

## CAPITOLUL 2

### *Regimul de comutație al dispozitivelor semiconductoare*

Înțelegerea funcționării circuitelor logice presupune cunoașterea unor aspecte legate de regimul de comutație al dispozitivelor semiconductoare utilizate în aceste structuri: dioda, tranzistorul bipolar și tranzistorul unipolar. Deși predate în cadrul cursului de *Electronică I* (Dispozitive Electronice), considerăm utilă o revedere succintă a acestor noțiuni.

#### *2.1. Regimul de comutație al diodei semiconductoare*

Caracteristica statică a diodei semiconductoare, fig.2.1 diagrama (a), în care s-a notat cu  $V_p$  - tensiunea de prag cu  $V_{str}$ - tensiunea de străpungere, cu  $I_0$  - curentul rezidual sau de saturație, poate fi aproximată prin segmentele (b) din aceeași figură, desenate cu linie mai groasă și care permit o descriere simplificată a funcționării diodei. Astfel, se disting două zone de funcționare și anume: zona de blocare, situată în intervalul  $V_{str} < V_A < V_p$  și caracterizată prin  $I_A = 0$ , respectiv zona de conducție, pentru  $V_A \geq V_p$ , în care  $I_A = \frac{1}{R_d} V_A$ . S-a notat cu  $R_d$  rezistența diferențială a diodei ( $\frac{1}{R_d} = \text{tg}\alpha$ ), determinată de coarda ce aproximează în cadranul I caracteristica diodei, în jurul punctului de funcționare  $M(V_{A0}, I_{A0})$ .

Notă: În funcție de valoarea coordonatei  $I_{A0}$ , punctul M se poate situa mai jos sau mai sus pe caracteristica statică a diodei, determinând o pantă ( $\text{tg}\alpha$ ) mai mică sau mai mare, deci o tensiune de prag ( $V_p$ ) mai mică sau mai mare. Rezultă că punctul de frângere ( $V_p$ ) al caracteristicii (b) variază în funcție de poziția lui M și nu coincide obligatoriu cu  $V_p$  - ul determinat pe caracteristica statică reală din fig.2.1, diagrama a.

În general, pentru diodele cu siliciu se consideră  $V_p = 0,7 \text{ V}$  și neglijând  $R_d$  ( $R_d \approx 0$ ), unghiul  $\alpha$  tinde către  $90^\circ$ , deci caracteristica (b) din cadranul I este înlocuită de segmentul (c).

În dorința de a simplifica și mai mult expunerea, adeseori se consideră și  $V_p \approx 0$ , fig. 2.1 d, situație în care dioda se transformă într-un întrerupător deschis ( $I_A = 0$ ) în intervalul  $(V_{str}, 0)$ , respectiv închis ( $I_A \rightarrow \infty$ ) pentru  $V_A \geq V_p = 0$ . Limitarea curentului în acest ultim interval rămâne în sarcina elementelor de circuit înseriate cu dioda.

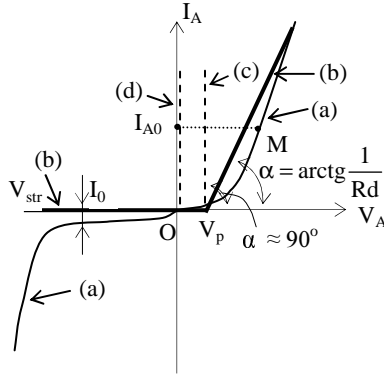


Fig.2.1. Caracteristica statică a diodei semiconductoare și diversele ei aproximații

## 2.2. Regimul de comutație al tranzistorului bipolar

Considerăm un tranzistor bipolar în conexiune EC, fig. 2.2, și caracteristicile sale de intrare și de ieșire, fig. 2.3 și 2.4.

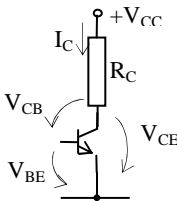


Fig. 2.2. Cea mai simplă schemă cu TB în conexiune EC

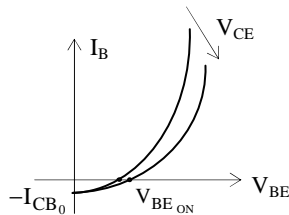


Fig. 2.3. Caracteristicile de intrare ale unui TB în conexiune EC

Scriem ecuația dreptei statice de sarcină pe circuitul de ieșire al tranzistorului din fig. 2.2:

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \quad (2.1)$$

și o trasăm prin tăieturi în planul caracteristicilor de ieșire din fig. 2.4. Observăm că, în cazul particular al schemei din fig. 2.2, din care lipsesc elementele reactive de circuit, dreapta statică de sarcină coincide cu dreapta dinamică de sarcină pe care urmează să se deplaseze în regim dinamic punctul de funcționare al tranzistorului.

Pornind de la relațiile:

$$I_C = \alpha_N I_E + I_{CB0}; \quad (2.2)$$

$$I_E = I_C + I_B, \quad (2.3)$$

se deduce expresia lui  $I_C$ :

$$I_C = \frac{\alpha_N I_B + I_{CB0}}{1 - \alpha_N} \approx \frac{I_B + I_{CB0}}{1 - \alpha_N} \quad (2.4)$$

Blocarea tranzistorului se produce atunci când se anulează curentul de colector ( $I_C = 0$ ), adică așa cum rezultă din relația 2.4, atunci când:

$$I_B = -I_{CB0}. \quad (2.5)$$

Zona de blocare se situează, prin urmare, sub caracteristica de ieșire corespunzătoare relației 2.5, fig. 2.4, deci sub punctul A de pe dreapta statică și dinamică de sarcină.

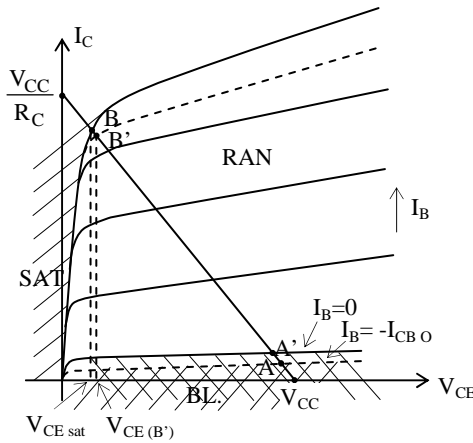


Fig.2.4. Caracteristicile de ieșire ale unui TB în conexiune EC

Întrucât la tranzistoarele cu siliciu  $I_{CB0}$  este neglijabil (de ordinul nanoamperilor), putem considera că zona de blocare se întinde practic până sub caracteristica  $I_B=0$ , fig. 2.4, deci până în punctul A' de pe dreapta statică și dinamică de sarcină. În această zonă, polarizările joncțiunilor se prezintă ca în fig. 2.5, adică joncțiunea BC este invers polarizată, deci blocată, iar joncțiunea BE – insuficient polarizată, deci tot blocată.

Atragem atenția asupra faptului că tranzistorul din fig. 2.2 este de tip *npn*, ceea ce face ca joncțiunile BE și BC să fie de tip *pn*, deci să se deschidă numai atunci când tensiunile sunt aplicate cu + pe bază și – pe emiter / colector și numai dacă diferențele de potențial respective depășesc 0,6V.

Creșterea lui  $V_{BE}$  peste valoarea  $V_{BE_{ON}} \approx 0,6$  V, conduce la creșterea  $I_B$  (vezi caracteristica de intrare din fig. 2.3) și implicit la creșterea lui  $I_C$  ( $I_C \approx \beta_N I_B$ ).

Punctul de funcționare al tranzistorului se va deplasa de la  $A'$  către B pe dreapta de sarcină, fig. 2.4, traversând regiunea activă normală (RAN) a caracteristicilor de ieșire. În această zonă, polarizările joncțiunilor se prezintă ca în fig. 2.6, adică joncțiunea  $BE$  este direct și suficient polarizată, deci deschisă, iar joncțiunea  $BC$  – invers polarizată. Acest mod de polarizare, specific pentru RAN, favorizează producerea binecunoscutului “efect de tranzistor” studiat în cadrul electronicii analogice.

Crescând și mai mult  $V_{BE}$  pînă la atingerea valorii  $V_{BEsat}=0,7$  V, punctul de funcționare al tranzistorului ajunge în B, fig. 2.4, deci la limita zonei de saturație. Polarizările joncțiunilor se prezintă ca în fig. 2.7, ambele joncțiuni fiind direct și suficient polarizate, deci deschise.

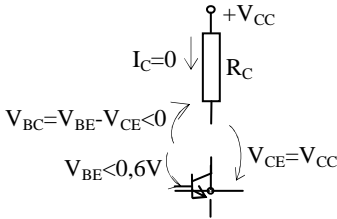


Fig. 2.5. Polarizările joncțiunilor unui TB blocat

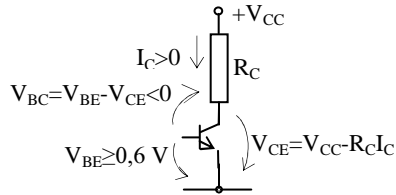


Fig. 2.6. Polarizările joncțiunilor unui TB în RAN

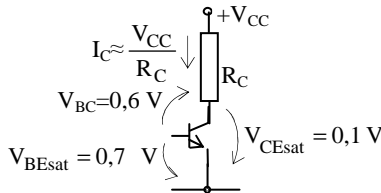


Fig. 2.7. Polarizările joncțiunilor unui TB la saturație

Observație: Dacă electronica analogică (liniară) s-a ocupat cu studierea unor circuite în cadrul cărora, în mod invariabil, tranzistorului îi era impusă funcționarea în RAN (singura zonă în care se poate vorbi despre “efectul de tranzistor” și, implicit, despre fenomenul de amplificare), dacă în cadrul aceleiași electronici analogice zonele de blocare și saturație erau evitate datorită distorsiunilor de neliniaritate pe care le introduceau, electronica digitală (numerică) se ocupă cu studierea unor circuite de comutație statică în care tranzistorul “comută” dintr-o stare limită (blocare, saturație) în alta (saturație, blocare), regiunea activă normală a caracteristicilor sale fiind doar o “zonă de trecere” imposibil de evitat și care trebuie tranzitată cât mai repede dacă se doresc viteze de comutație mari.

Pe baza celor prezentate, putem afirma că un tranzistor care funcționează în regim de comutație poate fi teoretic înlocuit cu un întrerupător K, a cărui stare este

“deschis” dacă tranzistorul este blocat (vezi fig.2.8 a), respectiv “închis” dacă tranzistorul este saturat (vezi fig.2.8 b).

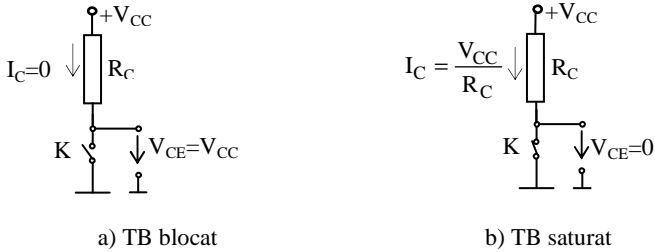


Fig. 2.8. TB în regim de comutație, înlocuit cu un întrerupător

Într-adevăr, luând în considerație funcționarea reală, în regim dinamic, a tranzistorului, schema din figura 2.2 va trebui completată cu generatorul de tensiune dreptunghiulară  $v_G$  de rezistență internă  $R_G$  prezentat în fig.2.9. Rezistența  $R_B$  are numai rolul de a limita curentul de bază al tranzistorului.

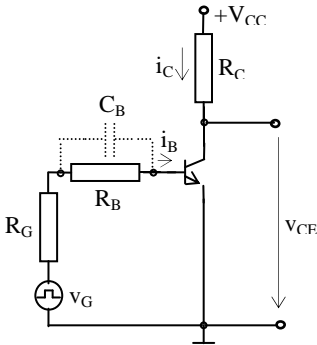


Fig. 2.9. Schema pentru studierea regimului de comutație al TB

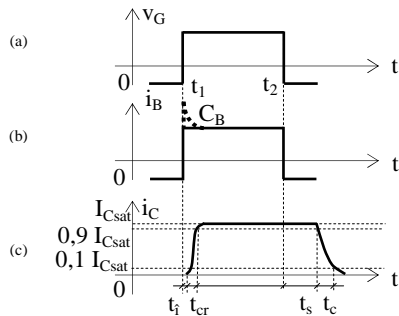


Fig. 2.10. Diagrame pentru ilustrarea regimului de comutație al TB

Diagramele de semnal din fig. 2.10 ilustrează răspunsul tranzistorului la un impuls de curent, fiind ușor de observat faptul că  $i_C$ , departe de a-l urmări pe  $i_B$  ca formă de undă, prezintă o evoluție mult diferită. Astfel, deși  $i_B$  înregistrează la momentul  $t_1$  un salt pozitiv rapid,  $i_C$  nu reacționează instantaneu, ci după un timp de întârziere ( $t_i$ ), urmat de o creștere relativ lentă ( $t_{er}$ ) pînă la atingerea valorii  $0,9I_{Csat}$ , după care tranzistorul intră, în sfârșit, în saturație. Prin urmare, deși comanda de trecere din blocare în saturație a fost dată prin saltul pozitiv al lui  $i_B$  din momentul  $t_1$ , executare acestei comenzi, deci comutația directă are loc într-un interval de timp:

$$t_{cd} = t_i + t_{er}.$$

(2.6)

Similar, deși comanda pentru comutația inversă (din saturație în blocare) se dă la momentul  $t_2$  aceasta se produce într-un interval de timp:

$$t_{ci} = t_s + t_c, \quad (2.7)$$

unde  $t_s$  este timpul de stocare, iar  $t_c$  - timpul de cădere. După cum se poate observa din fig. 2.10 c, întârzierea cea mai mare la comutația inversă se datorează timpului de stocare a cărui existență se explică astfel: la saturație, cele două joncțiuni ale tranzistorului sunt direct polarizate (v. fig. 2.7), motiv pentru care are loc o dublă injecție de purtători de sarcină majoritari (electroni) din cele două zone extreme în zona bazei (v. fig. 2.11).

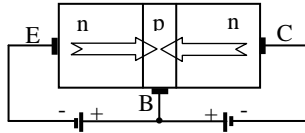


Fig. 2.11. Ilustrativă pentru apariția timpului de stocare

Întrucât baza este de tip "p", electronii difuzați devin aici purtători de sarcină minoritari în exces, a căror evacuare urmează să înceapă în momentul  $t_2$  al primirii comenzii de blocare și va dura un interval de timp egal cu  $t_c$ .

Creșterea vitezei de comutație a tranzistorului bipolar presupune micșorarea timpilor  $t_{cd}$  și  $t_{ci}$ , acționând asupra componentelor lor celor mai importante:  $t_{cr}$ , respectiv  $t_s$ .

Soluțiile pentru micșorarea timpilor de comutație vizează atât proiectarea specifică a circuitelor electronice, cât și tehnologia de fabricație a tranzistoarelor din componența lor.

Astfel, o soluție pentru micșorarea  $t_{cd}$  o constituie conectarea în paralel cu  $R_B$ , fig. 2.9, a unei capacități  $C_B$ , cu rolul de a șunta (scurtcircuita) în regim dinamic (la momentele de salt  $t_1$  și  $t_2$ ) rezistența  $R_B$  și de a realiza în acest mod un curent de bază  $i_B$  mai mare (fig. 2.10 b, desenat cu linie întreruptă) care să forțeze la rândul său o evoluție mai rapidă a lui  $i_c$  și, prin urmare, să determine o micșorare a timpului de creștere.

Într-adevăr, reactanța capacitivă  $X_{CB}$  "simte" variația rapidă din momentul  $t_1$  ca pe aceea a unui semnal de frecvență înaltă:

$$X_{CB} \Big|_{f \rightarrow \infty} = \frac{1}{2\pi f C_B} \Big|_{f \rightarrow \infty} \rightarrow 0, \quad (2.8)$$

și produce un efect de șuntare a rezistenței  $R_B$ . După consumarea saltului din momentul  $t_1$  și intrarea lui  $v_G$  în palierul  $t_1 t_2$ , rezistența  $R_B$  redevine treptat principala cale de asigurare a curentului de bază  $i_B$ , deoarece pentru  $f=0$ ,  $X_{CB} \rightarrow \infty$  (vezi relația 2.8).

Micșorarea timpului de comutație inversă,  $t_{ci}$ , se realizează prin împiedicarea intrării în saturație a tranzistorului, având ca efect eliminarea timpului de stocare. Prezentăm în continuare 2 scheme (fig. 2.12 și 2.13) care asigură acest deziderat.

Schema din fig. 2.12 s-a obținut din cea din fig. 2.9 în care rezistența  $R_B$  a fost divizată în două:

$$R_B = R_{B1} + R_{B2}, \quad (2.9)$$

punctul comun al rezistențelor  $R_{B1}$  și  $R_{B2}$ , fiind conectat la colectorul tranzistorului prin intermediul unei diode.

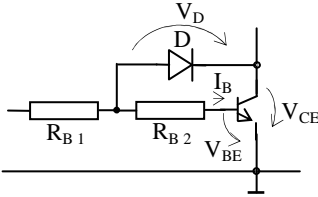


Fig. 2.12. O metodă de eliminare a timpului de stocare

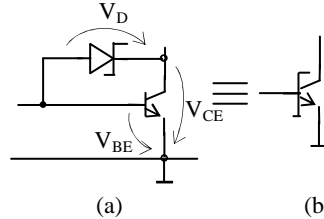


Fig. 2.13. O altă metodă de eliminare a timpului de stocare

Aplicînd K II pe ochiul de circuit din fig. 2.12, obținem:

$$V_D = R_{B2} I_B + V_{BE} - V_{CE}, \quad (2.10)$$

și din condiția de deschidere a diodei:

$$V_D \geq 0,6 \text{ V}, \quad (2.11)$$

rezultă:

$$R_{B2} I_B + V_{BE} - V_{CE} \geq 0,6 \text{ V} \quad (2.12)$$

Ținînd seama de faptul că  $V_{BE_{ON}} \approx 0,6 \text{ V}$ , condiția de deschidere a diodei devine:

$$V_{CE} \leq R_{B2} I_B. \quad (2.13)$$

Prin urmare, alegîndu-l convenabil pe  $R_{B2}$ , se poate aranja ca în momentul în care  $V_{CE}$  (vezi fig. 2.4) scade sub o anumită valoare,

$$V_{CE_{(B')}} = R_{B2} I_B > V_{CE_{(B)}} = V_{CE_{sat}}, \quad (2.14)$$

dioda  $D$  să se deschidă și curentul de bază  $I_B$  să rămână fixat la valoarea corespunzătoare punctului  $B'$ . În acest mod saturația este evitată, iar valorile  $I_{C_{(B' )}}$ ,  $V_{CE_{(B' )}}$  sunt foarte apropiate de cele corespunzătoare punctului  $B$ , deci saturației.

Schema din fig. 2.13, care este de fapt schema unui tranzistor Schottky, realizează evitarea intrării în saturație a tranzistorului într-o manieră similară cu cea descrisă mai sus.

Într-adevăr, scriind K II pe schema din fig. 2.13, a, obținem:

$$V_D = V_{BE} - V_{CE}, \quad (2.15)$$

și ținînd seama de faptul că la dioda Schottky tensiunea de prag este  $0,35 \text{ V}$ , condiția de deschidere a diodei se poate scrie:

$$V_D = V_{BE} - V_{CE} \geq 0,35 \text{ V} \quad (2.16)$$

sau, ținînd seama de faptul că  $V_{BE_{ON}} \approx 0,6 \text{ V}$ :

$$V_{CE} \leq 0,25 \text{ V}. \quad (2.17)$$

Se observă ușor că, întrucât  $V_{CE_{sat}} = 0,1 \div 0,2 \text{ V}$ , condiția 2.14 este satisfăcută și în acest caz.

Micșorarea timpilor de comutație prin soluții tehnologice vizează reducerea capacității de barieră a colectorului și creșterea vitezei de recombinare a purtătorilor în bază prin doparea acesteia cu atomi de aur.

### 2.3. Regimul de comutație al tranzistorului unipolar

Considerăm un tranzistor unipolar de tip TECMOS cu canal indus în conexiune “sursă comună”, fig. 2.14, și caracteristicile sale de transfer și de ieșire, fig. 2.15 și 2.16.

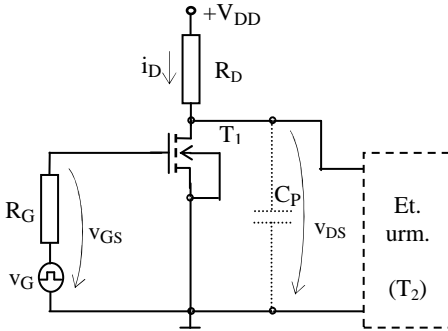


Fig. 2.14. Schemă pentru studierea regimului de comutație al TU

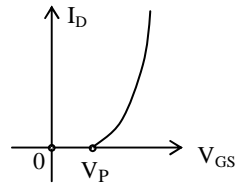


Fig. 2.15. Caracteristica de transfer a TU

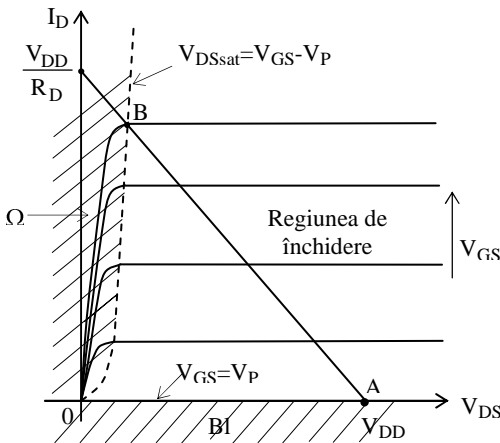


Fig. 2.16. Caracteristicile de ieșire ale TU



Scriem ecuația dreptei statice de sarcină pe circuitul de ieșire al tranzistorului din fig. 2.14:

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{DS} \quad (2.18)$$

și o reprezentăm prin tăieturi în planul caracteristicilor de ieșire din fig. 2.16. Ca și în cazul tranzistorului bipolar considerat în paragraful anterior, observăm că dreapta statică de sarcină coincide cu cea dinamică pe care urmează să se deplaseze punctul de funcționare în regim variabil.

Conectând la intrarea circuitului din fig. 2.14 un generator de tensiune dreptunghiulară  $v_G$  de rezistență internă  $R_G$  și ținând seama de capacitățile care apar la ieșire, obținem diagramele de semnal din fig. 2.17.

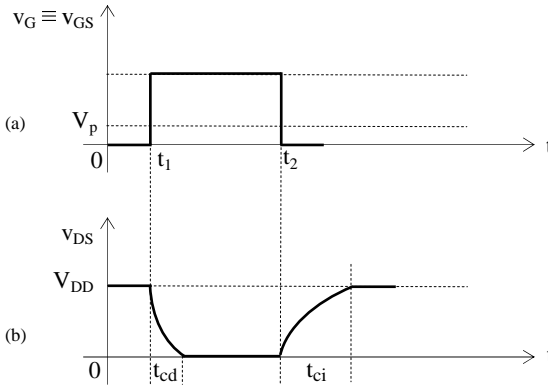


Fig. 2.17. Diagrame pentru ilustrarea regimului dinamic al TU

Este evident faptul că regimurile tranzitorii generate de salturile pozitive și negative pe care le înregistrează  $v_{GS}$  în momentele  $t_1$  și  $t_2$ , sunt interpretate de către tranzistoare ca regimuri de înaltă frecvență, motiv pentru care tranzistorul  $T_1$  din schema din fig. 2.14, ca și tranzistorul  $T_2$  din etajul următor (nedesinat explicit), pot fi înlocuite cu schemele lor echivalente de înaltă frecvență din fig. 2.18.

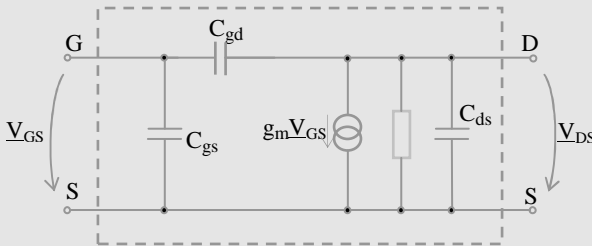


Fig. 2.18. Schema echivalentă la înaltă frecvență a TU

Prin urmare, la ieșirea circuitului din fig. 2.14 se va “vedea” nu numai capacitatea parazită  $C_p$ , datorată conexiunilor, ci și capacitatea de ieșire drenă-

sursă a lui  $T_1$ ,  $C_{ds1}$ , împreună cu capacitatea de intrare grilă-sursă a tranzistorului  $T_2$  din etajul următor,  $C_{gs2}$ .

Rezultă o capacitate echivalentă situată între drenă și sursă:

$$C_{ech} = C_p + C_{ds1} + C_{gs2}, \quad (2.19)$$

având o valoare de aproximativ 5 pF.

În intervalul  $0 \div t_1$ , fig. 2.17,  $v_{GS} < V_p$  și, așa cum rezultă din caracteristica de transfer din fig. 2.15,  $I_D = 0$ , deci tranzistorul este blocat și  $V_{DS} = +V_{DD}$  (vezi fig. 2.16). Capacitatea  $C_{ech}$  se va încărca prin  $R_D$  la valoarea  $+V_{DD}$ , cu o constantă de timp  $\tau = R_D \cdot C_{ech}$ .

În momentul  $t_1$  se produce saltul pozitiv al tensiunii de intrare  $v_{GS}$ , salt care depășește valoarea lui  $V_p$  și deschide tranzistorul  $T_1$ . Capacitatea  $C_{ech}$  se descarcă pe rezistența drenă-sursă ( $r_t$ ) a tranzistorului în stare de conducție cu o constantă de timp

$$\tau_1 = r_t \cdot C_{ech}, \quad (2.20)$$

corespunzătoare comutației directe a tranzistorului (din starea de blocare în starea de conducție). Tensiunea de ieșire  $v_{DS}$  se apropie de 0, pe măsură ce punctul de funcționare se depletează de la A către B, fig. 2.16.

În tot intervalul  $t_1 \div t_2$ , tranzistorul  $T_1$  conduce, aflându-se în regiunea ohmică.

În momentul  $t_2$  al producerii saltului negativ al tensiunii de intrare,  $T_1$  se blochează și  $C_{ech}$  se va reîncărca prin  $R_D$  la valoarea  $+V_{DD}$  cu constanta de timp:

$$\tau_2 = R_D \cdot C_{ech}, \quad (2.21)$$

corespunzătoare comutației inverse a tranzistorului (din starea de conducție corespunzătoare regiunii ohmice, în starea de blocare).

Durata comutației directe și inverse se calculează cu relațiile aproximative:

$$t_{cd} \cong 2,3 \cdot \tau_1 = 2,3 \cdot r_t C_{ech}; \quad (2.22)$$

$$t_{ci} \cong 2,3 \tau_2 = 2,3 \cdot R_D C_{ech}. \quad (2.23)$$

Întrucât  $r_t \approx 10 \text{ K}\Omega$ , iar  $R_D \approx 100 \text{ K}\Omega$ , rezultă că :

$$t_{ci} \cong 10 \cdot t_{cd}, \quad (2.24)$$

fapt pe care am încercat să-l ilustrăm în fig. 2.17, b.

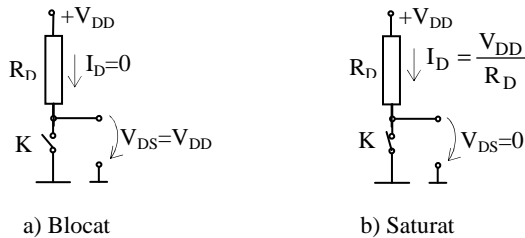


Fig. 2.19. TU în regim de comutație, înlocuit cu un întrerupător

Ca și în cazul tranzistorului bipolar, se observă, fig. 2.16, posibilitatea aproximării coordonatelor punctelor A și B cu cele ale intersecțiilor cu axele de coordonate a dreptei statice și dinamice de sarcină, fapt care permite o corectă asimilare a funcționării tranzistorului unipolar în regim de comutație cu aceea a unui întrerupător K deschis (vezi fig. 2.19) - atunci când tranzistorul este blocat, respectiv închis - atunci când tranzistorul se află în regiunea ohmică.

## 2.4. Comparație între tranzistorul unipolar și cel bipolar

Prezentăm în tabelul 2.1, o interesantă comparație între tranzistoarele unipolare și cele bipolare.

Tab. 2.1

Nr. crt.	Criteriul de comparație	Tranzistor unipolar (TU)	Tranzistor bipolar (TB)	Observații
1	Numărul de operații de bază în procesul de fabricație	35	140	Avantaj TU
2	Rebuturi –preț de cost	De 5 ÷ 10 ori mai mic	-	Avantaj TU
3	Suprafață ocupată pe placheta de siliciu	0,0009 mm <sup>2</sup>	0,04 mm <sup>2</sup>	Avantaj TU
4	Rezistența de intrare	10 <sup>12</sup> ÷ 10 <sup>18</sup> Ω	1 ÷ 5 KΩ	Avantaj TU
5	Cuplajul dintre etaje	Direct	Cu circuite de polarizare și depl. de nivel	Avantaj TU
6	Realizarea de rezistențe de valori mari	Rezistență activă MOS	Nu pot fi realizate	Avantaj TU
7	Rezistența de trecere a tranzistorului saturat (r <sub>i</sub> )	≈10 K Ω	1 ÷ 30 Ω	Avantaj TB
8	Factori de zgomot	mare	mic	Avantaj TB
9	Timp de comutare	mare	mai mic	Avantaj TB

Se observă cu ușurință că tranzistoarele bipolare sunt superioare în ceea ce privește timpii de comutație, în timp ce TECMOS-urile sunt superioare din punct de vedere al puterii consumate, al densității de asamblare, al prețului de cost, etc.

## 2.5. Reprezentarea electrică a variabilelor booleene

În paragrafele anterioare s-a demonstrat corectitudinea aproximării funcționării unui tranzistor (bipolar sau unipolar) în regim de comutație cu aceea a unui întrerupător.

Referindu-ne în continuare la tranzistorul bipolar (concluziile putând fi ușor extinse și asupra celui unipolar), observăm că tensiunile de ieșire în stare de saturație sunt practic egale cu zero indiferent de tipul tranzistorului (nnp sau pnp), dar diferă ca polaritate în cazul în care tranzistorul este blocat (tab. 2.2).

Alocind valoarea logică "1" stării de blocare și "0" stării de saturație, constatăm că, în cazul tranzistorului de tip *nnp*, nivelului celui mai ridicat de tensiune,  $+V_{CC}$ , notat cu **H** (de la **H**igh = **S**us), îi corespunde 1 logic, iar celui mai coborât,  $0V$ , notat cu **L** (de la **L**ow = **J**os) - 0 logic. Spunem că acest mod de alocare corespunde *logicii pozitive*. Dimpotrivă, în cazul tranzistorului de tip *pnp*, nivelului celui mai coborât de tensiune ( $-V_{CC}$ ) îi corespunde valoarea logică cea mai ridicată, adică 1 logic, deci ne aflăm în cazul unei *logicii negative*.

Tab. 2.2. Explicativ pentru cele două tipuri de logică: pozitivă și negativă

Tip tranzistor	Schema electrică	Schema aproximativă		Simboluri logice alocate	Tip logică
		Blocare	Saturație		
nnp					Pozitivă
pnp					Negativă

În cele ce urmează vom prezenta numai circuite care lucrează în logică pozitivă.