forma semnalului de tensiune pe sarcină, se deduce dacă este suficientă constanta de timp a filtrului R-L.

Modul de lucru (L298):

1. Se studiază structura convertorului cu punte H (figura 1), circuitul integrat L298 (figura 7), comanda cu factor de umplere constant (în regim permanent, figura 2), comanda cu factor de umplere variabil (modulația PWM, figura 5).

2. Se studiază schema platformei (microcontroler PIC16F917 și punte L298), tensiune de supraveghere la canalul analogic AN0, tensiune de reacție la canalul analogic AN4, buton de pornire la RA1, ieșiri modulate PWM la RC4 și RC5, ieșire de autorizare la RB5, LED de semnalizare la RB3, RB4.

3. La ieșirea punții este cuplat primarul transformatorului (două conductoare albastre). Secundarul în gol (cele două conductoare roșii). Se alimentează placa la tensiunea 12V. Se aprind intermitent LED roșu și verde, apoi se sting (convertorul pregătit). Se apasă buton de pornire, se aprinde LED verde (convertorul în funcțiune). Se oscilografiază ieșirile RC4, RC5, se observă modulația PWM (niveluri 0/5V). Se oscilografiază tensiunea pe primar, se observă că:

- tensiunea aplicată este bipolară (niveluri $-12\text{V}/+12\text{V}$), provine de la punte;
 - în momentele de blocare a tranzistoarelor de pe ambele polarități (timpul mort), tensiunea pe primar este ușor diferită de 0V . Explicați acest fenomen;
 - perioada tensiunii pe primar este aproximativ 20ms ;
 - numărul pulsurilor pe durata unei perioade de 20ms este de
4. În timp ce se oscilografiază comanda, reduceți tensiunea de alimentare la 10V . Se stinge LED verde, se aprinde LED roșu, semnalul de comandă este blocat (protecția la alimentare insuficientă).
5. Se oprește sursa. Se cuplează filtrul LC de ieșire la secundar (cele două fire roșii). La ieșirea filtrului se cuplează sarcina $27\text{k}\Omega / 2\text{W}$. Se pornește sursa, se revine la 12V , se pornește convertorul.
- ATENȚIE: Tensiunea din secundar este la nivel periculos. Măsurarea tensiunii se face fără a atinge cu mâna părțile metalice ale montajului sau ale aparatelor.** Osciloscopul pe scara $50\text{V}/\text{div}$, sonda cu divizare $10:1$. Se oscilografiază tensiunea pe secundar, se observă similitudinea cu tensiunea din primar. Se oscilografiază tensiunea pe sarcină, se observă efectul filtrului. Se verifică coincidența perioadei tensiunii pe sarcină cu perioada comenzii modulate.
6. Se deduce constanta de timp a filtrului, apoi frecvența de frîngere. Cum este aleasă frecvența de frîngere a FTJ, în raport cu frecvența de 50Hz ? Dar în raport cu frecvența pulsurilor (determinată la punctul 3)?

Referatul de laborator trebuie să conțină:

- forma comenzii modulate
- forma tensiunii pe sarcină
- explicarea valorii tensiunii în primar, pe durata timpului mort.

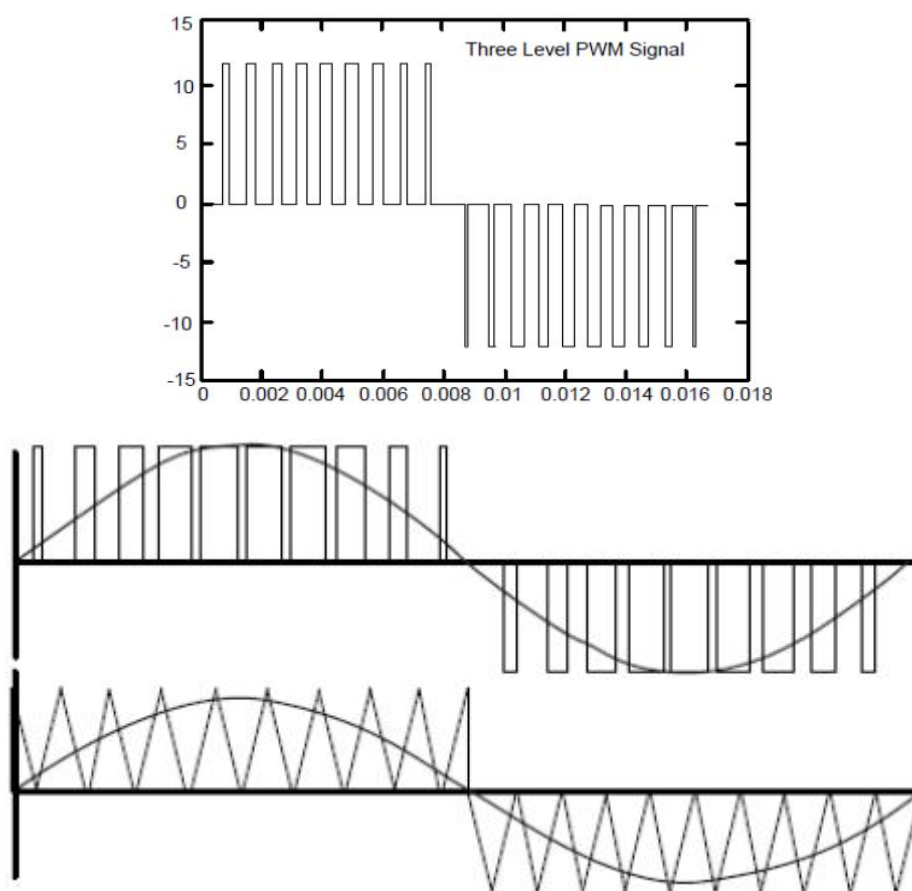


Figura 5: Comanda tranzistoarelor modulată PWM, pentru obținerea de tensiune sinusoidală, 50Hz

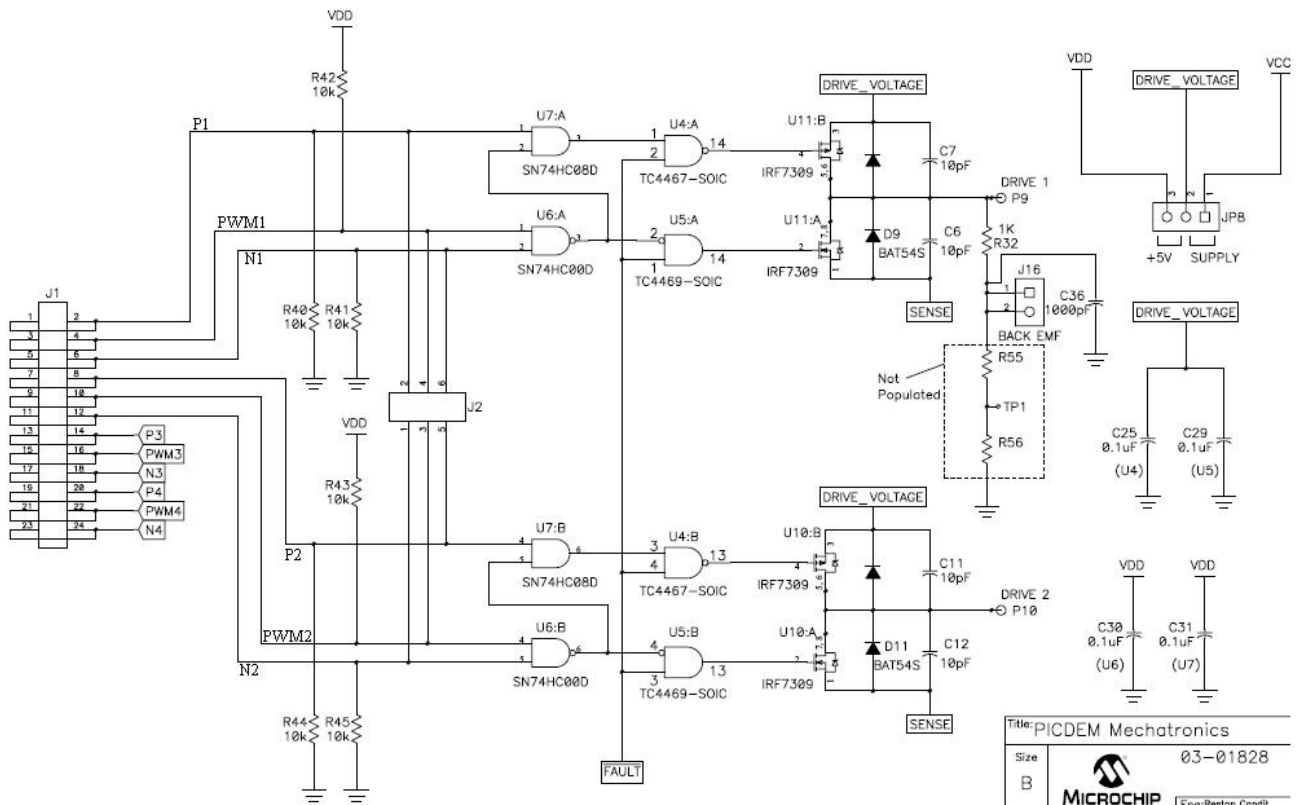


Figura 6: Structura convertorului de pe placa PICDEM Mechatronics (Microchip)

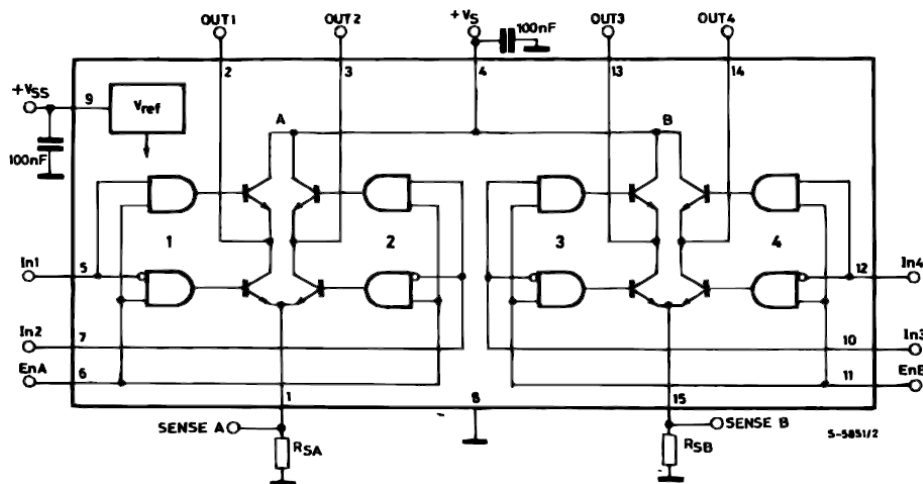


Figura 7: Structura punții integrate L298 (Semiconductor Technology)

Lucrarea 13: Sursă pentru calculator PC

Obiectivele lucrării:

- studiul convertorului în semipunte
- studiul circuitelor de comandă a dispozitivelor de putere
- studiul soluțiilor de izolare galvanică din sursa destinată produselor de uz casnic
- studiul proprietăților de stabilizare, închiderea buclei de reglare prin izolare galvanică

Aparate necesare: osciloscop, voltmetru, platformă cu sursă PC ATX/300W, sarcină 1-100Ω/25W, autotransformator.

Breviar teoretic

Conversia energiei în sursele uzuale de PC urmărește etapele:

- filtrare (filtru de rețea)
- redresare (conversie din c.a. în c.c.) și filtrare (netezirea tensiunii redresate)
- conversie din c.c. în c.a. (invertor autonom, cu transformator)
- redresare (conversie din c.a. în c.c.) și filtrare (netezirea tensiunii redresate)

Puterea transferată este de ordinul 200-400W. Simultan, sursele moderne (ATX) dispun de o sursă auxiliară, pentru alimentarea circuitului de comandă, sursă care urmărește aceleași etape, dar cu o putere transferată foarte mică (de ordinul 2-3W). Ambele surse îndeplinesc funcția de stabilizare a tensiunii. Schema bloc simplificată a sursei principale este prezentată în fig. 1, figura 2 conține schema sursei auxiliare, iar figura 3 evidențiază circuitul de comandă a tranzistoarelor bipolare de putere. Schema completă a sursei se găsește în figura 4.

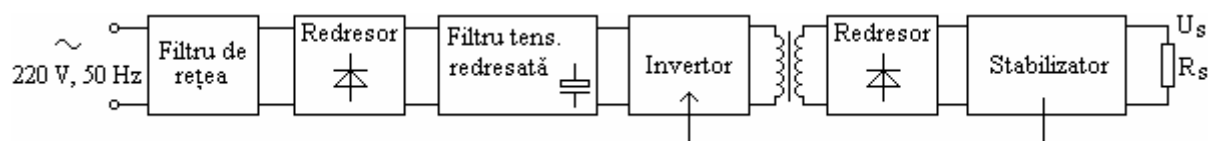


Figura 1: Schema bloc simplificată a unei surse de PC

Problemele care trebuie rezolvate, pentru o funcționare corectă, sînt:

- izolarea galvanică a ieșirii față de rețea (transformatoarele de putere și de comandă, precum și optocuplorul sursei auxiliare)
- coborîrea tensiunii de la 300V la 5V și 12V (transformatoarele)
- protejarea rețelei împotriva zgomotului de comutație al sursei (filtrul de rețea)
- stabilizarea tensiunii de ieșire (compensarea perturbațiilor rapide de la sarcină și alimentare, și a perturbației lente de la temperatură)
- protecția la supracurent, la alimentare insuficientă și generarea semnalului Power-Good (circuitul de comandă integrat).

Izolarea galvanică se rezolvă prin: transformator pe partea de transfer al energiei, transformator + optocuplor, pe partea de transfer al informației. Volumul mic al transformatorului este asigurat de lucrul la frecvență de comutație mare (peste 20kHz, pentru a evita zgomotul acustic). Pentru a folosi efectul de transformare, este necesar ca sursa să conțină un invertor, cu frecvența de comutație amintită. Transformatorul de putere rezolvă și problema coborîrii de tensiune. Ca urmare a prezenței invertorului, conversia c.a. în c.c. (redresarea) este necesară în două etape: de la rețea la invertor și de la secundarul transformatorului către sarcină. Amîndouă redresările sînt însoțite de filtru: filtru capacitiv la rețea și filtru LC dublu la sarcină. La filtrul de la sarcină se observă că, în afară de o pereche LC pentru fiecare ieșire, mai există trei bobine pe același miez (efect cumulativ), care limitează viteza de variație a curentului de sarcină, în momentul pornirii, indiferent de ieșirea sau ieșirile la care sînt cuplate sarcini.

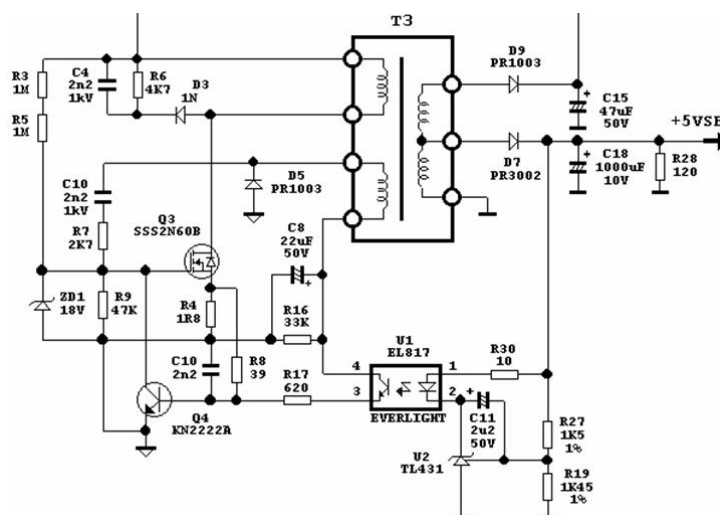
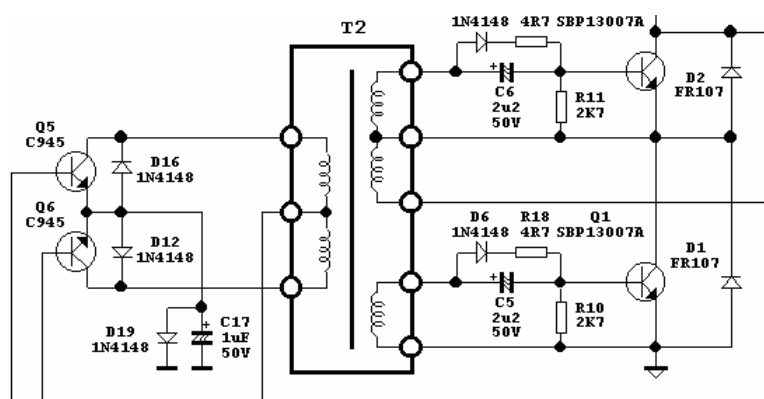


Figura 2: Sursa auxiliară din modelul ATX

Figura 3: Comanda tranzistoarelor de putere, cu inverter *push-pull*

Stabilizarea tensiunii de sarcină se realizează prin comanda în factor de umplere (modulare PWM) a inverterului. Circuitul specializat pentru reglare posedă: referință, amplificator de eroare, modulator, supravegherea tensiunii de alimentare (de la sursa auxiliară), introducerea timpului mort și circuitul de ieșire a comenzii, în contratimp. Atenție, reacția pentru stabilizare se ia de la ieșirea de +5V, nu de la sursa auxiliară! Comanda se transmite către tranzistoarele de putere prin intermediul unui convertor *push-pull*, avînd propriul său transformator. Circuitul specializat mai are o ieșire de semnalizare a regimului corect de stabilizare (Power-Good) și o intrare de autorizare a reglării (PS-ON). Pentru pornirea sursei principale, intrarea trebuie cuplată la 0V. Ieșirea de semnalizare este preluată de placa de bază a calculatorului, pentru a lua rapid măsuri de salvare a stării și a datelor, cînd tensiunea de sarcină se degradează, indiferent de motiv. Comanda de autorizare provine de la calculator (spre exemplu, la pornire sau la oprirea voluntară).

Perturbațiile produse de comutația inverterului sînt suprimate de filtrul de rețea (în cazul în care fabricantul nu l-a eliminat, din motive de economie!).

Modul de lucru:

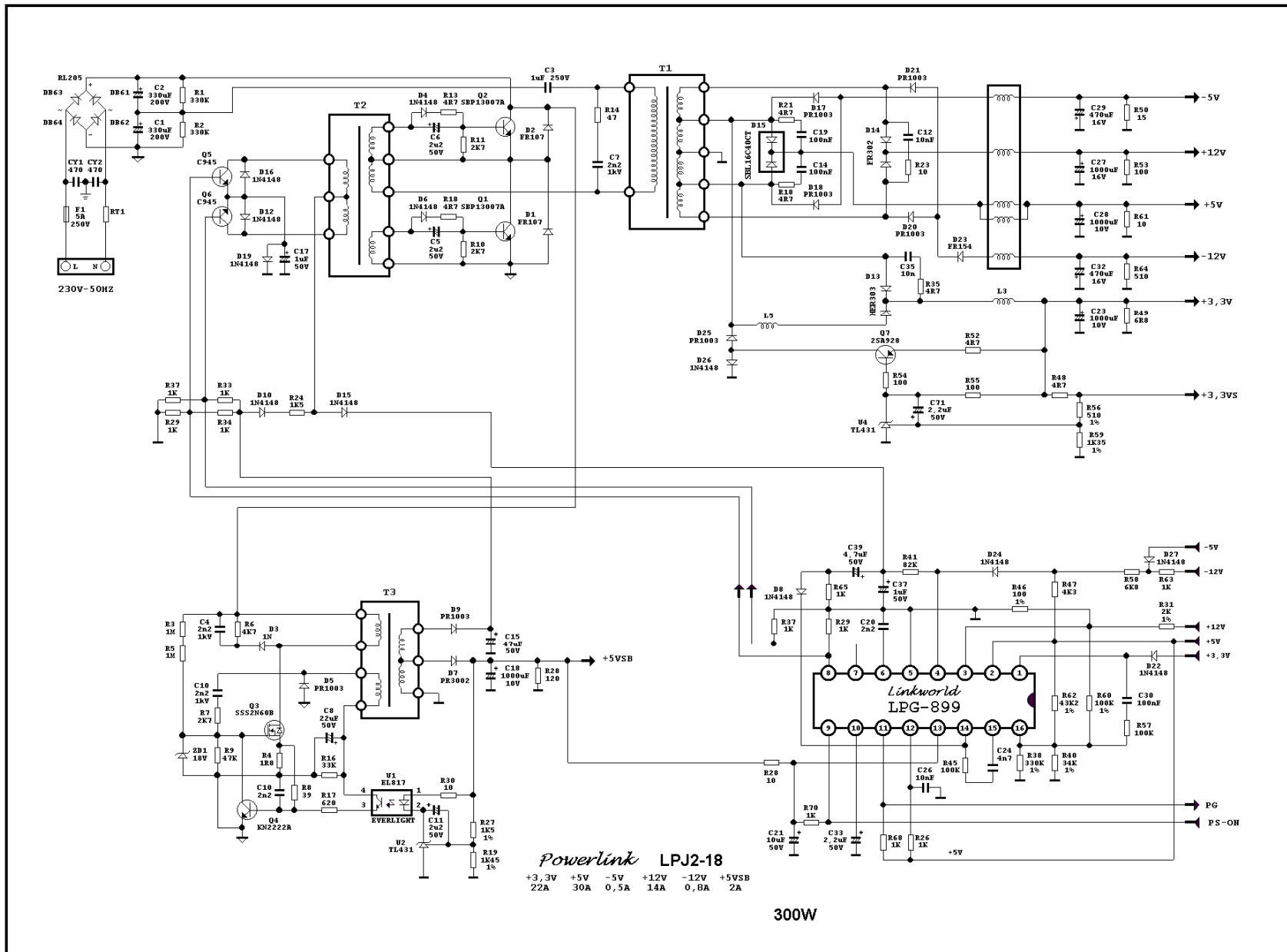
ATENȚIE: Punctele de măsură au fost alese pe partea de joasă tensiune. Pe partea de înaltă tensiune nu este prevăzută măsurare, întrucît circuitul este conectat galvanic cu rețeaua, iar valoarea tensiunii este periculoasă (300V). Este interzisă apropierea sondei osciloscopului de partea de înaltă tensiune.

1. Se studiază pe schemă circuitul de putere: redresor, filtru, primarul transformatorului T1, secundarele, redresorul cu diode, filtrele pe ieșire (bobinele CL1 pe același miez). Rolul diodelor de recuperare peste tranzistoare.

2. Se observă sursa auxiliară (+5V, 12V), reglarea prin comandă dată de circuitul integrat LPG899 (sau SG6105D, ...), izolarea galvanică a reacției prin optocuplorul U1.
3. Se observă bariera de izolare care separă partea de tensiune mare (alimentarea, semipuntea, primarul T1, circuitul primar din sursa auxiliară) de partea de tensiune mică, în contact cu utilizatorul (comanda cu Q5, Q6, circuitul integrat, secundarul sursei auxiliare, secundarul T1 cu diode și filtre).
4. Se observă transmiterea comenzii prin convertor *push-pull*, Q5, Q6, comandate din circuitul integrat. Diodele de recuperare peste Q5, Q6.
5. Se alimentează sursa, fără sarcină, fără ștrap între PS-ON și masă. Se măsoară tensiunea pe ieșirea de +5V (punctul 6) față de masă (punctul 7). Se constată că sursa nu a pornit.
6. Se oscilografiază tensiunea din secundarul sursei auxiliare (punctul 3) față de 7, apoi tensiunea auxiliară (+15V, punctul 2) față de 7. Se constată că sursa auxiliară lucrează, primarul transformatorului de comandă (T2) este alimentat. Se mai oscilografiază tensiunea de comandă în baza Q5 (punctul 4) față de 7. Se constată că nu au apărut impulsuri de comandă pentru Q5, Q6.
7. Se cuplează o sarcină mică (100 Ω) pe ieșirea de +5V. Se aplică ștrap între PS-ON și masă. Se măsoară tensiunea pe ieșirea +5V (punctul 6), pentru a constata că sursa a pornit.
8. Se oscilografiază tensiunile în bazele lui Q5 și Q6 (punctele 4, 8) și colectorul Q5 (punctul 1), față de punctul 7. Se măsoară duratele impulsurilor. Există suprapunere între conducția Q5 și Q6?
9. Se crește curentul de sarcină (scade rezistența de sarcină). Se oscilografiază din nou tensiunile din punctele 4 și 1 față de 7 și se măsoară durata impulsurilor. Se verifică tensiunea la ieșirea de +5V (punctul 6). Se constată că durata impulsurilor a crescut, pentru a compensa efectul creșterii curentului de sarcină (modularea în durată a impulsurilor de comandă). Dacă nu ar exista această compensare, tensiunea la ieșirea de +5V ar scădea.
10. Se decuplează sursa de la alimentare și se conectează la ieșirea unui autotransformator (încă nealimentat), a cărui tensiune de ieșire se reglează la 110V. Sarcina rămîne la valoarea anterioară (100 Ω), ca și ștrapul între PS-ON și masă. Se alimentează autotransformatorul, și se măsoară: tensiunea stabilizată (ieșirea +5V) și durata impulsurilor de comandă. Ce se constată, în privința duratei impulsurilor?

Referatul de laborator trebuie să conțină:

- forma comenzii modulate
- forma tensiunii pe sarcină
- explicarea valorii tensiunii în primar, pe durata timpului mort.
- comparații pentru tensiunea stabilizată și durata impulsurilor, între situațiile: alimentare 220V și sarcină mică, alimentare 220V și sarcină mare, alimentare 110V și sarcină mică.



Lucrarea 14: Comanda în fază a tiristoarelor și triacelor, cu comutație de la rețea

Obiectivele lucrării:

- studiul circuitului de comandă în fază (convertor tensiune/fază a impulsului)
- reglajele efectuate la comanda în fază, sincronizată cu rețeaua
- evidențierea efectului perturbațiilor asupra impulsului de comandă

Aparate necesare: osciloscop, voltmetru de c.a., platformă cu triac și β AA145, rezistență de sarcină reglabilă 600 Ω /50W.

Breviar teoretic

Convertoarele cu comutație de la rețea necesită comanda în fază a dispozitivelor semiconductoare. De regulă, sînt construite cu tiristoare (redresor-ondulator) sau cu triace (variator de c.a.) și necesită comanda sub formă de impuls de amorsare. Faza impulsului este măsurată față de momentul trecerii crescătoare prin 0 a tensiunii de alimentare, aplicate circuitului format din sarcină și tiristor/triac. Tehnica uzuală pentru comanda fazei impulsului este comparația între tensiunea de comandă și un impuls triunghiular, sincronizat cu tensiunea de rețea. Reglajele necesare pentru circuitul convertor sînt: durata impulsului triunghiular (o alternanță a tensiunii de rețea), durata impulsului de comandă, limitele maximă și minimă ale fazei.

Un circuit utilizat frecvent pentru comanda în fază este β AA145, care generează două impulsuri, în antifază. Simbolul și structura internă a circuitului sînt prezentate în figura 1. Un convertor de c.a., folosit ca aplicație reprezentativă, este prezentat în figura 2.

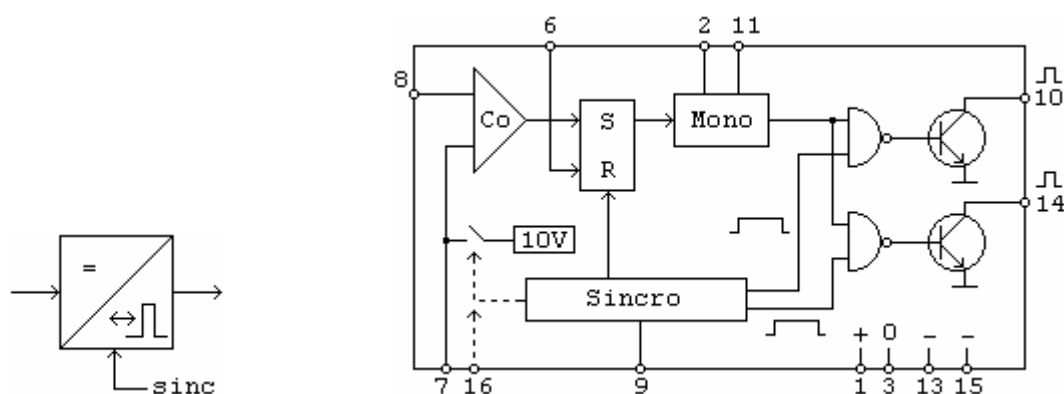


Figura 1: Simbol și structură internă ale circuitului de comandă în fază.

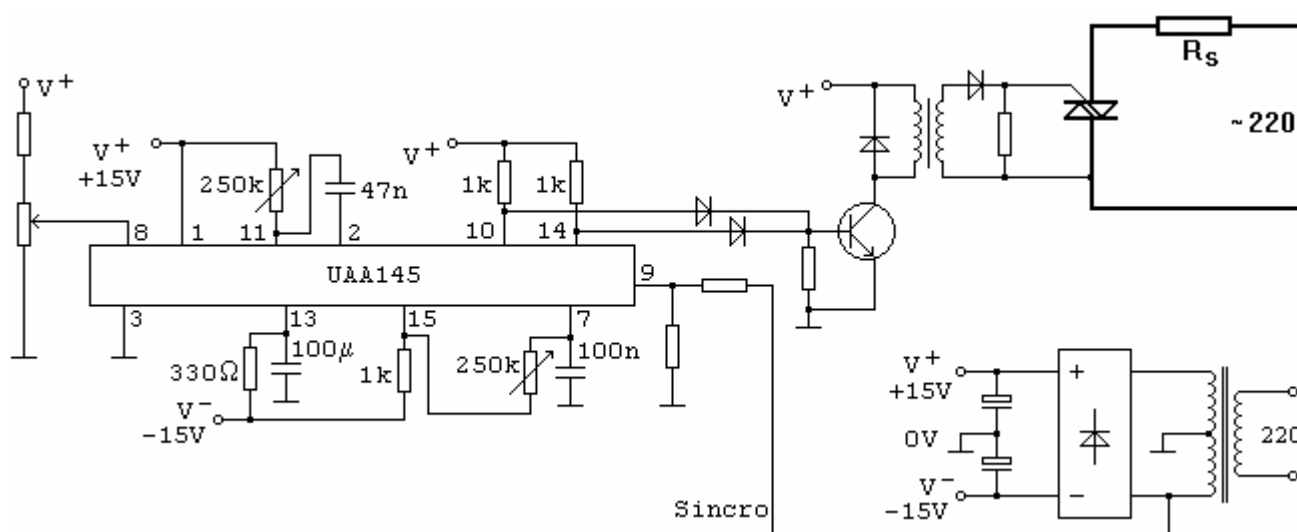


Figura 2: Variator de c.a., comandat în fază, cu β AA145

Circuitul generează două impulsuri (pin 10 și 14), câte unul pentru fiecare alternanță a tensiunii de alimentare. Curentul absorbit de ieșiri trebuie limitat la 15mA. Cele două impulsuri sînt comandate de aceeași tensiune de comandă (pin 8), care variază în intervalul 0 – 10V. Semnalul de sincronizare trebuie să aibă trecerea prin 0 în același timp cu trecerea prin 0 a tensiunii din circuitul de putere. Curentul în circuitul de sincronizare (pin 9) trebuie limitat la 10mA. Durata impulsului de ieșire se reglează la valoarea dorită din componentele RC ale monostabilului, atașate la pinii 2, 11. Durata semnalului triunghiular se reglează la 10ms (durata unei alternanțe) din componentele RC atașate la pinul 7.

Pentru convertoare c.a. – c.c., cele două impulsuri de ieșire merg la tiristoarele aflate la poli opuși, pe aceeași fază. Pentru variatoare de c.a., realizate cu triace, cele două impulsuri de ieșire pot merge la grila aceluiași triac.

Izolarea galvanică este realizată pe alimentarea circuitului de comandă, pe circuitul de sincronizare și pe cel de aplicare a impulsurilor de ieșire.

Alimentarea circuitului de comandă se face din transformator alimentat din alt secundar decît cel folosit pentru alimentarea de forță. În caz contrar, perturbația care apare, la comutația dispozitivelor de putere, poate crea erori de fază în circuitul de comandă.

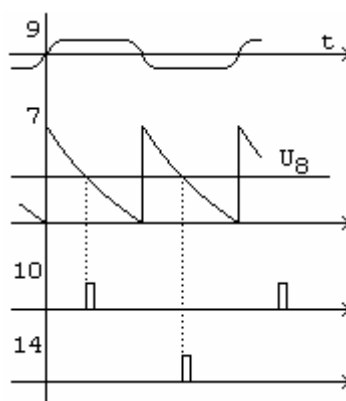


Figura 3: Semnalele de la bornele β AA145

Modul de lucru:

ATENȚIE: Punctele de măsură au fost alese pe partea de joasă tensiune. În general, în astfel de aplicații, măsurarea pe partea de înaltă tensiune (300V) trebuie efectuată cu sonde cu izolare galvanică.

1. Se studiază pe schemă circuitul de putere și circuitul de comandă. Se identifică reglajele pentru durata impulsului și durata triunghiului. Se verifică îndeplinirea restricțiilor privitoare la curentul prin pinii 9, 10, 14.
2. Se cuplează sarcina de 600 Ω , se alimentează circuitul. Comutatorul pentru semnalul de sincronizare se pune în poziția: sincro de la transformator al părții de comandă. Osciloscopul se sincronizează cu rețeaua. Se vizualizează tensiunea de sincronizare (secundar separat și pin 9), se alege referință de fază. Se oscilografiază semnalele de la pinii 7, 10, 14 și se compară cu cele din figura 3. Se variază tensiunea de comandă (pin 8) și se observă defazarea impulsurilor. Este posibilă observarea defazării, dacă osciloscopul este sincronizat cu unul dintre canale?
3. Se observă efectul reglajului la pin 7 asupra duratei semnalului triunghiular.
4. Se observă efectul reglajului la pin 11 asupra duratei impulsurilor (pini 10, 14).
5. **Folosind sondă cu izolare**, se oscilografiază tensiunea pe sarcină, în timp ce se modifică tensiunea de comandă (pin 8). Simultan, se măsoară tensiunea pe sarcină, cu voltmetru de c.a.
6. Comutatorul pentru semnalul de sincronizare se mută în poziția: sincro de la transformator de putere. Se vizualizează semnalul la pin 7. Ce se constată?

Obiectivele lucrării:

- studiul circuitului de comandă flotantă a tranzistoarelor de putere, limitele de funcționare
- generarea timpului mort, pentru convertoare în punte și semipunte
- studiul comportării condensatoarelor, în regim de comutație

Aparate necesare: osciloscop, platformă cu IR2110 și convertor în semipunte, sursă de alimentare 15V/0,2A, sursă de alimentare 50V/1A, rezistență de sarcină 100Ω/16W, bobină 1mH/1A.

Breviar teoretic

Tranzistoarele din invertoare lucrează în comutație și necesită impulsuri de comandă adecvate. Pentru tranzistoarele bipolare (vezi cazul tranzistoarelor din sursa de PC), comanda este în curent și se aplică între bază și emitor. Pentru tranzistoarele MOS și IGBT, comanda este în tensiune, se aplică între grilă și sursă. În invertoarele *push-pull*, circuitul de comandă poate fi aliniat la potențialul terminalelor comune ale celor două tranzistoare. Dimpotrivă, în invertoarele în punte și semipunte, jumătate dintre tranzistoarele de putere necesită comandă flotantă, întrucât terminalele de comandă ale tranzistorului nu sînt legate la un potențial fix. Pentru comparație, vezi schemele tipice pentru convertor *push-pull* și punte, în figura 1 (tranzistoarele „de sus” au baza și emitorul în regim flotant).

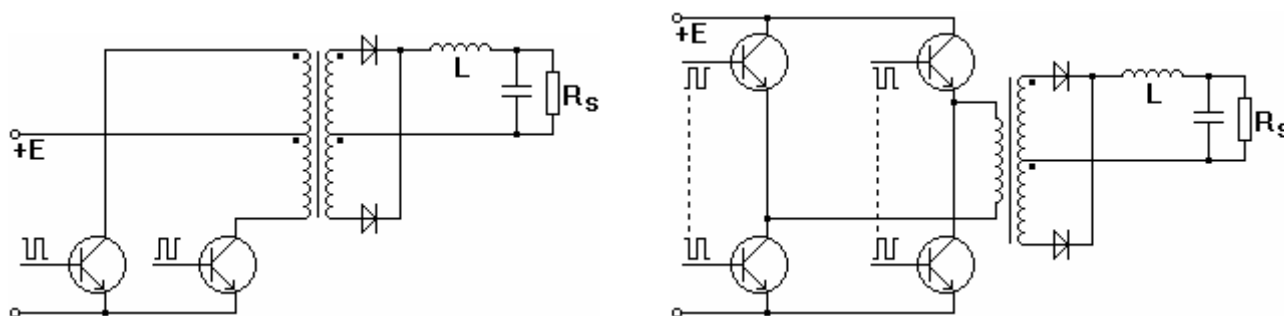


Figura 1: Invertor *push-pull* și invertor în punte

În figura 2 se găsesc patru soluții tipice de comandă flotantă (cu transformator de impuls, cu transformator și semnal modulată, cu izolare prin optocuplor și soluția *bootstrap*). Primele trei folosesc izolarea galvanică, care rezolvă implicit și cerința de comandă flotantă. Dar ele au dezavantaje. Transformatorul de impuls acceptă intervale de variație foarte înguste pentru frecvența de comutație și pentru factorul de umplere. Comanda modulată rezolvă problemele de mai sus, dar are timpi tranzitorii mari (nu este potrivită pentru frecvență de comutație mare). Soluția cu optocuplor este performantă, dar cere încă o sursă izolată. Toate cele trei soluții cer componente scumpe, cum ar fi transformatorul și introduc o întârziere inerentă, pe care proiectantul vrea să o evite. De aceea, în cazul tranzistoarelor MOS și IGBT, pentru frecvențe de comutație mari, cu limitare superioară a factorului de umplere, se preferă soluția *bootstrap*, cu condiția ca izolarea galvanică să fie introdusă în altă parte a schemei. (Denumirea *bootstrap* este dată prin similitudine cu circuitul liniar la care mărirea impedanței de intrare se face pe seama circuitului care urmărește fidel semnalul de intrare. Aici, potențialul circuitului de comandă pe grilă este aliniat la potențialul flotant al sarcinii.) Simbolul „Niv” este pentru un circuit de decalare a nivelului, iar simbolul „Dr” pentru circuitul driver, care aplică comanda pe grilă (curent neglijabil, pe palierul comenzii, dar curent mare, în regim tranzitoriu). Pentru ilustrarea funcționării, a fost ales circuitul IR2110 (International Rectifier, firma care a lansat această soluție), dar toți marii producători de circuite de uz industrial au produse similare. Schema bloc a circuitului se găsește în anexă, figura 10.

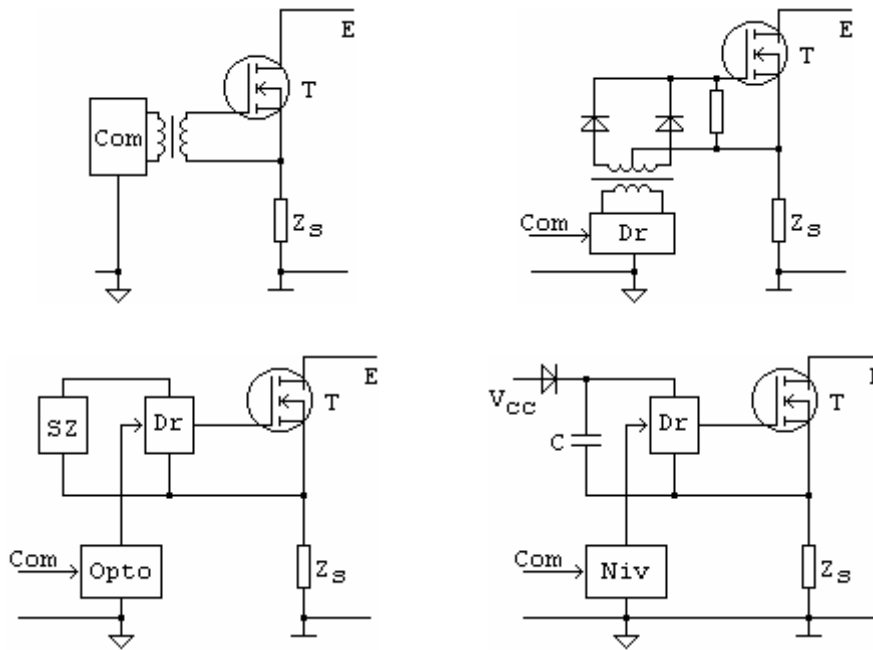


Figura 2: Soluții pentru comanda flotantă



Figura 3: Circuit echivalent, pe durata Toff (încărcarea C) și durata Ton (descărcarea C)

Alimentarea driverului, pe durata regimului flotant, când tranzistorul T este în conducție, se face din condensatorul C, deci durata conducerii lui T este limitată superior de descărcarea lui C. După descărcare, trebuie să aibă loc reîncărcarea condensatorului (pe un interval cel mult egal cu Toff), deci factorul de umplere al comenzii nu poate fi 100%. Regimurile de încărcare și descărcare a condensatorului sînt ilustrate în figura 3. Proiectantul alege o capacitate C, cu următoarele restricții:

- suficient de mare pentru alimentarea driverului, pe durata maximă a lui Ton;
- suficient de mică, pentru a permite reîncărcarea rapidă, pe durata minimă a lui Toff.

Variația tensiunii pe condensator este prezentată în figura 4a, unde s-a presupus o inductanță proprie neglijabilă. Intervalul de descărcare cvasiuniformă a condensatorului corespunde cu intervalul Ton, când singurul consum este cel al driverului. Panta tensiunii este dată de curentul consumat de driver și de capacitatea echivalentă (C plus capacitatea parazită grilă-canal):

$$\frac{dU_C}{dt} = \frac{I_{dr}}{C + C_{gs}} \quad (1)$$

Restricția impusă duratei maxime a lui Ton este ca tensiunea pe condensator să nu scadă sub valoarea minimă acceptată de driver, astfel încît tranzistorul să rămînă în zona de conducție (rezistență mică a canalului). Relația de dimensionare a capacității C este (vezi cap. 4 din curs):

$$C > \frac{C_{gs} \cdot U_{dr-min} + I_{dr} \cdot T_{on-max}}{V_{cc} - U_{dr-min}} \quad (2)$$

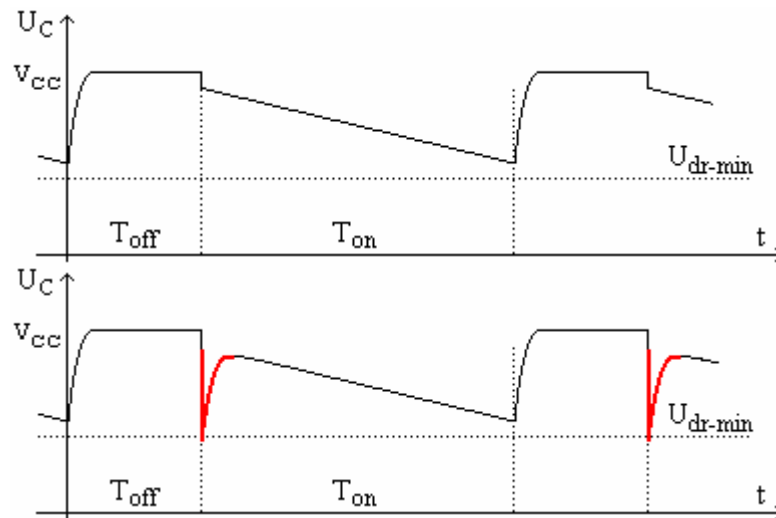


Figura 4: Variația tensiunii pe condensator, cazurile fără inductanță proprie (sus) și cu inductanță semnificativă (jos)

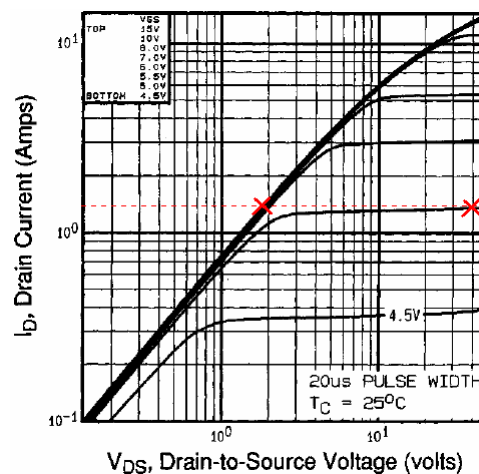


Figura 5: Caracteristicile de ieșire ale tranzistorului, comanda cu 8V, respectiv 5V

O explicație pentru limita inferioară a tensiunii de alimentare a driverului: o tensiune grilă-canal prea mică poate duce la creșterea rezistenței canalului (deschiderea insuficientă a tranzistorului), deci la distrugere, datorită puterii disipate foarte mari pe tranzistor. În cele două puncte de funcționare din figura 5, considerate la valoarea 1,5A a curentului de drenă, tensiunile drenă-sursă au valorile de 2V, respectiv 40V, pentru tensiune de comandă grilă-sursă de 8V, respectiv 5V. Puterile disipate pe capsulă sînt de 3W, respectiv 60W, ceea ce arată caracterul dezastruos al tensiunii de comandă insuficiente.

Restricția impusă duratei minime a lui Toff este: să permită reîncărcarea condensatorului. Acest proces are mai multe etape, în funcție de configurația circuitului de putere. Dacă sarcina nu are componentă inductivă (se întîmplă foarte rar), configurația din figura 3a permite reîncărcarea, cu o constantă de timp determinată de C și Rs. Dacă sarcina are componentă inductivă (asta se întîmplă în majoritatea covârșitoare a cazurilor), în paralel cu tranzistorul „de jos” există o diodă de recuperare (paralel cu Zs din figura 3a). La începutul intervalului Toff acea diodă se deschide, datorită energiei magnetice din sarcină, iar tensiunea la capătul de jos al condensatorului C este ușor negativă (tensiunea de deschidere a diodei). În acest interval, constanta de timp a circuitului

echivalent de încărcare este dată de capacitatea C și de rezistența internă a sursei de alimentare (vezi figura 6). Rezistențele dinamice ale celor două diode deschise au valori neglijabile. Dioda „de jos” se blochează când se epuizează energia din inductanța sarcinii, dacă acest lucru se petrece înainte de sfârșitul T_{off} . În continuare, presupunând că încărcarea C nu s-a terminat, ea continuă prin rezistența sarcinii (ca în figura 3a), deci cu o constantă de timp mult mai mare. De regulă, proiectantul va evita această situație și va asigura încărcarea C înainte de epuizarea energiei din inductanță.

Pentru exemplificare, presupunem că energia din bobină nu se epuizează, pe durata T_{off} , iar rezistența internă a sursei de alimentare, V_{cc} , este R_a . Ca urmare, proiectantul va alege capacitatea C astfel încât:

$$C < \frac{T_{off-min}}{3 \cdot R_a} \quad (3)$$

Dacă nu există soluție pentru relațiile (2) și (3), proiectantul revine și impune noi restricții, cum ar fi: mărește valoarea minimă a T_{off} , micșorează valoarea maximă a T_{on} , alege un driver cu curent consumat mai mic, alege V_{cc} mai mare sau o sursă V_{cc} cu rezistența internă mai mică.

Cele două fenomene (încărcarea și descărcarea C) au fost descrise în ipoteza că inductanța proprie a condensatorului este neglijabilă, vezi figura 4a. Dacă condiția nu este îndeplinită, comportarea sa, în regim de comutație, este defectuoasă, așa cum este ilustrată în figura 4b, unde s-a presupus un condensator cu inductanță proprie semnificativă. Pe durata regimului tranzitoriu, la apariția comenzii de deschidere a tranzistorului „de sus”, este posibil ca tensiunea să scadă sub valoare minimă acceptată de driver. De regulă, pentru a preveni această situație, proiectantul alege un condensator neînfășurat, cu valori mici ale ESR și ESL („equivalent series resistance”, respectiv „equivalent series inductance”).

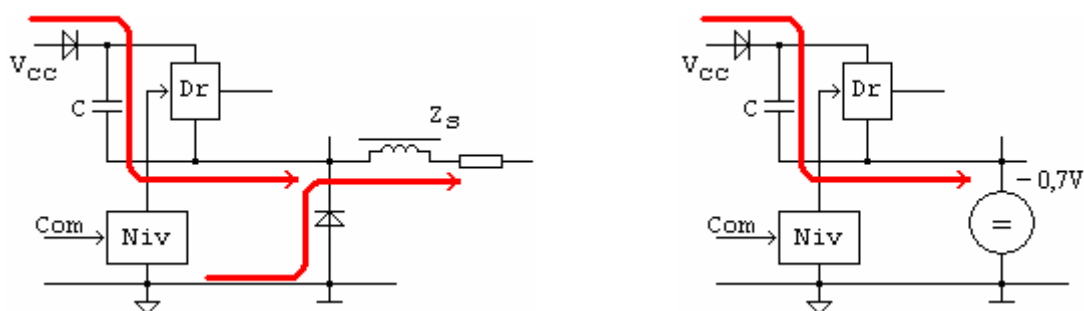


Figura 6: Circuitul de reîncărcare a condensatorului C , pe durata când dioda de recuperare este deschisă; circuitul echivalent

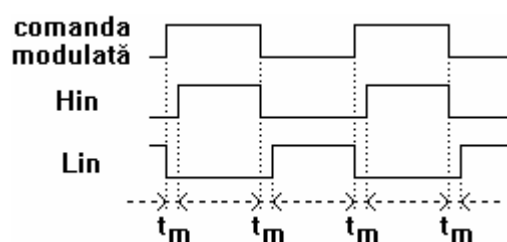


Figura 7: Semnalele de comandă pentru tranzistoarele din punte (cu timp mort)

Convertoarele care necesită comandă flotantă sînt invertoarele autonome în punte și semipunte, variatoarele de c.c. *buck* și *inverter* și alte scheme similare. Convertorul însuși (schemele în semipunte și punte, figurile 8 și 9) prezintă limitările uzuale, independente de felul în care este rezolvat caracterul flotant al comenzii. Tranzistoarele trebuie să satisfacă următoarele limite statice: tensiune maximă egală cu tensiunea de alimentare, curent maxim instantaneu egal cu curentul maxim prin sarcină. Existența a două tranzistoare în coloană impune introducerea unui

timp mort, adică întârziere a comenzii pentru tranzistorul care intră în conducție, față de momentul ieșirii din conducție a perechii lui, ca în figura 7. În mod uzual, timpul mort este introdus de circuitul de comandă, înaintea driverului. Chiar dacă circuitul driver introduce implicit un timp mort (vezi foaia de catalog), proiectantul trebuie să se asigure că acesta este suficient, față de timpul de comutație al tranzistoarelor folosite. Circuitele actuale care formează comanda, incluzând timpul mort, se bazează pe resursele hardware și software ale unui microcontroler, ceea ce conferă mare flexibilitate în modificarea timpului mort și în varierea on-line a comenzii (familiile PIC18F și PIC30F au reprezentanți specializați). Variantele mai vechi produceau comanda doar în hardware, ca în figura 8.

Dacă sarcina are caracter inductiv, sînt necesare diode de recuperare, pentru eliminarea energiei magnetice, în intervalul cînd nici un tranzistor nu este în conducție (timpul mort sau similar). În acest caz, pe durata timpului mort se pot evidenția curentul care circulă prin diode (figura 6), spre sursa de alimentare, și tensiunea pe sarcină, care scade sub 0V, iar apoi crește peste nivelul tensiunii de alimentare. Deși s-ar putea presupune că, atunci cînd sarcina este pur rezistivă, aceste diode nu sînt necesare, inductanța proprie a conductoarelor nu permite abateri de la regulă. În consecință, proiectantul prevede diodele iar producătorii de tranzistoare includ dioda de recuperare în capsula tranzistorului (vezi figurile 8, 9, 10, 11). Această măsură este ușurată de faptul că, în convertoarele uzuale, tensiunea maximă și curentul maxim suportate de diodă nu depășesc niciodată valorile suportate de tranzistor. Similar, dacă nu există componentă capacitivă a sarcinii sau tensiune contraelectromotoare, tranzistorul T2 („de jos”) nu este necesar în invertorul în semipunte, dar el a fost introdus (figura 8), pentru că conține dioda de recuperare, care este obligatorie.

Modul de lucru:

1. Se studiază schema (figura 8) și se identifică componentele generatorului de impulsuri, compus din:

- stabilizator de tensiune de 5V, pentru circuitele TTL (7805)
- oscilator, care determină frecvența de comutație (555);
- monostabil, care determină durata timpului mort, prin durata stării instabile (74121);
- circuitul de distribuire a impulsurilor, în contratimp, spre cele două tranzistoare (7474 și 7408);
- circuitul de întârziere a frontului crescător al semnalului de tact (404).

Se determină aproximativ frecvența de oscilație, ca inversa constantei de timp a circuitului RC folosit de oscilator (R1, C1).

Se studiază circuitul de transmitere a impulsurilor, compus din IR2110 (vezi schema bloc, în figura 10 și foaia de catalog), dioda D și condensatorul $C_x = C_4$. Circuitul este alimentat de la sursa de 5V pentru semnalele logice de intrare, și de la sursa de 15V, pentru formarea impulsurilor pe grilă.

Se extrag din foile de catalog: curentul absorbit și tensiunea minimă admisă de driver-ul flotant (IR2110), timpul de comutație al tranzistorului IRF520, capacitatea parazită grilă-canal.

Se studiază invertorul în semipunte, compus din două tranzistoare MOS, sarcină, sursă de putere și două rezistoare de atenuare a oscilațiilor din grilă.

2. Se alimentează circuitul de comandă (15V) și se observă:

- tensiunea stabilizată de 5V;
- frecvența de oscilație la 555 (se compară cu cea aproximată) și factorul de umplere (în general, diferit de 50%);
- frecvența impulsurilor de la ieșirile Q și $\bar{Q}$ ale bistabilului 7474 (jumătate din frecvența oscilatorului) și factorul de umplere (50%);
- impulsurile de comandă la pinii 3 și 11 ai porții 7408, care conțin timp mort. Știind că IR2110 nu inversează polaritatea impulsurilor, rezultă că impulsurile pe grilă vor conține, de asemenea, timp mort. Se măsoară timpul mort (se folosesc cele două canale ale osciloscopului, sincronizare cu una dintre ieșiri);
- se măsoară durata stării instabile a monostabilului 74121 (pin 1) și se compară cu timpul mort. Ce relație există între ele?

– se variază timpul mort din semireglabilul R5 (lîngă 74121), apoi se readuce la valoarea inițială de 2 μ s (suficientă față de timpul de comutație al tranzistoarelor IRF520);

3. Se introduce un condensator 10nF, multistrat, pe poziția lui Cx, în conectorul de lîngă IR2110 (pinii 5 și 6). Se verifică funcționarea circuitului de transmitere a impulsurilor. Impulsurile la ieșirile lui IR2110 trebuie să fie în fază cu intrările (HO față de HIN și LO față de LIN). Cît timp sursa de putere nu este pornită, semnalul HO poate fi vizualizat față de masă (COM);

4. Se cuplează sarcina rezistivă, se alimentează convertorul de la sursa de putere.

Se folosește un singur canal pentru a vizualiza semnalul de comandă pentru tranzistorul de sus (la IR2110, pin 7 față de pin 5), se observă intervalele Ton și Toff. Se verifică faptul că, pe durata Ton, tensiunea nu scade sub valoarea minimă admisă de IR2110. (Acest semnal nu poate fi vizualizat simultan cu tensiunile care au o extremă la masă.) Se vizualizează tensiunea între HO (pin 7) și masă (1 canal), care trebuie să fie 0V pe durata Toff și aproximativ suma celor două tensiuni de alimentare, pe durata Ton. Se vizualizează tensiunea pe condensatorul Cx, se disting intervalele de încărcare rapidă (Toff), scădere lentă (Ton), salt negativ (la începutul Ton). Se evaluează panta semnalului, pe porțiunea descendentă, și se compară cu valoarea teoretică, din relația (1).

5. În continuare, se schimbă condensatorul de pe poziția Cx cu:

- 10nF, ceramic
- 100nF, multistrat
- 100nF, înfășurat, nepolarizat
- 1 μ F, electrolitic, cu tantal
- 1 μ F, electrolitic, cu aluminiu

În fiecare caz, se vizualizează tensiunea pe condensator și se urmăresc: viteza de încărcare, viteza de descărcare, existența unui impuls negativ, în momentul trecerii de la Toff la Ton (ca în figura 4b). Aceste fenomene sînt influențate de capacitatea Cx și de ESL, ESR.

6. Se vizualizează tensiunea pe sarcină, se pune în evidență tensiunea pe durata timpului mort. Se înlocuiește sarcina rezistivă cu o sarcină rezistiv-inductivă (posibil și cu componentă capacitivă, în paralel cu cea rezistivă, sau cu tensiune contraelectromotoare). Se observă modificările apărute în tensiunea pe sarcină, pe durata timpului mort, ca efect al componentei inductive (depășește intervalul dintre 0V și tensiunea de alimentare).

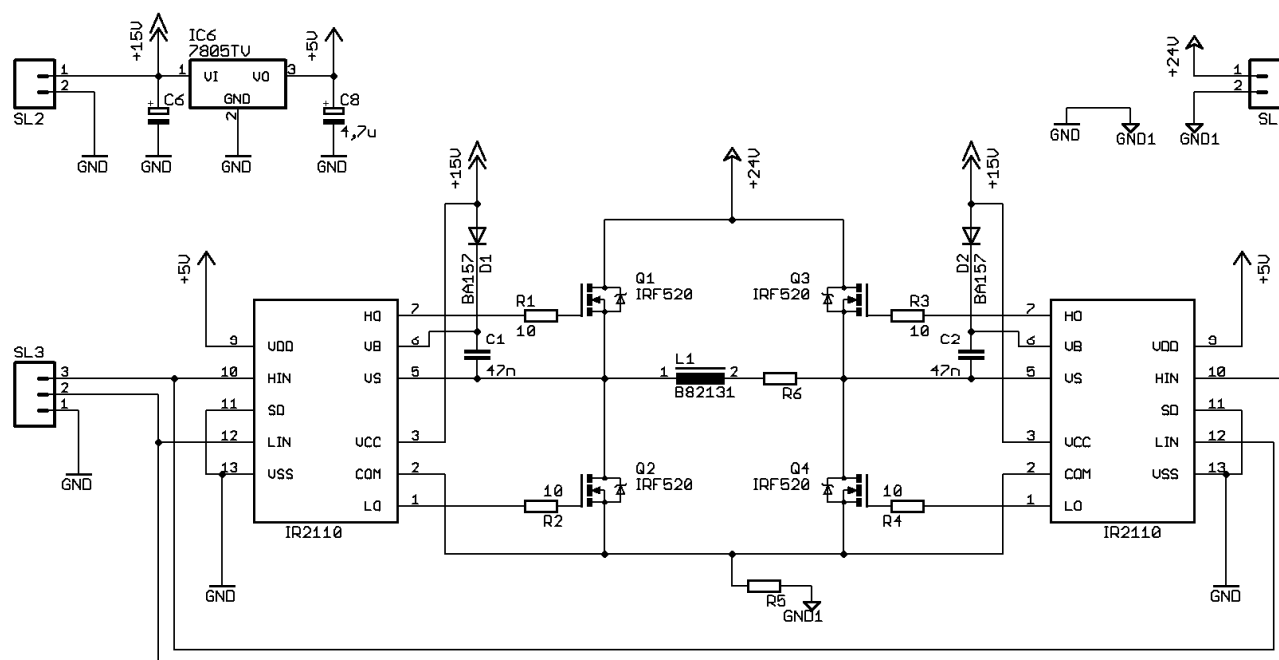


Figura 9: Convertor în punte, cu comanda flotantă produsă de circuitele IR2110

Typical Connection

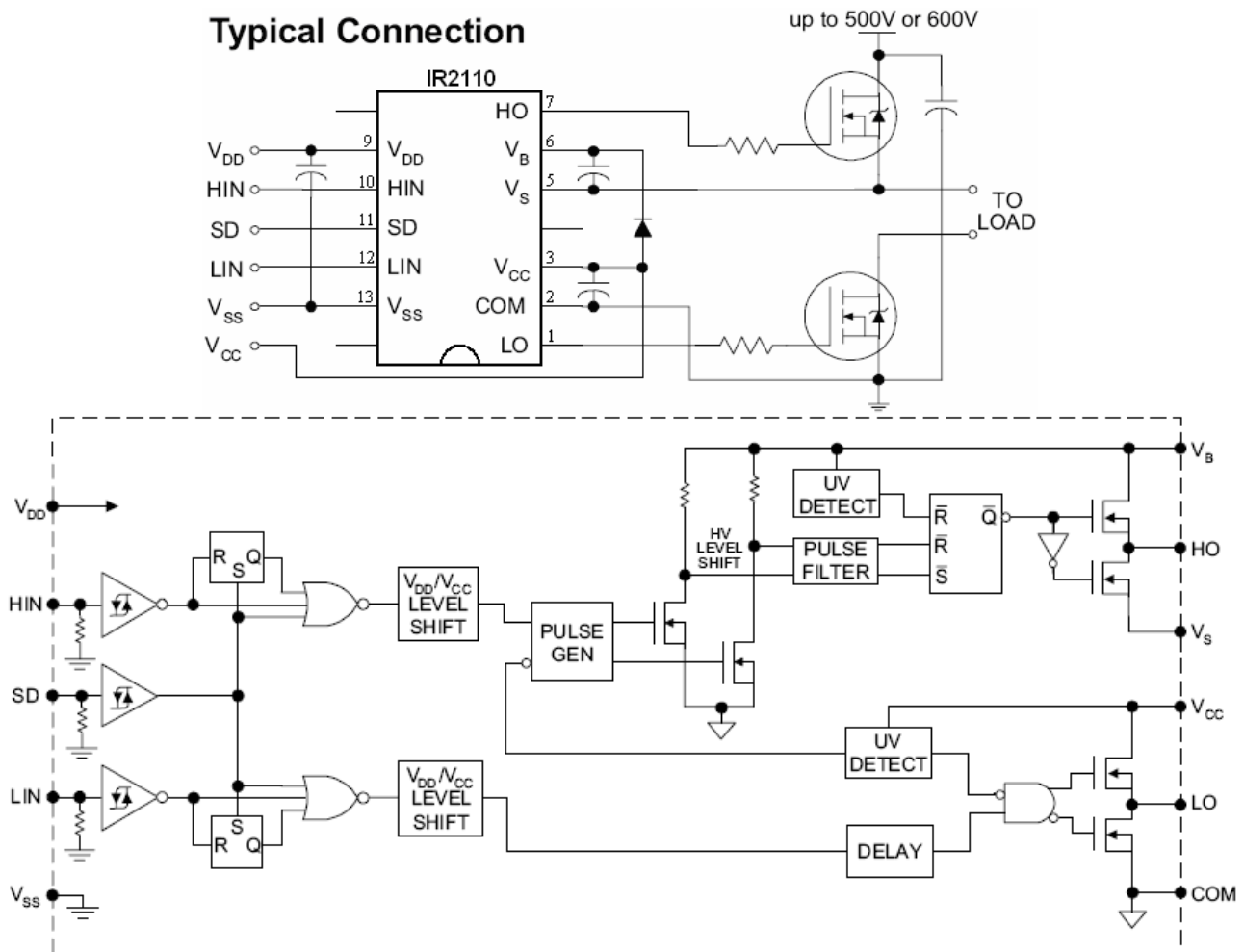


Figura 10: Conexiunea tipică, poziția pinilor și schema bloc IR2110, capsula PDIP14

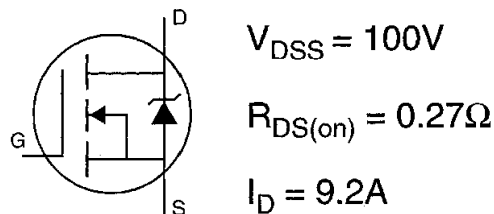


Figura 11: Simbolul tranzistorului MOS IRF520, cu dioda inclusă și principalii parametri statici

Referatul de laborator trebuie să conțină:

- constanta de timp a oscilatorului și frecvența de oscilație
- comparația între duratele timpului mort și stării instabile a monostabilului
- schița tensiunii HO față de V_S
- schița tensiunii pe C_x , verificarea vitezei de scădere a tensiunii, pe durata T_{on} , și verificarea valorii minime, față de cea permisă de IR2110
- schițe comparative ale tensiunii pe C_x , pentru alte valori nominale și versiuni tehnologice ale condensatorului
- schițe comparative ale tensiunii pe sarcină (îndeosebi pe durata timpului mort), pentru cazurile cu și fără componentă inductivă

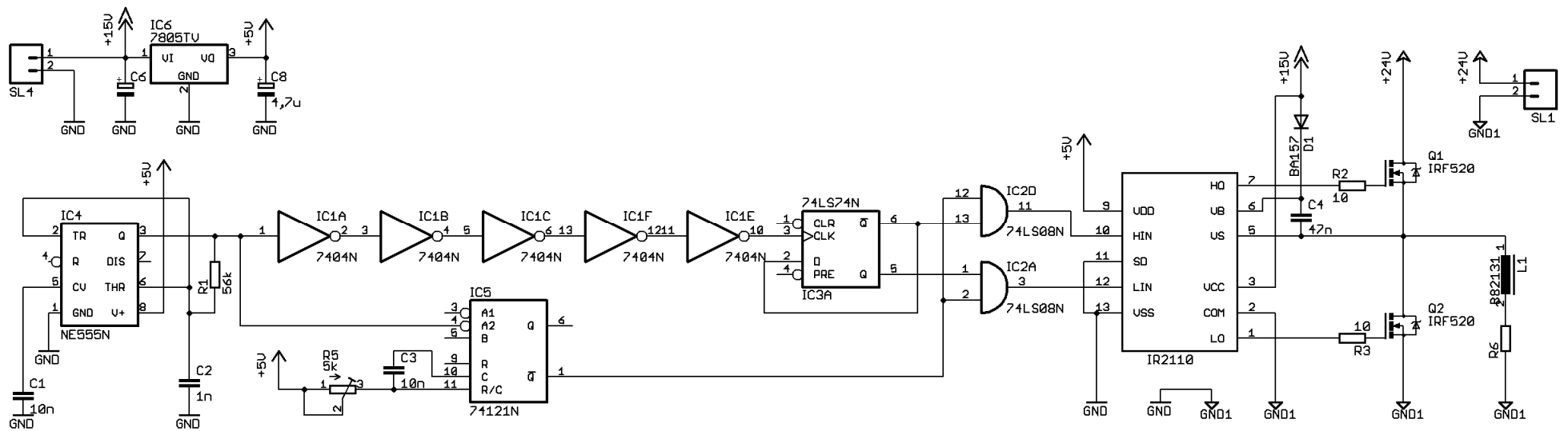


Figura 8: Schema convertorului în semipunte, cu generarea în hardware a comenzii cu timp mort

