

5.3. Stabilizatoare în comutație

Stabilizatoare liniare

- riplu mic pe sarcină
- răspuns rapid la acțiunea perturbațiilor
- randament mic (îndeosebi când tensiunea de alimentare nestabilizată are fluctuații mari).

Stabilizatoare în comutație (unul sau mai multe dispozitive de putere lucrează în comutație)

- randament ridicat (chiar pentru gamă largă a tensiunii de alimentare)
- gamă largă de tensiuni de alimentare
- componente cu gabarit mic (trafo, bobine, condensatoare, radiator), datorită frecvenței de comutație mari, în comparație cu frecvența rețelei, și randamentului
- riplu mai mare, la frecvențe superioare
- propagarea în mediul înconjurător a perturbațiilor produse de comutație

Tipuri de stabilizatoare în comutație (clasificate după tipul de convertor):

- convertoare cu capacități comutate (comutație de la rețea sau comutație autonomă)
- variatoare de curent continuu (convertoare c.c.-c.c.)
- invertoare autonome (convertoare c.c.-c.a. plus redresor și filtru).

5.3.1. Convertoare cu capacități comutate

Proprietăți

- gabarit foarte mic
- simplitate
- curent de ieșire relativ redus
- rezistență de ieșire mare

Comutație

- de la rețea
- autonomă

Capacități comutate de la rețea = redresoare multiplicatoare de tensiune

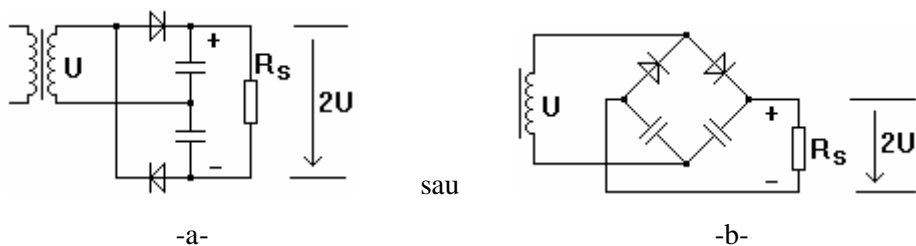


Figura 5.17: Redresor dublilor de tensiune

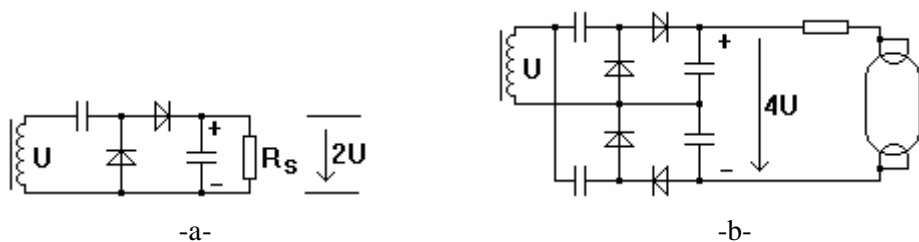


Figura 5.18: Pompă de sarcină pentru redresare cu dublare sau cvadruplare a tensiunii

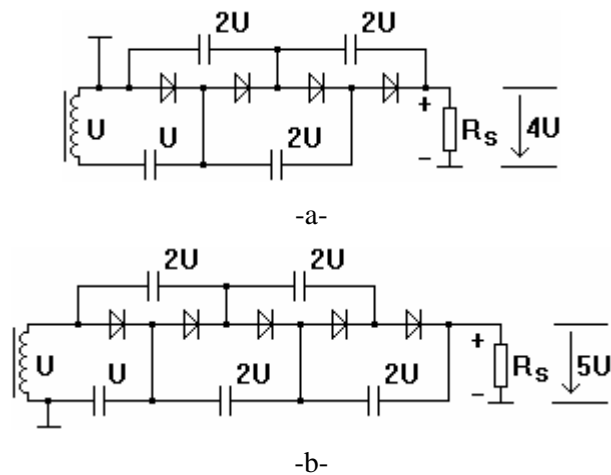


Figura 5.19: Multiplicarea tensiunii redresate (cu pompă de sarcină), de un număr par, respectiv impar, de ori

Proprietăți

- necomandate (comută diode)
- tensiune mare cu componente de tensiune mică ($2U$)
- rezistență de ieșire mare
- se folosesc numai pentru curenți mici
- multiplicare de n ori dacă $2pfR_sC/n \gg 1$.

Exemple: tensiune înaltă în televizoare, osciloscopae etc.

Capacități comutate autonom

- alimentare de la tensiune nestabilizată continuă (nu depind de rețea)
- posibile frecvențe mari (gabaritul condensatoarelor și timpul de răspuns)
- scheme de dublor, inversor, triplor = pompă de sarcină
- rezistență de ieșire mare (Ω)
- curent mic (zeci de mA)
- randament (depinde de curent și tensiunea de intrare) pînă la 90%
- gama tensiunilor de intrare
- gabarit mic (capsulă PDIP, SSOP)
- regimul shutdown ($1\mu A$)

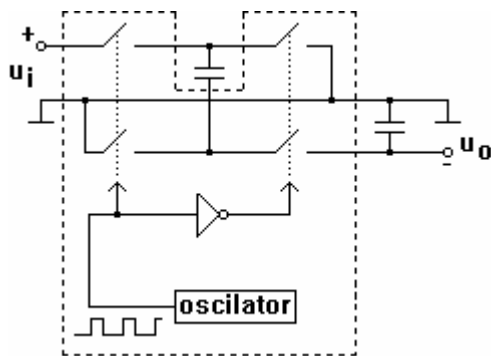


Figura 5.20: Inversorul de tensiune

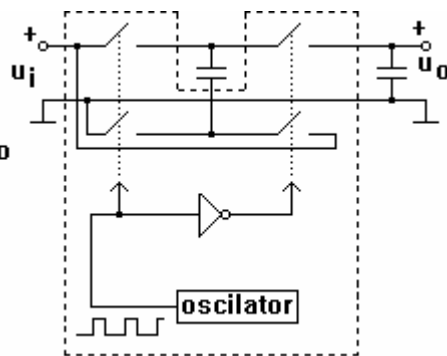


Figura 5.21: Dublorul de tensiune

Comanda – factor de umplere

Strategii de modulare

Evaluarea riplului - exemplu cu un factor de umplere de 50%. Relație aproximativă (condensatoare egale):

$$\Delta u_s \cong \frac{I_s t}{C} = \frac{I_s}{2fC} \tag{5.21}$$

Vezi exemplul foaia de catalog MAX680, MAX660, MAX860, (www.maxim-ic.com), convertor fără reglare

MAX619, convertor cu stabilizare

De observat structura de reglare, randament, curent maxim, rezistența de ieșire, frecvența de comutație, valorile capacității, număr de condensatoare flotante, răspunsul în regim tranzitoriu

REG71050, TPS60140, TPS60501

Vezi MAX232, ieșire $\pm 10V$, condensatoarele flotante

Vezi www.ti.com

5.3.2 Stabilizatoare cu variator de tensiune continuă

- puteri în sarcină - sute de W
- randamentul mai bun decât 90%
- alimentare de la tensiune nestabilizată continuă
- gama largă de tensiuni de alimentare
- la puteri mici – dezavantajoasă (gabarit)
- denumirea "chopper".

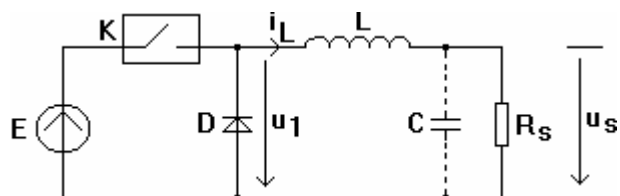
Principiul de funcționare a convertoarelor și evaluarea riplului

- coborâtorul de tensiune ("buck" sau "step-down")
- ridicătorul de tensiune ("boost" sau "step-up")
- inversorul ("inverter" sau "buck-boost")

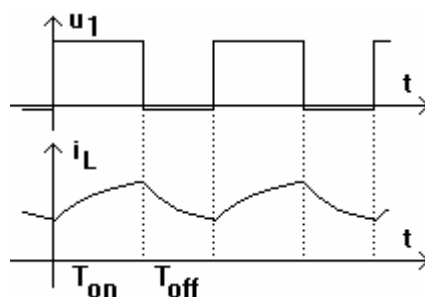
K = tranzistor bipolar sau MOS

Step-down ales ca exemplu reprezentativ

- comutația diodei (recuperare, protecția) – prezența ei este obligatorie
- continuitatea curentului prin bobină – nu are discontinuități
- regim de curent neîntrerupt prin bobină sau întrerupt
- valoarea medie a tensiunii
- efectul pierderilor
- evaluarea riplului
- filtru L vs. filtru LC
- evaluarea performanțelor de regim tranzitoriu



-a-



-b-

Figura 5.22: Convertorul "step-down" și formele de undă

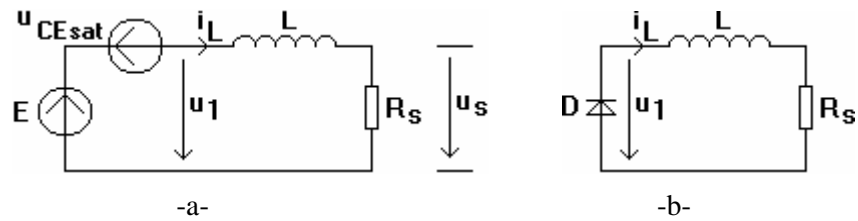


Figura 5.23: Circuitele echivalente ale convertorului în intervalele T_{on} și T_{off}

$$U_s = (E - U_{CEsat}) \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} + (-U_D) \frac{T_{off}}{T_{on} + T_{off}} \quad (5.22)$$

Efectul pierderilor: corecție prin înmulțire cu raportul $\frac{R_s}{R_s + r}$.

Tensiune medie (regim de curent neîntrerupt)

$$U_s \cong gE \quad (5.23)$$

unde g = factorul de umplere al comutației tranzistorului

Cine sînt perturbațiile?

Cine este comanda (care poate fi folosită pentru stabilizare)?

Evaluarea riplului

a = raportul dintre perioada de comutație și constanta de timp a circuitului:

$$a = \frac{T_{on} + T_{off}}{t} = \frac{R + r}{L} \cdot (T_{on} + T_{off}), \quad (5.24)$$

Riplul relativ (tensiunea de zgomot raportată la tensiunea medie), cînd se folosește doar filtru L:

$$\frac{\Delta u_s}{U_s} = a(1 - g). \quad (5.25)$$

Utilitatea condensatorului

Riplul relativ, cu filtru LC:

$$\frac{\Delta u_s}{U_s} = \frac{1}{8} a^2 (1 - g) = \frac{(T_{on} + T_{off})^2}{8LC} \cdot (1 - g) \quad (5.26)$$

Step-up

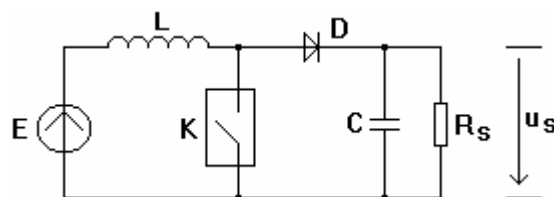


Figura 5.24: Convertorul "step-up"

$$U_s = E \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} = \frac{1}{1 - g} \cdot E. \quad (5.29)$$

Inverter

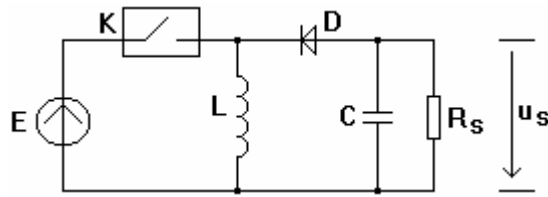


Figura 5.25: Convertorul "inverter"

$$U_s = -\frac{g}{1-g} \cdot E. \quad (5.32)$$

Rolul condensatorului la step-up și inverter

Regimul "direct" sau "forward", regimul "flyback" sau "de revenire".

Sensibilitate diferită la acțiunea perturbațiilor esențiale

Efecte dinamice în funcționarea variatoarelor, evaluarea timpului tranzitoriu și a suprareglajului

induse de

- variația sarcinii
- variația tensiunii de alimentare
- comutație
- bucla de reglare

efecte dinamice contradictorii ale filtrului: filtrarea și răspunsul rapid la perturbații

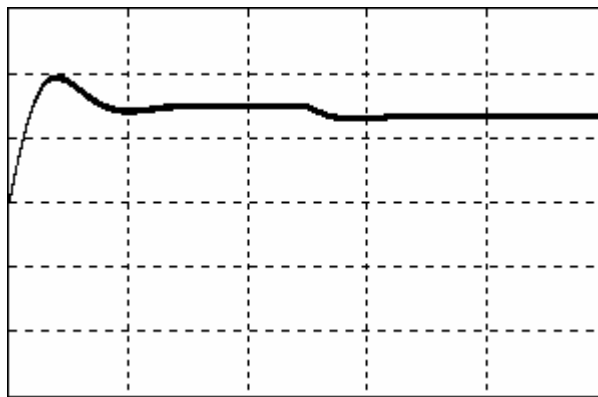


Figura 5.26: Evoluția tensiunii pe sarcină, ca răspuns la perturbații

Funcția de transfer a circuitului:

$$H(s) = \frac{R}{R+r} \cdot \frac{1}{s^2 LC \frac{R}{R+r} + s(\frac{L}{R+r} + C \frac{Rr}{R+r}) + 1}, \quad (5.33)$$

simplificare

$$H(s) = \frac{1}{s^2 LC + s \frac{L}{R} + 1}. \quad (5.34)$$

constanta de timp și factorul de amortizare:

$$t = \sqrt{LC} \quad (5.35)$$

$$z = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (5.36)$$

Efectul comutației diodei, utilizarea de diode Schottky (timp de comutație mic, tensiune mică în conducție).

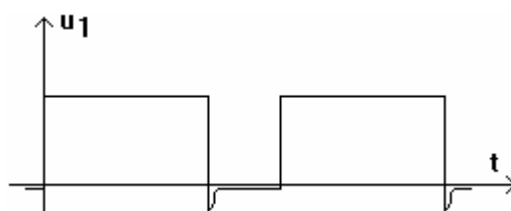


Figura 5.27: Efectul comutației lente a diodei

Regimul de curent întrerupt prin bobină, condiție de evitare a acestui regim

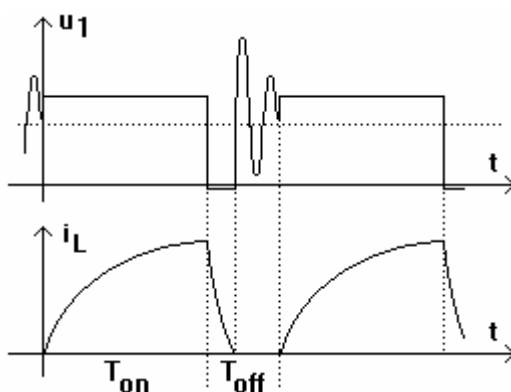


Figura 5.29: Regimul de curent întrerupt prin bobină

$$L > \frac{U_s T_{off_max}}{2I_{s_min}} = \frac{U_s (T_{on} + T_{off})}{2I_{s_min}} (1 - g_{min}) = \frac{U_s (T_{on} + T_{off})}{2I_{s_min}} \left(1 - \frac{U_s}{E_{max}}\right), \quad (5.40)$$

Exemplu: la o sursă de 5V/60A, alimentată din tensiune nestabilizată de 15V, producătorul a indicat o valoare minimă admisibilă de 15A, pentru curentul de sarcină.

Exemplu de proiectare a variatorului

Din nou, se ia ca exemplu tipic circuitul "buck" (sau "step-down"), care este un convertor direct, coborîtor de tensiune. Mărimile impuse prin tema de proiectare sînt:

- tensiunea nominală pe sarcină;
- curentul de sarcină nominal;
- curentul minim al sarcinii;
- riplul maxim pe sarcină;
- timpul tranzitoriu maxim, ca răspuns la perturbații (alimentare și sarcină);
- valoarea maximă admisă a suprareglajului provocat de același răspuns.

Tensiunea de alimentare poate să fie impusă (inclusiv limitele ei de variație) sau să fie aleasă de proiectant, în funcție de tipul de alimentare cerut prin temă. Frecvența de comutație se alege suficient de mare, încît să permită reducerea gabariturii componentelor reactive, dar nu prea mare, pentru a nu mări pierderile prin comutație și perturbațiile electromagnetice. Valorile uzuale ale frecvenței se situează între 5 și 100 kHz (mai mari pentru convertoarele de curenți mici). Curentul minim al sarcinii se impune pentru a evita regimul de curent întrerupt prin bobină. El depinde de

caracteristicile consumatorului, dar nu se permite o gamă de variație prea mare, pentru că se alterează performanțele sursei. De obicei, curentul minim al sarcinii se ia peste 20% din curentul maxim.

Din mărimile enumerate se deduc cerințele formulate în legătură cu variatorul: valoarea maximă admisă a factorului de ondulație, curentul de sarcină minim (pentru care încă nu s-a instalat regimul de curent întrerupt), factorul de amortizare minim (din suprareglajul maxim) și constanta de timp maximă (din timpul tranzitoriu). Pentru prima condiție se apelează la relația (5.26), pentru a doua se folosește (5.40), iar pentru ultimele două sînt utile (5.35) și (5.36). Rezultă patru relații care mărginesc intervalele în care pot fi alese valorile L și C : (5.41) - (5.44). Corespunzător, perechea LC poate fi aleasă în interiorul unui domeniu ca cel hașurat din figura 5.32.

$$L > \frac{U_s}{2fI_{s_min}} \left(1 - \frac{U_s}{E_{max}}\right) \quad (5.41)$$

$$t^2 = LC < \frac{1}{9} t_{tranz}^2 \quad (5.42)$$

$$\frac{L}{C} > \left(\frac{4U_s}{I_{s_min}} z_{min}\right)^2 \quad (5.43)$$

$$LC > \frac{1}{8f^2 \left(\frac{\Delta u_s}{U_s}\right)_{max}} \cdot \left(1 - \frac{U_s}{E_{max}}\right) \quad (5.44)$$

După L și C se aleg tranzistorul de comutație și dioda, pe baza tensiunilor maxime, a curentului maxim, a timpului de comutație și a puterii disipate (la tranzistor, puterea disipată depinde strîns de timpul de comutație). În fine, se alege circuitului de reglare (un circuit integrat dedicat), potrivit cu care se dimensionează divizorul pentru reacția de tensiune și șuntul pentru limitarea de curent.

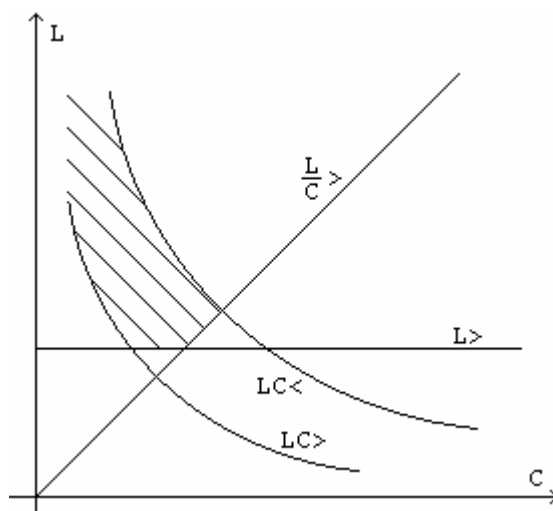


Figura 5.32: Domeniul plan corespunzător valorilor admisibile ale L și C

Evaluarea puterii disipate pe dispozitiv

Al doilea efect al timpului de comutație este creșterea puterii disipate pe dispozitive. Pe durata în care tranzistorul este blocat, puterea disipată este nulă, deoarece curentul este nul. Pe durata în care tranzistorul este în conducție, tensiunea este mică (U_{CEsat} pentru tranzistoarele bipolare sau o valoare similară pentru MOS). Dacă comutația ar fi ideală, puterea disipată pe tranzistor ar fi doar:

$$P_{d1} = gU_{CEsat}I_s \quad (5.37)$$

În realitate, fenomenul conducției implică un interval de timp în care curentul și tensiunea pe tranzistor sînt simultan nenule, ca în figura 5.28. În figură, timpul de comutație a fost notat cu t_c . Prin integrarea, pe această durată, a produsului dintre tensiunea pe tranzistor și curent, se obține valoarea aproximativă a energiei disipate la o comutație. Procesul de comutație se repetă de două ori pe perioadă, deci puterea disipată este proporțională și cu frecvența comutației. Valoarea aproximativă a puterii disipate astfel este:

$$P_{d2} = \frac{1}{3} E I_s t_c f, \quad (5.38)$$

în care f este frecvența de comutație. În fapt, puterea disipată poate fi mai mare, în funcție de capacitățile și inductanțele parazite (spre exemplu, capacitatea parazită a diodei blocate). Pentru dimensionarea tranzistorului, se ia în considerare suma puterilor din relațiile (5.37) și (5.38).

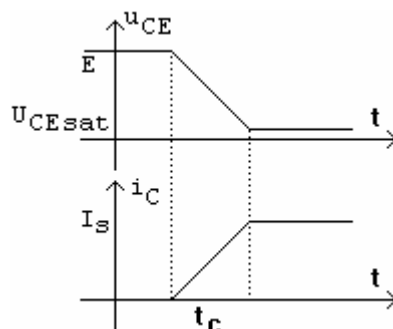


Figura 5.28: Comutația tranzistorului

Circuitul de reglare a tensiunii de sarcină (stabilizarea)

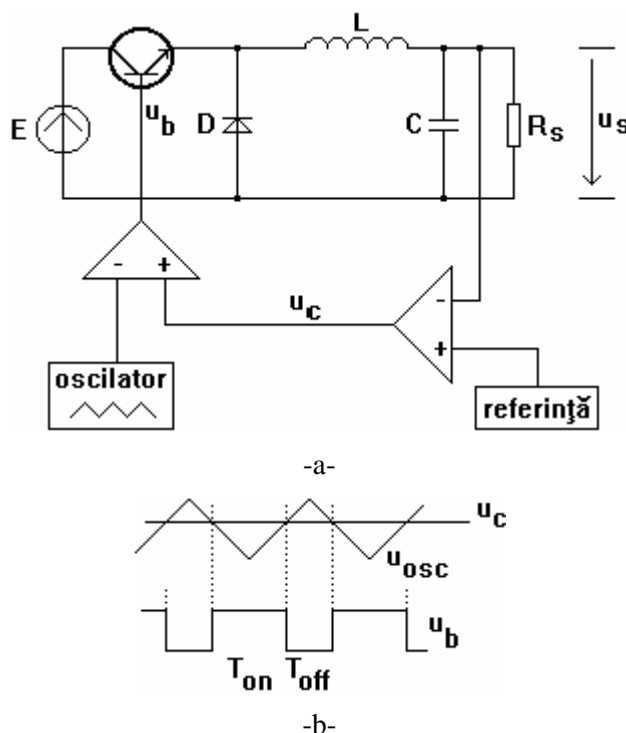


Figura 5.30: Schema de reglare a tensiunii cu un convertor "buck" și modularea impulsurilor în factor de umplere (PWM)

O schemă reprezentativă pentru circuitul stabilizator care folosește un variator de c.c. este cea din figura 5.30. Ea conține variatorul, amplificatorul de eroare (regulatorul propriu-zis), oscilatorul pe frecvența de comutație și modulatorul în factor de umplere. Din figură se observă compararea referinței cu reacția de tensiune, precum și modularea semnalului de comandă, prin comparația între ieșirea regulatorului și purtătoarea furnizată de oscilator. Este importantă alegerea intervalelor de conducție și blocare (prin semnele intrărilor la modulator), astfel încât reacția de tensiune să fie negativă. Regulatorul este de tip proporțional (P) deoarece dinamica variatorului este deja complicată, deci o lege de reglare mai complicată ar putea duce la oscilații. Suplimentar, banda regulatorului (amplificatorul de eroare) trebuie limitată, tot pentru prevenirea oscilațiilor. De obicei, fabricantul prevede o capacitate de compensare, în acest scop.

Modularea în factor de umplere este doar o variantă dintre multele posibile, pentru stabilirea comenzii în stabilizator. Alte variante conțin generatoare de impulsuri de durată constantă și pauză variabilă, sau salve de impulsuri de frecvență, durată și factor de umplere constante, separate de pauze variabile.

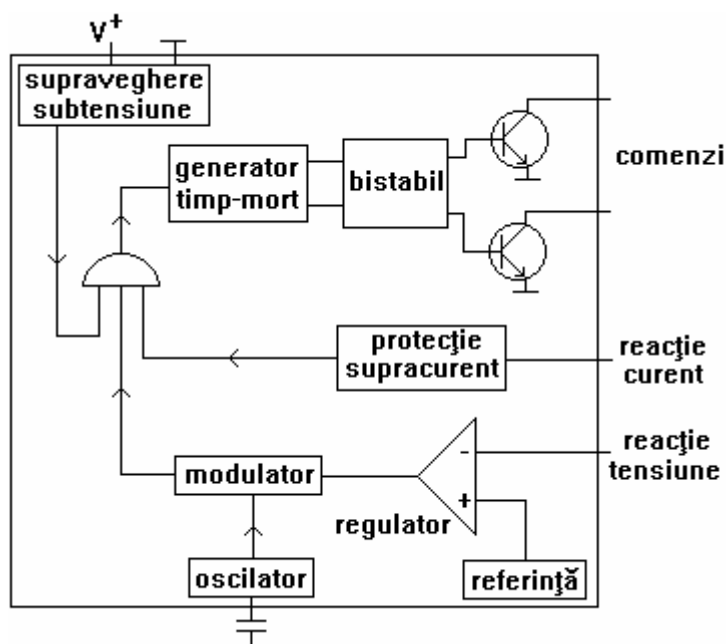


Figura 5.31: Circuit integrat dedicat comenzii și reglării în stabilizatoare în comutație

Producătorii de circuite integrate au lansat pe piață un număr însemnat de circuite specializate pentru comanda și reglarea în stabilizatoare lucrând în comutație. În general, ele sînt adecvate atît stabilizatoarelor cu variator cît și celor cu invertor, dar există și circuite dedicate numai unui tip de convertor. În figura 5.31 apare un astfel de circuit, de uz general (SG3524). El conține:

- circuitul de alimentare internă, care are și funcția de protecție la alimentare cu tensiune prea mică (subalimentare);
- generatorul de referință;
- amplificatorul de eroare;
- oscilatorul;
- modulatorul;
- generatorul de timp mort (pentru comanda a două tranzistoare în contratimp);
- circuitul de ieșire (tranzistoare cu colectorul în gol sau alte tipuri);
- limitarea de curent și, eventual, protecția la supracurent.

Alte circuite cu scheme asemănătoare sînt 78S40 sau TL494. Acesta din urmă a fost extrem de popular în toată lumea, mai mulți ani, pentru alimentarea stabilizată din calculatoarele PC. TDA1060 este un alt exemplu de circuit specializat pentru comanda circuitelor în comutație, dar este adecvat numai pentru cele care conțin un singur tranzistor.

Exemple de circuite dedicate unor aplicații particulare sînt:

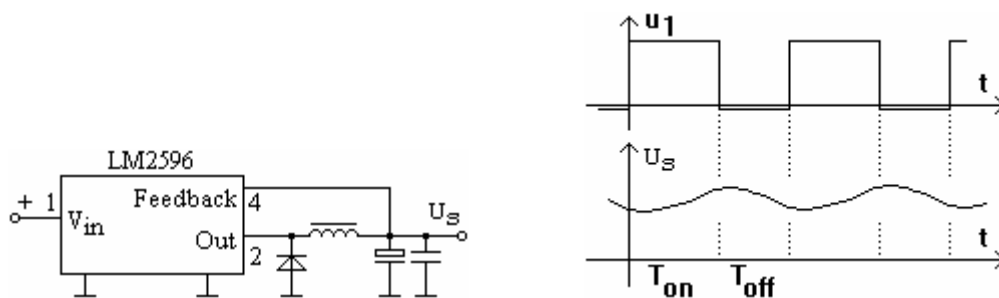
- MAX634, la care trebuie adăugate numai bobina, condensatorul și dioda, pentru a obține un inversor, cu tensiune de alimentare 3-16,5V, tensiune de ieșire pînă la -20V, curent maxim 500mA și randament 85%;
- MAX742, la care trebuie adăugate 2 tranzistoare, 2 bobine, 2 condensatoare, 2 diode și 2 șunturi, pentru a obține un stabilizator ridicător de tensiune, cu alimentare la 5V, ieșire la $\pm 12V$, curent 2A, randament 90%.

Unele din circuitele familiei de mai sus lucrează la 100-200kHz, au circuit de pornire lentă („soft-start”) și metode de modulare care includ limitarea curentului în fiecare ciclu.

[Vezi exemplu foaia de catalog TL494, SG3524](#)

[Vezi exemplu foaia de catalog MAX730, MAX606, MAX735, MAX743](#)

[Vezi exemplu variator de c.c. Siemens](#)



5.3.3. Stabilizatoare cu inverter autonom

O altă soluție pentru partea de putere a stabilizatorului este utilizarea unui inverter autonom. Termenul de inverter arată că se realizează o conversie din curent continuu în curent alternativ. Termenul "autonom" se referă la faptul că momentele de comutație sînt stabilite intern (dispozitivele de putere comută în urma comenzii generate de circuitul propriu), spre deosebire de regimul de inverter (ondular) al convertoarelor cu comutație de la rețea. Ca și variatoarele de c.c., inverterul se poate alimenta de la o sursă independentă de curent continuu, dar alimentarea sarcinii se face prin intermediul unui transformator. Convertorul crează flux alternativ prin miezul transformatorului, în al cărui secundar se obține tensiune alternativă. În funcție de forma acestei tensiuni, există două categorii de invertoare:

- invertoare care produc tensiune dreptunghiulară pe sarcină, cu frecvența comutației egală cu frecvența tensiunii dreptunghiulare;
- invertoare care produc pe sarcină tensiune de altă formă (de obicei, sinusoidală), prin modulare în factor de umplere (PWM = modularea în durată a impulsurilor). Aceste invertoare au o frecvență de comutație mult mai mare decât frecvența tensiunii alternative pe sarcină.

Cele două tipuri de inverter folosesc aceleași scheme de forță, dar metoda de modulare și regimul de lucru al componentelor diferă. Dacă scopul inverterului este de a obține tensiune continuă stabilizată, este folosită varianta cu tensiune dreptunghiulară, motiv pentru care circuitele prezentate în acest subcapitol fac parte numai din această categorie. Este evident că inverterul trebuie urmat de un redresor, pentru a obține tensiunea continuă pe sarcină. În ansamblu, inverterul urmat de redresor realizează aceeași funcțiune ca și variatoarele din subcapitolul 5.2, dar există câteva proprietăți care le deosebesc. Când raportul dintre tensiunea de ieșire și cea de alimentare este mare, conversia prin variator de c.c. are randament mai slab, deci este avantajoasă conversia cu inverter. Acesta se cuplează cu sarcina prin transformator, care este adaptabil la orice raport de tensiuni, fără diminuarea randamentului. Pentru tensiuni de ieșire foarte mari, inverterul mai are avantajul izolării galvanice față de sarcină. Din punctul de vedere al gamei de tensiuni de alimentare, inverterul este la fel de avantajos ca și variatorul de c.c.. Sursele stabilizate cu inverter sînt utilizate pe scară mare în calculatoarele PC (200-300W) și în echipamentele portabile de putere mare (peste 1000W), dar și în convertoare de putere mică, care trebuie să posede izolare galvanică (în traductoare).

Ca și în cazul variatoarelor de c.c., invertoarele pot lucra în regimul forward sau în regimul flyback. În afară de deosebirile de natură constructivă, stabilizatoarele lucrînd în cele două regimuri se deosebesc prin influența perturbațiilor (de la alimentare și de la sarcină) asupra tensiunii stabilizate.

Scheme fundamentale

Invertoarele autonome pot fi folosite pentru generarea de tensiune alternativă sau pentru alimentarea cu tensiune continuă, stabilizată. În continuare, se va considera utilizarea lor pentru stabilizare, deci funcționare în tandem cu un redresor. Funcționarea părții de inverter propriu-zis nu diferă substanțial, între variantele cu ieșire în c.c. și ieșire în c.a.. Figurile 5.33-5.39 conțin cele 7 scheme fundamentale de invertoare autonome. Tranzistoarele bipolare pot fi înlocuite fără dificultate cu tranzistoare cu efect de câmp sau cu IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Pentru început, sînt prezentate proprietățile invertoarelor, fără a include schema de reglare a tensiunii de sarcină. Analiză mai amănunțită asupra invertoarelor poate fi găsită în lucrările [14], [15].

Schema din figura 5.33 lucrează în regimul flyback și folosește un singur tranzistor ca element de comutație comandat. Orientarea secundarului și polaritatea diodei sînt alese astfel încît nu se transferă energie în secundar, pe durata conducției tranzistorului. În acest interval (T_{on}), tranzistorul este saturat și absoarbe curent de la sursă, prin primarul transformatorului. Energia se acumulează în miez, pentru că tensiunile din secundare blochează cele două diode. În același interval, sarcina este alimentată din condensator, altfel regimul de tensiune pe sarcină ar fi întrerupt. La blocarea tranzistorului, este necesară o cale de descărcare a energiei din bobină, pentru ca tensiunea de autoinducție care apare în

primar să nu distrugă tranzistorul sau alte dispozitive. Circuitul posedă două astfel de căi: circuitul secundar al sarcinii și circuitul secundar cu dioda D . La scăderea curentului prin primar, tensiunea indusă în secundarul sarcinii a schimbat semnul (+ la borna polarizată), permițând deschiderea diodei D_1 . Pe durata T_{off} , energia se transferă de la secundar spre sarcină și spre condensator, încărcându-l și pregătindu-l pentru următorul interval în care trebuie să alimenteze sarcina. Energia din inductivitatea de scăpări, dar și energia rămasă în miez, în momentul unei blocări înainte de termen a diodei D_1 , se recuperează în sursa de alimentare, prin cel de al doilea secundar și prin dioda D . La intrarea în conducție a tranzistorului, tensiunea aplicată pe primar induce tensiunile secundare care blochează diodele, astfel încât se reia funcționarea din intervalul T_{on} .

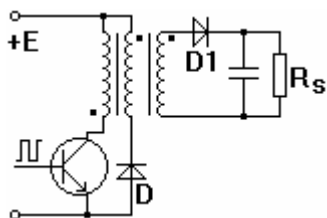


Figura 5.33: Flyback cu 1 tranzistor

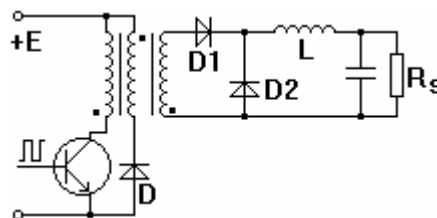


Figura 5.34: Forward cu 1 tranzistor

Este important de observat că fluxul din miez variază în sensuri diferite pe cele două intervale, dar valoarea instantanee rămâne permanent de același semn. Acest lucru face ca utilizarea miezului să se facă nesimetric, alterând ciclul de histerezis, și este luată în considerare la dimensionarea miezului. Raportul de transformare între primar și secundarul sarcinii se alege în funcție de tensiunea de alimentare și de tensiunea nominală dorită în sarcină și nu influențează funcționarea primarului. Un ultim amănunt tehnologic: primarul și secundarul de recuperare se bobinează bifilar (simultan, cu conductoarele în paralel), pentru a reduce inductanța de scăpări.

Schema din figura 5.34 este asemănătoare cu precedenta, dar conține o diferență esențială: borna polarizată a secundarului sarcinii și-a schimbat poziția. Ca urmare, invertorul admite transferul de energie spre sarcină în intervalul T_{on} , deci regimul său de lucru este forward. Pe durata T_{off} , secundarul sarcinii nu mai primește energie, deci este necesar – din nou – un element de acumulare. Pentru că secundarul sarcinii este cuplat direct la sursa de alimentare, pe durata T_{on} , perturbațiile sursei se transmit și ele la sarcină, motiv pentru care a fost introdus un element suplimentar de acumulare: bobina L . Inductanța are efect filtrant asupra tensiunii de sarcină, dar obligă la adăugarea diodei de recuperare D_2 , prin care se va închide circuitul, atunci când D_1 este blocată (T_{off}). Se observă cu ușurință că structura circuitului din secundarul sarcinii este similară cu cea a variatorului "step-down", prezentat în subcapitolul precedent. Singura diferență este că dioda D_1 nu este comutată autonom, ci prin intermediul comutației tranzistorului, care comandă tensiunea aplicată secundarului. Această schemă se poate analiza ca și variatorul din figura 5.22 (varianta cu condensator), cu diferența că tensiunea de alimentare a variatorului este egală cu E , multiplicată prin raportul de transformare între primar și secundarul sarcinii. Schema secundarului de recuperare, cu dioda D , este neschimbată, dar regimul său de lucru este diferit de schema flyback, deoarece, pe durata T_{off} , energia din miez este evacuată numai prin intermediul acestui secundar, spre sursa de alimentare.

În privința dimensionării componentelor invertorului, trebuie luate în considerație tensiunea de alimentare, puterea transmisă sarcinii și frecvența de comutație. Ca să poată fi comparate performanțele invertoarelor, se vor presupune același curent maxim prin tranzistoare și aceeași tensiune de alimentare pentru toate schemele de invertor. Se presupune că factorul de umplere este 50%. Pentru ambele scheme prezentate mai sus, tensiunea maximă suportată de tranzistor se deduce din faptul că, pe durata T_{off} , înfășurarea de recuperare este cuplată la sursa de alimentare. Presupunând că proiectantul a ales număr egal de spire pe cele două înfășurări legate la sursă, rezultă că tensiunea pe primar are același modul, E , dar semn diferit, față de intervalul T_{on} . În consecință, tranzistorul este solicitat aproximativ la dublul tensiunii de alimentare, indiferent de tensiunea dorită pe sarcină. Puterea absorbită de sarcină determină curentul maxim prin tranzistor. Dacă se notează cu P produsul dintre tensiunea E și curentul maxim admis de tranzistor, puterea transmisă sarcinii este jumătate din P , deoarece tranzistorul lucrează doar jumătate de perioadă.

Variantele cu două tranzistoare ale schemelor precedente sînt prezentate în figurile 5.35 (flyback) și 5.38 (forward). Cele două tranzistoare lucrează simultan, așa cum se poate observa din semnalele de comandă figurate în dreptul lor. Schemele din secundar sînt identice cu cele din schemele cu un tranzistor. Secundarul de recuperare a fost eliminat, deoarece cele două diode pot evacua energia din primar spre sursă. Cu excepția acestui secundar, funcționarea schemelor este identică cu cea a schemelor precedente. Din punctul de vedere al dimensionării, există o singură diferență față de acestea: tensiunea la care este supus un tranzistor este doar E (mai exact: $E+0,7V$), din cauza deschiderii diodelor, care limitează tensiunea pe primar, în intervalul T_{off} . În consecință, schema transferă aceeași putere $0,5P$ spre secundar, în condițiile în care tranzistoarele suportă același curent și jumătate din tensiune, față de tranzistorul din 5.33 și 5.34.

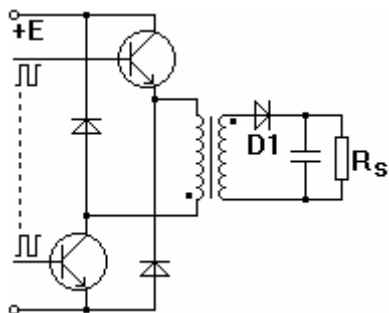


Figura 5.35: Flyback cu 2 tranzistoare

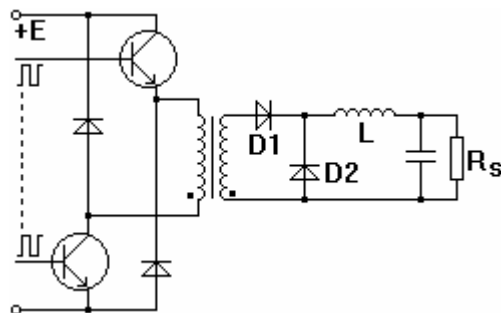


Figura 5.36: Forward cu 2 tranzistoare

Din punct de vedere tehnologic, apare o diferență față de schemele precedente, prin faptul că tranzistoarele nu au același punct comun, față de care să se transmită comanda. Tranzistorul de jos este legat cu emitorul la sursa de alimentare, în timp ce tranzistorul de sus are emitorul la potențial flotant. (Denumirile "sus" și "jos" fac referire, respectiv, la polaritatea pozitivă și negativă a sursei.) În consecință, cel puțin comanda tranzistorului de sus trebuie transmisă printr-un circuit care asigură regim flotant. Restricția este valabilă și pentru alte tipuri de dispozitive de comutație care ar fi folosite în schemă, cum ar fi tranzistoarele MOS sau IGBT. Soluția acestei probleme se va trata în subcapitolul 5.4.

Schema din figura 5.37 cuprinde tot două tranzistoare, dar care lucrează în contratimp, așa cum este simbolizat prin desenul semnalelor de comandă. În intervalul în care este deschis tranzistorul de sus, tranzistorul de jos este blocat. Conducția are loc prin sursă, tranzistor, primarul transformatorului și condensatorul de jos. Condensatorul de jos se încarcă, deci potențialul punctului dintre condensatoare crește. Pentru o funcționare rezonabilă a inverterului, se consideră că valorile capacităților sînt suficient de mari, încît modificarea acestui potențial să fie relativ mică față de tensiunea de alimentare și sînt egale, pentru ca să divizeze egal tensiunea de alimentare. În intervalul următor, tranzistorul de sus este blocat. Conduce tranzistorul de jos, astfel încît conducția să aibă loc prin sursă, condensatorul de sus, primarul transformatorului și tranzistorul de jos. Tensiunea pe condensatorul de sus crește, deci potențialul punctului dintre condensatoare scade. În medie pe o perioadă de comutație, potențialul punctului dintre condensatoare variază în jurul jumătății tensiunii de alimentare.

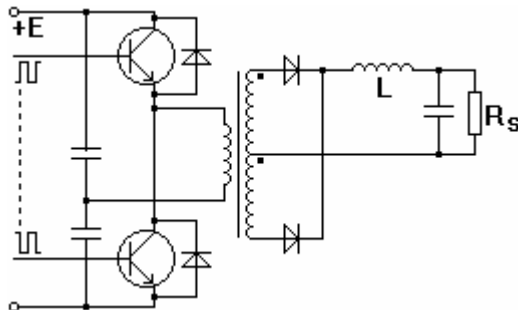


Figura 5.37: Contratimp 2C (semipunte, coloană cu 2 tranz.)

Analizînd tensiunea aplicată primarului, se observă că semnul fluxului se schimbă de două ori în fiecare perioadă, deci se crează flux variabil în miez. În secundare se induce tensiune dreptunghiulară, simetrică în cele două semiperioade. În mod firesc, secundarele sînt alese cu număr egal de spire, pentru a produce tensiuni egale. Legarea secundarelor se face ca în figură, cu bornele polarizate în același sens, astfel încît tensiunile de la extremitățile lor să evolueze în antifază. Redresorul este de tip bialternanță (adecvat alimentării cu tensiune bifazată), pentru a furniza tensiune cvasicontinuuă. Din punctul de vedere al regimului de funcționare a inverterului, se constată că, în permanență, energia se transferă spre secundarul activ prin conectare la sursa de alimentare, similar cu regimul forward al schemelor anterioare. Din acest motiv se alege schema de filtrare a tensiunii de ieșire similară cu cea din figurile 5.34 și 5.36. Nu este necesară o a doua diodă de recuperare, pentru că rolul ei poate fi jucat de dioda corespunzătoare secundarului inactiv.

Pentru descărcarea energiei din primar sînt necesare diode de recuperare, ca și în schemele precedente. Diodele se leagă în paralel cu tranzistoarele, motiv pentru care producătorii includ diodele în capsulele de tranzistoare de comutație. Circuitul de descărcare este format din primar, condensator, sursă și diodă. Acest circuit este activ numai cînd sînt blocate ambele tranzistoare. Se pune problema dacă o astfel de situație poate apărea, din moment ce funcționarea schemei se bazează pe conducția alternativă a tranzistoarelor. De fapt, starea în care sînt blocate ambele tranzistoare este absolut necesară, deoarece comutația tranzistoarelor nu este instantanee. Din acest motiv, comandarea simultană a blocării unui tranzistor și a intrării în conducție a celui de al doilea duce sigur la scurtcircuitarea sursei. Pentru a evita un astfel de fenomen, este obligatorie introducerea unui interval, numit "timp mort", în care ambele tranzistoare să fie blocate.

Aceeași cerință se formulează pentru orice schemă în care două dispozitive de comutație sînt conectate în coloană, între bornele sursei de alimentare. Introducerea timpului mort se poate realiza prin circuite relativ simple, dar și prin circuite specializate; această problemă va fi tratată la subcapitolul destinat comenzii tranzistoarelor. Este important de observat un avantaj oferit de invertorul analizat, în privința reglării tensiunii de sarcină: prin varierea timpului mort, se poate modifica factorul de umplere a tensiunii induse în secundar, fără a se sacrifica simetria ei. Timpul mort devine o mărime de comandă pentru reglarea tensiunii din secundar, facilitate pe care schemele precedente nu o posedă. Un alt aspect tehnologic, care se va trata ulterior, este necesitatea comenzii flotante, cel puțin pentru tranzistorul de sus, la fel cu comanda din schemele 5.35 și 5.36. Miezul transformatorului este solicitat simetric (flux de ambele semne), deci mai avantajos decît în schemele precedente.

În privința dimensionării, puterea transmisă sarcinii este $0,5P$, deoarece primarul lucrează toată perioada, dar la o tensiune cît jumătate din E . Tensiunea suportată de fiecare tranzistor este aproximativ E . Această proprietate este utilă pentru invertoarele alimentate de la tensiuni mari, pentru că solicită tranzistoarele doar cu tensiunea de alimentare. Datorită ei, precum și datorită posibilității de reglare a tensiunii de ieșire, schema analizată este cea mai populară în circuitul de alimentare a calculatoarelor PC de la rețea.

Schema din figura 5.38 conține tot două tranzistoare lucrînd în contratimp. Fluxul alternativ din transformator este creat prin conectarea bobinelor primare la sursa de alimentare, în contratimp. Este obligatorie orientarea bobinelor ca în figură; în caz contrar fluxul variază într-un singur sens. Ca și în schema precedentă, energia se transmite sarcinii pe ambele semiperioade, deci este utilă aceeași schemă cu două secundare. Pentru că tranzistoarele nu sînt legate în coloană la bornele sursei de alimentare, introducerea timpului mort nu este obligatorie. În această situație, nici diodele de recuperare nu mai sînt necesare. Pentru dimensionare, trebuie ținut cont că, atunci cînd o bobină primară este alimentată, pe cealaltă apare tensiunea E , deci tranzistorul suportă tensiunea maximă $2E$. Puterea transmisă sarcinii este P , pentru că transformatorul primește pe toată perioada tensiunea E . Miezul transformatorului este solicitat simetric.

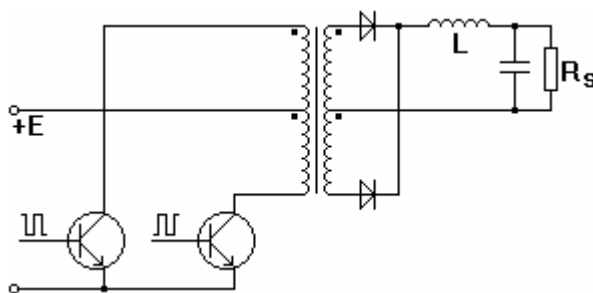


Figura 5.38: Contratimp $2L$ (*push-pull*)

Din punct de vedere tehnologic, comanda flotantă nu mai este necesară, deoarece ambele tranzistoare sînt legate la aceeași bornă a sursei de alimentare. Această schemă este avantajoasă pentru realizarea de surse de puteri mici, fără reglarea tensiunii de ieșire și alimentate cu tensiune mică. De aceea este populară în schemele de comandă sau de alimentare din tractoare.

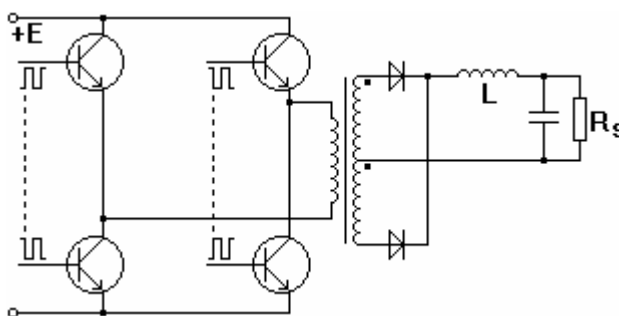


Figura 5.39: Punte (schema "H")

Schema din figura 5.39 este o schemă în punte, cunoscută și sub denumirea "schema în H". Regimul transformatorului și al circuitului scundar este identic cu cel din schema 5.37. Diferența este că fluxul alternativ este creat cu două perechi de tranzistoare, lucrînd în contratimp și comutînd direct tensiunea de alimentare E . Ordinea de comutare este sugerată de semnalul de comandă aplicat în baze: conduc simultan tranzistoarele situate în diagonală. Din cauza legării în coloană a două tranzistoare la bornele sursei, introducerea timpului mort este obligatorie. Implicit, există posibilitatea de reglare a tensiunii. Diodele de recuperare sînt legate în paralel cu tranzistorul, ca în figura 5.37 (aici nu sînt figurate), deci se pot

folosi tranzistoare de comutație care au dioda inclusă în capsulă. Tensiunea maximă suportată de fiecare tranzistor este aproximativ E iar puterea transmisă sarcinii este P , pentru că primarul lucrează toată perioada, la tensiunea E .

Tabelul 1: Tensiunea pe tranzistor și puterea în sarcină

Schema	$U_{CE \max}$	P_{sarc}
1=flyback 1	$2E$	$0,5 P$
2=forward 1	$2E$	$0,5 P$
3=flyback 2	E	$0,5 P$
4=forward 2	E	$0,5 P$
5=contratimp 2C	E	$0,5 P$
6=contratimp 2L	$2E$	P
7=punte	E	P

Schemele prezentate mai sus acoperă toate aplicațiile de surse cu inverter autonom. O recapitulare a puterii transmise sarcinii și a tensiunii maxime pe tranzistoare - considerând același curent maxim prin tranzistoare și factorul de umplere 50% - se găsește în tabelul 1. P reprezintă produsul dintre curentul maxim prin tranzistor și tensiunea de alimentare, E . Alegerea schemei depinde de puterea sarcinii, tensiunea de alimentare, necesitatea reglării tensiunii și complexitatea admisibilă a schemei de comandă.

Reglarea tensiunii

În prezentarea de mai sus, au fost considerate numai proprietățile circuitului de putere, ignorând metoda de producere a semnalului de comandă. În principiu, există două variante: cea în care frecvența de comutație nu depinde de circuitul de putere și cea în care circuitul de putere este inclus într-un oscilator de relaxare (convertoarele zise "autooscilante"). A doua variantă determină circuite de comandă mai simple (așa cum este prezentat în Anexa 2) și este adecvată aplicațiilor de puteri mici. Ea prezintă câteva dezavantaje: frecvența este variabilă, deci spectrul radio emis este variabil, iar adăugarea unui circuit pentru reglarea tensiunii nu este posibilă. Varianta cu generator al comenzii independent de circuitul de putere este cea mai răspândită, datorită posibilității de reglare a tensiunii și parametrilor controlabili.

Pentru reglarea tensiunii de sarcină, se pot utiliza două structuri diferite:

- stabilizator cu variator de c.c., urmat de inverter autonom, fără reglare;
- inverter autonom, la care reglarea se face prin intermediul modulării.

Structura formată din variator și inverter are avantajul că separă reglarea tensiunii de circuitul inverter, care asigură ridicarea tensiunii și separarea galvanică. Reglarea este efectuată prin intermediul tensiunii de ieșire a variatorului, care devine tensiune de alimentare pentru inverter. A doua structură folosește parametrii comenzii pentru a compensa perturbațiile de la alimentare și de la sarcină; această soluție este aplicată în sursele de calculator.

În schemele de stabilizare cu inverter, care reglează tensiunea de sarcină prin factorul de umplere al comenzii, se folosesc circuite specializate, similare cu cel din figura 5.31. Circuitul menționat introduce inclusiv timpul mort, necesar funcționării corecte a inverterului. Plasarea circuitului de reglare în raport cu transformatorul inverterului conduce la două categorii de soluții. Dacă circuitul de reglare este situat înainte de transformator, el are avantajul că se află la același potențial cu tranzistoarele care trebuie comandate. Amorsarea oscilațiilor nu este o problemă, deoarece partea de comandă se alimentează direct din sursa nestabilizată. În schimb, reacția de tensiune trebuie adusă izolat galvanic, pentru a conserva proprietatea inverterului, care asigură izolare între alimentare și sarcină. În plus, circuitul de reglare se alimentează din tensiunea de alimentare, adică o tensiune mare și fluctuantă. Dacă se alege plasarea circuitului de comandă pe partea secundarului transformatorului, reacția de tensiune se ia direct de pe circuitul de curent continuu al sarcinii, iar alimentarea comenzii se face din tensiune stabilizată. În schimb, apare următoarea problemă: circuitul de reglare nu se poate alimenta decât după amorsarea oscilațiilor în inverter, iar comanda tranzistoarelor, în regim permanent, provine de la circuitul de reglare. Din această cauză, amorsarea oscilațiilor crează un cerc vicios. În practică se procedează astfel: circuitul de putere este cuprins într-un oscilator de relaxare, care se amorsează imediat după alimentare, pe o frecvență mică. Tensiunea produsă în secundar alimentează circuitul de reglare, care produce comanda forțată, pe frecvența de regim permanent, eliminând oscilațiile libere. În această variantă, reacția nu mai trebuie preluată izolat, dar

comanda transmisă tranzistoarelor are nevoie de izolare. Soluția de a plasa circuitul de reglare în secundar este folosită în majoritatea surselor moderne din calculatoare.

[Vezi exemplu invertor Siemens, alimentare calculator](#)