

# Félvezető hőmérséklet-érzékelők linearizálása

Az új hitelesítési módszer negyedére csökkenti az érzékelő nemlinearitását a 0 °C...100 °C tartományban. Ehhez elegendő ismerni  $n$  és  $U_{g0}$  átlagértékét a szeletgyártás alatt, ezzel is egyszerűsítve a hitelesítést.

## 1. Bevezetés

Az utóbbi időben az abszolút hőmérséklettel arányos kimeneti áramú [1], vagy feszültségű [2] félvezető hőmérséklet-érzékelők széleskörűen elterjedtek, ami elsősorban a kimenő paraméterek jó linearitásának és annak köszönhető, hogy a kalibrálás a chipen könnyen végrehajtható.

A PTAT (az abszolút hőmérséklettel arányos) érzékelő egyik fő hátránya, hogy nagy felbontású mérőrendszert igényel a környezeti hőmérsékleten fellépő jelentős offset áram miatt.

Újabban ezt a hátrányt két ún. önkalibráló érzékelőnél szüntették meg, úgymint a belső referenciával rendelkező hőmérséklet érzékelőnél [4] és az LM 34 [5] típusúnál. Az LM 34-nél egy ellentétesen görbült karakterisztikájú kompenzáló áramkörrel csökkentették a kimeneti feszültség nemlinearitását, így biztosítva a pontos hőmérsékletmérést.

A belső referenciával rendelkező érzékelőben (ld. 1. ábra) a kimeneti áramnak —  $I_0$  — kismértékű, közelítőleg 0,67 °C-os nemlinearitása van 0 °C ... 100 °C tartományban. Ezen nemlinearitás kompenzálására a [3] irodalom megfelelően megválasztott hőmérsékleti együtthatójú vókonnyrétegellenállást javasol.

Az új hitelesítési módszer a belső referenciával rendelkező érzékelők nemlinearitását negyedére csökkenti ebben a tartományban egészen -0,16 °C-ig. A módszer lényege, hogy az érzékelő kimeneti árama két hőmérsékleti pontban meg kell feleljen az azokban a pontokban számított minimális nemlinearitású kimeneti árammal.

A hitelesítés egyszerűbb, mert nem szükséges megmérni minden chipen  $n$  és  $U_{g0}$  értékét; a végső trimmelés alatt elegendő ismerni a szeletgyártásra jellemző átlagértékeket.

## 2. A hitelesítés korábbi módszere

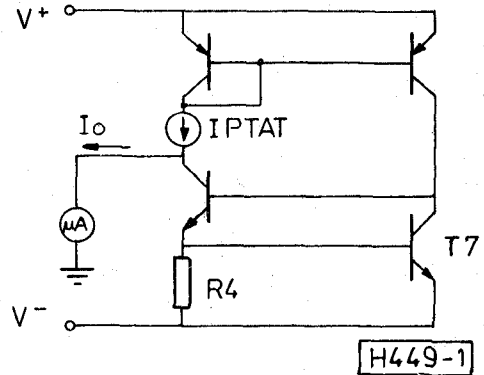
A belső referenciával rendelkező hőmérséklet érzékelő részletes elemzését a [4, 6] számú irodalom tartalmazza.

A bipoláris tranzisztor  $I_c(U_{BE})$  karakterisztikája és a hőmérséklet közötti kapcsolat [6]:

$$I_c = c T^n e^{\frac{q}{kT}(U_{BE} - U_{g0})} \quad (1)$$

Fordította: Dr. Schön András

Beérkezett: 1988. III. 14. (H)



1. ábra. Belső referenciával rendelkező érzékelő [4]

ahol

$U_{g0}$  : a tiltott sáv szélessége, 0 K-nál

$n$  : állandó, a kisebbségi töltéshordozók hőmérséklettől függő mozgékonyága a bázisban

$T$  : abszoluthőmérséklet K

$c$  : állandó

Az érzékelő hőmérséklettől függő kimeneti árama (2a. ábra)  $I_0$  felírható a következőképpen [4]:

$$I_0(T) = \frac{1}{R_4} \frac{T - T_z}{T_z} U_{g0} + (n-1) \frac{kT}{q} \ln \frac{T}{T_z} \quad (2)$$

ahol  $T_z$ : az a hőmérséklet, amelynél a kimeneti áram nulla (nullpont).

Látható, hogy az alábbi némileg egyszerűsített kifejezésben (3) a kimeneti áram a hőmérséklet függvényében közelítőleg lineáris [4]:

$$I_0(T - T_z) \approx \frac{1}{R_4} \frac{(T - T_z)}{T_z} U_{g0} + (n-1) \frac{k}{q} \quad (3)$$

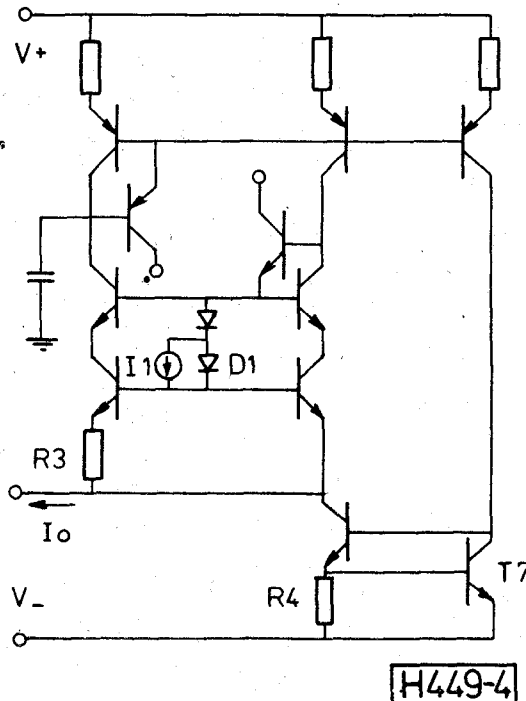
Az előírt hőmérséklet-érzékenység,  $dI_0/dT$ , (tipikusan 1  $\mu A/^\circ C$ ) az  $R_4$  ellenállással állítható be [4]:

$$R_4 = \frac{U_{g0}}{T_z} + (n-1) \frac{k}{q} \left( \frac{dI_0}{dT} \right)^{-1} \quad (4)$$

Az érzékelő előírt nullpont értékére ( $T_z$ ) és hőmérséklet-érzékenységre ( $dI_0/dT$ ) való beállítása az alábbiak szerint történhet. Az 1. ábrán látható  $T_z$  tranzisztor  $n$  és  $U_{g0}$  paraméterét minden egyes chipnél meghatározzuk az előírt pontossággal [6]. Az ismert  $n$  és  $U_{g0}$  adatokkal és az előírt  $T_z$  és  $dI_0/dT$  értékekkel a (4) egyenlet szerint meghatározott értékre szabályozzuk az  $R_4$  ellenállást. Ez a passzív trimmelés környezeti hőmérsékleten végezhető el. Pl. ha  $n=3$ ,  $U_{g0}^0 = 1100mV$ ,  $T_z = 0^\circ C$  és  $dI_0/dT = 1 \mu A/K$ , akkor  $R_4$  ellenállást 4201,6  $\Omega$ -ra állítjuk.

Ezt követően a  $T_z$  nullpontot kell beállítani (offset kiegyenlítés) az IPTAT áramgenerátor egyik ellenállásának aktív értékbeállításával úgy, hogy a kimeneti áram az előírt értékű legyen, azaz  $I_0 = 0 \mu A$  ha  $T = 0^\circ C$ . A skála nullpontját más hőmérsékletre is állíthatjuk.

állítják be. A layout tervezéshez az  $R_4$  ellenállás kezdeti értékét a következőképpen számíthatjuk



4. ábra. Az analizált IC érzékelő

ki. Ha pl. feltételezzük, hogy a szeleten az  $n$  szórása 2.75...4 közötti, az  $U_{g0}$  szórása 1160...1190 mV közötti, és átlagértékük  $n=3,38$ ,  $U_{g0}=1175$  mV, valamint a  $T_z=273$  K és  $I_1(273K)=100 \mu A$  feltételek figyelembe vételével az  $R_4$  ellenállás értéke a (2) egyenletből kiszámítható. Ez a kezdeti érték  $R_{4L}=4542,8 \Omega$ .

Az  $R_3$  ellenállás analitikus módszerrel [7] határozható meg és értéke  $R_{3L}=463,65 \Omega$  ( $L$ =névleges tervezési érték a layouton.)

### 3.2.2. Kezdeti beállítás

Az érzékelő nullpontját az  $R_{3L}$  ellenállással sorba kötött változtatható külső ellenállással állítják be úgy, hogy a kimeneti áram  $0^\circ C$ -on,  $0 \mu A$  legyen. Ezt az ellenállást nevezzük kezdő értéknek ( $R_{3T}$ ).

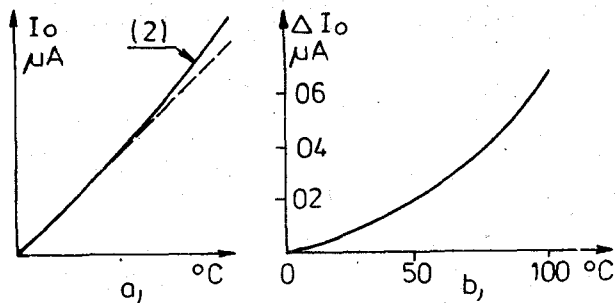
Miután az  $R_{4L}$  értékét a 3.2.1. pontban az átlagértékekből számítottuk ( $n$ ,  $U_{g0}$ ), nem pedig az érzékelő IC  $T_7$  tranzisztorának pontos  $n$  és  $U_{g0}$  értékéből, ezért a kimeneti áram  $100^\circ C$ -on nem lesz pontosan  $100 \mu A$ .

A  $dI_0$  különbség az 5. ábrán látható, a szeleten mérhető  $100^\circ C$ -on a kezdeti nullpont beállítás után.

### 3.2.3. Végző beállítás

A mórt  $dI_0$ -ból és az  $R_{3T}$ ,  $R_{4L}$  ellenállások értékéből meghatározható az ellenállásoknak az az értéke ( $R_{3R}$ ,  $R_{4R}$ ), amelynél  $dI_0$  megszűnik. Figyelembe kell venni, hogy a kimeneti áram is változik, ha megváltozik  $R_3$  és  $R_4$ .

A végző beállításához szükséges ellenállásértékek az alábbi egyenletekből kaphatók meg, amelyek



H449-2

2. ábra. a.) Kimeneti áram a korábbi hitelesítési módszernél b.) A nemlinearitási hiba

A nemlinearitási hiba az előző számszerű példában  $0^\circ C \dots 100^\circ C$  tartományban a 2.b ábrán látható. A maximális eltérés a lineáristól  $+0,67 \mu A$   $100^\circ C$ -nál.

## 3. A linearitás javítása új kalibrálási módszerrel

### 3.1. Alapelvek

A belső referenciával rendelkező érzékelők áramkörének számítógépes analízise kimutatta, hogy a lineáristól való eltérés maximális értéke lényegesen kisebb, ha a  $\Delta I_0$  nemlinearitási hiba negatív a hőmérséklet tartományon belül. Ezt a követelményt teljesíthetjük a  $0^\circ C \dots 100^\circ C$  tartományban, ha  $I_0 = 0 \mu A$ ;  $0^\circ C$ -on és  $100^\circ C$ -on  $100 \mu A$  mint 3.a ábrán látható.

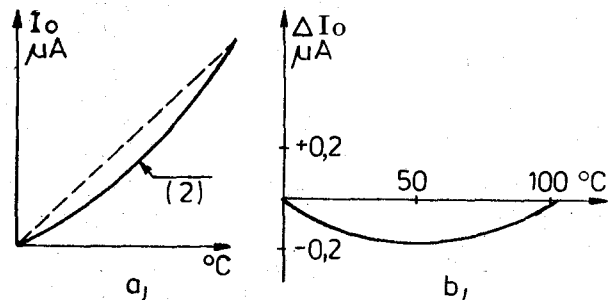
A 3.a ábrán látható függvényment eléréséhez szükséges  $R_4$  ellenállás a (2) egyenletből számítható a következő adatokkal:

$T_z=273$  K,  $I_0(373K)=100 \mu A$  és ismert az  $n$  ill.  $U_{g0}$  értéke. A  $\Delta I_0$  nemlinearitási hiba a 3.b ábrán látható, a maximális eltérés csak  $-0,16^\circ C$   $50^\circ C$ -nál, négyszer kisebb mint a korábbi  $+0,67^\circ C$  volt. Az alapvető eltérés a két hitelesítési módszer között az, hogy az utóbbi esetben a  $T_z$  nullpont és  $dI_0/dT$  meredekség helyett, a kimeneti áramot állítják be két megadott értékre.

### 3.2. A beállítási módszer

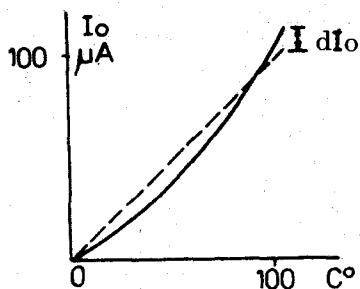
#### 3.2.1. A layout tervezés szempontjai

A 4. ábrán látható érzékelő áramkörben a nullpontot az  $R_3$ , a meredekséget az  $R_4$  ellenállással



H449-3

3. ábra. a.) Kimeneti áram az új hitelesítési módszernél b.) A nemlinearitási hiba



H449-5

5. ábra. A kimeneti áram a nullapont beállítása után

figyelembe veszik az előírt érzékenységi tényezőt is:

$$0 = \frac{\Delta R_4}{R_{4L}} \cdot 100 S_{R_{4L}}^{I_0} + \frac{\Delta R_3}{R_{3I}} \cdot 100 S_{R_{3I}}^{I_0}$$

ha  $t = 0^\circ\text{C}$  (5)

$$dI_0 = \frac{\Delta R_4}{R_{4L}} \cdot 100 S_{R_{4L}}^{I_0} + \frac{\Delta R_3}{R_{3I}} \cdot 100 S_{R_{3I}}^{I_0}$$

ha  $t = 100^\circ\text{C}$  (6)

ahol  $S_{R_{4L}}^{I_0} \Big|_T$  és  $S_{R_{3I}}^{I_0} \Big|_T$ : a kimeneti áram

változásának meredeksége egy adott  $T$  hőmérsékleten ha  $R_{4L}$  és  $R_{3I}$  változik. Az érzékenységi tényező (meredekség) [8]:

$$S_{R_i}^I \Big|_T = \frac{\Delta I}{100 \Delta R_i / R}$$

és értéke meghatározható SPICE számítógépes áramkör szimulációs programmal illetve mérhető.

Az (5), (6) egyenletekből kiszámítható a végső beállításhoz szükséges ellenállás értéke

$$R_{3T} = R_{3I} + \Delta R_3; \quad R_{4T} = R_{4L} + \Delta R_4$$

A végső trimmelés a szeleten passzív.

### 3.2.4. Áramkör szimuláció

Az új beállítási módszer kidolgozásához, számítógépes áramkör-szimulációs programot használtunk. A 4. ábrán látható IC érzékelő analíziséhez a SPICE programrendszert, az Ebers-Moll modellt alkalmaztuk, elhanyagolva a hozzávezetési ellenállást és tipikus tranzisztor paramétereket véve figyelembe. Az  $I_1$  áramgenerátort és a  $D_1$  diódát az áramkör analízisének — a bekapcsoláskor bizonytalan állapotba kerülés miatt — elhagytuk.

A kezdeti szimulációt a 3.2.1. pontban meghatározott  $R_{3L}$  és  $R_{4L}$  értékkel végeztük. Az  $n$  és  $U_{90}$  paramétert messze az átlagértéktől vettük fel ( $n=3$ ,  $U_{90}=1190\text{mV}$ ), ezzel is bizonyítva, hogy a végső beállításhoz nem szükséges ismerni azok pontos értékét.

A számítógépes analízisből a kimeneti áram, a beállítások előtt a következő:

$T$ °C	0	5	27	50	100
$I_0$ $\mu\text{A}$	-6,368	-1,526	19,81	42,17	91,02

Az eredményekből megállapítható, hogy a nullpontot be kell állítani. A nullpont állításakor figyelembe vett ellenállás  $R_{3I}=441,76 \Omega$ , ekkor a kimeneti áram:

$T$ °C	0	5	27	50	100
$I_0$ $\mu\text{A}$	0,0010	4,962	26,82	49,72	98,15

A  $dI_0$  hiba  $100^\circ\text{C}$ -on  $-1,85 \mu\text{A}$ , a SPICE program által számított érzékenységi tényezők a végső beállításhoz:

$$S_{R_{3I}}^{I_0} = -1,350 \mu\text{A}/\% \quad S_{R_{4L}}^{I_0} = 1,408 \mu\text{A}/\%$$

ha  $T = 0^\circ\text{C}$

$$S_{R_{3I}}^{I_0} = -1,850 \mu\text{A}/\% \quad S_{R_{4L}}^{I_0} = 0,932 \mu\text{A}/\%$$

ha  $T = 100^\circ\text{C}$

A végső beállításhoz szükséges  $R_{3T}$  és  $R_{4T}$  értékek a (3) és (4) egyenletekből számíthatók ki, értékük  $R_{3T}=440,6 \Omega$  illetve  $R_{4T}=4531,35 \Omega$ . Ezekkel az adatokkal az analízist ismételtelen elvégezve, a következő eredményeket kapjuk:

$T$ °C	0	20	50	80	100
$I_0$ $\mu\text{A}$	0,0001	19,91	49,84	79,90	100,0

Az eredményekből kitűnik hogy a maximális nemlinearitási hiba a hitelesített áramkörnél  $-0,16^\circ\text{C}$ , amely megegyezik a 3.b ábrán látható elméleti értékkel. Megállapítható az is, hogy a sikeres beállításhoz nem szükséges ismerni  $n$  és  $U_{90}$  pontos értékét.

### 3.3. A nemlinearitási hiba felezése

A pontosságot fokozhatjuk, ha a nemlinearitási hibát egyenlő pozitív és negatív részre osztjuk, és így a hiba a  $0^\circ\text{C} \dots 100^\circ\text{C}$  tartományban csak  $\Delta I_0 \cong \pm 0,08 \mu\text{A}$ .

Egy új fejlesztésű számítógépes program minimalizálja a kimeneti áram, lineáristól való eltérést (ld. (2) egyenlet) és figyelembe veszi a  $dI_0/dT = 1 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$  meredekséget és  $T_z=0^\circ\text{C}$  nullpontot. Ebben a hőmérsékleti tartományban a minimális eltéréshez tartozó adatok:

$T$ °C	0	20	50	80	100
$I_0$ $\mu\text{A}$	0,080	19,976	49,922	79,982	100,080

Az eredményekből megállapítható, hogy a nemlinearitási hiba lecsökkent  $\pm 0,08^\circ\text{C}$ -ra. A beállítási folyamat megegyezik az előbb leírtakkal, de a kimeneti áramnak két pontban meg kell egyeznie a fent kiszámított értékkel.

### 4. Következtetések

Megállapítható, hogy a belső referenciával rendelkező érzékelő pontossága jelentősen növelhető anélkül, hogy az áramkör bonyolultabb lenne. Nem szükséges minden egyes érzékelőnél megmérni az  $n$  és  $U_{90}$  értékeket, hanem elég a technológiai

folyamatra jellemző átlagértékek ismerete. A hitelesítési, munka néhány érzékenységi tényező bevezetésével, csökken.

Mindamellett jelentős munkát fordítottunk arra, hogy a szeleten megmérve az érzékenységi tényezőket, a hitelesítést tovább egyszerűsítsük. A SPICE áramkör analízist használtuk a hitelesítési módszer ellenőrzéséhez és így a  $0^{\circ}\text{C} \dots 100^{\circ}\text{C}$  tartományban max.  $\pm 0,080^{\circ}\text{C}$  nemlinearitási hibát értünk el.

A feszültség kimenetű PTAT érzékelők pontossága kb.  $\pm 0,2^{\circ}\text{C}$  a  $-20^{\circ}\text{C} \dots 100^{\circ}\text{C}$  tartományban [9], ezek az eredmények az jelentik, hogy a belső referenciával rendelkező érzékelők hasonló pontossággal gyárthatók mint a PTAT típusúak.

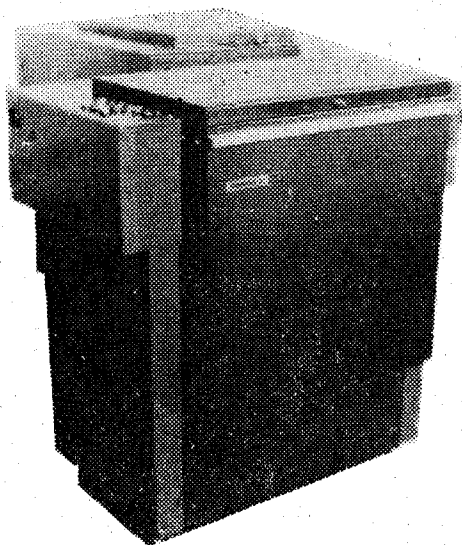
#### IRODALOM

- [1] Two-terminal IC temperature transducer AD590 Analog Devices Product Data Sheet, Norwood, MA, 1984  
 [2] LM 135 Precision temperature sensor, National Semiconductor Corp. Product Data Sheet, Santa Clara, CA 1980

- [3] G.G.M. Meijer, „Integrated circuits and components for bandgap references and temperature transducers”, Ph. D. Dissertation, pp. 2, 38, 55 Delft University of Technology, March 1982, Delft, The Netherlands  
 [4] G.C.M. Meijer, „An IC temperature sensor with an intrinsic reference”, IEEE J. Solid State Circuits Vol. SC—15, pp. 370—373. June 1980  
 [5] R.A. Piase, „A new fahrenheit temperature sensor” IEEE J. Solid State Circuits, Vol. SC—19, pp. 971—977, Dec. 1984  
 [6] G.C.M. Meijer and K. Vingerling, „Measurement of the temperature dependence of the  $I_c(U_{BE})$  characteristics of integrated bipolar transistors”, IEEE J. Solid State Circuits, Vol. SC—15, j pp. 137—240, April 1980  
 [7] R. Amador et al, „Analysis of the bipolar temperature sensor with an intrinsic reference”, to be published in Ing. Electronica, ISPJAE, Cuba  
 [8] R. Amador and R. Lopez, „Statistical simulation of circuits using interpolation polynomials” Electronics Letters, pp. 405—406, 10th May 1984.

R. Amador—A. Polanco—A. Linares  
 and D. Galan  
 Havannai Műszaki Egyetem  
 Mikroelektronikai Intézet

### LG-1 LASERGRAPH



## LÉZERES RAJZGÉP

- nagy sebesség
- pontosság
- felbontás
- formátum
- öntesztelés
- működtetés nappali megvilágításban
- több PCB CAD rendszer illesztése



**ITEX EGYESÜLÉS** Budapest H-1147 Czobor u. 33/b.  
 Telefon: 641-591