

AMPLIFICATOR LOGARITMIC

1. Introducere

Amplificatorul logaritm (convertorul logaritm) realizează între mărimea de la ieșire și mărimea de la intrare o dependență logaritmă. În mod obișnuit mărimea de la ieșire este o tensiune; mărimea de la intrare poate fi o tensiune sau un curent.

Simbolul utilizat pentru aceste convertoare și funcția de transfer pe care o realizează sunt indicate în fig. 1.

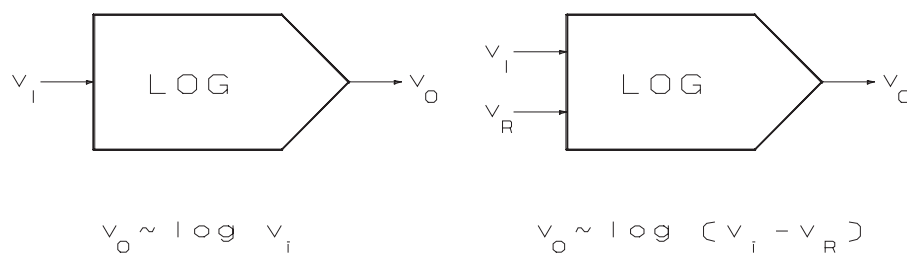


Fig.1. Simbolul convertorului logaritm.

Convertorul logaritm are o gamă largă de aplicații. Utilizarea sa este curentă în elementele de calcul analogic (multiplicare, divizare, funcția putere cu exponent supra și subunitar, valoare eficace) și în circuitele de compresie de dinamică (având în vedere proprietatea funcției logaritmice de a crește mai lent decât argumentul său).

În această lucrare se studiază un convertor logaritm în care elementul de conversie logaritmă este un tranzistor bipolar conectat în bucla de reacție negativă a unui amplificator operațional.

Schema de principiu apare în fig. 2 (acest mod de conectare a tranzistorului este denumit în mod uzual *transdiodă*). Trebuie observat faptul că această schemă se regăsește la marea majoritate a convertoarelor logaritmice existente pe piață sub formă modulară.

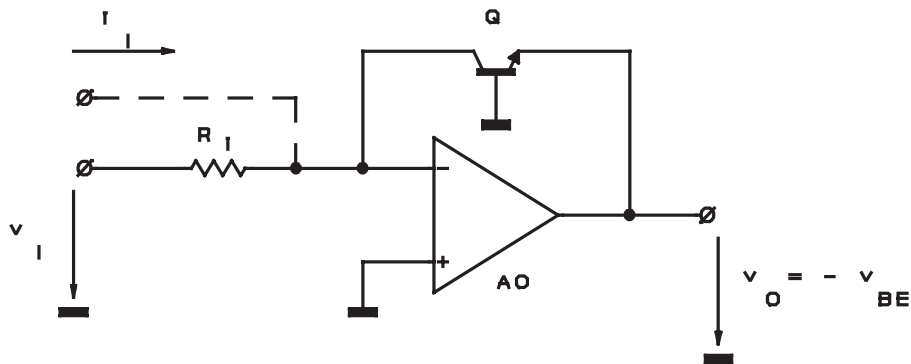


Fig.2. Schema de principiu a unui convertor logaritm care utilizează un tranzistor în conexiunea *transdiodă*.

Într-o modelare de prim ordin dependența curentului de colector, i_C de tensiunea bază-emitor, v_{BE} și tensiunea colector-bază, v_{CB} este dată de relația Ebers - Moll

$$i_C = I_S \left(e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{qV_{CB}}{kT}} - 1 \right), \quad (1)$$

unde I_S este curentul de saturație ce caracterizează funcționarea tranzistorului în regiunea activă normală, iar $\alpha_R = 0,3 \dots 0,8$ este raportul între curentul de emitor și cel de colector în cazul funcționării în regiunea activă inversă.

În schema din fig. 2 tranzistorul Q este operat în regiunea activă normală la o tensiune colector-bază nulă (AO se presupune ideal). Neglijând în expresia (1) unitatea față de $\exp(qv_{BE}/kT)$ și înlocuind $v_{CB}=0$ se obține pentru tensiunea de la ieșire, v_o , expresia

$$v_o = -v_{BE} = -\frac{kT}{q} \ln \frac{i_c}{I_S} \quad (2)$$

care devine pentru cazul comenzii în curent

$$v_o = -\frac{kT}{q} \ln \frac{i_i}{I_S} \quad (3)$$

iar pentru cazul comenzii în tensiune

$$v_o = -\frac{kT}{q} \ln \frac{i_c}{R_i I_S}. \quad (4)$$

Ideea pe care se bazează funcționarea schemei din fig. 2 este acum clară: datorită amplificatorului operațional valoarea curentului de colector al tranzistorului Q este forțată să fie egală cu I_i (sau v_i/R_i); în aceste condiții tensiunea de la ieșire, care este egală cu tensiunea emitor-bază, rezultă proporțională cu $\ln v_i$.

Dependența exponențială a curentului de colector în funcție de tensiunea bază-emitor se menține cu bună precizie pe 6...8 decade de variație a curentului. În fig. 3 se indică aspectul de principiu al caracteristicii $i_C(v_{BE})$.

Abaterile de la caracteristica exponențială dată de relația (1) sunt date la curenți mai mari de colector de căderea de tensiune pe rezistența serie a emitorului și de instalarea nivelelor mari de injecție, iar la curenții mici de fenomenele de recombinare în regiunea de sarcină spațială și la suprafața joncțiunii emitor-bază.

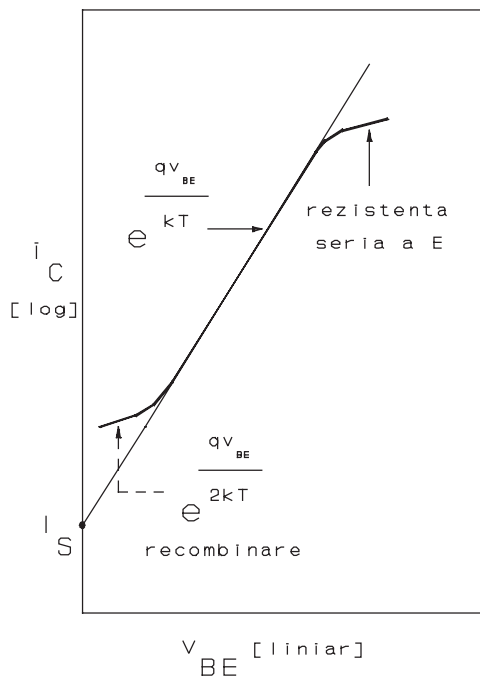


Fig.3. Aspectul calitativ al caracteristicii $i_C(v_{BE})$.

Pentru un tranzistor de mică putere, la $T=25\text{ }^\circ\text{C}$, curentul de saturație I_S are o valoare tipică de $10^{-14}\text{ A} \dots 10^{-15}\text{ A}$.

Schema simplă de convertor logaritm dată în fig. 2 are câteva dezavantaje esențiale care o fac să fie lipsită de interes practic. Aceste dezavantaje se discută în continuare.

(a) Se observă că la curenții mari încărcarea la ieșire a A0 devine excesivă*, ceea ce duce la scăderea câștigului cu bucla deschisă. Acest fapt determină o abatere majoră de la modelul ideal descris anterior, caracteristica de transfer nemaifiind logaritmă.

(b) O particularitate importantă a conectării ca transdiodă este aceea că *bucla de reacție nu este pasivă*. Funcția de transfer a circuitului de reacție este

$$g_m R_i = \frac{R_i I_i}{kT/q} \quad (5)$$

având o valoare dependentă de nivelul semnalului de la intrare. Observând banda foarte largă în care amplifică tranzistorul de logaritmare (care este de fapt în conexiunea BC) și faptul că valoarea câștigului $g_m R_i$ poate ajunge supraunitară rezultă limpede că va exista pericolul de oscilație a circuitului.

Modificarea circuitului din fig. 2, ca în fig. 4 oferă soluția pentru aceste două probleme. Grupul C_c, R_c realizează compensarea în frecvență a convertorului, asigurând reducerea

* Rezistența pe care o simte ieșirea A0 este $r_e = 1/g_m = kT/qI_C$ (de exemplu, la $T=300\text{ K}$ și $I_C=1\text{ mA}$, $r_e=26\ \Omega$).

câștigului pe buclă la frecvențe înalte. Totodată rezistența de sarcină pe care o vede acum ieșirea AO este $R_C + r_e$.

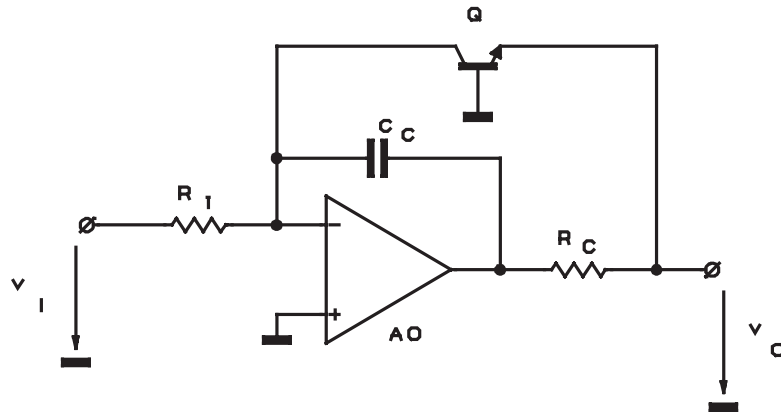


Fig.4. Compensarea în frecvență a convertorului logaritm din fig. 2.

(c) Relația (4) care dă caracteristica de transfer a convertorului arată că influența temperaturii se face simțită prin intermediul mărimilor I_S și T .

Compensarea efectului dat de curentul I_S (mărimă greu predictibilă și dificil de controlat tehnologic) se realizează prin scăderea din tensiunea de la ieșire a tensiunii bază-emitor a unui al doilea tranzistor care este *pereche* cu tranzistorul de logaritmare.

Schema corespunzătoare apare în fig. 5.

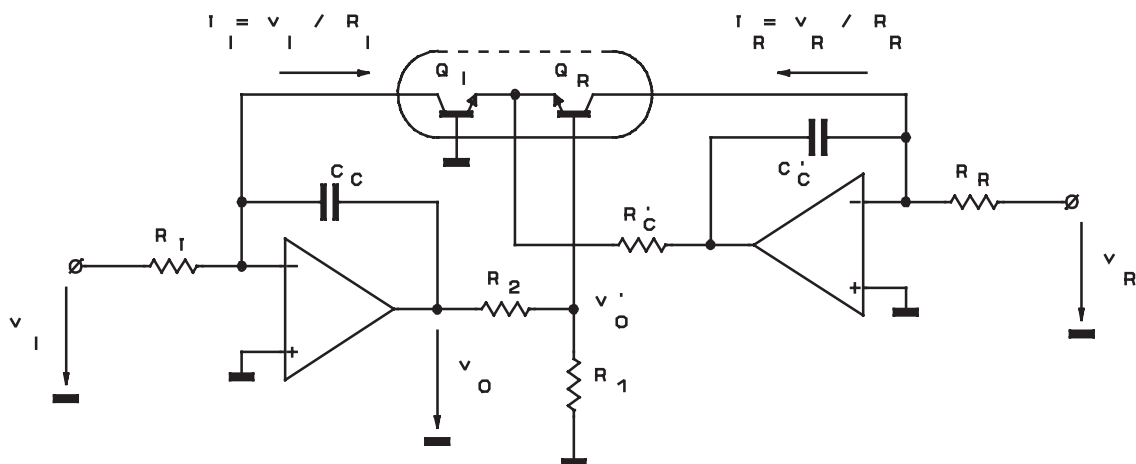


Fig.5. Compensarea efectului curentului de saturație I_S .

Expresia caracteristicii de transfer pentru acest circuit rezultă direct (se presupune că tranzistoarele Q_1 și Q_2 fiind pereche au aceeași temperatură):

Relația (5) pune în evidență câștigul major care se obține prin această modificare de schemă; curentul de saturație al tranzistorului de logaritmare - vezi relația (4) - (mărimă

$$\begin{aligned}
 v_o &= \frac{R_2 + R_1}{R_1} v'_o = \frac{R_2 + R_1}{R_1} (v_{BE2} - v_{BE1}) = \\
 &= - \frac{R_2 + R_1}{R_1} \frac{kT}{q} \left[\ln \left(\frac{v_i}{V_R} \frac{R_R}{R_i} \right) - \ln \frac{I_{Si}}{I_{SR}} \right].
 \end{aligned} \tag{6}$$

necontrolabilă și puternic dependentă de temperatură) se înlocuiește cu un curent de referință $I_R = V_R/R_R$. Împerecherea imperfectă a celor două tranzistoare se reflectă prin raportul I_{Si}/I_{SR} , diferit de unitate, dar independent de temperatură.

Eroarea introdusă de valoarea neunitară a raportului I_{Si}/I_{SR} se compensează prin ajustarea valorii curentului de referință; din acest motiv relația (6) se scrie de obicei sub forma:

$$v_o = - \frac{R_2 + R_1}{R_1} \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{v_i}{V_R} \frac{R_R}{R_i} \right). \tag{7}$$

Compensarea efectului dat de temperatură se poate face fie prin termostatarea perechii de tranzistoare care realizează conversia, fie prin alegerea rezistorului R_1 dependent de temperatură.

Mărimile care definesc caracteristica de transfer a unui convertor logaritmic sunt *panta de conversie* definită de

$$\frac{R_2 + R_1}{R_1} \frac{kT}{q} \ln 10 \quad [\text{V/decadă}] \tag{8}$$

și valoarea tensiunii de intrare V_{i0} , pentru care tensiunea de la ieșire este nulă

$$V_{i0} = V_R \frac{R_i}{R_R}. \tag{9}$$

De exemplu, un convertor cu o pantă de conversie de 2 V/decadă și o tensiune $V_{i0} = 10$ mV are caracteristica de transfer

$$v_o = - 2 \log v_i - 4 \quad [\text{V}] \tag{10}$$

unde v_i este exprimat în V.

(d) Pentru valori mici ale semnalului de la intrare limitările introduse de AO devin semnificative. Aceste limitări sunt determinate în esență de tensiunea de offset, de curenții de polarizare ai intrărilor (sau de curentul de offset) și de derivatele termice asociate acestor parametri.

2. Desfășurarea lucrării

Atenție! Platforma de laborator se alimentează numai după ce s-a ajuns la punctul 2.4 și se verifică poziționarea comutatorului K_2 pe AMBIANT.

Schema electrică a convertorului logaritm studiat în această lucrare este dată în fig.6.

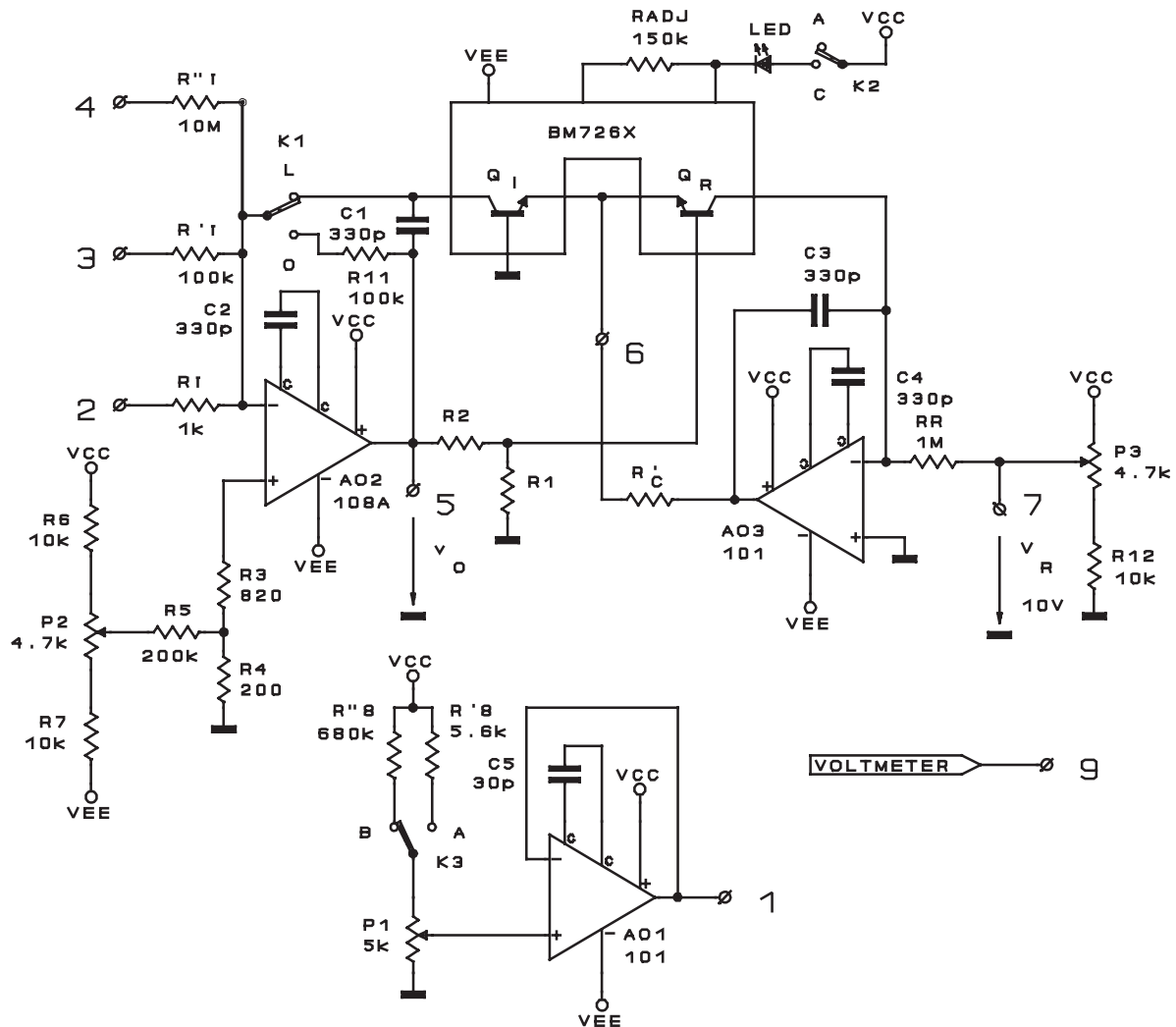


Fig.6. Schema platformei de laborator

Compensarea efectului dat de variațiile de temperatură se realizează prin utilizarea unei perechi de tranzistoare termostatate (circuitul cu substrat stabilizat termic BA726X). Pentru o valoare de 150 k Ω a rezistorului R_{ADJ} rezultă o temperatură constantă a cipului din siliciu de aproximativ 80 °C, independentă de temperatura ambiantă.

2.1. Se stabilește corespondența dintre platforma de laborator și schema din fig. 6.

2.2. Presupunându-se amplificatoarele operaționale ideale, $I_{S1}/I_{SR}=1$, $T=353$ K (80 °C) și $V_R=10$ V se vor determina expresiile teoretice (ideale) ale caracteristicile de transfer $V_o(V_i)$

și $V_o(I_i)$. Se vor explicita valorile pantelor de conversie și ale tensiunii, respectiv curentului de intrare, V_{i0} și I_{i0} , pentru care tensiunea de la ieșire este nulă. Mărimea kT/q are la $T=300$ K, valoarea de 25,9 mV.

Notă. Valorile rezultate din estimarea caracteristicii teoretice se vor utiliza și pentru prepararea modului în care se vor reprezenta grafic caracteristicile experimentale. Reprezentarea grafică se va face pe un format A4. Pe abscisă pentru tensiunea V_i și curentul I_i se va utiliza o scară de 5 cm/decadă, iar pe ordonată o scară de 2,5 cm/V pentru tensiunea v_o și de 2,5 cm/100 mV pentru tensiunea V_{BE} .

2.3. Comutatorul K_2 se plasează în poziția AMBIANT.

2.4. Se alimentează montajul de la o sursă dublă de 15 V, după cum se indică în fig. 6.

Observații.

(1) Toate tensiunile se vor măsura cu multimetrul digital E302.

(2) Valoarea curentului de intrare se stabilește prin reglarea potențiometrului P_1 , prin alegerea poziției convenabile a comutatorului K_3 și prin alegerea valorii convenabile a rezistorului din intrare (se scurtcircuitează pinul 1 cu pinii 2, 3 sau 4). Stabilirea valorilor convenabile se face fără dificultăți urmărind relația

$$I_i = \frac{V_i \pm V_{OS}}{R_i} - I_B^- \approx \frac{V_i}{R_i}. \quad (11)$$

Curentul I_i nu se măsoară conectând în serie multimetrul E302 pe o scară convenabilă.

2.5. Se compensează tensiunea de ofset a amplificatorului operațional AO2. În acest scop comutatorul K_1 se trece în poziția O (ofset), iar pinul 2 se scurtcircuitează la masă. Se acționează din potențiometrul P_2 în sensul anulării tensiunii de ieșire, V_o .

2.6. Comutatorul K_1 se pune în poziția L (lucru).

2.7. Se fixează $I_i=I_{i0}$ calculat la punctul 2.2, $V_R=10$ V și se citește V_o . Din relația (5) se determină valoarea raportului $I_{Si}/I_{SR}=1$.

2.8. Se fixează $I_i=I_{i0}$ calculat la punctul 2.2 și se ajustează tensiunea V_R din potențiometrul P_3 , până când $V_o=0$.

2.9. Se determină și se reprezintă grafic (semilogaritm) caracteristica $V_o(V_i)$ pentru $R_i=1k\Omega$ și $V_i=5$ V, 2 V, 1 V, ... 2 mV, 1 mV, 0,5 mV în următoarele cazuri:

(1) tensiunea de ofset a amplificatorului operațional AO2 este compensată;

(2) cursorul potențiometrului P_2 este la capătul de sus (se măsoară și valoarea tensiunii pe intrarea neinversoare a AO₁);

(3) cursorul potențiometrului P_2 este la capătul de jos (se măsoară și valoarea tensiunii pe intrarea neinversoare a AO₁).

2.10. Se repetă operația de compensare a tensiunii de offset a amplificatorului operațional AO2 (se repetă operațiile de la punctele 2.5 și 2.6).

2.11. Se determină și se reprezintă grafic (semilogaritm) caracteristicile $V_o(I_i)$ și $I_C(V_{BE})$ - ale tranzistorului Q_i - pentru valorile curentului de colector indicate în tabelul T.1.

Notă. Pentru a simplifica manevrele experimentale se sugerează următoarea modalitate de lucru:

- (1) se fixează valoarea curentului de la intrare I_i și se măsoară V_o , V_{BE} ;
- (2) se trece la următoarea valoare a curentului I_i și se măsoară V_{BE} , V_o etc.

Tabelul T.1

Valoarea curentului	Se conectează pinii	R_i	AMBIANT		CALD	
			V_o [V]	V_{BE} [mV]	V_o [V]	V_{BE} [mV]
5 mA	1 - 2	1 k Ω				
2 mA	1 - 2	1 k Ω				
1 mA	1 - 2	1 k Ω				
500 μ A	1 - 2	1 k Ω				
200 μ A	1 - 2	1 k Ω				
100 μ A	1 - 2	1 k Ω				
50 μ A	1 - 3	100 k Ω				
20 μ A	1 - 3	100 k Ω				
10 μ A	1 - 3	100 k Ω				
5 μ A	1 - 3	100 k Ω				
2 μ A	1 - 3	100 k Ω				
1 μ A	1 - 3	100 k Ω				
500 nA	1 - 4	10 M Ω				
200 nA	1 - 4	10 M Ω				
100 nA	1 - 4	10 M Ω				
50 nA	1 - 4	10 M Ω				
20 nA	1 - 4	10 M Ω				
10 nA	1 - 4	10 M Ω				
5 nA	1 - 4	10 M Ω				
2 nA	1 - 4	10 M Ω				

2.12. Din valoarea determinată experimental a pantei de conversie se calculează valoarea temperaturii ambiante.

2.13. Se pune comutatorul K_2 în poziția CALD (dioda electroluminiscentă se aprinde).

2.14. Se repetă punctul 2.11, caracteristicile se reprezintă pe aceleași grafice.

(1) Se calculează temperatura cipului circuitului BA726X.

(2) Se măsoară cu deosebită grijă valoarea tensiunii de la ieșire pentru $I_i=I_{i0}$.

2.15. Se reglează $V_o=0$. Comutatorul K_2 se plasează în poziția AMBIANT; în acest fel cipul, deci și tranzistoarele Q_i și Q_R se răcesc. Se verifică faptul că tensiunea V_o rămâne nulă, deci raportul $I_{Si}/I_{SR}=1$ este independent de temperatură.

3. Întrebări

3.1. Amplificatorul operațional BA108A are tensiunea de ofset de 0,5 mV, curentul de polarizare al intrărilor de 3nA, iar curentul de ofset de 0,4 nA. Să se calculeze caracteristica $V_o(V_i)$ pentru $V_i=1\text{ V}, \dots, 100\ \mu\text{V}$ în condițiile $R_i=1\ \text{k}\Omega$, $K_2=\text{AMBIANT}$.

Ținându-se cont de aceste calcule să se explice rezultatele obținute la punctul 2.9.

3.2. Care sunt factorii care determină abaterea de la idealitate a caracteristicii de transfer a convertorului logaritmic la curenți (tensiuni) mari la intrare ?

3.3. Să se estimeze - pe baza rezultatelor obținute la punctele 2.7 și 2.13 - variația cu temperatura a raportului I_{Si}/I_{SR} .

3.4. Pentru convertorul logaritmic studiat în această lucrare caracteristica $V_o(I_i)$ acoperă mai multe decade decât caracteristica $V_o(V_i)$. Să se explice de ce. Este aceasta o situație generală sau este specifică acestui convertor ?

3.5. Care sunt criteriile de determinare a valorii rezistorului R_g ?

3.6. Până la ce valoare se poate compensa tensiunea de ofset a amplificatorului operațional AO₂ (se vor lua în considerare sensibilitatea multimetrului E302 și deriva termică a tensiunii de ofset și a curentului de ofset ale AO BM108A - 5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, respectiv 2,5 $\text{pA}/^\circ\text{C}$).

3.7. Să se explice calitativ de ce diferă compensările în frecvență ale amplificatoarelor operaționale AO₁ și AO₃.

3.8. Dacă tranzistoarele Q_i și Q_R nu sunt termostatate compensarea efectului dat de variațiile de temperatură se poate realiza făcând divizorul R_1 , R_2 dependent de temperatură.

Care din rezistoare se alege dependent de temperatură și ce coeficient de temperatură trebuie să aibă în cazul unui convertor logaritmic care lucrează în jurul temperaturii de 300 K?

3.9. Ce rol are amplificatorul AO₁ ? Se poate cupla potențiometrul P_1 direct la intrarea convertorului ?

3.10. Utilizând datele obținute în această lucrare să se proiecteze un convertor exponențial cu caracteristica de transfer $V_o=10^{-V_i}$, unde V_o și V_i sunt exprimate în V.

3.11. Convertorul logaritmic descris în această lucrare este inversor. Cum trebuie procedat pentru a obține o funcționare neinversoare ?

3.12. Să se proiecteze un circuit de înmulțire/împărțire a două semnale analogice, într-un singur cadran utilizând convertorul logaritmic studiat în această lucrare și convertorul exponențial proiectat la punctul 3.10. Să se specifice gama dinamică a semnalelor analogice pentru ambele operații.