

DR. AMBRÓZY ANDRÁS  
BME Elektronikai Technológia Tanszék

## Hőérzékelők optimális zajillesztése

ETO 636.532.088.3

Kis hőmérséklet-változások mérésének ma ismert legkényelmesebb módja termikus/villamos jelátalakító és elektronikus erősítő-jelfeldolgozó áramkör használata. A jelátalakítók, működési elvük szerint, az alábbi csoportokba sorolhatók:

1. Ellenállás-változáson alapuló átalakítók:
  - a) Fém ellenállás-hőmérők;
  - b) Egykristályos, általában intrinsic félvezetők;
  - c) Szemcsés szerkezetű NTC ellenállások (termisztorok);
  - d) Szemcsés szerkezetű PTC ellenállások (általában adalékolt bárium-stroncium titanát).
2. Termoelemek.
3. Nyitóirányban előfeszített pn-átmenetek.

Tápfeszültségigényük, átlagos érzékenységük a különféle működési elvek és anyagállandók miatt más és más; határérzékenységük azonban mindenképpen a kapcsaikon jelenlevő zajfeszültségtől függ.

### 1. Zajforrások [1]

Az első csoportba tartozó, ellenállásos érzékelőkben inherens módon, a termoelemeknek és a pn-átmeneteknek pedig a parazita soros ellenállásán mindig keletkezik *termikus zaj*. Ha a sáv szélesség  $\Delta f$ , a zajfeszültség:

$$u_t = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (1)$$

ahol  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Ws/K a Boltzmann-állandó,  $T$  pedig az érzékelő hőmérséklete. A többi zajforrás mellett  $u_t$  sokszor elhanyagolható.

Jelentős lehet viszont a környezettel való termikus csatolás fluktuációjából eredő *háttérzaj*. Értéke [2]:

$$u_b = \sqrt{4kT^2 G_t \Delta f}, \quad (2)$$

ahol  $G_t$  az érzékelő és a környezet közötti termikus konduktancia, amely három részből áll:

$$G_t = G_r + G_c + G_v. \quad (3)$$

Itt  $G_r$  a sugárzási,  $G_c$  a vezetési,  $G_v$  az áramlási összetevő. Közülük a sugárzási összetevő könnyen számítható [2]:

$$G_r = 4aeAT^3, \quad (4)$$

ahol  $a$  a Stefan-kohstans,  $0 \leq e \leq 1$  a felület emisszivitása (abszolút fekete testre  $e = 1$ ),  $A$  pedig a felület nagysága.

*Sörétzaj* csak ott fordul elő, ahol a töltéshordozóknak potenciállépcsőt kell legyőzniük, tehát esetünkben a pn-átmenetes érzékelőkben. A sörétzaj-áram

$$i = \sqrt{2qI\Delta f}. \quad (5)$$

Mint hogy a nyitóirányban működő átmenet differenciális ellenállása

$$r = \frac{kT}{qI}, \quad (6)$$

a keletkező zajfeszültség:

$$u_s = \sqrt{2kT r \Delta f}. \quad (7)$$

Az eddig tárgyalt zajforrások spektruma fehér.

Két további zajforrás a nem fémes ellenállásokban jelentkezik: a *generációs-rekombinációs zaj* a közel intrinsic félvezetőkben és a *járvékos zaj* főként, de nem kizárólag a szemcsés szerkezetű ellenállásokban. Közös jellemzőjük, hogy a zajkeltő ok az ellenállás értékének sztochasztikus ingadozása. Mindkét zajösszetevő csak akkor észlelhető, ha az ellenálláson áram folyik át, hiszen a keletkező zajfeszültség

$$u = I\Delta R = U \frac{\Delta R}{R} \quad (8)$$

szerint az ellenállásváltozással arányos. Szokás ezt az összetevőt *áramzaj*nak is nevezni a fenti tulajdonsága miatt. (Köznapi megjelenési formája a rétegel-lenállások feszültségfüggő zajösszetevője.)

A *generációs-rekombinációs zaj* gyengén adalékolt félvezetőkben keletkezik, mivel ennek vezetőképessége nagyrészt a páronként keletkező (generálódó), ill. eltűnő (rekombinálódó) elektronok és lyukak sűrűségétől függ. Mint hogy mindkét folyamat véletlenszerűen játszódik le, a töltéssűrűség ingadozik, tehát az ellenállás, ill. a vezetés is változik. A töltéssűrűség ingadozásának négyzetes középértéke [3]:

$$M(\Delta n)^2 = \frac{g(n_0)}{r'(n_0) - g'(n_0)}, \quad (9)$$

ahol  $n_0$  az egyensúlyi töltéssűrűség,  $r'(n_0) = dr(n_0)/dn$ , ill.  $g'(n_0) = dg(n_0)/dn$  a rekombinációs, ill. generációs

rata egyensúlyi értéke. Minthogy a töltéshordozók élettartama véges, ez a zajösszetevő az alábbi jellegzetes teljesítményspektrumot mutatja:

$$S(f) = 4M(\Delta n)^2 \frac{\tau}{1 + (\omega\tau)^2}, \quad (10)$$

ahol  $\tau$  az átlagos élettartam.

A generációs-rekombinációs zajra könnyen kezelhető modelleket Champlin [4], valamint Ambrózy és van der Ziel [5] dolgozott ki.

Lényegesen nehezebben kezelhető a járulékos zaj (excess noise). Keletkezésének pontos oka nem tisztázott; valószínű, hogy legalább két összetevőből áll. Egyikük a szinte mindenütt jelenlevő flicker ( $1/f$ ) zaj, amelynek spektrális sűrűsége:

$$S_i(f) = \text{const} \frac{I^\beta}{f^\gamma}, \quad (11)$$

ahol  $I$  az ellenálláson átfolyó áram,  $\beta \approx 2$  és  $\gamma \approx 1$  a tapasztalatok szerint. Az  $f_2 - f_1$  frekvenciasávban észlelhető zajfeszültség

$$u_f^2 = R^2 \int_{f_1}^{f_2} S_i(f) df \cong I^2 R^2 \cdot \text{const} \cdot \ln \frac{f_2}{f_1} = c_f^2 I^2 R^2. \quad (12)$$

Másikuk az impulzus zaj. Míg az eddig felsorolt zajjelenségek eredete — beleértve valószínűleg a flickerzajt is — szubmikroszkopikus, az impulzus zaj (burst noise) inkább mikroszkopikus szerkezeti tökéletlenségekkel asszociálható (pl. pn-átmenetben fém precipitátummal [6]). Áramfüggése hasonló a flickerzajéhoz, frekvenciafüggése pedig a (10) formulához.

A továbbiakban a járulékos zaj fő összetevőjének a flickerzajt tekintjük, ugyanis a műszakilag megvalósítható, de már elég tökéletes mikroszerkezetű eszközökben ez dominál.

A bevezetőkben felsorolt, különböző elvű érzékelők és a bennük található zajforrásokat az 1. táblázat foglalja össze.

## 2. Áramzajmentes érzékelők optimális illesztése

Az 1. táblázatból látható, hogy az áramzajmentes érzékelők — fémellenállás, termoelem, pn-átmenet — inherens vagy parazita zajának teljesítményspekt-

ruma fehér. A jel/zaj viszony döntő módon az érzékelő átalakítási érzékenységtől, vagyis a hőmérsékleti tényezőtől, valamint a csatlakozó áramkör kialakításától függ. A fém ellenállás-hőmérőt általában Wheatstone-hídba kapcsolják. A teljes mérendő hőmérsékleti tartományban akkor használható ki optimálisan, ha a hídarány a tartomány alsó határán [7]

$$n_0 = \sqrt{\frac{1}{1 + \alpha\theta}}, \quad (13)$$

ahol  $\theta = T_2 - T_1$  a hőmérséklet mérési tartománya,  $\alpha$  pedig a hőmérsékleti tényező (tisztá fémekre  $3 \dots 4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ ).

A termoelemek és a pn-átmenetek érzékenysége adott, a csatlakozó áramkörökkel sem javítani, sem lényegesen rontani nem lehet.

A szóban forgó eszközök zaja viszonylag kicsiny, ezért a csatlakozó erősítő zajforrásai általában nem hanyagolhatók el. Az eredő üresjárású zajfeszültség-nyegzet az 1. ábra alapján:

$$u_e^2 = u_b^2 + u_o^2 + u^2 + i^2 R^2, \quad (14)$$

ahol  $R$  az ellenálláshőmérős-híd eredő ellenállása vagy a termoelem soros ellenállása, vagy pedig a pn-átmenet eredő ellenállása:

$$R = r_s + \frac{kT}{qI}. \quad (15)$$

Itt  $r_s$  a parazita soros ellenállás.

A jel/zaj viszony maximumát ott kapjuk, ahol a zajtényező

$$F = \frac{u_e^2}{u_f^2} = 1 + \frac{u_b^2 + u^2 + i^2 R^2}{u_f^2}. \quad (16)$$

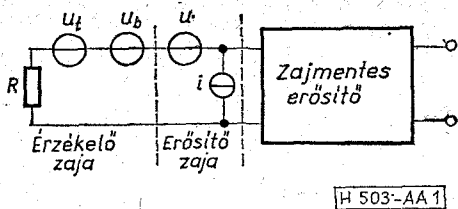
minimális. Ehhez

$$R = \frac{\sqrt{u_b^2 + u^2}}{i}. \quad (17)$$

tartozik. Minthogy  $R$  általában adott, az erősítőt kell illesztenünk a forráshoz és nem fordítva. Erősítőként csak bipoláris tranzisztor jöhet számításba; a különben igen kis zajú pn-átmenetes térvezérlésű tranzisztor  $u/i$  viszonya nagyságrendekkel nagyobb a tárgyalta csoportba tartozó hőérzékelők ellenállásánál.

1. táblázat

Érzékelő / Zajforrás		Áramzaj					
		Termikus $u_b$	Háttér $u_o$	Sörét $u_s$	Gen.-rek. $u_{gr}$	Járulékos zaj	
						Flicker $u_f$	Impulzus $u_p$
Spektrum		fehér				$\omega^{-1}$	$(1 + \omega^2 \tau^2)^{-1}$
Ellenállás	Fém	van	van	—	—	—	—
	Intrinsic félvezető	van	van	—	domináns	lehetséges	—
	NTC (termisztor)	van	van	—	—	domináns	—
	PTC (BaSrTiO <sub>3</sub> )	van	van	—	—	domináns	lehetséges
Termoelem		soros ellenálláson	domináns	—	—	—	—
PN átmenet		soros ellenálláson	van	domináns	—	—	lehetséges



1. ábra. Áramzajmentes érzékelő modellje, illesztése

Arra is gondolni kell, hogy a tranzisztor flickerzaja miatt az  $u/i$  viszony frekvenciafüggő és kis frekvencián közelítőleg  $r_{b'}$ -höz tart [1]. Az optimális zajillesztés érdekében esetleg több bipoláris tranzisztor párhuzamos kapcsolásával kell a bemenőfokozatot kialakítani. Végül (16) és (17) arra is rámutat, hogy a háttérzajt is minél lejjebb kell szorítani, a felesleges termikus csatolások kiküszöbölésével, amint az a (2)-ből következik.

3. Áramzajos érzékelők passzív hídkapcsolásban

Hőérzékelőkben előszeretettel alkalmaznak [8] intrinsic félvezetőt, termisztort, vagy PTC ellenállást a nagy hőmérsékleti tényező miatt:

- Intrinsic félvezető  $-4 \dots -8\%/^{\circ}\text{C}$ ,
- Termisztor  $-3 \dots -4\%/^{\circ}\text{C}$ ,
- PTC ellenállás  $+5 \dots +15\%/^{\circ}\text{C}$ .

Míg az első kettő tulajdonságai jól ismertek, a PTC ellenállás működése különleges tulajdonságon, a báriumtitanát dielektromos állandójának erős hőmérsékletfüggésén alapul, melyet Heywang alapvető munkái írnak le [9], [10]. A Curie-Weiss-törvény értelmében a  $\Theta$  hőmérsékletű Curie-pont felett

$$\epsilon = \frac{\text{const}}{T - \Theta} \quad (18)$$

A tiszta báriumtitanát Curie-pontja  $110^{\circ}\text{C}$  körül van. Ha a báriumot növekvő arányban stronciummal helyettesítjük, a Curie-pont lefelé tolódik (mintegy  $60 \dots 70^{\circ}\text{C}$ -ig), egészen a  $\text{Ba}_{0,6}\text{Sr}_{0,4}\text{TiO}_3$  összetétel eléréséig. Maximálisan 0,3% lantán hozzáadásával az eredetileg szigetelő keverék-titanát n típusú félvezetővé tehető.

Ez a félvezető szemcsés szerkezetű. A 2. ábra szerint a szemcsehatárokon a felületi állapotok miatt kiürített rétegek alakulnak ki. Adott  $r$  kiürített rétegszélességnél a potenciállépcső magassága

$$\Phi = \frac{q^2 N_D}{2\epsilon\epsilon_0} r^2 \quad (19)$$

szerint a dielektromos állandóval fordítottan arányos, a kiürített réteg fajlagos ellenállása pedig

$$\rho_d = g \rho_v e^{\Phi/kT} \quad (20)$$

szerint  $\Phi$  meredek függvénye, ahol  $g$  a szemcsék geometriájától függő tényező. (18), (19) és (20) kvalitatív összevetéséből már látszik az ellenállás meredek növekedése a Curie-pont feletti hőmérséklet-tartományban.

A szemcsés szerkezet miatt várható az áramzaj felépése. Nagyságrendjéről egyelőre kevés az adat; egy 1972-ben publikált mérőesorozat eredményeit [11] a szerző és munkatársai mérései [12] nem támasztják alá. Úgy tűnik, hogy a PTC ellenállások zaj/hőmérsékleti tényező viszonya valamivel rosszabb, mint az intrinsic félvezetőé vagy a termisztoré [13], de nem olyan mértékben, mint azt a [11] közlemény alapján várni lehetett volna. Ez jelentős alkalmazási területeket nyithat meg.

A hőérzékelők működésének frekvencia-tartományában — legfeljebb néhányszor 10 Hz felső frekvenciahatárral — az áramzaj dominál. Hatását a 3. ábra segítségével tanulmányozhatjuk, amely a klasszikus, kompenzált hőérzékelő hidat ábrázolja.

Ha kis hőmérséklet-változásra  $R_2' = R_2(1 + \alpha_2 \Delta T)$ , ahol  $\alpha_2$  az  $R_2$  ellenállás hőmérsékleti tényezője, a híd kimenőfeszültsége (lásd a Függelékét is):

$$\Delta U = U \frac{R_1/R_2}{(1 + R_1/R_2)^2} \alpha_2 \Delta T = U \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} \alpha_2 \Delta T. \quad (21)$$

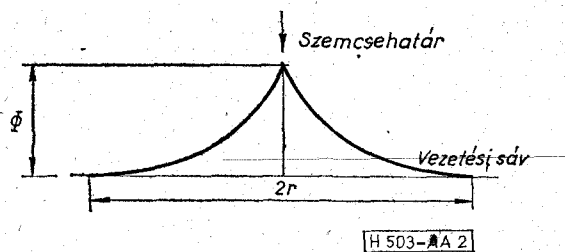
$R_1$  sőtölő hatása jelentősen csökkenti az érzékenységet. Az áramzaj által korlátozott határérzékenység azonban — mint látni fogjuk — független az  $R_1/R_2$  aránytól, ellentétben a termikus zajra vonatkozó esettől [14]. A (10) vagy (8) összefüggés alapján az  $R_2$  ellenállás sarkain mérhető üresjárású járulékos zajfeszültség

$$u_{e20} = c_2 I R_2, \quad (22)$$

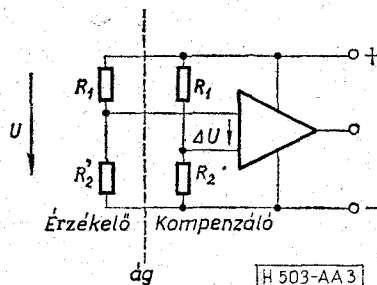
ahol  $c_2$  az ellenállás zajindexe [15]. Ha  $R_1$  nem termel járulékos zajt (pl. huzaellenállás), akkor a terhelt zajfeszültség

$$u_{e2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{e20} = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} c_2 U. \quad (23)$$

Ugyanekkora, korrelálatlan zajfeszültség keletkezik



2. ábra. Félvezető báriumtitanát PTC ellenállás szemcsehatáran kialakuló potenciálhegy



3. ábra. Hídkapcsolású, kompenzált hőérzékelő

a híd másik ágában levő  $R_2$ -ben is, így az eredő jel/zaj viszony

$$SNR = \frac{\Delta U}{\sqrt{2}u_{e2}} = \frac{\alpha_2}{c_2} \frac{\Delta T}{\sqrt{2}} \quad (24)$$

független  $R_1/R_2$ -től. Ez az eredmény nem lehet meglepő: mind  $\Delta U$ , mind pedig  $u_e$  ellenállás-változás következménye. Az is természetes, hogy a környezeti hőmérséklet sztochasztikus fluktuációja is ellenállás-változássá transzformálódik, növelve ezzel a híd kimenetén észlelhető zajt.

A (24) eredmény előnyös tulajdonsága, hogy nem szerepel benne sem az ellenállások névértéke, sem pedig az arányuk. Ez könnyíti az erősítő zajillesztését, feltéve, hogy az erősítő szimmetrikus bemenő-ellenállása jóval nagyobb, mint  $2(R_1 \times R_2)$ . Ha  $(R_1 \times R_2)$  nagyságrendje 50...100 kohm, a legjobb választás a JFET bemenetű differenciálerősítő. Ha viszont valamiért bipoláris tranzistoros erősítőt kell választanunk,  $R_1$  méretezésével állíthatjuk be az optimális zajillesztést.

A 3. ábra szerinti áramkör érzékenysége növelhető, ha mind  $R_1$ , mind  $R_2$  hőmérsékletfüggő, de ellentett előjellel. Legyen  $R_2' = R_2(1 + \alpha_2 \Delta T)$  és  $R_1' = R_1(1 - \alpha_1 \Delta T)$ , ekkor a Függelék szerint

$$\Delta U = U \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} (\alpha_1 + \alpha_2) \Delta T. \quad (25)$$

Most természetesen  $R_1$  is termel járulékos zajt, így

$$u_{e1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{e10} = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} e_1 U. \quad (26)$$

Minthogy  $u_{e1}$  és  $u_{e2}$  korrelálatlan,  $u_e^2 = (u_{e1}^2 + u_{e2}^2)^{1/2}$  és a jel/zaj viszony

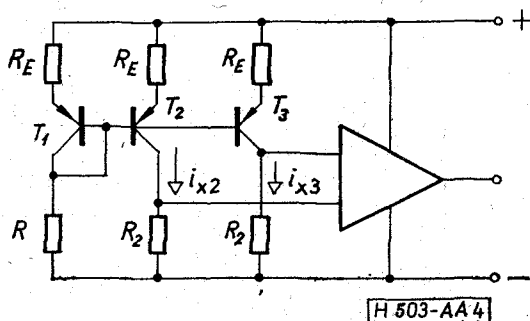
$$SNR = \frac{\Delta U}{\sqrt{2}u_e} = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{(c_1^2 + c_2^2)^{1/2}} \frac{\Delta T}{\sqrt{2}} \quad (27)$$

4. Aktiv előfeszítésű áramzajos érzékelők

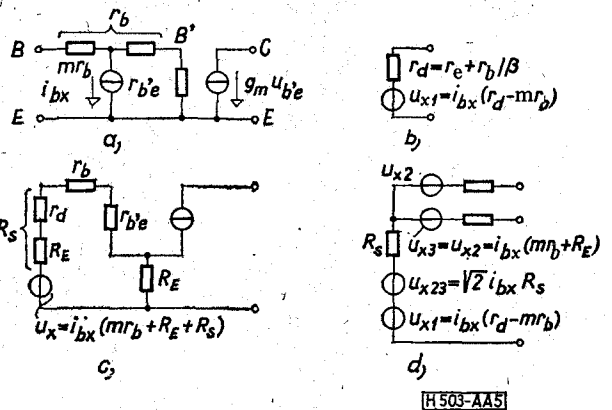
A 4. ábra szerinti áramkörben az  $R_1$  ellenállásokat áramgenerátorok helyettesítik, így az ellenállás terhelő hatása megszűnik és

$$\Delta U = IR_2 \alpha_2 \Delta T = U \alpha_2 \Delta T \quad (28)$$

több, mint négyszerese lehet a (21) összefüggés szerintinek. Ha az áramforrás zajtalan, az  $R_2$ -n keletkező járulékos zaj ugyancsak a fenti tényezővel szorozódik, így a jel/zaj viszony változatlan marad, nem javul.



4. ábra. Áramgenerátoros táplálású érzékelőhíd. Az  $R$  és  $R_E$  ellenállásokat áramzajmentesen kell megvalósítani



5. ábra. Áramvezérelt áramgenerátor zajhelyettesítő képei [16]. a) Egyetlen tranzistor járulékoszaj-helyettesítő képe. b) Dióda, c) Dióda és tranzistor helyettesítő képe. d) A korreláló és nem korreláló zajforrások szétválasztása

Mégis célszerű ezt a megoldást választani, ha a csatlakozó erősítő zajos vagy ha a sztatikus hibajellemzők (hibafeszültség, -áram, s ezek hőmérsékletfüggése) relatív súlyának csökkentése a cél. Sajnos, az elektronikus áramforrások mindig zajosak, ezért a 4. ábra szerinti áramkör jel/zaj viszonya mindig kisebb, mint a 3. ábra szerintié.

A 4. ábrán bemutatott megoldás azonban a lehetséges minimumra csökkenti az iker-áramgenerátorból származó zajt, mivel T2 és T3 közös vezérlőköre erősen korrelálttá teszi a kimenőáramok zaját és a teljes korrelációban levő összetevők a szimmetrikus bemenetű erősítőben kioltják egymást, feltéve, hogy a közösjel-elynyomás elég nagy.

A korreláció becslése érdekében fejlesszük tovább Bilotti és Mariani [16] analízisét. Csak a járulékos zaj forrásait vesszük figyelembe. Az 5a ábra egyetlen tranzistor járulékos zaj helyettesítőképet, az 5b ábra a diódáét, az 5c ábra a zajtalan diódáét és tranzistorét, az 5d ábra pedig a teljes kör zajhelyettesítő képét mutatja. Mindenütt identikus tranzistorokat és zajforrásokat tételezünk fel.

Az  $u_{x1}$  és  $u_{x23}$  zajfeszültség-generátorok közösek T2-re és T3-ra, míg  $u_{x2}$  és  $u_{x3}$  reprezentálja a nem korrelált forrásokat. A teljes kollektor zajáram

$$i_{x2} = g'_m (u_{x1}^2 + u_{x23}^2 + u_{x2}^2)^{1/2}, \quad (29)$$

$$i_{x3} = g'_m (u_{x1}^2 + u_{x23}^2 + u_{x3}^2)^{1/2}, \quad (30)$$

ahol  $g'_m = [r_e + R_E + (R_S + r_b)/\beta]^{-1}$ . A fenti egyenletek első két tagja teljes korrelációban van. Az emitter ellenállások jelentősen csökkentik mind a korreláló, mind pedig a független összetevőt.

A 4. ábra szerinti áramkör jel/zaj viszonya végül

$$SNR = \frac{\Delta U}{[2u_e^2 + 2(g'_m u_{x2} R_2)^2]^{1/2}} \approx \frac{\Delta U}{[2u_e^2 + 2(R_2 i_{bx})^2]^{1/2}} = \frac{\alpha_2 \Delta T}{\sqrt{2} [c_2^2 + (i_{bx}/I)^2]^{1/2}}, \quad (31)$$

ahol felhasználtuk, hogy  $u_{x2} = i_{bx}(mr_b + R_E) \approx i_{bx} R_E$ ,  $g'_m \approx 1/R_E$ ,  $u_e = c_2 U$  és  $R_2 = U/I$ .

Érdeemes megfigyelni, hogy  $c_2$  és  $i_{bx}/I$  hasonló jellegű mennyiségek: mindkettő dimenzió nélküli (ill.

$c_2$ -t gyakorlati okokból sokszor adják meg  $\mu\text{V/V}$ -ban) és mindkettő egy zajjellemző és egy munkaponti jellemző hányadosa.

A kompenzált hőérzékelő hídnek nemcsak a 4. ábra szerinti felépítése lehetséges. Iker áramforrás helyett áramtükörrel alkalmazhatunk (6. ábra), amely fázisösszegezőként működve lehetővé teszi az aszimmetrikus erősítőhöz való csatlakozást. Az ábra szerint az áramtükör mindkét ágában ugyanakkora áram folyik, közelítőleg  $U/R_2$ . Ha az érzékelő ág ellenállása  $R_2\alpha_2\Delta T$ -vel megváltozik, az erősítő bemenetére

$$\Delta U = IR_2\alpha_2\Delta T = -U\alpha_2\Delta T \quad (32)$$

feszültség jut.

Az áramtükör bemenőágában folyó áram ingadozását az ágban levő  $G_2 = 1/R_2$  vezeték ingadozása okozza:

$$i_i = U\Delta G_2 = U c_2 G_2. \quad (33)$$

A kimeneti ágban  $I$  mellett természetesen  $i_i$  is megjelenik. Ehhez hozzá kell adni az áramtükörben keletkező zajt. Utalva a [16] forrásra,  $R_E = 0$  esetén

$$i_x = \sqrt{2} i_{bx} \frac{[1 + (m r_b / r_e)^2]^{1/2}}{1 + (r_b / \beta r_e)}, \quad (34)$$

ahol a jelölések ismét az 5. ábra segítségével értelmezhetők. Szokásos előfeszítés esetén a (34)-ben szereplő tört értéke körülbelül  $\sqrt{2}$ , így a teljes kimeneti zajáram

$$(i_i^2 + i_x^2)^{1/2} \cong [(U c_2 G_2)^2 + 4 i_{bx}^2]^{1/2}, \quad (35)$$

és a kimeneti zajfeszültség

$$u_0 \cong [(U c_2 G_2 R_2)^2 + 4(i_{bx} R_2)^2 + (c_2 U)^2]^{1/2}. \quad (36)$$

Végül a zajtényező

$$\text{SNR} = \frac{\alpha_2 \Delta T}{\sqrt{2} [c_2^2 + 2(i_{bx}/I)^2]^{1/2}} \quad (37)$$

valamivel rosszabb, mint a 4. ábra szerinti áramkörben. Az olcsó, áramtükör-bemenetű műveleti erősítők léte és az egytelepes táplálás lehetősége vonzóvá teheti ezt a megoldást elsősorban olcsóbb, hordozható berendezésekben.

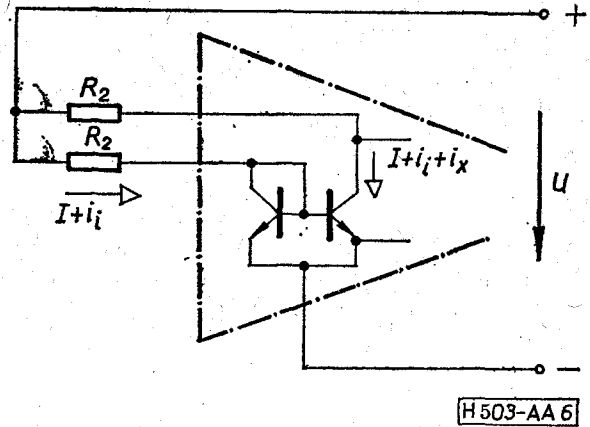
### Függelék

A 3. ábra szerinti híd kimenőfeszültsége, ha a híd érzékelő ágának hőmérséklete  $\Delta T$ -vel változik

$$\Delta U = U \frac{R_2(1 + \alpha_2 \Delta T)}{R_1(1 - \alpha_1 \Delta T) + R_2(1 + \alpha_2 \Delta T)} - U \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

feltéve, hogy  $R_1$  hőmérsékleti tényezője negatív,  $R_2$ -é pozitív. Legyen  $R_1/R_2 = x$ , ekkor

$$\begin{aligned} \Delta U &= U \frac{1 + \alpha_2 \Delta T}{1 + x + (\alpha_2 - x\alpha_1)\Delta T} - \frac{1}{1 + x} \\ &= \frac{U}{1 + x} \left[ \frac{1 + \alpha_2 \Delta T}{1 + \frac{\alpha_2 - x\alpha_1}{1 + x} \Delta T} - 1 \right] \approx \end{aligned}$$



6. ábra. Kompenzált hőérzékelő híd és áramtükör eredő zajának számításához

$$\approx \frac{U\Delta T}{1 + x} \left[ \alpha_2 - \frac{\alpha_2 - x\alpha_1}{1 + x} \right] = \frac{U\Delta T}{(1 + x)^2} x(\alpha_1 + \alpha_2).$$

$\Delta U$  maximális, ha  $x = 1$ ; a maximum azonban eléggé lapos.

### IRODALOM

- [1] Ambrózy A.: Elektronikus zajok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1972.
- [2] Smith, R. A. and al.: The detection and measurement of infrared radiation. Clarendon Press, Oxford 1968.
- [3] Burgess, R. E.: Fluctuation phenomena in solids. Academic Press, New York, 1965.
- [4] Champlin, K. S.: Generation-recombination noise in semiconductors — the equivalent circuit approach. IRE Tr. ED-7, 1960/1, p. 29—38.
- [5] Ambrózy, A.—van der Ziel, A.: Applications of equivalent network methods for multi-level g-r noise spectra. Solid State Electronics, s. a.
- [6] Hsu, S. T. and al.: Physical model for burst noise in semiconductor devices. Sol. St. El. 13, 1970/7 p. 1055—1071.
- [7] Ambrózy, A.: Elektronikus hőfokszabályozás. Mérés és automatika 7, 1959/1, p. 12—19.
- [8] Yokoo, K.—Agarwal, R.—Hartnagel, H. L.: High sensitivity miniature sized microwave power monitor. Electronics Letters 12, 1976/3, p. 67—68.
- [9] Heywang, W.: Bariumtitanat als Sperrschichtbleiter. Sol. St. El. 3, 1961, p. 51—58.
- [10] Heywang, W.: Resistivity anomaly in doped barium titanate. J. Amer. Ceramic Soc. 47, 1964/10, p. 484—490.
- [11] Mytton, R. J.—Benton, R. K.: High 1/f noise anomaly in semiconducting barium strontium titanate. Physics Letters 39A, 1972/4, p. 329—330.
- [12] Agarwal, R.—Ambrózy, A.—Hartnagel, H. L.: Excess noise in semiconducting BaSrTiO<sub>3</sub>. IEEE. Trans. on ED, s.a.
- [13] Brophy, J. J.: Current noise in thermistor bolometer flakes. Journ. of Appl. Phys. 25, 1954/2, p. 222—224.
- [14] Motchenbacher, C. D.—Fitchen, F. C.: Low noise electronic design. John Wiley, New York, 1973.
- [15] Conrad, G. T.—Neumann, N.—Stansbury, A. P.: A recommended standard resistor-noise test system. IRE Trans CP-7, 1960/3, p. 1—18.
- [16] Bilotti, A.—Martani, E.: Noise characteristics of current mirror sinks/sources. IEEE Journ. SC-10, 1975/6, p. 516—524.