

Prelegerea nr. 5

Terminologie și parametri specifici convertoarelor N/A și A/N

Se prezintă în continuare anumiți termeni specifici din teoria convertoarelor.

Quantificarea reprezintă divizarea intervalului de variație (tensiune sau curent) a unei mărimi analogice într-un număr determinat de trepte ("cuante") de amplitudini egale, cu scopul exprimării valorii analogice sub formă de număr.

Diapazonul de intrare sau de ieșire constituie intervalul de tensiune sau curent în care poate varia mărimea analogică (de intrare pentru CNA și de ieșire pentru CAN). Se mai folosește și termenul de **domeniu maxim de variație**.

Caracteristica de transfer exprimă dependența dintre mărimea de ieșire a unui convertor și mărimea sa de intrare. Întrucât întotdeauna una din cele două mărimi are o variație analogică iar cealaltă numerică, caracteristica de transfer are o variație în trepte.

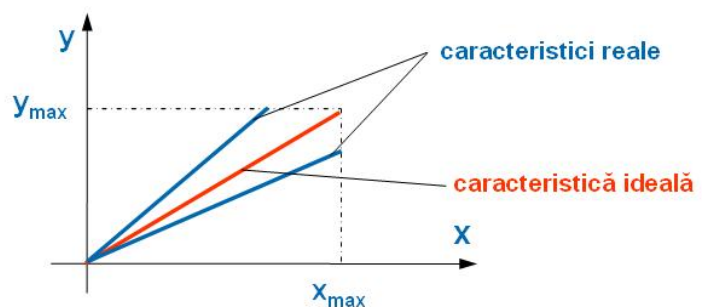
Rezoluția unui convertor este parametrul care caracterizează numărul de stări (nivele) distincte care pot fi deosebite la ieșirea CNA sau intrarea CAN. De regulă se exprimă prin numărul de biți, în procente din valoarea diapazonului sau în număr de trepte de cuantificare. De exemplu: $n = 8$ biți aprox. 0,4% din diapazon 256 de trepte de cuantificare (2^8).

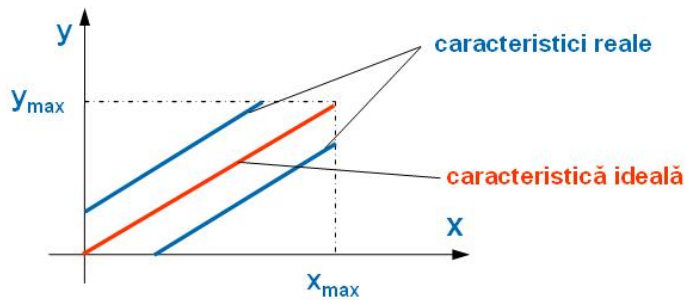
Eroarea de cuantificare. Pentru un convertor de n biți întregul diapazon este divizat în 2^n intervale (canale) distincte. Toate semnalele care au nivelele cuprinse între valorile ce delimitează un astfel de canal vor fi codificate în același mod (prin același număr). Principial există o incertitudine (eroare) de cuantificare egală cu $\pm \frac{1}{2} BS_{min}$ care depinde de rezoluția convertorului.

Exactitatea (acuratețea) absolută este definită ca măsura în care caracteristica reală de transfer a unui convertor o reproduce pe cea ideală.

Precizia reprezintă o măsură a repetabilității unor măsurări succesive și se referă la gruparea rezultatelor obținute în urma conversiilor. Un circuit de conversie este considerat precis dacă într-o serie de măsurări repetate rezultatele obținute au o dispersie redusă. Limitările de precizie provin de la zgomote, procese tranzitorii nerepetitive, cicluri de histerezis ale unor componente etc.

Eroarea de diapazon este produsă de o diferență a pantei caracteristicii de transfer reale față de caracteristica de transfer ideală, presupunând că amândouă pleacă din origine. De regulă, toate convertoarele au un reglaj al diapazonului ce permite anularea completă a acestei erori (prin intermediul câștigului).





Eroarea de offset a caracteristicii de transfer este mărimea care apare la ieșirea unui CNA în cazul în care la intrarea sa se aplică codul corespunzător mării de ieșire zero. În cazul CAN eroarea este pusă în evidență la conversia unui semnal de intrare cu amplitudine zero când la ieșirea convertorului se obține alt cod

decât cel corespunzător lui zero. De regulă eroarea poate fi compensată de un reglaj extern.

Liniaritatea integrală se referă la funcția de transfer și descrie măsura în care caracteristica de transfer reală se abate de la caracteristica de transfer ideală. Calitatea acestui parametru poate fi exprimată prin eroarea de neliniaritate ce definește abaterea maximă a caracteristicii reale în raport cu una din dreptele ce reprezintă caracteristica ideală. Se exprimă în fracțiuni din BS_{min} sau procente din mărimea de ieșire maximă.

Liniaritatea diferențială caracterizează uniformitatea treptelor analogice obținute la ieșirea unui CAN sau a canalelor de conversie (treptelor de cuantificare) ale unui CAN. Un convertor ideal are toate aceste trepte egale între ele, deci o neliniaritate diferențială nulă. Pentru o bună comportare a convertorului (garantarea monotoni-cității), neliniaritatea diferențială trebuie să fie sub $\pm \frac{1}{2} BS_{min}$.

Comportarea monotonă caracterizează un convertor atunci când caracteristica sa de transfer nu își schimbă panta.

Timpul de stabilire este egal cu intervalul de timp între momentul schimbării codului numeric (la CNA) sau momentul aplicării semnalului analogic (la CAN) și momentul în care mărimea de ieșire s-a stabilit la valoarea finală, în limitele erorii specificate (de regulă $\pm \frac{1}{2} BS_{min}$) la CNA sau codul numeric este stabil la CAN.

Timpul de conversie este definit ca intervalul de timp necesar convertorului să execute o conversie.

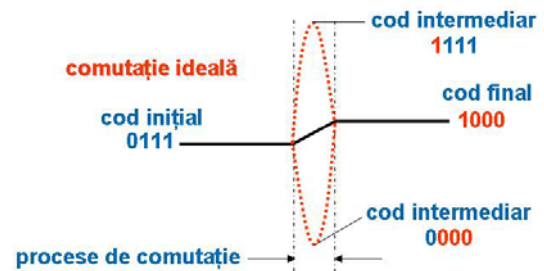
Rata de conversie, exprimată în număr de conversii pe secundă, este o măsură a vitezei (frecvenței) cu care poate lucra un convertor. Valoarea sa rezultă mai mică decât inversul timpului de conversie datorită faptului că în afara timpului de conversie mai include și timpul de revenire, deoarece de regulă un CAN nu este gata de lucru chiar în momentul în care a generat codul numeric. La CNA rata este frecvența maximă de comandă pentru a se executa trepte de $1 BS_{min}$.

Timpul corespunzător unui bit se obține împărțind durata de conversie a unui CAN la numărul de biți de ieșire. Convertorul este considerat rapid dacă rezultă o valoare mai mică de $2 \mu s$.

Timpul de apertură la CAN reprezintă intervalul de timp între momentul de start a conversiei și momentul în care s-a obținut la ieșire numărul corespunzător semnalului de intrare. Este egal cu timpul de conversie doar în cazul în care nu se folosește la intrare un circuit de eșantionare-memorare.

Ciupiturile (glitch-urile) descriu comportarea CNA când la intrare se schimbă codul numeric. La aceste treceri, la ieșire pot apărea forme de undă tranzitorii, cu amplitudini

diferite de oricare dintre valorile corespunzătoare celor două coduri. Apar datorită diferențelor de viteză de comutare spre starea **ON** și **OFF** a comutatoarelor din convertor.



Zgomotul convertoarelor numeric analogice

apare datorită zgomotului propriu al componentelor și circuitelor electronice. Se manifestă prin instabilitatea nivelului mărimii analogice de ieșire produsă de suprapunerea peste nivelul fix ideal (nezgomotos) a unei mărimi (U , I) cu o anumită variație în timp.

Zgomotul CAN. Pe măsura creșterii rezoluției și acurateței **CAN** este tot mai dificil să se deosebească semnalul de zgomot. Efectul zgomotului (interior sau exterior) poate fi crearea benzilor de incertitudine la schimbarea codurilor de ieșire (când valoarea zgomotului este mai mică decât BS_{min}) sau apariția unei instabilități la ieșire.

Coefficientul de variație cu temperatura. Modificarea parametrilor componentelor și dispozitivelor cu temperatura duce, prin cumulare, la înrăutățirea caracteristicii de transfer ce poate diferi sensibil de cea de la temperatura ambiantă.

Stabilitatea convertoarelor se referă la variațiile performanțelor la schimbarea temperaturii și în timp.

Elemente de bază ale convertoarelor numeric-analogice

Elementele de bază ale convertoarelor numeric-analogice rezultă din schema bloc: interfața numerică, rețeaua de comutatori și rețeaua de rezistori. Schema conține de asemenea generatorul mărimii de referință și amplificatorul de ieșire.

Interfața numerică

Interfața numerică are rol de adaptare între semnalele numerice de intrare (definite de un anumit standard) și comutatoarele convertorului. Realizarea concretă a interfeței numerice este dependentă de tipul semnalelor de intrare și de structura convertorului numeric-analogic, căpătând diferite forme, funcție de aplicație.

Rețele de comutatori

Rețelele de comutatori au rolul de a comanda curenții sau tensiunile corespunzând biților care concură la producerea mărimii analogice de ieșire, conform codului numeric aplicat la intrare. Sunt formate din comutatori analogici ce permit introducerea sau interzicerea la ieșire a mărimilor asociate fiecărui bit de intrare. Funcție de natura mărimilor analogice se întâlnesc comutatori de tensiune și comutatori de curent.

Comutatori de tensiune

Comutatorii de tensiune realizează funcția de a conecta o sarcină la o tensiune de referință sau la potențialul zero. Schema echivalentă a unui comutator ideal de tensiune este

prezentată în fig. 3.3 a, iar în fig. 3.3 b se arată modul de variație al tensiunii pe rezistența de sarcină R_L .

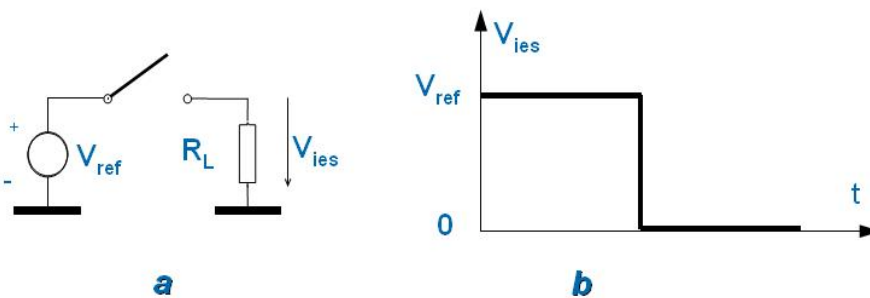


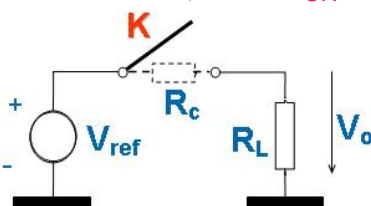
Figura 3.3

Nivelele de tensiune pe sarcină sunt V_{ref} , respectiv $0V$ la comutatorul ideal de tensiune. Pentru cazul ideal, timpul de tranziție de la o stare la alta este zero.

Aceste caracteristici ale comutatorului ideal de tensiune sunt imposibil de realizat în practică. De aceea trebuie stabilite niște criterii de performanță ce se doresc a fi realizate de către comutatoarii de tensiune reali. Aceste criterii de performanță se referă la acuratețea cu care sunt reproduse nivelele de tensiune corespunzătoare valorilor binare de intrare "0" sau "1" și la viteza cu care se poate realiza comutația între cele două nivele de tensiune.

Din punct de vedere al acurateții cu care sunt reproduse nivelele de tensiune, trebuie să facem observația că acesta depinde de valorile pe care le are rezistența comutatorului pentru starea "închis" (ON), respectiv "deschis" (OFF).

La comutatorul ideal, la care nu apar nici un fel de abateri de la nivelele ideale, valorile acestor rezistențe sunt $R_{ON} = 0$ și $R_{OFF} = \infty$.



În general valoarea tensiunii de pe rezistența de sarcină este dată de relația (3.4):

$$V_o = V_{ref} \frac{R_L}{R_L + R_c} \quad (3.4)$$

unde R_c reprezintă valoarea rezistenței comutatorului.

În cazul unui comutator ideal, pentru starea ON tensiunea pe sarcină are valoarea V_{ref} , iar pentru starea OFF valoarea este zero.

Pentru un comutator real de tensiune $R_{ON} \neq 0$ și $R_{OFF} \neq \infty$ (valoare finită).

Valorile tensiunii pentru starea ON (3.5), respectiv pentru starea OFF (3.6) sunt:

$$V_{ies ON} = V_{ref} - \frac{R_{ON}}{R_L + R_{ON}} \cdot V_{ref} \approx V_{ref} \cdot \left(1 - \frac{R_{ON}}{R_L} \right), \quad R_{ON} \ll R_L \quad (3.5)$$

$$V_{ies OFF} = V_{ref} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{OFF}} \approx \frac{R_L}{R_{OFF}} \cdot V_{ref}, \quad R_{OFF} \ll R_L \quad (3.6)$$

Deci, în cazul unui comutator real de tensiune, nivelele tensiunii de ieșire diferă de valorile ideale, erorile introduse depinzând de raportul dintre R_c și R_L .

Din punct de vedere constructiv avem la dispoziție comutatoare mecanice (cu contacte mobile) și comutatoare statice (utilizând dispozitive electronice). Aplicând criteriul de analiză după acuratețea cu care sunt reproduse nivelele de tensiune, rezultă că mai bune sunt comutatoarele mecanice, la care valorile rezistențelor pentru stările ON și OFF se apropie mai mult de valorile ideale.

Dacă însă aplicăm și cel de-al doilea criteriu de analiză, după viteza cu care se poate realiza comutația, rezultă ca fiind net superioare comutatoarele statice. Cum în aplicațiile actuale ale circuitelor electronice parametrul "viteză" este esențial, în cele ce urmează vom prezenta câteva tipuri uzuale de comutatoare statice de tensiune, făcând un studiu comparativ al performanțelor realizate.

Cel mai simplu tip de comutator static de tensiune este cel cu **tranzistor în conexiune emitor comun** - comutator emitor comun. Schema acestui comutator este prezentată în fig. 3.4 a, iar în fig. 3.4 b se precizează răspunsul circuitului.

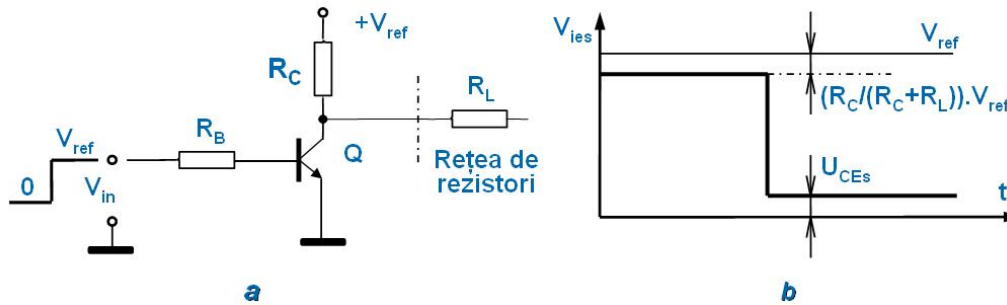


Figura 3.4

În starea tranzistor blocat, tensiunea de ieșire se obține prin divizarea tensiunii V_{ref} pe R_C și R_L . Pentru a obține o tensiune pe rezistența de sarcină R_L cât mai apropiată de V_{ref} , este necesar ca $R_C \ll R_L$.

Această condiție conduce la creșterea însemnată a curentului de colector de saturație I_{Cs} , ceea ce determină creșterea tensiunii de saturație U_{CEsat} și a puterii disipate.

Exemplu de analiză

Vom exemplifica cele prezentate mai sus pe cazul unui comutator emitor comun pentru care se impun următoarele elemente:

- $V_{ref} = 10 \text{ V}$;
- $R_L = 25 \text{ k}\Omega$;
- eroare la reproducerea tensiunii de referință 0.1% (10^{-3})

Pe baza acestor condiții rezultă imediat $R_C = 10^{-3} \cdot R_L = 10^{-3} \cdot 25 \text{ k}\Omega = 25 \Omega$, $I_{Cs} = V_{ref}/R_C = 10 \text{ V} / 25 \Omega = 0,4 \text{ A}$, $P_{disRc} = I_{Cs}^2 \cdot R_C = 0,4^2 \cdot 25 = 4 \text{ W}$. Pentru valoarea rezultată a curentului I_{Cs} se obține o valoare relativ mare a tensiunii de saturație (de exemplu $U_{CEsat} \approx 0,3, \dots, 0,4 \text{ V}$).

Analizând aceste rezultate putem trage câteva concluzii importante: condiția de decalaj redus al nivelului corespunzător valorii logice "1" (V_{ref}) conduce la creșterea consumului de curent ceea ce determină pe de o parte creșterea puterii disipate, iar pe de altă parte mărirea decalajului valorii zero. Dacă se dorește reducerea decalajului de zero, apare necesară scăderea valorii curentului de saturație I_{Cs} , ceea ce impune creșterea valorii rezistenței R_C , condiție ce determină creșterea abaterii față de tensiunea de referință pentru valoarea 1 logic.

Deci, reproducerea cu acuratețe a celor două nivele de tensiune (V_{ref} și 0 V) este însoțită de contradicții. Comutatorul emitor comun, datorită limitărilor prezentate, are o răspândire redusă în construcția CNA, întrucât nu

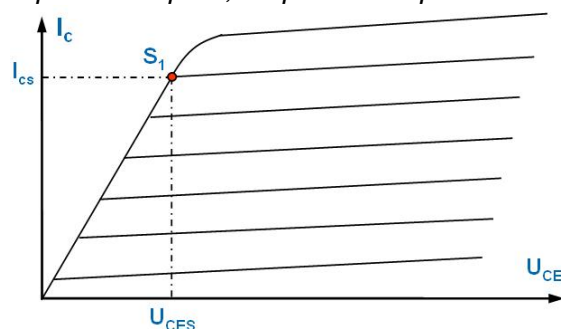


Figura 3.5

permite decât rezoluții reduse.

Aspectele evidențiate mai sus rezultă și din fig. 3.5, în care punctul de funcționare al tranzistorului saturat este S_1 .

Unele din dezavantajele comutatorului emitor comun sunt înlăturate cu ajutorul **comutatorului cu tranzistoare complementare** prezentat în fig. 3.6 a. În fig. 3.6 b se dă răspunsul comutatorului.

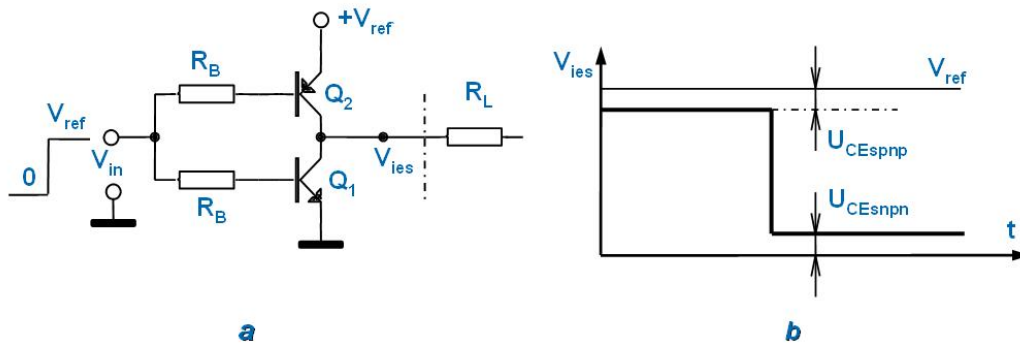


Figura 3.6

Funcție de nivelul logic de la intrare conduce unul sau altul dintre tranzistorii Q_1 sau Q_2 . Astfel, la o tensiune de intrare 0, tranzistorul *npn* Q_1 este blocat, iar tranzistorul *pnp* Q_2 saturat. În acest caz pe rezistența de sarcină, care este de această dată chiar rezistența de colector, se aplică tensiunea $V_{ref} - U_{CESpnp}$.

Curentul prin tranzistorul saturat este determinat numai de valoarea rezistenței de sarcină R_L , ceea ce constituie un mare avantaj față de comutatorul emitor comun. În situația în care la intrare se aplică un nivel de tensiune ridicat (V_{ref}), tranzistorul Q_1 (*npn*) se saturează, în timp ce tranzistorul Q_2 (*pnp*) se blochează.

Rezistența de sarcină R_L va fi conectată la masă prin intermediul tranzistorului Q_1 saturat, deci circuitul va primi la intrare tensiunea U_{CESnpn} . Decalajele față de nivelele ideale, introduse de tranzistoarele saturate mai ridică anumite probleme, deși sunt mult mai mici decât în cazul comutatorului emitor comun (datorită reducerii substanțiale a curenților de saturație).

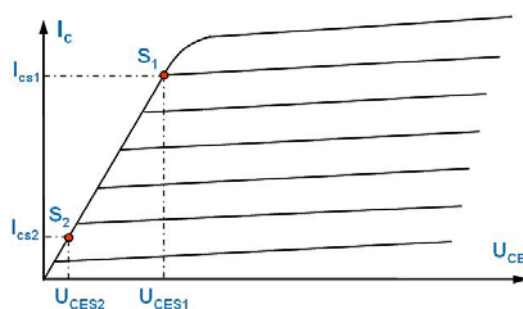
Tensiunea de saturație poate fi determinată cu ajutorul relației (3.7):

$$V_{sat} = \frac{kT}{q} \ln \frac{1}{\alpha_R} \quad (3.7)$$

unde α_R reprezintă câștigul în curent inversat al tranzistorului.

Pentru valorile uzuale ale curenților ce se folosesc în convertoarele N/A valoarea $\alpha_R < 0,5$, rezultă la temperatura camerei $V_{sat} \cong 20 \text{ mV}$.

Exemplu de analiză



În continuare se prezintă câteva din performanțele acestui circuit, ceea ce va permite și analiza comparativă în raport cu celelalte comutatoare. Vom considera ca date inițiale: $V_{ref} = 10 \text{ V}$, $R_L = 25 \text{ k}\Omega$. Rezultă imediat $I_{Cs} = V_{ref} / R_L = 10 \text{ V} / 25 \text{ k}\Omega = 0.4 \text{ mA}$. Pentru această valoare a curentului de saturație se justifică o valoare $\alpha_R < 0.5$, pentru care se obține o tensiune de saturație $V_{sat} \cong 20 \text{ mV}$.

Sub această valoare nu poate fi scăzută înălțimea unei trepte de cuantificare, deci rezoluția maximă a convertorului este de $10 \text{ V} / 20 \text{ mV} = 500$ trepte (≈ 9 biți). Deși circuitul a permis o creștere însemnată a rezoluției, aceasta nu este suficientă, în anumite aplicații fiind necesare rezoluții mai mari de 9 biți.

Puterea disipată pe rezistența de sarcină este extrem de redusă $P_{dis} = I_{CS}^2 \cdot R_L = (0.4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 25 \cdot 10^3 = 4 \cdot 10^{-3} \text{ W}$, de 10^3 ori mai mică decât puterea disipată pe rezistența de colector din exemplul prezentat pentru comutatorul emitor comun. O justificare imediată a celor prezentate rezultă și din poziția punctului de funcționare S_2 din fig. 3.5 ce caracterizează acest circuit.

Principala cauză a limitării rezoluției CNA utilizând acest tip de comutator de tensiune constă în valoarea relativ încă mare a tensiunilor de saturație.

Pentru a reduce nivelul tensiunilor de saturație se folosește conexiunea inversată a tranzistoarelor. Schema de principiu a comutatorului cu tranzistoare complementare în conexiune inversată este prezentată în fig. 3.7 a, în fig. 3.7 b prezentându-se răspunsul circuitului.

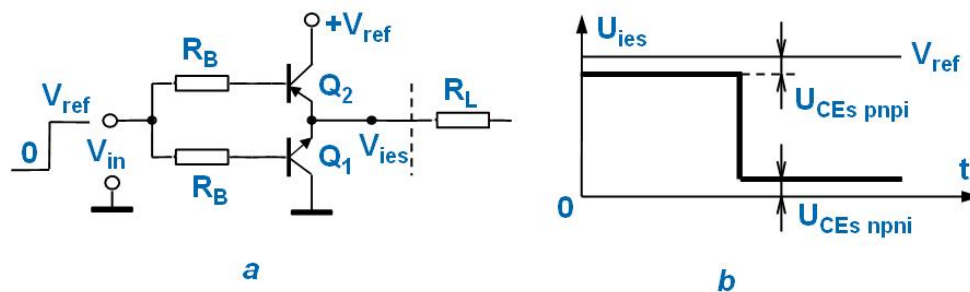


Figura 3.7

Valoarea tensiunii de saturație se calculează tot cu relația (3.7), având în vedere că în cazul conexiunii inversate câștigul în curent inversat este $(\alpha_R)_R = \alpha_F$, deci este câștigul în curent direct. Tensiunea de saturație pentru conexiunea inversată, $V_{sat r}$, este dată de relația (3.8):

Cum α_F este aproape unitar ($\alpha_F \approx 0.99$ pentru $\beta = 100$), raportul $1/\alpha_F$ este aproximativ 1 (ușor supraunitar), $\ln(1/\alpha_F)$ este aproape zero și pozitiv. Tensiunea de saturație se reduce la aproximativ 0.25 mV (la temperatura camerei).

Exemplu de analiză

Revenind la studiul comparativ, considerând tot $R_L = 25 \text{ k}\Omega$, valoarea $V_{sat r} \approx 0.25 \text{ mV}$ este reală și fixează înălțimea minimă a treptei de cuantificare. Față de cazul comutatorului cu tranzistoare complementare în conexiune directă, această înălțime se reduce de aproximativ $20 \text{ mV} / 0.25 \text{ mV} = 80$ ori. Aceasta reprezintă o creștere a rezoluției cu încă 6 biți ($2^6 = 64$).

Deși rezoluția circuitului a crescut în mod semnificativ, acest tip de comutator are un dezavantaj important în aceea că tensiunea de referință nu poate depăși valoarea tensiunii de străpungere inversă a joncțiunii bază-emitor a tranzistoarelor, V_{BER} . Dacă se aplică la intrare o tensiune de 0 V, tranzistorul Q_1 (npn în conexiune inversată) se blochează, iar Q_2 (pnp în conexiune inversată) se saturează. În acest mod, pe emitorul tranzistorului Q_1 apare tensiunea V_{ref} (pozitivă), în timp ce baza sa se află la potențial 0. Joncțiunea bază-emitor este polarizată invers cu tensiunea V_{ref} . Pentru a nu distruge tranzistorul trebuie ca $V_{ref} < V_{BER}$. Cum pentru tranzistoare planare valoarea tipică este $V_{BER} = 5 \text{ V}$, rezultă că această limitare este destul de serioasă (în mod curent în convertoare utilizându-se tensiunea de referință de 10V).

Dezavantajul poate fi eliminat schimbând între ele cele două tranzistoare și asigurând la intrare o supracomandă în tensiune. În fig. 3.8 a se dă schema electrică de principiu a comutatorului - repetor cu supracomandă, iar în fig. 3.8 b răspunsul în tensiune, cu precizarea formei semnalului de intrare (cu supracomandă).

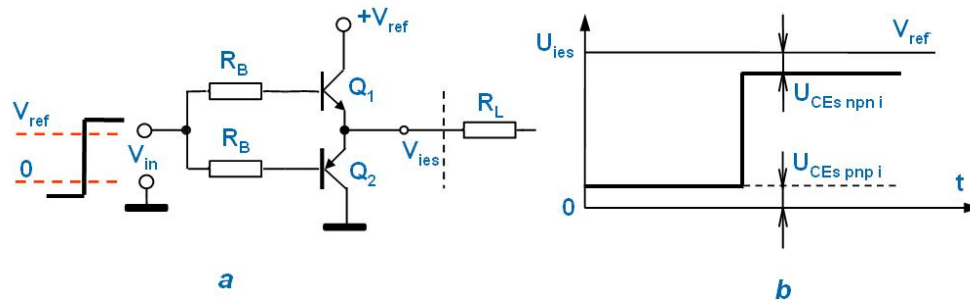


Figura 3.8

Considerăm că la intrare aplicăm nivelul de tensiune ridicată (ca în fig.3.8 b). Pe baza tranzistorului Q_1 apare un potențial mai ridicat decât potențialul din colector (V_{ref}). Joncțiunea bază-colector este polarizată direct, tranzistorul Q_1 intrând în conducție în conexiune inversată. Pe rezistența de sarcină R_L apare tensiunea $V_{ref} - U_{CEs npn i}$.

Aceași tensiune ($\approx V_{ref}$) apare și în emitorul tranzistorului Q_2 , în timp ce pe baza sa se aplică o tensiune mai pozitivă. În acest mod, tranzistorul Q_2 se blochează, joncțiunea bază-emitor fiind ușor polarizată invers, solicitarea în tensiune inversă fiind dată de nivelul supracomenzii (creșterea nivelului tensiunii de intrare peste valoarea V_{ref} , la latitudinea proiectantului).

Dacă la intrare se aplică nivelul de tensiune scăzută (ușor negativ), joncțiunea bază-colector a tranzistorului Q_2 este polarizată direct, tranzistorul intrând în conducție în conexiune inversă. Pe intrarea rezistenței de sarcină R_L apare tensiunea $U_{CEs npn i}$ (aproape de 0V), același nivel de tensiune regăsindu-se în emitorul tranzistorului Q_1 .

Cum pe baza acestui tranzistor apare o tensiune ușor negativă, acest fapt conduce la blocarea sa. Și în acest caz solicitarea în tensiune inversă a joncțiunii bază-emitor (pentru Q_1) este dată de nivelul de supracomandă (pentru valoarea logică zero de intrare). Pentru această configurație, corect utilizată, solicitarea în tensiune inversă a joncțiunilor bază-colector este aproximativ egală cu V_{ref} .

Cum V_{CBB} are valori mult mai mari decât V_{BER} , rezultă că acest comutator permite utilizarea unor referințe de tensiune mari, păstrând avantajele tensiunilor mici de saturație al tranzistoarelor funcționând în conexiune inversată. Având în vedere modul în care apare semnalul de ieșire (în fază cu cel de intrare), montajul este cunoscut sub denumirea de **repetor cu supracomandă**. Singurul dezavantaj este cel al necesității realizării semnalului de intrare cu supracomandă, ce creează anumite dificultăți în realizarea interfeței numerice.

Pentru realizarea comutatoarelor de tensiune se pot folosi și tranzistoare cu efect de câmp, atât de tip cu joncțiuni ($j-FET$) cât și MOS . Această familie de dispozitive se apropie cel mai mult de caracteristicile comutatoarelor ideale. Astfel parametri rezistență în stare conectată R_{ON} au valori de ordinul 5, ..., 10 Ω pentru $j-FET$ și 20, ..., 100 Ω pentru tranzistoarele MOS .

Curenții reziduali în starea de blocare au valori extrem de reduse, de ordinul 10^{-10} A, echivalând cu o valoare extrem de mare a rezistenței R_{OFF} . Deosebit de performante pentru aceste aplicații sunt tranzistoarele de tip $V-MOS$.

În fig. 3.9 se prezintă schema unui comutator de tensiune cu tranzistor $j-FET$.

Starea de conducție (*ON*) este când $V_{GS} = 0$ sau poarta are potențial flotant. Starea de blocare (*OFF*) se obține când tensiunea U_{GS} depășește tensiunea de blocare U_{GSoff} , ceea ce presupune pentru cazul de față al tranzistorului cu canal n un potențial de poartă mai negativ decât cel de sursă. Valoarea tensiunii de blocare V_{GSoff} este în domeniul 4 ... 7 V.

Când tensiunea de comandă pe catodul diodei este mai pozitiv decât tensiunea de intrare a comutatorului (V_{ref}), pe sursă, dioda se blochează, determină potențial de poartă flotant și prin aceasta conducția tranzistorului. Rezistența R_G conectată între poartă și sursă asigură fixarea valorii $U_{GS} = 0$, respectiv condiția de conducție a tranzistorului.

Blocarea se asigură prin aplicarea pe poartă a unui potențial mai negativ decât potențialul sursei cu cel puțin V_{GSoff} . Nivelele de tensiune necesare se obțin în interfața numerică, folosind de regulă un etaj driver cu tranzistor bipolar.

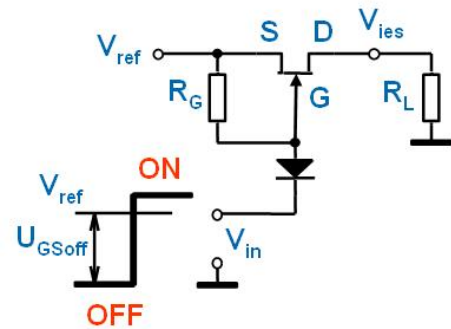


Figura 3.9

Comutatori de curent

Comutatorii de curent au rolul de a permite sau interzice accesul curenților corespunzători fiecăruia dintre biții CNA spre o rezistență de sarcină comună. Se folosesc împreună cu generatoarele de curent, formând generatoare de curent comutabile.

Se realizează diferite variante de astfel de circuite, atât cu componente discrete cât și variante integrate.

Un prim tip, **comutator de curent cu diodă - tranzistor npn** este prezentat în fig. 3.10.

Pentru analiză se consideră un circuit cu o rezoluție de doi biți. R_1 și DZ formează un stabilizator para-metric de tensiune, necesar bunei funcționări a generatoarelor de curent. Q_1 și rezistența R formează un generator de curent, iar Q_2 și rezistența $2R$ un generator de curent având curentul egal cu jumătate din valoarea curentului primului generator. Tranzistorul Q_3 asigură o stabilizare termică a montajului.

Considerând $U_{BE3} \approx U_{BE1} \approx U_{BE2}$, rezultă că pe cele două rezistențe din generatoarele de curent pot apărea tensiuni aproximativ egale. Potențialul din baza tranzistorului Q_3 este de $-15 + 12.4 = -2.6$ V, în timp ce pe bazele tranzistoarelor Q_1 și Q_2 apare o tensiune mai pozitivă cu U_{BE3} (≈ 0.6 V), deci o valoare de ≈ -2 V.

Dacă se aplică o tensiune de -1 V pe anodul unei diode D_1 sau D_2 , pe catod, respectiv în emitorul tranzistorului corespunzător, apare -1.6 V. Cum în baza tranzistoarelor există o tensiune de ≈ -2 V, rezultă că tranzistorul respectiv este blocat, având jonțiunea bază-emitor polarizată invers cu ≈ 0.4 V.

Dacă pe anodul unei diode se aplica -3.2 V, atunci tranzistorul corespunzător intră în conducție, în emitor apare o tensiune de ≈ -2.6 V, valoare ce se aplică pe catodul diodei, ceea ce determină blocarea acesteia. Tranzistorul intrat în conducție imprimă în circuitul de ieșire curentul său de colector.

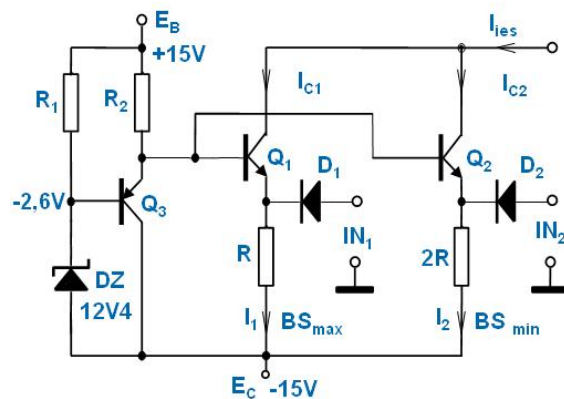


Figura 3.10

Dacă ambele tranzistoare conduc, curentul de ieșire $I_{ieș}$ este egal cu suma curenților de colector. Dacă tranzistoarele sunt ideale (β foarte mare), curenții de colector sunt egali cu cei de emitor, într-un raport de $1/2$. Astfel, pentru diferitele combinații ale biților de intrare se obțin valori ale curenților păstrând între ei riguros rapoartele mărimilor numerice de intrare. Analiza schemei pune în evidență principalele limitări și surse de erori care determină limitarea rezoluției convertorului, pe baza analizei putându-se găsi soluții de creștere a performanțelor. O primă problemă importantă o reprezintă inegalitatea valorilor tensiunilor V_{BE} . Valorile curenților de bit (în emitoare) sunt (3.9), (3.10):

$$I_1 = \frac{V_{E3} - V_{BE1}}{R} \quad (3.9)$$

$$I_2 = \frac{V_{E3} - V_{BE2}}{2 \cdot R} \quad (3.10)$$

În aceste relații V_{E3} reprezintă potențialul din emitorul tranzistorului Q_3 , obținut de la stabilizatorul parametric DZ , R_1 . Curenții I_1 și I_2 se află teoretic în raportul $2/1$. Acest fapt ar necesita (presupunând că rezistoarele sunt ideale) ca $V_{BE1} = V_{BE2}$. Practic acest lucru nu este posibil (chiar dacă folosim tranzistoare identice) datorită inegalității valorilor curenților conduși de tranzistoare.

Datorită acestei inegalități tensiunile V_{BE} diferă între ele ($V_{BE1} > V_{BE2}$ când $I_1 > I_2$), ceea ce va determina o abatere a valorii raportului curenților de emitor de la valoarea ideală $2/1$. Abaterea poate fi redusă, dar de exemplu la o rezoluție de 10 biți eroarea relativă trebuie să fie mai mică de 0.1% și nu neglijăm aceste surse de erori.

O altă problemă o reprezintă stabilitatea cu temperatura. Variațiile temperaturii provoacă modificări ale tensiunilor V_{BE} , afectând valorile curenților de bit și raportul între ei. Pentru a limita acest efect nedorit, schema este prevăzută cu o compensare termică, realizată de tranzistorul Q_3 .

Presupunând că referința de tensiune cu DZ este ideală (nu depinde de temperatură), variațiile tensiunilor V_{BE1} , V_{BE2} vor fi compensate într-o anumită proporție de variația tensiunii V_{BE3} . În acest fel în emitoarele tranzistoarelor Q_1 și Q_2 se va realiza o stabilitate mai bună a potențialelor, determinând o stabilitate superioară a valorii curenților de bit.

La comutatoarele de curent apare și așa-numita "coadă termică". Fenomenul provine de la încălzirea joncțiunilor bază-emitor la trecerea în conducție a tranzistoarelor. Presupunem inițial un tranzistor generator de curent de bit blocat. În momentul în care se comandă intrarea sa în conducție joncțiunea bază-emitor are o anumită temperatură, respectiv este caracterizată de o anumită valoare a tensiunii V_{BE} .

Datorită trecerii curentului prin joncțiunea bază-emitor, aceasta se încălzește, ceea ce determină modificarea tensiunii V_{BE} (valoarea acesteia scade). Modificarea tensiunii V_{BE} durează până la stabilirea unui echilibru termic al joncțiunii. În tot acest interval de timp curentul de bit se modifică (crește). Variația relativă a curentului de bit datorită cozii termice intervine ca eroare relativă a circuitului.

Performanțele circuitului sunt afectate și de dispersia valorilor parametrului α ale tranzistoarelor generatoare de curent. Până acum toate analizele s-au efectuat referitor la curenții de emitor. Dar, așa cum rezultă și din fig. 3.10, curentul de ieșire din circuit se obține prin însumarea curenților de colector de la tranzistoarele generatoare de curent.

Chiar dacă curenții de emitor I_{E1} , I_{E2} se vor afla riguros în raportul $I_{E1}/I_{E2} = 2/1$, o anumită diferență între α_1 și α_2 va conduce la o anumită abatere de la valoarea ideală a raportului curenților de colector ($I_{C1}/I_{C2} \neq 2/1$). Acest fapt duce la vicierea rapoartelor de divizare între curenții care intervin în mărirea analogică de ieșire.

O altă sursă de erori o constituie *curenții inversi ai diodelor*, care se suprapun peste curenții de emitor ai generatoarelor de curent, fără a se afla în raportul $2/1$.

Toate tipurile de erori prezentate se referă la regimul staționar al convertorului numeric-analogic. Pentru regimul dinamic, diferența de viteză de comutare a tranzistoarelor conduce la apariția ciupiturilor (glitch-urilor). Acest tip de comutator de curent asigură o **rezoluție maximă de 12 biți**.

Folosind o imagine "oglinzită" a acestui circuit (inversând polaritățile surselor, sensul diodelor și polaritățile tranzistoarelor), se obține **comutatorul diodă – tranzistor pnp**, cu avantajul compatibilității directe cu nivelele de comandă TTL (0.8 și 3.2 V). Performanțele și limitările rămân aceleași ca la **comutatorul diodă-tranzistor npn**.

O îmbunătățire a performanțelor în raport cu schemele precedente o asigură **comutatorul tranzistor pnp – tranzistor pnp**. Înlocuirea diodelor cu tranzistoare permite reducerea curentului de intrare și simplificarea comenzii de la diferitele familii de circuite logice ale interfeței numerice.

Performanțe mai înalte se obțin cu ajutorul **comutatorului tranzistor pnp – tranzistor pnp și buclă de reglare a referinței**. Schema de principiu a comutatorului este dată în fig. 3.11.

Compensarea cu temperatura a variațiilor tensiunilor V_{BE} și a factorilor de curent α este mai bună dacă se folosește ca referință pentru tranzistoare **pnp** un tranzistor tot **pnp**. În montajul din figură, tranzistorul Q_3 este conectat ca generator de curent de referință, curentul său fiind folosit pentru compensarea variațiilor V_{BE} și α într-un circuit cu reacție negativă.

Curentul de colector I_{C3} este transformat într-o tensiune de reglaj cu rezistența R_{ref} , tensiune ce se aplică pe borna neinversoare a amplificatorului operațional A , la care borna inversoare este conectată la masă.

Dacă tranzistoarele Q_1 , Q_2 , Q_3 sunt adaptate în privința variației factorului α , atunci variațiile care apar sunt compensate de bucla de reacție negativă $A - Q_3$. Considerăm că α scade, ceea ce determină scăderea curentului I_{C3} . Astfel, scade tensiunea pe rezistența R_{ref} , ceea ce duce la o negativare a intrării neinversoare a amplificatorului operațional A .

Tensiunea de ieșire din A scade, negativând suplimentar baza tranzistorului Q_3 , ceea ce duce la creșterea valorii curentului I_{C3} . Prin reacția negativă s-a obținut stabilizarea curentului. Dacă α_1 , α_2 , α_3 sunt adaptați, se produce o stabilizare a valorilor curenților de bit ai convertorului numeric analogic prin stabilizarea curenților de colector. Se obține o compensare a variațiilor V_{BE} cu temperatura prin folosirea numai a tranzistoarelor de aceeași polaritate (**pnp**).

Cea mai bună compensare se obține însă pentru tranzistorul care conduce un curent egal cu I_{C3} .

Deoarece curenții de bit au valori succesive în raportul $2/1$, nu se poate realiza condiția de mai sus decât pentru un singur tranzistor. Comutatoarele de curent cu componente discrete nu pot depăși **rezoluții de ordinul 12 - 14 biți**.

Problema esențială apărută la rezoluții ridicate era compensarea variațiilor cu temperatura a tensiunilor V_{BE} , în cuplajul termic slab și valorile cu pondere binară a curenților prin tranzistoare. Aceasta s-a realizat prin **integrarea în tehnica monolitică a generatoarelor de curent comutabile**. Principiul de realizare al acestor circuite este prezentat în fig. 3.12.

Limitările legate de inegalitatea tensiunilor V_{BE} cauzată de inegalitatea valorilor curenților de emitor au fost înlăturate prin conectarea mai multor tranzistoare în paralel în scopul obținerii

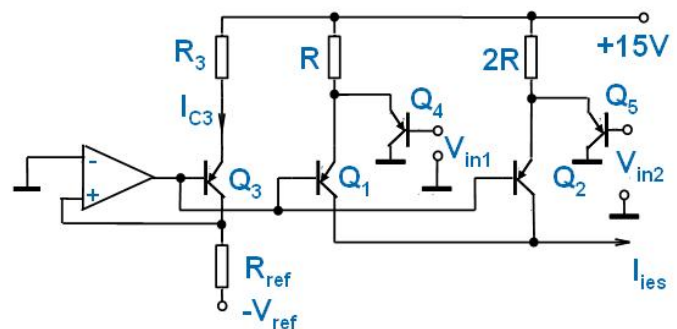


Figura 3.11

curentului de bit, astfel încât toate tranzistoarele să conducă curenți egali. Tranzistoarele circuitului integrat monolitic sunt realizate simultan în aceleași condiții tehnologice, asigurându-se o dispersie mult mai redusă a parametrilor V_{BE} și α față de construcția cu componente discrete.

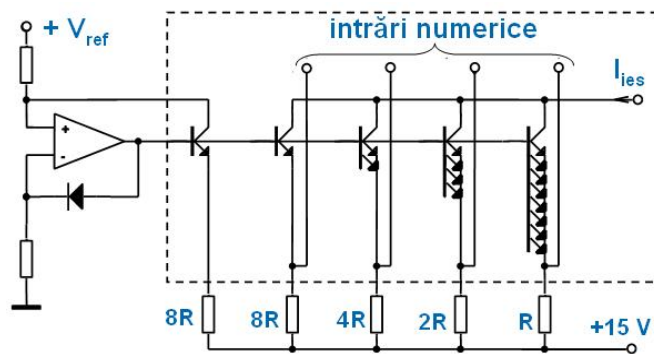


Figura 3.12

Se asigură și un cuplaj termic superior, dispozitivele circuitului integrat monolitic fiind realizate pe același chip de siliciu și pe o suprafață relativ redusă.

La acest tip de comutator rămâne problema circuitelor de deplasare a nivelurilor tensiunilor de comandă care determină apariția unor curenți de pierdere, limitând precizia, în special la comutația tranzistoarelor apar probleme de viteză. Prin schimbarea stării tranzistorului (conducție sau blocare) apar și probleme de stabilitate

legate de schimbarea puterii disipate, respectiv de apariția cozii termice.

În condițiile menționate, circuitul permite o **rezoluție de 12 -14 biți**.

Creșterea în continuare a rezoluției este frânată de coada termică. Stabilizarea cozii termice se poate face prin modificarea schemei ca în fig. 3.13.

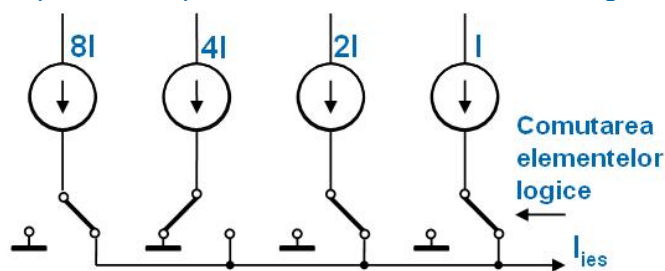


Figura 3.13

În loc să se comute generatorul de curent între cele două stări (blocat - conducție), regim de funcționare ce implică modificări în disiparea căldurii, se utilizează un generator ce funcționează în mod continuu.

Curentul acestui generator este trecut printr-un comutator care îl poate transmite la ieșirea comună sau la masă.

În acest mod, indiferent de valoarea bitului de intrare, generatorul funcționează continuu, ceea ce duce la un regim termic mult mai stabil. Pentru performanțe înalte se prevede o termostatare a chipului. Folosind acest tip de circuit se poate realiza o **rezoluție de 16 biți**, cu bune performanțe în ceea ce privește viteza de lucru și domeniul de temperatură.