

## 5.4. Comanda dispozitivelor de comutație din electronica de putere

În subcapitolul precedent au fost prezentate trei categorii de circuite care lucrează în comutație. Principiul comun al acestor circuite este de a folosi regimul de comutație al dispozitivelor de putere pentru a reduce pierderile și a crește randamentul. În general, dispozitivele din electronica de putere lucrează în acest regim (motiv pentru care au fost numite "ventile" – denumire abandonată). Dispozitivele comandate pot fi tiristoare, triace, tranzistoare bipolare, tranzistoare MOS sau tranzistoare IGBT. Comanda lor este legată în mod esențial de sincronizarea cu tensiunea de forță – în convertoarele cu comutație de la rețea, sau cu purtătoarea folosită la modulare – în convertoarele autonome. În afară de problema determinării momentului comenzii, alte probleme care trebuie rezolvate de circuitele de comandă sînt: comanda flotantă, izolarea galvanică, introducerea timpului mort. În continuare sînt considerate ca exemple tipice comanda tiristoarelor din convertoarele cu comutație de la rețea și comanda tranzistoarelor din variatoare și invertoare.

### 5.4.1. Comanda tiristoarelor în convertoare cu comutație de la rețea

Dispozitivele de putere din convertoarele cu comutație de la rețea pot fi de oricare tip. Totuși, se folosesc cu precădere tiristoare și triace, datorită următoarelor avantaje: suportă curenți mai mari și au nevoie de comandă numai la amorsare, nu pe toată durata conducției. Problema principală a circuitului de comandă pentru tiristoare este de a genera impulsul de amorsare cu întârziere reglabilă față de tensiunea de rețea. Din acest motiv, circuitul formator de impulsuri se mai numește circuit de comandă în fază. Momentul de referință este considerat trecerea prin zero a tensiunii de fază sau a tensiunii de linie, corespunzătoare dispozitivelor comandate. Întârzierea poate fi generată în două variante: prin intermediul unor elemente pasive, cum ar fi un rezistor variabil, sau prin intermediul unei tensiuni de comandă. Există un număr mare de scheme de formatoare de impulsuri din prima categorie. Aceste scheme sînt potrivite pentru mici variatoare comandate manual: pentru iluminat, reglarea turației motoarelor de puteri mici etc. Schemele adecvate elementelor de execuție de puteri mari, care sînt cuprinse într-o buclă de reglare automată, trebuie să fie comandate în tensiune. Simbolul acestei a doua categorii de circuite este prezentat în figura 5.40.

Soluțiile mai vechi pentru formarea impulsului sînt acum abandonate. Metoda numită "comanda pe orizontală" consta în decalarea în timp a sinusoidei de sincronizare, cu ajutorul unui circuit RC, și generarea impulsului la trecerea prin zero a acestui semnal. Această metodă nu era adecvată comenzii automate. Altă metodă, numită "comanda pe verticală", consta în sumarea unei cosinusoide cu tensiunea de comandă, impulsul fiind generat tot la trecerea prin zero. Precizia la capetele intervalului este foarte slabă, dar metoda de comparare a tensiunilor s-a moștenit la circuitele actuale.

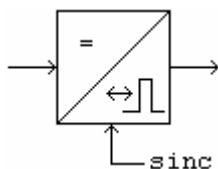


Figura 5.40: Simbol pentru circuitul de comandă în fază

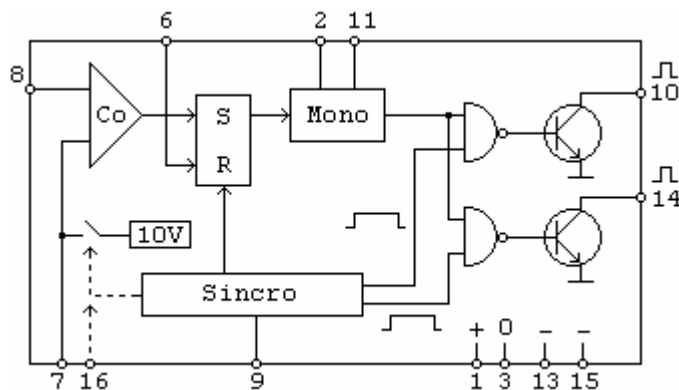


Figura 5.41: Schema bloc a circuitului βAA145

Un circuit foarte popular și reprezentativ pentru comanda în fază este βAA145 (identic cu UAA145), a cărui schemă bloc este prezentată în figura 5.41 (vezi și [2], [16]). Principiul de funcționare al circuitului este de a compara tensiunea de comandă cu o tensiune în dinte de fierăstrău (în rampă), sincronizată cu semnalul de referință de fază. Impulsul de

ieșire se produce în momentul de coincidență dintre cele două tensiuni. În acest mod, tensiunea de comandă determină întârzierea impulsului față de momentul de sincronizare. În schema din figura 5.41, terminalul 8 primește tensiunea de comandă, iar terminalul 9 primește tensiunea rețelei, ca referință de fază. Circuitul intern de sincronizare determină momentele de trecere prin zero și alternanța semnalului de sincronizare. La terminalul 7 este cuplat un condensator, pe care se construiește tensiunea dinte de fierăstrău, în modul următor: la momentele de sincronizare tensiunea este adusă forțat la valoarea aproximativă de 10V, după care condensatorul se descarcă spre valoarea asimptotică -15V. Din constanta de timp RC se reglează viteza de descărcare, astfel încât să se atingă valoarea 0V la sfârșitul alternanței curente, așa cum se vede în diagrama din 5.43. Deoarece procesul se repetă în fiecare alternanță, el are frecvența dublă față de cea a rețelei. Compararea între semnalul în rampă și tensiunea de comandă se efectuează în comparatorul Co, a cărui ieșire este memorată într-un bistabil. Tranziția de ieșire a bistabilului declanșează un monostabil, al cărui impuls este dirijat spre una din cele două ieșiri, în funcție de alternanța curentă. Ieșirile 10 și 14 generează alternativ câte un impuls, prin blocarea tranzistorului corespunzător. În restul perioadei, cele două tranzistoare sînt saturate. Durata impulsului este stabilită de către monostabil, prin circuitul RC cuplat la terminalele 2 și 11. Intrarea 6 este folosită pentru a bloca producerea impulsurilor iar intrarea 16 pentru a amîna momentul de start al tensiunii în rampă, în scopul sincronizării mai multor circuite. Schema tipică de utilizare a circuitului este cea din figura 5.42, iar semnalele de la bornele sale apar în 5.43.

Gama de variație a semnalului de comandă este egală cu amplitudinea rampei, adică 0-10V. Corespunzător, gama unghiurilor comandate este 0-180 grade. Alegerea eronată a constantei de timp a circuitului care determină semnalul în rampă duce fie la îngrădirea gamei unghiurilor comandate, fie la îngustarea gamei tensiunilor de comandă. Semnalul de sincronizare se preia obligatoriu dintr-un transformator separat, nu dintr-un transformator care alimentează circuitul de putere, care poate da un semnal deformat, cu treceri prin zero afectate de decalaje accidentale mari. Transmiterea impulsurilor către tiristoare sau triace se face, de regulă, prin transformator de impuls sau prin optocuploare. Variantele de transmitere au fost prezentate în capitolul destinat izolării galvanice (figurile 3.8, 3.11). Pentru tiristoare de putere mare, este necesar un curent de grilă mare, deci o energie corespunzătoare a impulsului. Generarea acestei energii dorite a impulsului se realizează cu un amplificator de impuls. În figura 5.44 este reprezentat un singur amplificator, corespunzător unui singur impuls. Dioda legată paralel cu primarul are rolul de a proteja tranzistorul la încetarea conducției.

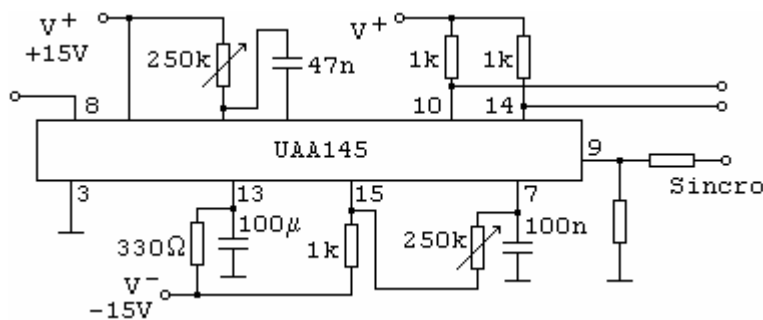


Figura 5.42: Schema tipică de utilizare a circuitului  $\beta$ AA145

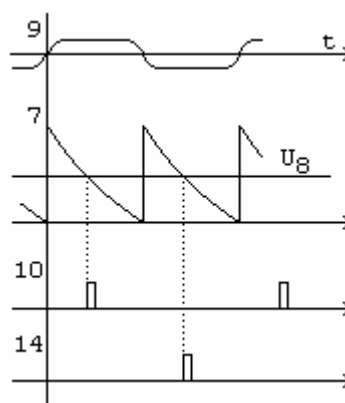


Figura 5.43: Semnalele de la bornele  $\beta$ AA145

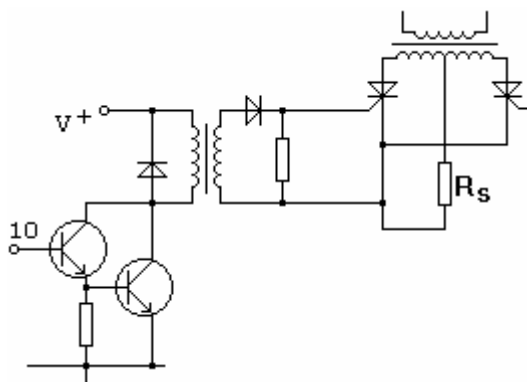


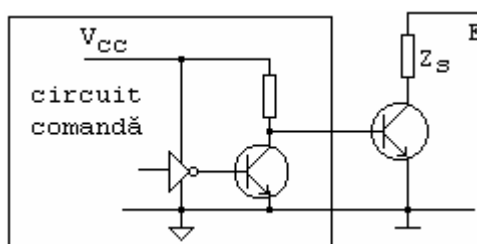
Figura 5.44: Transmiterea impulsurilor la tiristoare

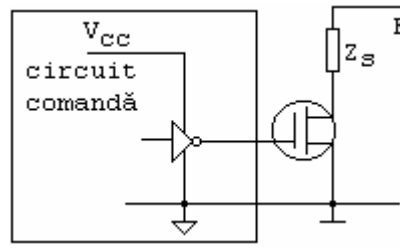
#### 5.4.2. Comanda tranzistoarelor de putere

Din punctul de vedere al circuitului de putere, tranzistoarele prezintă avantajul, față de tiristoare, că ies din conducție prin simpla suspendare a comenzii. Această proprietate simplifică construcția invertoarelor autonome. Din punctul de vedere al comenzii, există o mare varietate de circuite, în funcție de necesitatea izolării, de durata maximă a impulsului de comandă și de plasarea tranzistorului de putere în raport cu comunul circuitului de comandă.

##### Comanda fără decalare de potențial

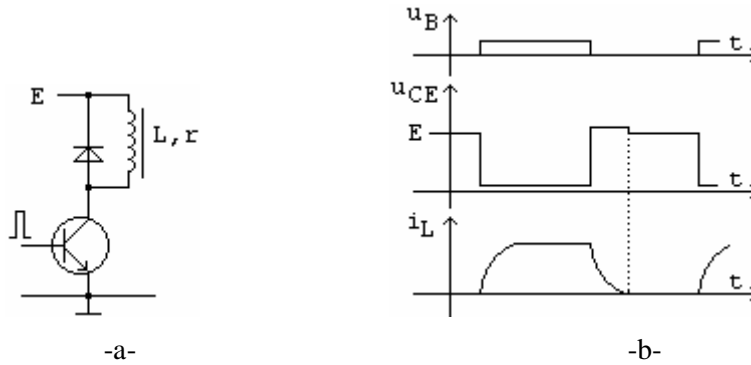
Cea mai simplă variantă este comanda unui tranzistor fără izolare, atunci când tranzistorul este legat la comunul circuitului de comandă. Schemele din figura 5.45 sînt exemple pentru această variantă. Pe poziția  $Z_s$  se poate găsi sarcina sau tranzistorul de sus dintr-o schemă ca 5.37 sau 5.39. Circuitul de comandă se alimentează de la o sursă de alimentare separată și generează impulsuri de comandă, între borna de ieșire și borna comună. În colectorul tranzistorului bipolar sau în drena tranzistorului cu efect de câmp se plasează sarcina, legată la polul pozitiv al sursei de alimentare. Dacă sarcina este inductivă, este necesar un circuit de descărcare cu diodă, precum cele care apar în figurile 5.33-5.37 sau 5.44. O diodă plasată ca în 5.44 reduce la minim supratensiunea suportată de tranzistor; în schimb, timpul de disipare a energiei este mai lung decît dacă ar fi fost utilizat un rezistor în serie cu dioda. Sarcina inductivă poate fi primarul unui transformator, bobina unui releu sau înfășurările unui motor. Pentru exemplificare, în figura 5.46 se prezintă diagramele de timp corespunzătoare unei sarcini formate de bobina de releu. La aplicarea impulsului de comandă, tranzistorul se saturează, iar curentul prin bobină crește pînă la valoarea aproximativă  $E/r$ . El este saturat cît timp există impulsul de comandă. La blocarea tranzistorului se continuă conducția prin bobină, în același sens și fără discontinuitate a curentului, datorită tensiunii de autoinducție care se produce odată cu scăderea curentului. Circuitul se închide prin diodă, motiv pentru care tensiunea din colector este puțin mai mare decît tensiunea de alimentare, cu valoarea tensiunii pe dioda deschisă. Curentul prin bobină și diodă scade, pînă se epuizează energia din bobină, cînd tensiunea pe tranzistor redevine  $E$ . Pentru dimensionarea tranzistorului, sînt necesare curentul maxim prin sarcină, tensiunea maximă suportată de tranzistor și frecvența de comutație. Cerința esențială este ca tensiunea pe tranzistor aflat în conducție să fie minimă, altfel se pierde avantajul regimului de comutație iar tranzistorul se poate distruge. Pentru dimensionarea circuitului de comandă din baza unui tranzistor bipolar, se alege curentul de bază mai mare decît curentul maxim de colector, împărțit la factorul de amplificare în curent ( $\beta$ ), corespunzător aceluși curent de colector.





-b-

Figura 5.45: Comanda fără decalarea potențialului



-a-

-b-

Figura 5.46: Diagramele de timp la alimentarea unei bobine

Factorul de amplificare poate fi determinat dintr-un grafic  $b(I_C)$ , existent în catalogul de tranzistoare bipolare de putere. Pentru tranzistor cu efect de câmp sau IGBT, comanda se aplică în tensiune, pe grilă. În catalogul de tranzistoare TEC se găsește o familie de curbe reprezentînd curentul de drenă, ca funcție de tensiunea drenă-sursă, parametrul familiei fiind tensiunea de comandă, grilă-sursă. Se alege tensiunea de comandă mai mare decît cea care asigură tensiunea drenă-sursă rezonabilă (sub 1V), la curentul maxim de drenă. Curentul de bază, respectiv tensiunea pe grilă devin cerințe de proiectare pentru circuitul de comandă.

### Comanda cu decalare de potențial

Tranzistoarele de sus din schemele 5.35-5.37 trebuie comandate din același circuit care comandă tranzistoarele de jos. În mod evident, soluția din paragraful precedent nu mai este aplicabilă. O variantă de rezolvare este inversarea tipului tranzistorului de sus, astfel încît să fie comandat ca în figura 5.47, în care  $Z_s$  este sarcina sau tranzistorul de jos. Tranzistorul de putere este T. Schimbarea tranzistorului de putere cu unul complementar este valabilă și pentru schemele cu MOS. Ieșirea circuitului de comandă este cu colector în gol. O altă variantă, care nu cere schimbarea tipului tranzistorului de putere, este de a "agăța" un tranzistor al circuitului de comandă de polaritatea + a sursei de putere, ca în figura 5.48, dar aceasta înseamnă o mixare greu de acceptat a circuitului de comandă cu cel de putere. În plus, singurul tranzistor de putere figurat, T, nu se poate satura, deci randamentul este mai slab. În ambele scheme, tranzistoarele de comandă trebuie să suporte aceeași tensiune maximă ca și tranzistorul de putere.

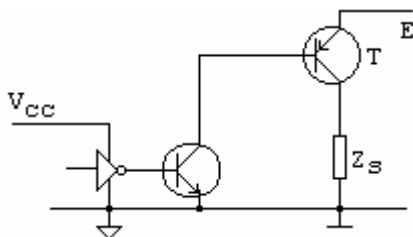


Figura 5.47: Comanda cu tranzistor *pnp* suplimentar

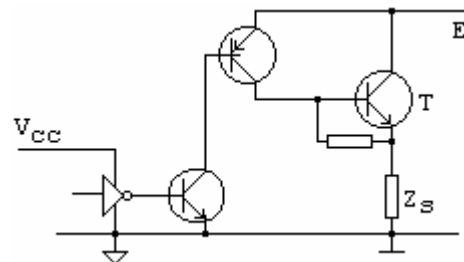


Figura 5.48: Comanda cu colector în gol

Alte soluții moderne de comandă sînt cele din figurile 5.49-5.52. Proprietățile lor sînt expuse în continuare.

- Soluția cu transformator de impuls (figura 5.49) este simplă și ieftină, asigură izolare, dar nu este adecvată pentru frecvențe joase sau pentru factor de umplere variabil. Exemplu de utilizare: în sursele de PC;

- Soluția cu modularea unei purtătoare (figura 5.50) asigură izolare, se poate aplica pe durată nedeterminată, dar este mai complicată și are timp tranzitoriu mare;
- Soluția cu izolare optică (figura 5.51) asigură izolare, este mai rapidă, poate transmite comanda pe durată nedeterminată, dar necesită o sursă izolată galvanic și este scumpă;
- Soluția "bootstrap" (figura 5.52) realizează comanda flotantă prin decalarea neizolată a nivelului. Este simplă, se poate aplica pentru factor de umplere variabil, acționează rapid, dar are următoarele dezavantaje: este adecvată numai pentru durată de conducție mărginită, nu asigură izolare și cere tranzistoare de tensiune mare pentru decalarea nivelului.

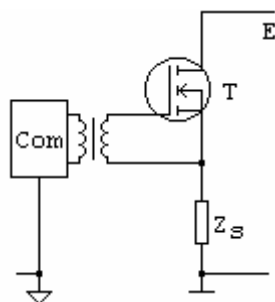


Figura 5.49: Transformator de impuls

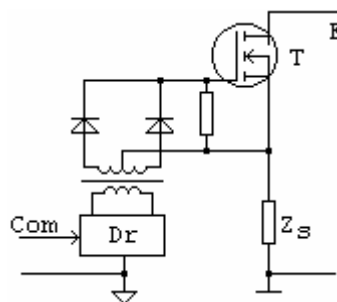


Figura 5.50: Modularea purtătoarei

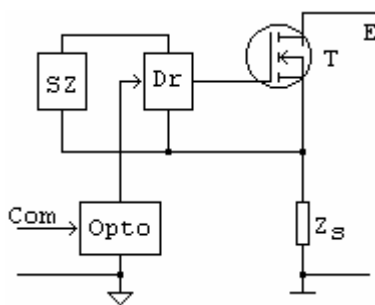


Figura 5.51: Izolare optică

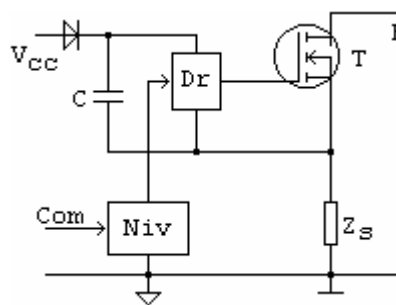


Figura 5.52: Bootstrap

În circuitele prezentate mai sus, simbolul "Dr" reprezintă circuitul care transmite comanda către grila tranzistorului, "SZ" este sursa izolată, "Opto" este circuitul de transmitere optică, iar "Niv" este circuitul de transmitere flotantă a comenzii (decalarea nivelului).

Soluția din figura 5.52 este folosită foarte frecvent, pentru că există multe circuite în care dezavantajele sale nu sînt importante: strategia de modulare conține o limitare superioară implicită a lui  $T_{on}$ , izolarea galvanică este asigurată de un circuit din amonte, iar tranzistoarele cu care se realizează decalarea nivelului sînt integrate și rezistă la aceeași tensiune de străpungere ca și cele de putere. În continuare, este descrisă pe scurt această soluție.

Comanda pe grilă este livrată de driverul Dr, care se alimentează din condensatorul C. Pe durata  $T_{off}$ , cînd tranzistorul T este blocat, condensatorul se încarcă de la  $V_{cc}$ , prin dioda D și prin  $Z_s$  (sau printr-un tranzistor deschis, care se află în poziția lui  $Z_s$ ). Schema echivalentă este prezentată în figura 5.52a. Pe durata  $T_{on}$ , cînd tranzistorul T trebuie să fie în conducție, driverul trebuie să fie aliniat la nivelul sursei tranzistorului (de aici cererea de comandă flotantă). Ca urmare, dioda D este blocată iar driverul se alimentează numai din condensatorul C (schema echivalentă în figura 5.52b). Sarcina electrică acumulată pe C, în intervalul anterior, este acum folosită pentru încărcarea capacității parazite grilă-canal și pentru alimentarea driverului. Variația tensiunii pe condensator este prezentată în figura 5.52c, unde s-a presupus o inductanță proprie neglijabilă. Saltul de tensiune, la începutul lui  $T_{on}$ , este datorat redistribuirii sarcinii electrice, între capacitatea C și capacitatea parazită grilă-canal ( $C_{gs}$ ). La începutul saltului, capacitatea parazită este descărcată, iar la sfîrșitul saltului cele două vor avea aproape aceeași tensiune (neglijînd tensiunea reziduală pe ieșirea driverului). Intervalul de descărcare cvasiuniformă a condensatorului corespunde cu intervalul  $T_{on}$ , cînd 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):

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

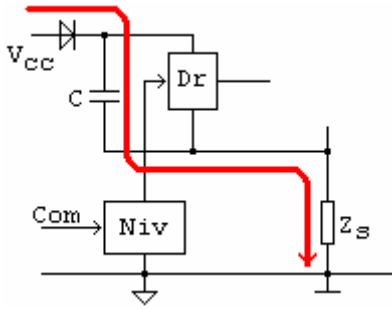


Fig. 5.52a: Circuit echivalent, încărcarea C, durata Toff

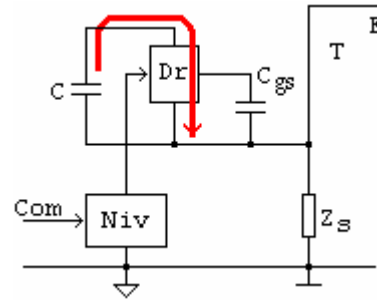


Fig. 5.52b: Circuit echivalent, descărcarea C, durata Ton

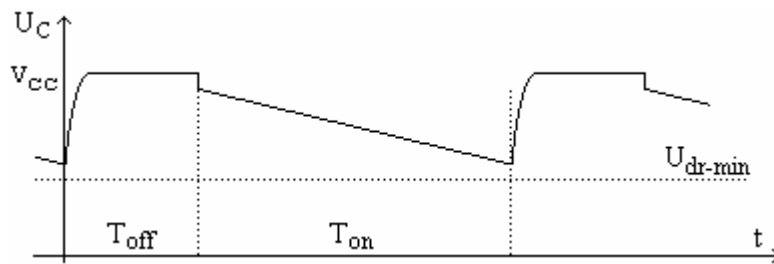


Fig. 5.52c: Tensiunea pe condensatorul C

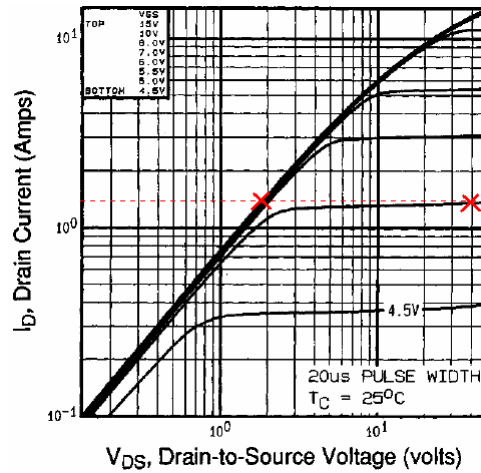


Figura 5.52d: Caracteristicile de ieșire ale tranzistorului, comanda cu 8V, respectiv 5V

Restricția impusă duratei Ton este ca tensiunea pe condensator să nu scadă sub valoarea minimă acceptată de driver, astfel încât tranzistorul să rămână în zona de conducție (rezistență mică a canalului).

O explicație a limitei acceptate de driver: pe de o parte, circuitul driver poate face erori, dacă este alimentat insuficient. Pe de altă parte, producătorul a impus o tensiune grilă-canal minimă, astfel încât să mențină tranzistorul în zona de funcționare sigură. 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 figura 5.52d a fost luată ca exemplu familia de caracteristici de ieșire ale unui tranzistor MOS cu canal n. Cele două puncte de funcționare, considerate la valoarea 1,5A a curentului de drenă, au tensiuni drenă-sursă de 2V, respectiv 40V, pentru tensiune de comandă grilă-sursă de 8V, respectiv 5V. Ca urmare, puterile disipate pe capsulă sînt de 3W, respectiv 60W. Dacă proiectantul dimensionează tranzistorul pentru punctul de funcționare de la 2V, alunecarea accidentală a punctului de funcționare spre cea de a doua poziție duce la distrugere instantanee.

Consecința modului de alimentare a driverului este că este necesar un timp minim de reîncărcare a condensatorului (pe durata lui Toff) iar Ton este mărginit superior. Factorul de umplere a comenzii nu poate fi 100%, în schimb poate fi oricît de mic. Pentru frecvențe de comandă de ordinul zecilor de kHz, valorile uzuale ale factorului de umplere depășesc 90%.

Proiectantul trebuie să aleagă o capacitate suficientă pentru alimentarea driverului, pe durata  $T_{on}$ , dar nu prea mare, pentru a permite reîncărcarea rapidă, pe durata  $T_{off}$ . Metoda de calcul este descrisă mai jos. La proiectare, nu este suficientă alegerea unei valori corecte a capacității  $C$ . Pentru comportarea corectă, în regim de comutație, este necesar ca inductanța proprie a condensatorului să fie neglijabilă, astfel încât tensiunea să nu scadă sub valoare minimă acceptată de driver, pe durata regimului tranzitoriu. Comportarea defectuoasă este ilustrată în figura 5.52e, unde s-a presupus un condensator cu inductanță proprie semnificativă. De regulă, proiectantul alege un condensator neînfășurat, cu valori mici ale ESR și ESL („equivalent series resistance”, respectiv „equivalent series inductance”).

Această soluție a fost aplicată de compania International Rectifier la o familie întreagă de circuite de comandă (IR2110, IR2130 și altele, în [21]). Toți producătorii importanți de circuite de uz industrial au, de asemenea, circuite din această familie. Majoritatea circuitelor familiei introduc un timp mort minim ( $2\mu s$ ), supraveghează tensiunea de alimentare minimă și se blochează la tentativa de comandă simultană a tranzistorului de sus cu cel de jos. Deși pompa de sarcină se poate extinde cu mai multe etaje pentru a elimina necesitatea circuitului de decalare a nivelului, un număr mare de diode și condensatoare devine o complicație în plus, față de soluția prezentată.

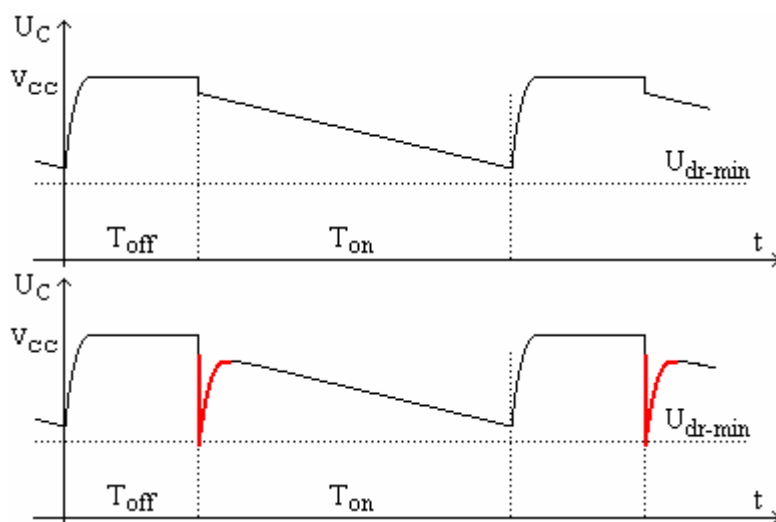


Figura 5.52e: Variația tensiunii pe condensator, cazurile fără inductanță proprie (sus) și cu inductanță semnificativă (jos)

**Vezi exemplu** de circuit pentru comandă flotantă prin decalarea nivelului (figura 5.52): [foaia de catalog IR2110](#) (International Rectifier), UCC27200 (Texas Instruments)

**Vezi foaie catalog punte Texas**

### Calculul capacității $C$ la comanda bootstrap

Sarcina electrică pe cele două capacități, durata  $T_{on}$

$$Q_0 = C \cdot V_{cc}$$

$$Q_f = Q_0 - I_{dr} \cdot T_{on}$$

$$U_f = \frac{Q_f}{C + C_{gs}} = \frac{C \cdot V_{cc} - I_{dr} \cdot T_{on}}{C + C_{gs}}$$

1. Se pune condiția  $U_f > U_{dr-min}$  și rezultă dimensionarea lui  $C$ :

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

În această restricție se consideră valoarea maximă a lui  $T_{on}$  (durata maximă de descărcare a condensatorului)

2. Se verifică suficiența timpului de încărcare a lui C (pe durata Toff minim). De regulă, C se încarcă prin intermediul sarcinii sau prin intermediul diodei paralel cu tranzistorul „de jos” (dioda conduce pe durata evacuării energiei din sarcina inductivă – dacă aceasta există).

### 5.4.3. Introducerea timpului mort în choppere

Așa cum s-a arătat în paragraful 5.3.3, tranzistoarele montate în coloană la bornele sursei de alimentare necesită introducerea unui timp mort în impulsurile de comandă. Practic, trebuie întârziată comanda de intrare în conducție, față de cea de încetare a conducției tranzistorului complementar, așa cum se arată în figura 5.53. S-a făcut presupunerea că palierul pozitiv al comenzii corespunde stării de conducție. Timpul mort constă în timpul de întârziere sistematică a frontului care comandă intrarea în conducție.

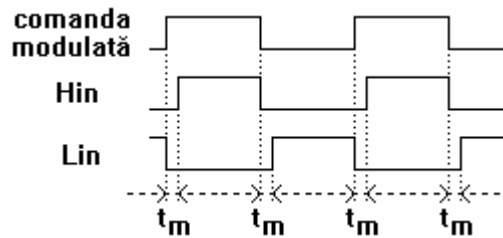


Figura 5.53: Introducerea timpului mort

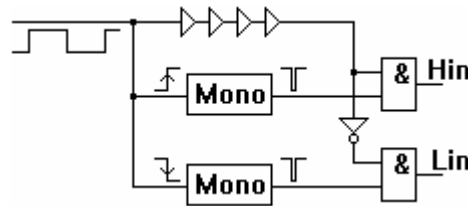


Figura 5.54: Factor de umplere variabil

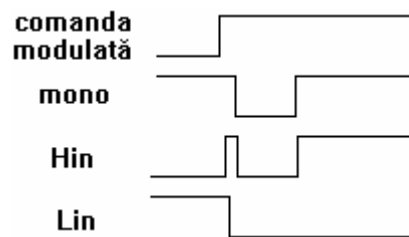


Figura 5.55: Suprapunere a conducției

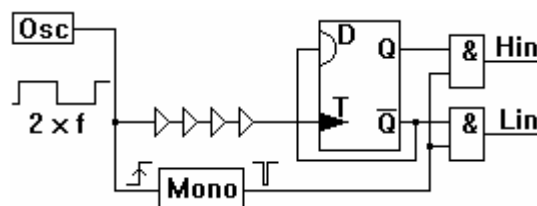


Figura 5.56: Factor de umplere uniform în lipsa decalării comenzii



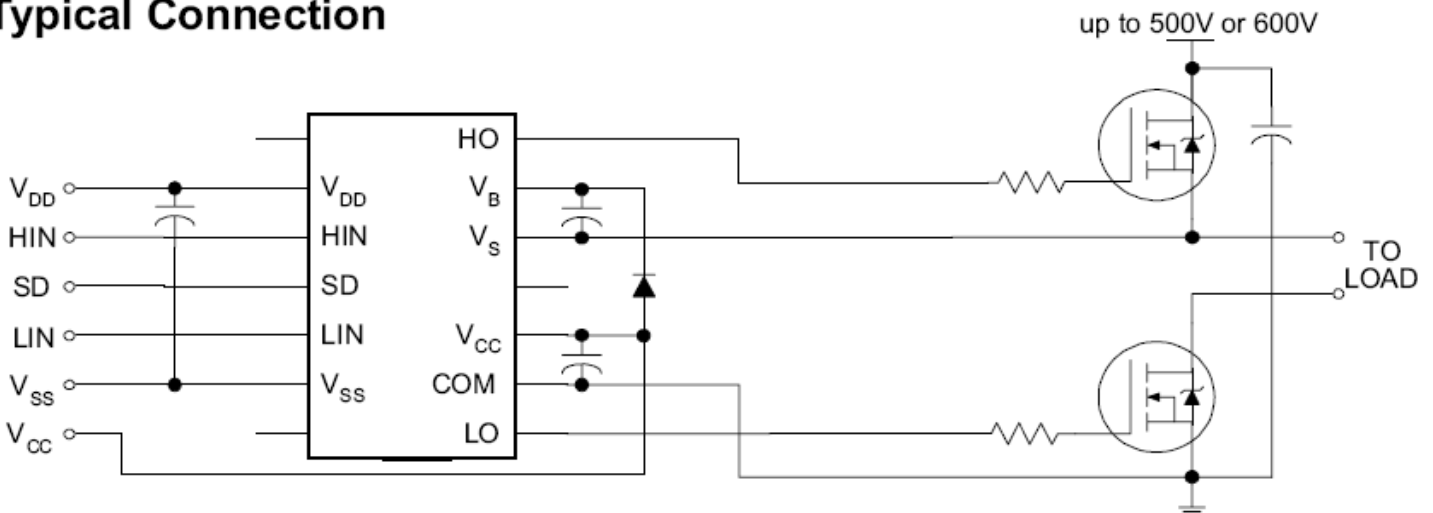
O schemă cu această destinație este cea din figura 5.54, în care timpul mort este generat separat pentru fiecare tranzistor, de câte un monostabil. Egalarea duratelor la monostabile se face la punerea în funcțiune. Circuitul funcționează pentru o gamă largă de factori de umplere, dacă durata timpului mort este mică față de perioada de comutație. Pe calea de propagare a semnalului de comandă spre porțile de ieșire a fost introdus un circuit de întârziere. Scopul său este de a evita ca porțile de ieșire să comute înainte de monostabilul, caz în care ar apărea un impuls comandă nedorit, ducând la suprapunerea conducției, așa cum se observă în figura 5.55. Durata acestui impuls va fi de la frontul crescător al comenzii de intrare (comanda modulată PWM) pînă la frontul căzător al monostabilului. În consecință, întârzierea introdusă trebuie să fie mai mare decît timpul de propagare prin monostabil a frontului crescător al comenzii. Dacă circuitul de putere necesită doar comandă cu factor de umplere 50%, se poate simplifica circuitul, astfel încît un singur monostabil să genereze timpul mort, ca în figura 5.56. În acest caz, frecvența oscilatorului va fi dublul frecvenței de comutație, iar bistabilul va realiza divizarea frecvenței și factorul de umplere 50%. Din nou, circuitul de întârziere pe calea bistabilului trebuie să depășească timpul de propagare prin monostabil.

#### 5.4.4. Accelerarea fronturilor și suprimarea oscilațiilor parazite

La comanda MOS din driver: sursă de tensiune constantă, necesar curent mare (pentru încărcarea rapidă a capacității grilă-canal). Rezistența internă a sursei este mică, rezistența firelor de legătură este mică, capacitatea parazită și inductanța parazită formează oscilator (posibil slab amortizat). Soluție: reducerea factorului de calitate (creșterea factorului de amortizare) prin rezistor pe grilă. Acesta crește timpul de comutație, necesar compromis.

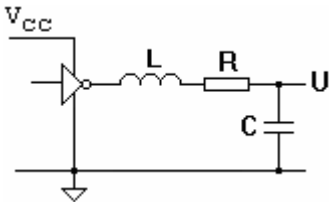
Vezi foaie catalog IR2110

### Typical Connection



Valori uzuale 10 - 47 ohm. Consider 10 ohm, 100pF, 10nH.

Circuit echivalent



$$\text{Funcția de transfer: } H(s) = \frac{1}{R + sL + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{s^2 LC + sRC + 1}$$

Constanta de timp a circuitului rezonant  $T = \sqrt{LC}$ , 1ns.

Constanta de timp de încărcare 5ns (RC, cînd neglijăm fenomenul rezonant).

$$\text{Factorul de amortizare } z = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = 0,5$$

La comanda tranzistoarelor bipolare, nu se poate folosi sursă ideală de tensiune (curentul de comandă devine incert, din cauza dispersiei parametrilor și influenței perturbațiilor). Se folosește o sursă de tensiune cu rezistență serie (rezistența secundarului + rezistența dinamică a diodei + rezistor).

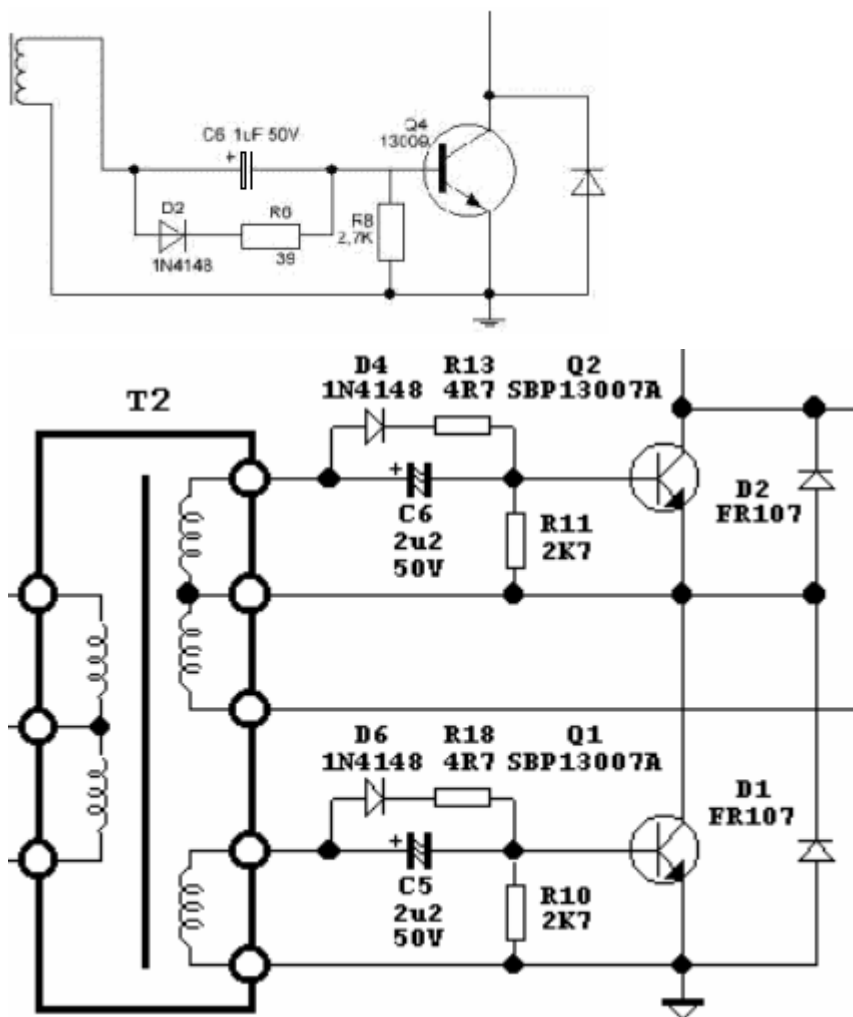
Intrarea în conducție este întârziată de capacitatea bază-emitor (vezi circuit echivalent, întîi se încarcă capacitatea de difuzie), iar ieșirea din conducție este întârziată de stingerea perechilor electron-gol, produse în timpul conducției.

Accelerarea la intrarea în conducție este realizată de condensator (comanda îl găsește slab încărcat, polul pozitiv la bază).

După descărcarea condensatorului, curentul de bază continuă prin D și R (paralel cu C)

Accelerarea la ieșirea din conducție este realizată de condensator (comanda îl găsește încărcat cu ~2V, polul negativ la bază), dioda este blocată, menținerea tranzistorului în starea blocată este realizată de rezistorul spre masă

Vezi schema sursă PC



Cosntanta de timp de încărcare inversă (Toff): 3kohm, 1micro, 3ms (foarte mare)

Constanta de timp de descărcare (intrarea în conducție): 50ohm, 1micro, 50microsec (mare)

Tensiunea pe condensator nu variază substanțial, pe durata mai mică de 10microsec