

# 10. CIRCUITE INTEGRATE

## 10.1. INTRODUCERE

Un *circuit integrat* (CI) reprezintă un ansamblu de microcomponente electronice interconectate electric, distribuite cu densitate mare în volumul, sau pe suprafața unui suport (monocristal de siliciu, bază, pastilă sau chip) comun. Rezultă că din punctul de vedere al manipulării de orice fel (exploatării, testării, dar și al prezentării sau nomenclurii) un CI se prezintă ca un obiect de sine stătător, ca un tot unitar. În figura 10.1 se prezintă două exemple (din marea multitudine) de capsule de circuite integrate.

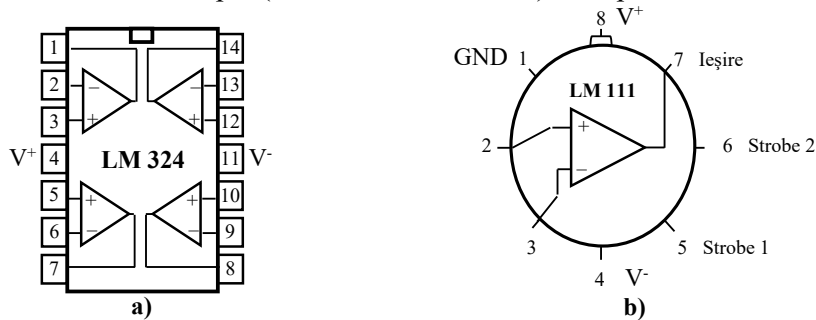


Fig. 10.1: Capsule de circuite integrate

- Capsulă tip DIL (**D**ual **I**n **L**ine) – DIL 14 (terminale) în figură;
- Capsula tip TO (**T**ypical **O**utline) – TO 8 (terminale) în figură.

Monocristalul este o plăcuță semiconductoră de siliciu, cu grosimea de 0,2...0,3mm și suprafața de  $1 \dots \times 10 \text{ mm}^2$ . Microcomponentele active sau pasive ale circuitului apar sub formă de “insule”, cuprinse într-un strat subțire ( $< 10 \mu\text{m}$ ) la suprafața substratului comun, semiconductor. Ele sunt formate din zone *p* sau *n*, de diferite dimensiuni și forme.

Nivelul complexității funcționale a unui CI se caracterizează cu ajutorul unor elemente de referință. Acestea sunt următoarele:

- *poarta logică*, pentru (CI care implementează) funcții logice,
- *celula de memorie “bit”*, pentru (CI care implementează) funcția de memorare,
- *circuitul amplificator elementar*, pentru (CI care implementează) funcții analogice.

*Numărul de circuite echivalente* ale unui CI reprezintă numărul de porți logice, biți sau amplificatoare elementare cu care se poate realiza funcția îndeplinită de circuitul electronic respectiv.

Parametrii care definesc capacitatea CI sunt densitatea de integrare și indicele de integrare. *Densitatea de integrare* este numărul de microelemente pe unitatea de suprafață a pastilei semiconductoră, sau numărul de elemente și componente în unitatea de volum a capsulei CI hibrid, fără a considera și volumul terminalelor.

*Indicele de integrare* (N) reprezintă logaritmul zecimal al numărului de circuite echivalente ale CI, rotunjit superior la prima valoare întreagă.

Ținând cont de complexitatea CI se disting următoarele niveluri de integrare:

- *SSI (Small Scale Of Integration)*, corespunzător CI cu grad redus de integrare, având  $N = 1$ , sau până la 10 circuite echivalente pe cip;
- *MSI (Medium Scale Of Integration)*, pentru circuite cu grad mediu de integrare, având  $N = 2$ , sau între 10 și 100 circuite echivalente pe cip;
- *LSI (Large Scale Of Integration)* caracterizând circuitele cu grad mare de integrare, având  $N = 3$ , adică între  $10^2$  și  $10^3$  circuite echivalente pe cip;
- *VLSI (Very Large Scale Of Integration)*, corespunzător circuitelor cu grad foarte mare de integrare, având  $N = 4$ , adică între  $10^3$  și  $10^4$  circuite echivalente pe cip;
- *V<sup>2</sup>LSI, ULSI, sau SLSI (Very-Very, Ultra, Super LSI)*, categorie corespunzătoare unui indice de integrare  $N > 5$ .

Caracteristicile și proprietățile funcționale diferite ale celor două tipuri distincte de circuite electronice, *analogice* și *numerice*, vor imprima particularități specifice atât structurii și topologiei microelementelor, cât și configurațiilor de circuite adoptate în fiecare din cele două categorii.

Circuitele *analogice* prelucrează semnale cu variație *continuă în timp*, ale căror *puteri și nivele* pot varia în *limite largi*. Circuitul fundamental este *amplificatorul*, al cărui punct de funcționare se află în regiunea de pantă maximă a caracteristicii de transfer, reprezentată pentru un amplificator inversor în figura 10.2a. Liniaritatea caracteristicii în această regiune este esențială pentru performanțele circuitului. Orice abatere de la forma liniară a acesteia duce la modificări însemnate ale mărimei de ieșire, deci la abateri de la funcționarea dorită. Rezultă o mare sensibilitate a circuitelor analogice la toleranțele de fabricație ale microelementelor, la modificarea parametrilor sub influența temperaturii sau în timp, și la perturbațiile interne sau externe de orice natură.

*Structura și topologia* microelementelor pentru CI analogice iau în considerare cerințele de amplificare și vehiculare a unor puteri și semnale, tensiuni și curenți relativi mari (tipic:  $\times 1V \dots \times 10V$ ;  $\times 1mA \dots \times 10mA$ ). Ca urmare se vor realiza tranzistoare având câștig mare de curent ( $\beta > 100$ ) și suprafețe mari, proporționale cu curentul dorit. Pentru a asigura tensiuni mari de străpungere a joncțiunii colector substrat (100 V), rezistivitatea stratului epitaxial va fi relativ mare. Suprafețele mari ale joncțiunilor, vehicularea de sarcini electrice relativ însemnate și gradul redus de dopare a colectorului duc la apariția de efecte parazite importante capacitive și rezistive, care vor împiedica funcționarea corespunzătoare a acestor circuite la înaltă frecvență și în comutație.

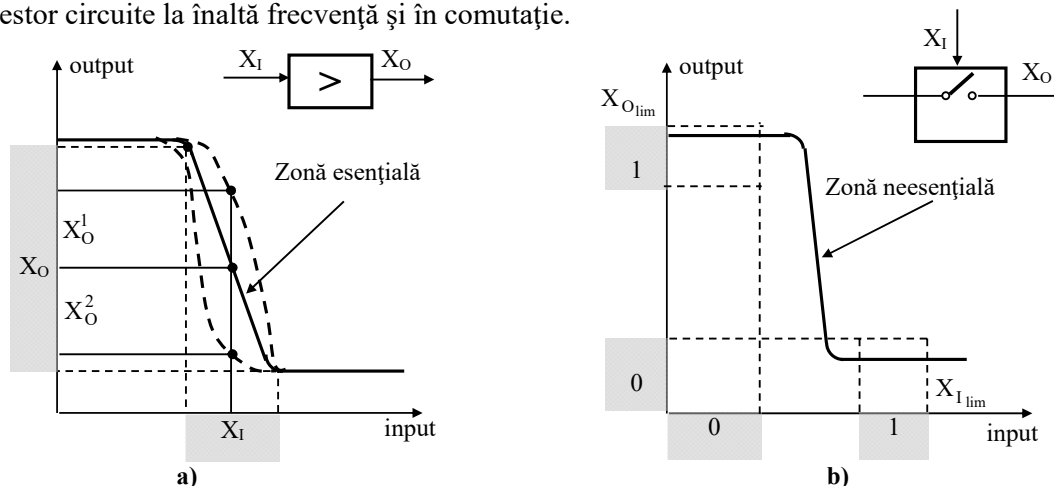


Fig. 10.2: Caracteristici de transfer

- a) Caracteristica unui element amplificator;  
b) Caracteristica unui comutator.

*Configurațiile* CI analogice urmăresc compensarea efectelor termice, a zgomotelor, sau insensibilizarea circuitului la toleranțele de fabricație, considerabile în tehnologiile monolitice. Se utilizează variantele de circuite electronice ai căror parametri sunt dați de rapoarte sau diferențe de valori, ținând cont de abaterile relative (comparative) reduse între parametrii microelementelor de același tip, abateri care se mențin la nivel scăzut și în prezența variațiilor de temperatură. Se limitează utilizarea elementelor pasive, sau chiar se evită, datorită toleranțelor mari de fabricație și mai ales a suprafețelor mari ocupate. De aceea, configurațiile CI analogice cuprind etaje de c.c. cu cuplaj direct, corecțiile la frecvență, compensarea erorilor, fixarea funcțiilor de transfer și ajustarea caracteristicilor efectuându-se din exterior, cu ajutorul unor rețele de componente discrete.

Considerentele de mai sus explică de ce configurațiile interne ale CI analogice sunt relativ complicate, fiind caracterizate prin densități de integrare care, în mod uzual, ating numai nivelul redus și mediu. Ele se utilizează însă ca *module funcționale universale* (de

tip amplificator operațional, multiplicator, circuite PLL, comparator) cu care pot fi realizate configurații variate și complexe având aplicații deosebit de utile.

Proiectarea echipamentelor cu CI analogice cere multă experiență și fantezie, dar poate fi finalizată cu soluții ingenioase și economice. Deși cantitativ mai redusă decât producția de CI digitale, CI analogice vor cunoaște și pe viitor o mare dezvoltare fiind destinate echipamentelor industriale sau de laborator și interfețelor din echipamentelor pentru prelucrarea numerică a semnalelor analogice.

*Circuitele numerice (digitale)* prelucrează semnale cu variație discontinuă în timp, care iau valori discrete (de obicei binare) și între care stabilesc funcții logice. Elementul fundamental este *circuitul comutator* care asigură una din cele două valori logice posibile ale semnalelor notate cu 1 sau 0, după cum el este conectat (în conducție), sau deconectat (blocat). Memorarea nivelelor logice se face în *circuite de memorare*, având ca element fundamental *celula de memorie*, capabilă să memoreze un *bit* (valoarea 0 logic sau 1 logic).

În CI numerice rolul comutatorului este îndeplinit de circuitul inversor logic, a cărui caracteristică este reprezentată în figura 10.2b. Importanță pentru funcționarea circuitului este asigurarea celor două stări caracterizate prin nivelul ridicat (1), sau coborât (0) al semnalelor. Nu este semnificativă valoarea efectivă a acestora, valoare care poate fi cuprinsă într-un domeniu relativ larg, reprezentat hașurat în figură.

Rezultă o sensibilitate mai redusă a circuitelor digitale la modificarea caracteristicilor și parametrilor, datorită toleranțelor de execuție, temperaturii sau îmbătrânirii componentelor. Drept urmare, *configurațiile fundamentale sunt mai simple*, nemaifiind nevoie de circuite de stabilizare și compensare a efectelor perturbatoare de acest tip.

Circuitele integrate numerice trebuie să asigure funcționarea la frecvențe ridicate și timpi foarte reduși de comutație. *Structurile și topologiile* vor fi astfel proiectate încât să minimizeze efectul capacităților parazite și să asigure o mobilitate mărită a purtătorilor de sarcină. Tranzistoarele, al căror efect de amplificare este puțin important, vor avea topologii și structuri specifice comutației. Dimensiunile lor vor fi reduse, iar rezistivitatea zonelor conductoare va fi mai mică decât în cazul CI analogice.

Rezultă puteri, curenți și tensiuni de nivel redus ( $\times 1\mu\text{A} \dots \times 1\text{mA}$ ;  $\times 1\text{mV} \dots \times 1\text{V}$ ) și densități foarte mari de integrare, ajungându-se (cel puțin) până la complexitatea circuitelor  $V^2\text{LSI}$ .

## 10.2. CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

Pentru o mai bună înțelegere a utilității componentelor ce vor fi introduse în continuare, se consideră util studiul următoarelor două situații:

Fie sarcina  $R_S = 2\Omega$ , ce trebuie alimentată cu tensiunea  $U_S = 12\text{V}$ , având la dispoziție o sursă de tensiune (baterie) cu tensiunea electromotoare  $E = 12\text{V}$  și rezistența internă  $R_i = 1\Omega$  (figura 10.3a), respectiv  $R_S = 50\text{k}\Omega$ , ce trebuie alimentată cu curentul  $I_S = 15\text{mA}$ , având la dispoziție o sursă de curent cu valoarea nominală  $I = 15\text{mA}$  și rezistența internă  $R_i = 100\text{k}\Omega$  (figura 10.3b).

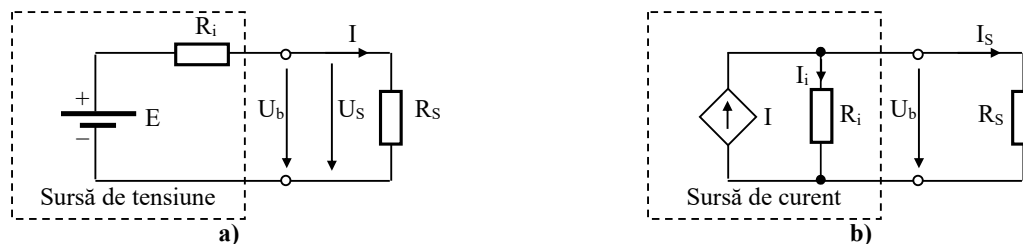


Fig. 10.3

- a) Circuit alimentat de un generator de tensiune;
- b) Circuit alimentat de un generator de curent.

Pentru circuitul din figura 10.3a, rezultă:

$$U_b = U_s = R_s I = R_s \frac{E}{R_s + R_i} = \frac{R_s}{R_s + R_i} E \quad (10.1)$$

Înlocuind valorile numerice se obține:

$$U_b = U_s = \frac{2}{2+1} 12 = 8V \quad (R_i \text{ și } R_s, \text{ conectate în serie, formează un } \mathbf{divizor \text{ de tensiune}}).$$

Un exemplu de astfel de situație este pornirea motorului unui autoturism (echivalentă cu micșorarea (substanțială a) rezistenței  $R_s$ ) în timp ce funcționează un dispozitiv auxiliar, de exemplu instalația de sunet. În timpul pornirii motorului, sunetul se va opri, explicația fiind alimentarea insuficientă, conform relației (10.1).

Pentru circuitul din figura 10.3b, rezultă:

$$\left. \begin{array}{l} I = I_i + I_s \\ R_i I_i = R_s I_s = U_b \end{array} \right\} \Rightarrow I_s = \frac{R_i}{R_s + R_i} I \quad (10.2)$$

Înlocuind valorile numerice se obține:

$$I_s = \frac{100}{100+50} 15 = 10\text{mA}$$

Se vede că apare o micșorare semnificativă a tensiunii la bornele sarcinii  $U_s$ , respectiv a curentului prin sarcină  $I_s$  comparativ cu valoarea tensiunii electromotoare a bateriei  $E$  sau a curentului nominal  $I$ , explicația constând în faptul că  $R_s$  are o valoare comparabilă cu  $R_i$ . (Evident, diferența  $E - U_s = 4V$  respectiv  $I - I_s = \text{mA}$  apare la “bornele” rezistenței interne  $R_i$ , respectiv circulă prin aceasta.) Concluzia este că cele două generatoare din figura 10.3 nu sunt soluții acceptabile pentru alimentarea sarcinilor  $R_s$ .

Dacă însă se intercalează în circuit, între bornele generatoarelor și sarcină, un *etaj tampon* cu parametri corespunzători (ca în figura 10.4, în care s-a exemplificat pentru cazul alimentării cu generator de tensiune, cazul generatorului de curent fiind absolut similar), atunci situația se poate îmbunătăți, după cum se va arăta în continuare.

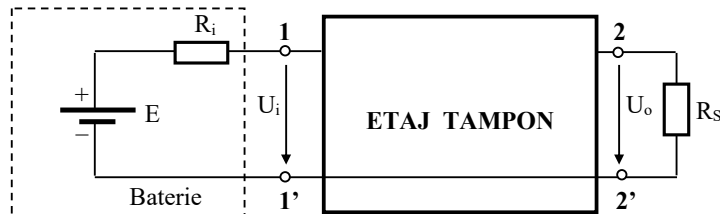


Fig. 10.4

După cum se poate observa în figura 10.4, etajul tampon are o structură cuadripolară, cu bornele de intrare notate 1 și 1', iar cele de ieșire 2 și 2'. De obicei bornele 1' și 2' sunt legate împreună la terminalul de referință al circuitului (terminalul de masă). În principiu există 4 structuri (simplificate) fundamentale ale cuadripolilor, prezentate în figura 10.5.

Astfel, în figura 10.5a se prezintă **etajul atacat în tensiune cu ieșirea în tensiune** (amplificator de tensiune). Cerințele impuse unui astfel de etaj sunt:

- Impedanța de intrare  $Z_i$  trebuie să fie foarte mare (astfel încât, în conformitate cu (10.1), oricare ar fi rezistența internă a sursei de (semnal de) intrare  $u_i$ , între bornele 1 și 1' să se “simtă” tensiunea  $U_i$  – să nu se producă pierderi de semnal la intrare;
- Impedanța de ieșire  $Z_o$  trebuie să fie foarte mică (astfel încât, în conformitate cu (10.1), oricare ar fi rezistența de sarcină, conectată între bornele 2 și 2', la ieșire să se “simtă” tensiunea  $U_o = G \cdot U_i$  – să nu se producă pierderi de semnal la ieșire – unde  $G$  este funcția de transfer (câștigul sau amplificarea în tensiune) a cuadripolului.

În conformitate cu cele două cerințe expuse, un etaj atacat în tensiune, cu ieșire în tensiune caracterizat de  $Z_i \rightarrow \infty$  și  $Z_o \rightarrow 0$  se (mai) numește (și) **amplificator ideal de tensiune**.

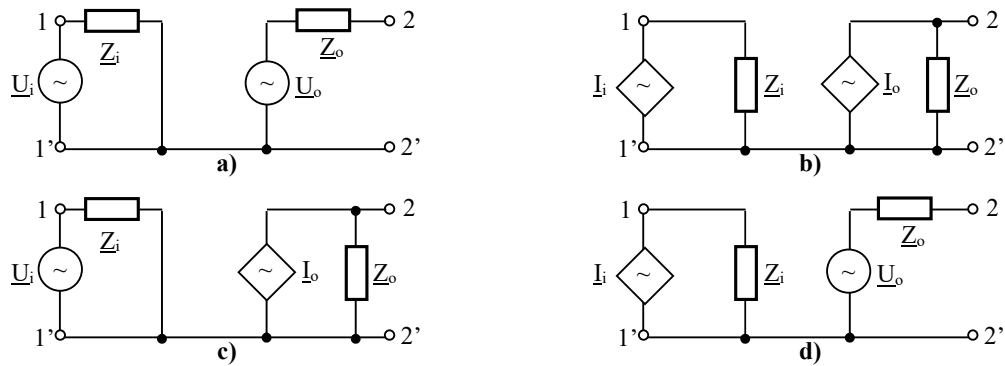


Fig. 10.5

- Etaj atacat în tensiune cu ieșirea în tensiune;
- Etaj atacat în curent cu ieșirea în curent;
- Etaj atacat în tensiune cu ieșirea în curent;
- Etaj atacat în curent cu ieșirea în tensiune

În figura 10.5b se prezintă **etajul atacat în curent cu ieșirea în curent** (amplificator de curent). Cerințele impuse unui astfel de etaj sunt:

- Impedanța de intrare  $Z_i$  trebuie să fie foarte mică (astfel încât, în conformitate cu (10.2), oricare ar fi rezistența internă a sursei de (semnal de) intrare  $i_i$ , între bornele 1 și 1' să circule curentul  $I_i$  – să nu se producă pierderi de semnal la intrare;
- Impedanța de ieșire  $Z_o$  trebuie să fie foarte mare (astfel încât, în conformitate cu (10.2), oricare ar fi rezistența de sarcină, conectată între bornele 2 și 2', prin aceasta să circule curentul  $I_o = \underline{G} \cdot I_i$  – să nu se producă pierderi de semnal la ieșire – unde  $\underline{G}$  este funcția de transfer (câștigul sau amplificarea în curent) a cuadripolului.

În conformitate cu cele două cerințe expuse, un etaj atacat în curent, cu ieșire în curent caracterizat de  $Z_i \rightarrow 0$  și  $Z_o \rightarrow \infty$  se (mai) numește (și) **amplificator ideal de curent**.

În figura 10.5c se prezintă **etajul atacat în tensiune cu ieșirea în curent** (amplificator transconductanță). Cerințele impuse unui astfel de etaj sunt:

- Impedanța de intrare  $Z_i$  trebuie să fie foarte mare (astfel încât, în conformitate cu (10.1), oricare ar fi rezistența internă a sursei de (semnal de) intrare  $u_i$ , între bornele 1 și 1' să se “simtă” tensiunea  $U_i$  – să nu se producă pierderi de semnal la intrare;
- Impedanța de ieșire  $Z_o$  trebuie de asemenea să fie foarte mare (astfel încât, în conformitate cu (10.2), oricare ar fi rezistența de sarcină, conectată între bornele 2 și 2', prin aceasta să circule curentul  $I_o = \underline{G} \cdot U_i$  – să nu se producă pierderi de semnal la ieșire – unde  $\underline{G}$  este funcția (transconductanța) de transfer a cuadripolului.

În conformitate cu cele două cerințe expuse, un etaj atacat în tensiune cu ieșirea în curent caracterizat de  $Z_i \rightarrow \infty$  și  $Z_o \rightarrow \infty$  se (mai) numește (și) **amplificator ideal transconductanță** (funcția de transfer  $\underline{G}$  are dimensiunea unei conductanțe electrice).

În figura 10.5d se prezintă **etajul atacat în curent cu ieșirea în tensiune** (amplificator transimpedanță). Cerințele impuse unui astfel de etaj sunt:

- Impedanța de intrare  $Z_i$  trebuie să fie foarte mică (astfel încât, în conformitate cu (10.2), oricare ar fi rezistența internă a sursei de (semnal de) intrare  $i_i$ , între bornele 1 și 1' să circule curentul  $I_i$  – să nu se producă pierderi de semnal la intrare;
- Impedanța de ieșire  $Z_o$  trebuie de asemenea să fie foarte mică (astfel încât, în conformitate cu (10.1), oricare ar fi rezistența de sarcină, conectată între bornele 2 și 2', la ieșire să se “simtă” tensiunea  $U_o = \underline{G} \cdot I_i$  – să nu se producă pierderi de semnal la ieșire – unde  $\underline{G}$  este funcția (impedanța) de transfer a cuadripolului.

În conformitate cu cele două cerințe expuse, un etaj atacat în curent cu ieșirea în tensiune caracterizat de  $Z_i \rightarrow 0$  și  $Z_o \rightarrow 0$  se (mai) numește (și) **amplificator ideal transimpedanță** (funcția de transfer  $\underline{G}$  are dimensiunea unei impedanțe electrice).

În continuare se va demonstra faptul că etajele tampon de tipul amplificatorului ideal de tensiune/curent rezolvă neajunsurile circuitelor din figura 10.3a și b, respectiv.

În figura 10.6 se prezintă circuitul din figura 10.3a (alimentat cu generator de curent), având sarcina conectată prin intermediul unui etaj tampon de tipul celui din figura 10.5a (amplificator ideal de tensiune).

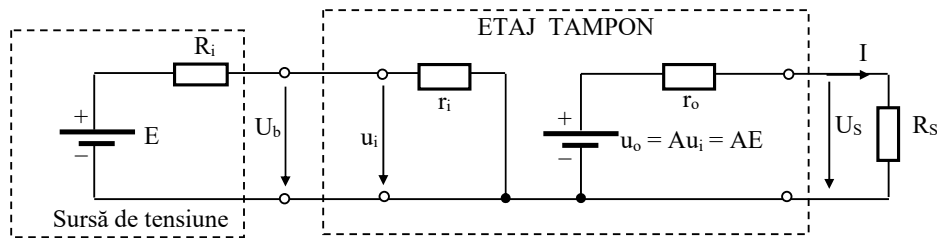


Fig. 10.6

Se poate observa cu ușurință că dacă amplificarea este unitară ( $|A| = 1$ ), (adică se obține un *repetor ideal de tensiune*.) problema pierderii de tensiune este rezolvată:

- 1) Deoarece  $r_i \rightarrow \infty$  apare ca sarcină a bateriei, rezultă că nu se produce cădere de tensiune pe rezistența internă  $R_i$  a acesteia. Ca urmare,  $u_i = E$ , adică tensiunea  $E$  va fi văzută ca factor în funcția de transfer de către circuitul de ieșire.
- 2) Deoarece ca rezistență internă a sursei de tensiune de la ieșire apare  $r_o \rightarrow 0$ , rezultă că pe aceasta nu se produce cădere de tensiune. Ca urmare, întreaga tensiune  $u_o = E$  va fi aplicată ca tensiune la borne,  $U_s$ , oricărei sarcini conectată la bornele de ieșire ale etajului tampon.

Un dispozitiv care aproximează amplificatorul ideal de tensiune este *amplificatorul operațional (AO)*. Rezultă că principalele sale caracteristici sunt:

- a) Amplificare în buclă deschisă foarte mare, cel puțin 80 dB (ideal infinită).
- b) Impedanța de intrare foarte mare, cel puțin 10 M $\Omega$  (ideal infinită)
- c) Rezistența de ieșire foarte mică, ideal nulă.

În consecință, **amplificatorul operațional** este practic un generator de tensiune comandat în tensiune (**amplificator ideal de tensiune**). Se va vedea că AO permite realizarea facilă a unor circuite de tipul celui din figura 10.6, precum și multe altele. Din acest motiv AO este componenta de bază în orice circuit integrat analogic (CIA) care prelucrează tensiuni ca semnale de intrare..

În figura 10.7 se prezintă circuitul din figura 10.3b (alimentat cu generator de curent), având sarcina conectată prin intermediul unui etaj tampon de tipul celui din figura 10.5b (amplificator ideal de curent).

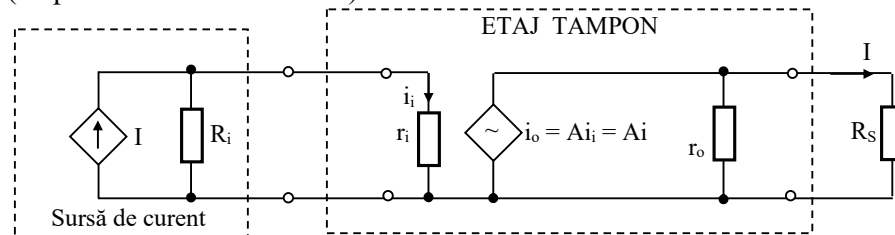


Fig. 10.7

Se poate observa cu ușurință că dacă amplificarea este unitară ( $|A| = 1$ ), (adică se obține un *repetor ideal de curent*.) problema scurgerilor de curent este rezolvată:

- 1) Deoarece  $r_i \rightarrow 0$  apare ca sarcină a generatorului de curent  $I$ , rezultă că nu se produce o scurgere de curent prin rezistența internă  $R_i$  a acestuia. Ca urmare,  $i_i = I$ . Cu alte cuvinte, curentul  $I$  va fi văzut ca factor în funcția de transfer de către circuitul de ieșire.

- 2) Deoarece ca rezistență internă a sursei de curent de la ieșire apare  $r_o \rightarrow \infty$ , rezultă că prin aceasta nu va circula curent. Ca urmare, întregul curent  $i_o = I$  va circula prin, *orice sarcină* conectată la bornele de ieșire ale etajului tampon.

Nu există un dispozitiv care să aproximeze amplificatorului ideal de curent, ci unul care modelează un amplificator transconductanță – *amplificatorul Norton (AN)*, care deci are intrarea în curent și ieșirea în tensiune. Rezultă că principalele sale caracteristici sunt:

- Amplificare în buclă deschisă foarte mare, cel puțin 80 dB (ideal infinită);
- Impedanța de intrare foarte mică, **cel mult 10 MΩ (ideal nulă)**;
- Rezistența de ieșire foarte mică, ideal nulă.

În consecință, **amplificatorul Norton** este practic un generator de tensiune comandat în curent (**amplificator ideal transimpedanță**).

Datorită tehnologiei integrate, configurația CIA poate fi mult diferită de cea a circuitelor cu componente discrete care îndeplinesc aceeași funcție, deoarece soluțiile neliniare de reglare a parametrilor (de exemplu insensibilizarea termică) care necesită componente (quasi)identice și cu cuplaj termic (quasi)perfect sunt foarte ușor realizabile în tehnologie integrată, aceasta constând practic în implementarea unor circuite (foarte) complexe pe aceeași pastilă de Si (chip). De asemenea, structura acestor scheme este și consecința unor constatări obiective, precum:

- Sunt optimizați parametrii unui singur microelement, și anume tranzistorul *n<sub>pn</sub>*, celelalte rezultând cu parametri inferiori componentelor discrete;
- Prețul de cost al microelementului depinde în special de mărimea suprafeței lui. De aceea numărul și valoarea rezistoarelor pasive sunt limitate, de cele mai multe ori ele fiind înlocuite cu *rezistoare active* (rezistența directă sau inversă a unei joncțiuni pn);
- Nu se pot realiza bobine (inductanțe) în tehnologie integrată, întrucât elementele parazite ale dispozitivelor electronice sunt de tip capacitiv și nu inductiv;
- Se evită utilizarea condensatoarelor de valoare mare, ca urmare etajele de amplificare sunt cuplate direct; condensatoarele de valori mici pot fi realizate sub forma capacităților de barieră sau de difuzie a joncțiunilor pn;
- Se utilizează cu precădere configurațiile cu tranzistoare, ele ocupând cele mai reduse suprafețe.

### 10.3. DESCRIEREA GENERALĂ A AMPLICATORULUI OPERAȚIONAL

Amplificatoare operaționale integrate sunt componente universale de circuit, cu ajutorul cărora se poate realiza o diversitate extrem de mare de aplicații liniare și neliniare. Denumirea de operaționale este motivată de faptul că primele amplificatoare de acest tip au fost folosite pentru realizarea unor operații matematice (adunare, integrare în raport cu timpul etc.) asupra tensiunilor electrice în calculatoare electronice analogice.

Se numește amplificator operațional un circuit integrat monolitic care conține tranzistoare, rezistoare și condensatoare și are:

- amplificarea în tensiune foarte mare, în regiunea liniară de funcționare;
- impedanța de intrare (care se va numi și impedanță diferențială de intrare) foarte mare;
- rezistența de ieșire foarte mică;

Schematic un AO constă din trei blocuri cu funcții distincte (figura 10.8);



Fig. 10.8: Schema bloc a unui AO





$$G = 80 \dots 160 \text{dB}$$

$A_d$  depinde de impedanța de sarcină, tensiunea de alimentare, frecvența și temperatura. În cataloage se exprimă valoarea  $A_d$  în c.c., la o anumită temperatură și tensiune de alimentare.  $A_d$  se modifică puternic cu frecvența, caracteristica  $A_d(f)$  (sau  $A_d(j\omega)$ ) fiind de obicei specificată în cataloage.

După cum se vede din (10.3) și (10.4), ideal  $v_o$  este determinată exclusiv de  $v_{id}$ , indiferent de **potențialul (de mod) comun** al celor 2 intrări:

$$V_{MC} = \frac{v_+ + v_-}{2}, \quad (10.6)$$

adică acesta este complet atenuat la ieșire. În realitate, semnalul de mod comun este amplificat:

$$V_{OC} = A_{MC} V_{MC}; A_C \ll 1 \quad (10.7)$$

Influența semnalului de mod comun,  $V_{MC}$ , asupra tensiunii de ieșire este evaluată prin **rejecția modului comun**, definită astfel:

$$\text{CMR (RMC)} = \frac{A_d}{A_{MC}}, \quad (10.8)$$

care este de dorit să fie cât mai mare ( $10^4, \dots, 10^6$ ). De obicei, în cataloage se dă tot în dB:

$$\text{CMRR} = 20 \cdot \lg(\text{CMR}), \quad (10.9)$$

unde:

- CMRR - common mode rejection ratio;
- CMR - common mode rejection (engl).

CMRR este un factor neliniar puternic dependent de frecvență, temperatură și punctul de funcționare. Se dă ca valoare medie corespunzătoare unei anumite temperaturi ( $25^\circ\text{C}$ ), la un anumit  $V_{MC}$ . Uzual:  $80\text{dB} \leq \text{CMRR} \leq 90\text{dB}$ .

De asemenea, între cele două intrări apare **impedanța diferențială de intrare** ( $Z_{id}$ ), de valoare foarte mare, care este măsurată între bornele de intrare ale AO în buclă deschisă (fără reacție), la  $25^\circ\text{C}$ . Este de tipul  $R \parallel C$  și în c.c. are valori cuprinse între  $10^5, \dots, 10^7 \Omega$ , funcție de tipul constructiv al AO.

La AO cu etaj de intrare cu tranzistoare bipolare (TB),  $Z_{id}$  depinde de parametrii acestora ( $h_{21}, h_{11}$ ), având valori uzuale de ordinul  $\times 100\text{k}\Omega$ . La etajele de intrare cu tranzistoare cu efect de câmp (TEC),  $Z_{id}$  are valori uzuale de ordinul  $\times 10\text{M}\Omega$ .

**Impedanța de ieșire** ( $Z_o$ ) a AO este mică ( $0,75, \dots, 10^2 \Omega$ ). În buclă închisă (adică în circuite cu reacție) ea devine neglijabilă.

**Impedanța de mod comun** ( $Z_{mc}$ ) este impedanța între fiecare bornă de intrare și masă. Este o rezistență foarte mare ( $10^9 \dots 10^{13} \Omega$ ), în paralel cu o capacitate ( $5 \dots 25\text{pF}$ ). Variaza neliniar cu temperatura și cu  $V_{MC}$ .

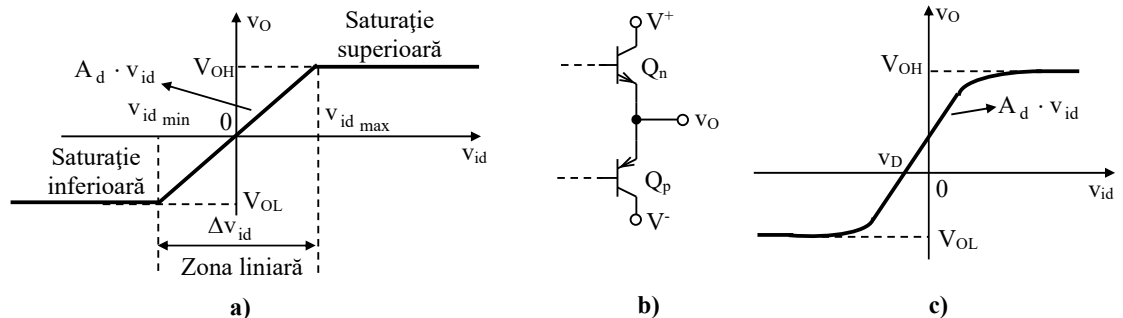


Fig. 10.10: Caracteristici de transfer ale AO

- a) Caracteristica ideală de transfer a AO;  
 b) Circuitul de ieșire a unui AO;  
 c) Caracteristica reală de transfer a AO.

În aceste condiții, caracteristica ideală de transfer  $v_O = v_O(v_{id})$  a unui AO are forma din figura 10.10a, în care semnificațiile notațiilor folosite este următoarea:

- $V_{OH}$  este **tensiunea de saturație superioară** a ieșirii AO;
- $V_{OL}$  este **tensiunea de saturație inferioară** a ieșirii AO;

$v_{id_{min}}$ ,  $v_{id_{max}}$  sunt limitele **zonei liniare de funcționare** a AO, în care este valabilă relația (10.3)

Explicația acestei forme a caracteristicii de transfer este în figura 10.3b, în care se prezintă tranzistoarele finale ale etajului de ieșire al AO (etaj în contratimp).  $Q_n$  amplifică alternanța pozitivă a tensiunii  $v_{id}$ , timp în care  $Q_p$  este blocat în acest timp, pe alternanța negativă  $Q_p$  este în conducție și  $Q_n$  blocat, ceea ce justifică și denumirea de etaj în contratimp. Dacă  $v_{id}$  are o valoare pozitivă mare, atunci  $Q_n$  va fi saturat și  $Q_p$  blocat, astfel că:

$$v_O = V^+ - V_{CE_{sat}} := V_{OH} \cong V^+ \quad (10.10)$$

Dacă  $v_{id}$  are o valoare negativă mare (în valoare absolută), atunci  $Q_p$  va fi saturat și  $Q_n$  blocat, deci:

$$v_O = V^- + V_{CE_{sat}} := V_{OL} \cong V^- \quad (10.11)$$

Cum în general  $|V_{CE_{sat}}| \ll V^+$  și  $|V_{CE_{sat}}| \ll |V^-|$ , se obțin aproximările din (10.10) și (10.11), cu observația că totuși  $V_{OH} < V^+$  și  $|V_{OL}| < |V^-|$ .

De asemenea, se impune observația că lățimea zonei liniare ( $\Delta v_{id} = v_{id_{max}} - v_{id_{min}}$ ) este foarte mică, deoarece amplificarea  $A_d$  este foarte mare.

De exemplu: dacă  $V_{OH} \cong V^+ = 15V$ ,  $V_{OL} \cong V^- = -15V$  și  $G = 80dB$ , adică  $A_d = 10^4$ , rezultă:

$$\left\{ \begin{array}{l} V^+ \cong V_{OH} = A_d \cdot v_{id_{min}} \Rightarrow v_{id_{max}} = \frac{V_{OH}}{A_d} \cong 15 \cdot 10^{-4} \\ V^- \cong V_{OL} = A_d \cdot v_{id_{min}} \Rightarrow v_{id_{min}} = \frac{V_{OL}}{A_d} \cong -15 \cdot 10^{-4} \end{array} \right. \Rightarrow \Delta v_{id} = \frac{V_{OH} - V_{OL}}{A_d} \cong 3mV$$

Se observă lățimea mică a zonei liniare (3mV, centrată pe zero, adică între  $\pm 1,5mV$ ), și asta pentru un AO de slabă calitate (cele de bună calitate au  $G \geq 100dB$ ).

Rezultă că un **AO în buclă deschisă** (fără reacție, adică fără un circuit electric conectat între ieșire și intrări) are o funcționare asemănătoare unui circuit **comparator**, care furnizează la ieșire o tensiune proporțională cu semnul tensiunii de intrare:

$$\begin{cases} v_{id} > 0 \Rightarrow v_O = V_{OH} \\ v_{id} < 0 \Rightarrow v_O = V_{OL} \end{cases} \quad (10.12)$$

$$\text{sau} \quad \begin{cases} v_+ > v_- \Rightarrow v_O = V_{OH} \\ v_+ < v_- \Rightarrow v_O = V_{OL} \end{cases} \quad (10.13)$$

Caracteristica ideală de transfer se obține cu presupunerea că în structura internă a AO există componente perfect identice/simetrice (acolo unde este cazul, de exemplu cele două tranzistoare ale amplificatorului diferențial de la intrare sunt presupuse perfect identice, iar cele două tranzistoare de ieșire,  $Q_n$  și  $Q_p$  din figura 10.10b sunt presupuse perfect simetrice: caracteristici identice în valoare absolută, mai ales  $\beta_n = \beta_p$ ).

AO real nu poate îndeplini cu “precizie zero” aceste cerințe, ci numai cu una foarte bună. Cu alte cuvinte, sunt inerente mici abateri de la identitatea/simetria componentelor, ceea ce atrage după sine abateri ale caracteristicii reale de transfer, prezentată în figura 10.10c, față de cea ideală. Abaterea principală este existența unei **tensiuni de decalaj (dezechilibru sau offset)**, care este expresia faptului că o tensiune nulă la intrare nu atrage după sine o tensiune nulă la ieșire:

$$v_{id} = 0 \neq v_o = 0$$

Tensiunea de offset se definește ca acea valoare a tensiunii diferențiale de intrare (pozitivă sau negativă) care, în condițiile  $V_{MC} = 0$   $V_{MC} = 0$ , anulează ieșirea (figura 10.11):

$$v_D = V_D + v_d|_{v_o=0} \quad (10.14)$$

unde:

- $V_D$  - tensiunea inițială de decalaj
- $v_d$  - deriva tensiunii de decalaj (datorată temperaturii, îmbătrânirii componentelor, etc).

Micșorarea derivatei se poate realiza adoptând structuri de circuit adecvate pentru etajul de intrare al AO.

Cei 3 coeficienți de derivă (termică, electrică, de timp) sunt  $k_\theta$ ,  $k_V$  și  $k_t$ :

$$k_\theta = \frac{\Delta v_D}{\Delta \theta} \left[ \frac{\mu V}{^\circ C} \right] ; \quad k_V = \frac{\Delta v_D}{\frac{\Delta V}{V} \cdot 100} \left[ \frac{\mu V}{\%} \right] ; \quad k_t = \frac{\Delta v_D}{\Delta t} \left[ \frac{\mu V}{an} \right]$$

$$v_D = k_\theta \cdot \Delta \theta + k_V \cdot \frac{\Delta V}{V} + k_t \cdot \Delta t$$

**Curentul de polarizare** la intrare este curentul absorbit de fiecare intrare de la o sursă ideală de curent, în condițiile  $v_o = 0$  și  $V_{MC} = 0$  (figura 10.12).

De obicei, în cataloage referințele se fac la curentul mediu:  $i_B = \frac{i_- + i_+}{2}$ .

Parametrii de catalog frecvent utilizați sunt:

- $i_B$  - curentul de polarizare inițial, corespunzător temperaturii  $\theta = 25^\circ C$  și tensiunilor de alimentare nominale. El poate fi compensat total sau parțial și are valorile uzuale:  $0,8nA \leq I_B \leq 300nA$ .
- Deriva curentului de polarizare este componenta variabilă în timp, datorită tensiunii de alimentare și în special a temperaturii:  $k_\theta = \frac{\Delta i_B}{\Delta \theta} \left[ pA/^\circ C \right]$ .

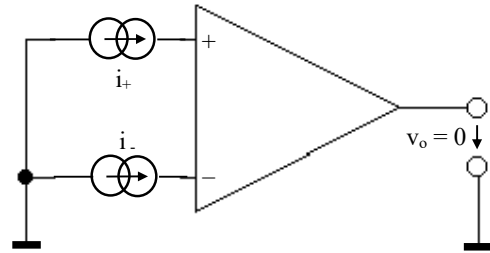


Fig. 10.12: Curenții de intrare

Datorită construcției simetrice a circuitului de intrare a AO, curenții de polarizare sunt foarte apropiați ca valoare, diferența între aceștia fiind de obicei  $\leq 0,1 \cdot i_B$ .

În ipoteza (ideală) a perfecte identități/simetrii a componentelor, rezultă egalitatea curenților de intrare:  $i_+ = i_-$ . Evident că la AO real această relație nu este adevărată.

**Curentul de offset** (dezechilibru sau decalaj) la intrare este definit ca diferența între curenții de polarizare:  $i_D = i_+ - i_-$ . (10.15)

Are 2 componente:

- curent de dezechilibru inițial (pA ... nA)
- deriva decalajului de curent, caracterizată de  $k_\theta \left[ \frac{pA}{^\circ C} \right]$ .

Un alt indicator de calitate al unui AO este **rejecția tensiunii de alimentare**  $R_{ta}$  (sau raportul de rejecție a tensiunii de alimentare, definită ca raportul între variația  $v_{id}$  la intrare și variația  $\Delta V$  a tensiunii de alimentare, care produc aceeași variație  $\Delta v_o$  la ieșire:

$$R_{ta} = \frac{v_{id}}{\Delta V} \Big|_{\Delta v_o} = \frac{v_o}{A_d \cdot \Delta V} \left[ \frac{\mu V}{V} \right]$$

Parametrii prezentați mai sus conduc la modelul AO real, prezentat în figura 9.2.

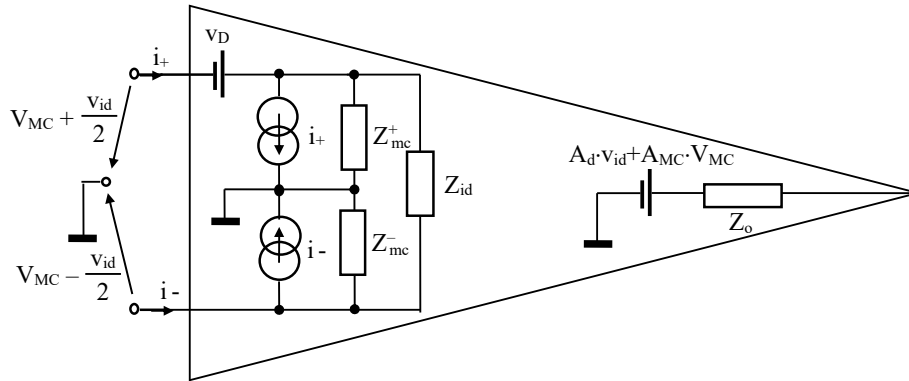


Fig. 10.13: Modelul AO real

Tensiunea de dezechilibru și curenții de polarizare diferiți sunt principalele aspecte care fac diferența între funcționarea AO real și cel ideal. Ordinele lor de mărime sunt  $\times 1\text{mV} \dots \times 10\text{mV}$ , respectiv  $\times 1\text{pA} \dots \times 1\text{nA}$ , astfel că (mai ales la scheme de mare precizie) trebuie luate măsuri pentru compensarea lor.

Ținând cont de cele de mai sus, mai ales de valoarea mare a amplificării diferențiale și a impedanței diferențiale de intrare a AO (ambele **infinite la AO ideal**), rezultă următoarele:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_O = A_d \cdot v_{id} \\ v_O < \infty; A_d \rightarrow \infty \end{array} \right\} \Rightarrow v_{id} \rightarrow 0 \quad (10.16)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_+ = \frac{v_+}{Z_{id}} \\ i_- = \frac{v_-}{Z_{id}} \\ Z_{id} \rightarrow \infty \end{array} \right\} \Rightarrow i_+ \rightarrow 0; i_- \rightarrow 0 \quad (10.17)$$

În practică este absolut acoperitoare ipoteza idealității AO (cu observația necesității compensării dezechilibrelor atunci când este cazul), astfel că (10.16) și (10.17) devin:

$$\text{AO ideal} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} v_{id} = 0 \Leftrightarrow v_+ = v_- \\ i_+ = i_- = 0 \end{array} \right. \quad (10.18)$$

Cu alte cuvinte, un **AO ideal are intrările la același potențial și nu consumă curent pe intrări**. Ținând cont și de rezistența de ieșire foarte mică, rezultă că **AO modelează foarte bine amplificatorul ideal de tensiune**.

S-a menționat mai sus lățimea foarte mică ( $\Delta v_{id}$ ) a domeniului tensiunii de intrare corespunzător funcționării liniare a AO în buclă deschisă. O consecință firească este aceea că pentru **extinderea zonei liniare** de funcționare AO trebuie să funcționeze în **buclă închisă**, adică într-un circuit cu reacție. Se poate demonstra că (iar acest fapt va fi verificat în circuitele cu AO ce vor fi prezentate):

- Dacă **circuitul de reacție** se conectează între **ieșire și intrarea inversoare**, atunci se obține o **reacție negativă** (semnalul de ieșire este în antifază cu cel de intrare); într-o exprimare echivalentă, se poate spune că într-un circuit cu reacție negativă, dacă mărimea de intrare variază într-un sens, mărimea de ieșire variază în sensul contrar (de ex: dacă mărimea de intrare se mărește, cea de ieșire se micșorează).
- Dacă **circuitul de reacție** se conectează între **ieșire și intrarea neinversoare**, atunci se obține o reacție pozitivă (semnalul de ieșire este în fază cu cel de intrare); într-o exprimare echivalentă, se poate spune că intrarea și ieșirea au variații în același sens.

## 10.4. APLICAȚII

**10.4.1** Se dă circuitul din figura 10.14a, care conține un generator de curent constant cu valoarea  $I = 1A$  și rezistența internă  $R_i = 90k\Omega$ . Curentul debitat de generator trebuie injectat în rezistența de sarcină  $R_s = 10k\Omega$ . Să se calculeze valoarea  $I_s$  a curentului prin sarcină. Dacă  $I_s < 99\% \cdot I$ , atunci să se propună un etaj tampon (buffer) între generator și sarcină (ca în figura 10.14b) și să se formuleze o temă de proiectare a acestuia astfel încât să rezolve cerința impusă curentului (prin sarcină)  $I_s$ .

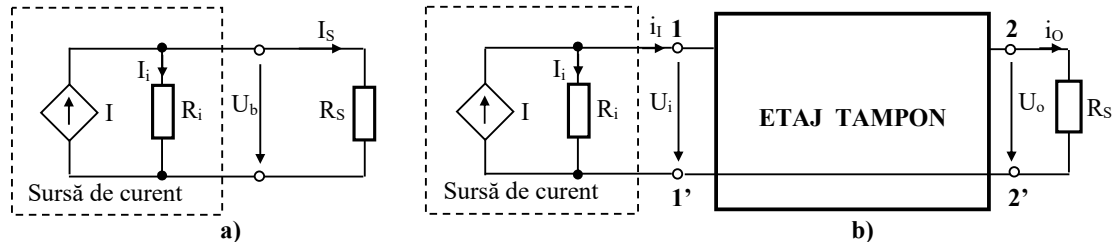


Fig. 10.14

- c) Sarcină alimentată de un generator de curent constant;  
 d) Sarcină alimentată de un generator de curent constant prin intermediul unui buffer.

### Rezolvare

Pentru circuitul din figura 10.14a sunt evidente relațiile:

$$\begin{cases} U_b = I_i \cdot R_i = I_s \cdot R_s \\ I_i + I_s = I \end{cases} \Rightarrow I_s = I \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} \quad (10.19)$$

Numeric, se obține:  $I_s = 1A \cdot \frac{90k\Omega}{100k\Omega} = 0,9A < 99\% \cdot I = 0,99A$

Așa cum era de așteptat, curentul  $I_s$  nu îndeplinește cerința din enunț (curentul care se “pierde” prin rezistența internă  $R_i$  ( $10\% \cdot I$ ) este prea mare), deoarece rezistența de sarcină nu este suficient de mică în comparație cu rezistența internă a generatorului. Rezultă că este necesar un etaj tampon de adaptare a sursei cu sarcina, care trebuie să fie de tipul generatorului de curent comandat în curent (amplificator ideal de curent), figura 10.5b.

Schema circuitului obținut este prezentată în figura 10.15.

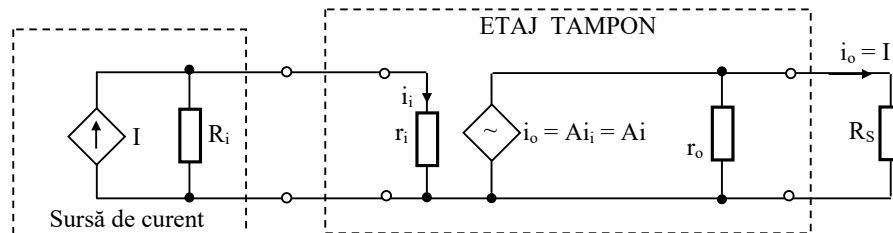


Fig. 10.15

A întocmi o temă de proiectare înseamnă a preciza cerințele (parametrii) pe care trebuie să le îndeplinească dispozitivul respectiv. În cazul de față, aceasta revine la precizarea valorilor  $r_i$ ,  $r_o$  și a câștigului (amplificării)  $A$  pe care trebuie să le asigure etajul tampon.

Întrucât se poate presupune că generatorul de curent va funcționa și cu alte sarcini la ieșire, cea mai rezonabilă alegere pentru valoarea câștigului este

$$A = 1$$

adică etajul tampon să fie un repetor de curent.

La intrarea și ieșirea etajului tampon se scriu relații de tipul (10.19):

$$\begin{cases} i_o = A \cdot i_i \cdot \frac{r_o}{r_o + R_s} \stackrel{A=1}{=} i_i \cdot \frac{r_o}{r_o + R_s} \\ i_i = I \cdot \frac{R_i}{R_i + r_i} \end{cases} \Rightarrow i_o = I \cdot \frac{R_i}{R_i + r_i} \cdot \frac{r_o}{r_o + R_s} \geq \frac{99}{100} I$$

Rezistențele  $r_i$  și  $r_o$  trebuie să verifice relația:

$$\frac{R_i}{R_i + r_i} \cdot \frac{r_o}{r_o + R_S} \geq \frac{99}{100}$$

Este evident că problema nu are soluție unică. O variantă posibilă ar fi:

$$\frac{R_i}{R_i + r_i} = \frac{r_o}{r_o + R_S} \geq \sqrt{\frac{99}{100}} \cong 0,995 \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{1}{1 + \frac{r_i}{R_i}} \geq 0,995 \\ \frac{1}{1 + \frac{R_S}{r_o}} \geq 0,995 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{r_i}{R_i} \leq \frac{5}{995} \\ \frac{R_S}{r_o} \leq \frac{5}{995} \end{cases}$$

Rezultă:

$$\begin{cases} r_i \leq \frac{450}{995} \approx 0,452\text{k}\Omega = 452\Omega \\ r_o \geq \frac{995}{5} R_S = 1990\text{k}\Omega \end{cases}$$

Rezultă că tema de proiectare se formulează astfel: “Să se proiecteze un generator de curent cu intrarea în curent cu rezistența de intrare  $r_i \leq 452\Omega$  și rezistența de ieșire  $r_o \geq 1990\text{k}\Omega$ ”.

Observație: Din rezolvarea problemei este clar că valorile ideale sunt  $r_i \rightarrow 0$  și  $r_o \rightarrow \infty$ .

**10.4.2** Amplificatorul din figura 10.16 este caracterizat de amplificarea  $A = -100$ , iar domeniul de variație a tensiunii de ieșire este  $-15\text{V}, \dots, 15\text{V}$ . Dacă semnalul de intrare este de forma  $v_i(t) = V_i \sin \omega t$ , să se deseneze forma de undă a semnalului de ieșire, considerând amplitudinile cu valorile  $V_{i1} = 100\text{mV}$  și  $V_{i2} = 200\text{mV}$ .

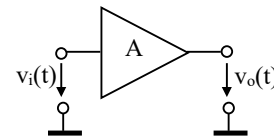


Fig. 10.16

Determinați valoarea maximă a amplitudinii  $V_i$ , astfel încât semnalul de ieșire să fie nedistorsionat.

### Rezolvare

Semnalul de ieșire este  $v_o(t) = A \cdot v_i(t) = -100V_i \sin \omega t = 100V_i \sin(\omega t + \pi)$ , cu condiția ca amplitudinea sa  $V_o = 100V_i$  să se situeze în domeniul permis:

$$V_o \leq \max(|V_{OL}|, |V_{OH}|) = 15\text{V}.$$

- Dacă  $V_i = 100\text{mV}$ , atunci  $V_o = |A| \cdot V_i = 10\text{V}$   
Cum  $-15\text{V} < V_o < 15\text{V}$ , rezultă că amplificatorul lucrează în zona liniară, cu forma de undă din figura 2.17.
- Dacă  $V_i = 200\text{mV}$ , atunci:  
 $V_o = |A| \cdot V_i = 20\text{V} > 15\text{V}$ , deci amplificatorul intră și în zona de saturație.  
Semnalul de ieșire va fi limitat pe durata  $t \in [t_1, t_2]$ , unde  $t_1 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{15}{20}$ ;  $t_2 = \frac{T}{2} - t_1$
- Semnalul de intrare maxim rezultă din condiția  $V_{o_{\max}} = \max(V_{OH}, V_{OL}) = 15\text{V} = A \cdot V_{i_{\max}}$ .  
Numeric:  $V_{i_{\max}} = 0,15\text{V} = 150\text{mV}$

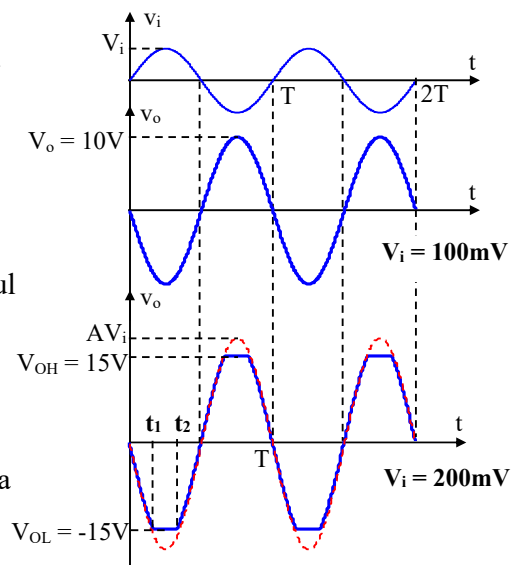


Fig. 10.17