

Új típusú funkcionális integrált áramkör: a termikus szorzó

DR. SZÉKELY VLADIMIR
BME Elektronikus Eszközök
Tanszék

1. Bevezetés

Az elmúlt néhány évben új típusú analóg integrált áramkört fejlesztettünk ki az Elektronikus Eszközök Tanszéken. Az áramkör termikus elven működik, s az úgynevezett funkcionális IC-k kategóriájába tartozik. A segítségével megvalósított áramköri funkciók: a négyzetes analóg szorzás művelete, valamint az analóg négyzetre emelés.

Az új integrált áramkör technológiáját tekintve kompatibilis a bipoláris IC-kkel. Kísérleti példányait tanszékünk technológiai laboratóriumában elkészítettük, s azok a várakozásoknak megfelelően működtek.

Cikkünkben be kívánjuk mutatni a termikus szorzó integrált áramkört. A működés és a konstrukció ismertetése után az áramkör elektromos jellemzőit (érzékenység, határfrekvencia, linearitás stb.) elemezzük. Az elméleti számítások mellett mindenkor kitérünk a kísérleti áramkörökön nyert mérési tapasztalatokra. A cikket egy sor alkalmazási lehetőség bemutatásával zárjuk.

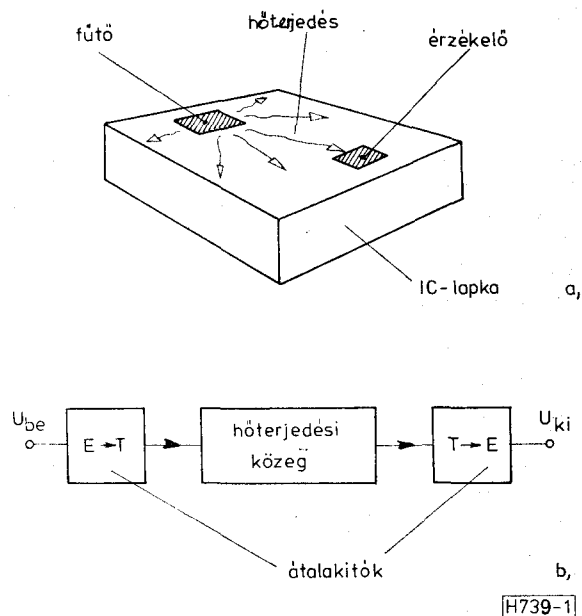
2. Termikus funkcionális áramkörök

Az integrált áramkörök irodalmában viszonylag régi keletű az a gondolat, hogy a szilícium lapka hővezetési sajátosságait és az áramköri elemek hőmérséklet-érzékenységét kihasználva különleges elektromos funkciók valósíthatók meg. Az ilyen elven működő termikus áramkörök felépítésének vázlatát az 1a ábrán látjuk. Az IC chip egyik pontján egy hőtermelő elem (heater, fűtő) helyezkedik el. Ez a bemenőjeltől függő hőmennyiséget disszipál. A hő az IC lapkában továbbterjed és felmelegít egy távolabb fekvő olyan elemet, amelynek valamely elektromos tulajdonsága hőmérsékletfüggő (sensor, érzékelő). Ez szolgáltatja a funkcionális egység kimenőjelét. A rendszer tömbvázlata tehát az 1b ábra szerinti. A bemenőjelet egy elektromos \rightarrow termikus átalakító hőmérsékleti jellé alakítja. A hőmérsékleti jel továbbterjed a szilíciumban az érzékelő felé. Ez termikus \rightarrow elektromos átalakítást végez; így áll elő az elektromos kimenőjel.

A termikus funkcionális IC-k lehetőségére W. T. Matzen és társainak egy korai publikációja [1] hívta fel a figyelmet. Ez a téma szempontjából érdekes struktúrák hővezetési jelenségeinek egyszerűsített, egydimenziós tárgyalása mellett egy sor alkalmazási lehetőséget is felvet. Tárgyalja többek között a kisfrekvenciás szűrőkénti alkalmazást, a termikusan visszacsatolt kisfrekvenciás oszcillátort stb.

A termikus funkcionális IC problémáival több értékes cikkben foglalkoznak P. R. Gray és társai. Az IC chip hővezetésének kétdimenziós vizsgálatából kiindulva támpontot adnak a termikus elvű szűrő méretezéséhez. Olyan kivitel is bemutatnak, amelynek frekvenciamenetét racionális törtfüggvény írja le, ami approximációs szempontból látszik célszerűnek [2]. Jelentős teret szentelnek az ún. TSS áramkörök (Temperature Stabilized Substrate = hőmérséklet stabilizált szubsztrátú IC) kérdéseinek [3]. Ez igen szorosan kapcsolódik a termikus funkcionális IC-k témájához.

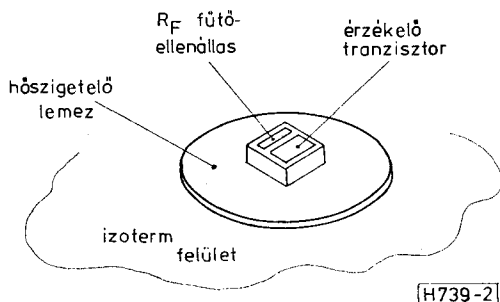
W. E. Ott több munkájában [4, 5] tárgyalja az analóg négyzetre emelést megvalósító termikus funkcionális áramkörét. Az IC vázlatát a 2. ábrán



1. ábra. A termikus funkcionális áramkör elve

Beérkezett: 1980. V. 5.

látjuk. Az R_F ellenállásra kapcsolódik a bemenő feszültség, amely így U_{be} -tel arányos hőt disszipál. Ezzel arányos a chip felmelegedése is. A hőmérséklet-növekedést az ellenállás mellett létrehozott tranzisztor érzékeli, emitter-bázis nyitófeszültsége csökkenése révén. Az áramkör időfüggő jelek effektív (RMS) értékének mérésére alkalmas, és a Burr-Brown cég több éve forgalmazza. Hátránya a lassú, 1 s körüli beállítás.



2. ábra. A W. E. Ott-féle RMS-mérő

G. Bosch publikációjában [6] termikusan vissza-csatolt oszcillátor megvalósításáról számol be. Munkájában lényeges adalék a korábbiakhoz képest, hogy hőmérséklet-érzékelés céljára a Si pn átmenet vagy a Si-Al kontaktus kontaktpotenciáljának hőmérsékletfüggését használja fel.

Az általunk megvalósított, és első ízben 1976-ban publikált [7] termikus szorzó alapcellájának működési elve a W. E. Ott féle RMS mérővel azonos. Érzékelőként viszont (G. Bosch-hoz hasonlóan) a kontaktpotenciál hőfokfüggését használjuk fel. Az analóg szorzás műveletének félvezető megvalósítására elsőként alkalmaztuk a termikus funkcionális alapelvet.

3. A négyzetes transzfer karakterisztikájú elem konstrukciója

Az előző szakaszban már vázoltuk, hogy a termikus működési elv segítségével könnyen kialakíthatunk négyzetes transzfer függvényű (a továbbiakban: QTC=Quadratic Transfer Characteristics) elemet. Az ott bemutatott konstrukciónak azonban határozott hátránya, hogy működése igen lassú: beállási ideje 1 s körüli [4]. Ez két okra vezethető vissza. Egyrészt a disszipáló ellenállás és az érzékelő tranzisztor nem helyezhető elegendően közel egymáshoz — elsősorban az utóbbi 50 μm nagyságrendű méretei miatt —, másrészt hogy a bemenetre állandó feszültséget kapcsolva, az IC-chip felületének hőmérséklete tulajdonképpen meglehetősen lassan stabilizálódik. A hőmérséklet-emelkedés mértékét ugyanis nem csak a Si-chip, hanem a tokozás hőellenállása is befolyásolja. Ez utóbbinak nagyobb tömegénél fogva nagyobb hőkapacitása van, ezzel másodperc nagyságrendű időállandókat is behoz a hőmérséklet-beállítás időfüggvényébe. A [4] szerinti megoldás további hátránya, hogy esetenkénti hitelesítést igényel, hiszen az U_{BE} feszültség a környezeti hőmérséklet függvényében is változik.

Konstrukcióinkal a fenti hátrányokat igyekeztünk elkerülni. Célszerűnek látszott evégett az érzékelő

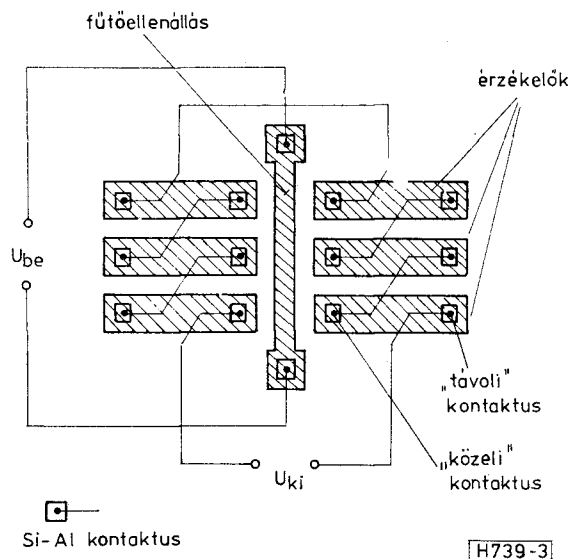
tranzisztort Si-Al kontaktussal felcserélni, ennek termopotenciálját használva fel hőmérséklet-érzékelésre. Előnye a megoldásnak, hogy a kontaktus méretei kicsik. Így a disszipáló és az érzékelő elem most egymás igen szoros közelségében helyezhető el: kb. a technológiai csikszélesség kétszerese lehet a távolságuk.

Még fontosabb előny, hogy a Si-Al kontaktussal felépített érzékelő tulajdonképpen differenciális működésű: mindig két hőmérséklet különbségével arányos feszültséget szolgáltat. A Si-Al kontaktus szilícium-oldalát is ki kell ugyanis vezetnünk, ehhez újabb, a disszipáló elemtől távol elhelyezett kontaktust használunk fel. Ez a 3. ábrán is látható. A kimenőfeszültség a „közeli” és a „távoli” kontaktus termopotenciál-különbségével, tehát hőmérséklet-különbségével arányos.

A differenciális felépítés sok nagyságrenddel javítja az eszköz tranziens tulajdonságait, beállási idejét. Ennek oka a következő. A szilícium jó hővezető-képessége miatt magában az IC-chipben a hőmérsékleteloszlás igen gyorsan beáll. A tok lassú melegedése folytán ugyan ezután is emelkedik még a chip hőmérséklete, de ez az eloszlást — tehát az egyes pontok közötti hőmérséklet-különbségeket — már nem befolyásolja. A hőmérséklet-különbséggel arányos feszültséget szolgáltató érzékelőkre tehát hatástalan minden, a chipen kívüli, szerkezeti rész (átlvány, tokozás) termikus időállandója. Így a kimenőfeszültség beállási ideje 10–100 μs nagyságrendre csökken.

Kétségtelen hátrány, hogy a Si-Al termopotenciált felhasználó érzékelő érzékenysége csak kb. félakkora, mint a tranzisztoré: kb. 1 $\text{mV}/^\circ\text{C}$ a 2 $\text{mV}/^\circ\text{C}$ -kal szemben. Azonban ez az érzékelő egy kézenfekvő lehetőséget kínál a kimenőfeszültség növelésére. A disszipáló elemet körülrakva érzékelőkkel és elektromosan sorbakapcsolva őket, a kimenőfeszültség megszorozódik.

A gyakorlatilag megvalósított kísérleti QTC elem geometriáját a 3. ábrán látjuk. Középen helyezkedik el a disszipáló elem: egy diffundált ellenállás. Ezt



3. ábra. A négyzetes transzfer karakterisztikájú elem geometriája

fogják közre két oldalról az érzékelők, melyeknek félvezető oldala szintén diffúzióval kialakított csík. Megfigyelhetjük, hogy ennél a kivitelnél 6 db érzékelőt kapcsoltunk sorba, meghatszorozva ezzel az érzékenységet. Az áramkört 12 μm vonalszélességgel realizáltuk. A szubsztrát kb. 1 Ωcm -es n típusú szilícium volt, amelyben a bipoláris IC-knél szokásos bázisdiffúzióval azonos paraméterekkel hoztuk létre a disszipáló elem és az érzékelők p -diffúziós csíkjaikat. A diffúzió négyzetes ellenállása 200 Ω/\square volt.

A megvalósított négyzetes transzfer függvényű elem főbb paraméterei a következők:

$$U_{ki} = 0,034 U_{be}^2, \text{ mV/V}^2,$$

$$U_{bc \text{ max}} = 13 \text{ V}_{\text{eff}},$$

$$U_{ki \text{ max}} = 5,5 \text{ mV},$$

$$R_{be} = 2,1 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{ki} = 5,5 \text{ k}\Omega$$

utóbbiak lineáris, ohmos ellenállások.

Határfrekvencia: kb. 10 MHz a bemenőjelre vonatkozóan, 8 kHz a kimenőjel 3 dB-es esésére vonatkozóan.

4. Az analóg szorzó konstrukciója

Az előző pontban bemutatott QTC elem segítségével az analóg szorzás funkciója is megvalósítható. Tekintsük az alábbi algebrai egyenlőséget:

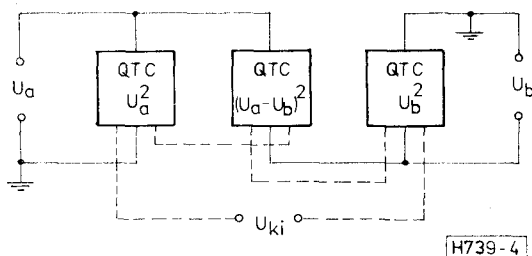
$$U_a^2 - (U_a - U_b)^2 + U_b^2 = 2U_a U_b. \quad (1)$$

A bal oldalon álló három tag rendre az U_a feszültség négyzete, az $U_a - U_b$ különbség négyzete és az U_b feszültség négyzete. Mindhárom tag előállítható tehát egy-egy négyzetes transzfer függvényű elem segítségével. E három elem kimenetét — az (1) egyenlet bal oldalának előjeleit is figyelembe véve — sorbakötjük. Az eredő kimenet ekkor (1) jobb oldalát adja, tehát az U_a és U_b feszültségek szorzatával arányos.

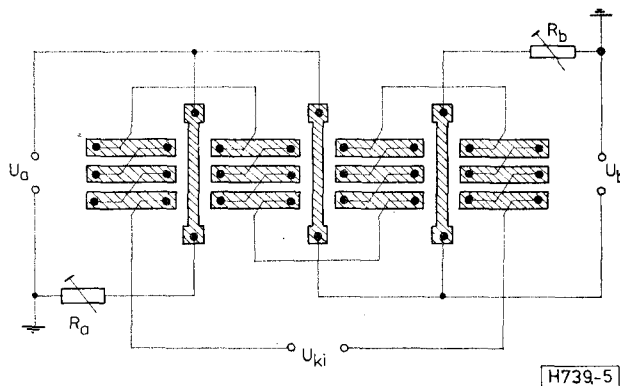
Az összekapcsolás vázlatát a 4. ábrán látjuk. Figyeljük meg, hogy az egyes QTC elemek kimeneteinek sorba kötésénél hogyan vettük figyelembe (1) bal oldalának előjeleit.

A gyakorlati megvalósításnál az 5. ábra szerinti geometriát választottuk. Felismerhető, hogy három, a 3. ábrán látott QTC elemet alkalmaztunk, de azonnal szembetűnik, hogy a szomszédos QTC elemek érzékelőit összevontuk. Erre az adott lehetőséget, hogy — a 4. ábrán láthatóan — a szomszédos elemek kimenete ellenkapcsolásban van. Az elkészített kísérleti áramkör mikroszkópi fényképét a 6. ábrán látjuk. A technológiai paraméterek azonosak a QTC elemével. Az IC minden disszipáló elemét és minden érzékelőhármasát független kivezetésekkel láttuk el. Ez csak az áramkör kísérleti jellege miatt volt így célszerű. Későbbi kivitelnél az 5. ábrán látható kötések nagy része az IC fémezésével lesz megvalósítható, s a szükséges kivezetések száma mindössze hat.

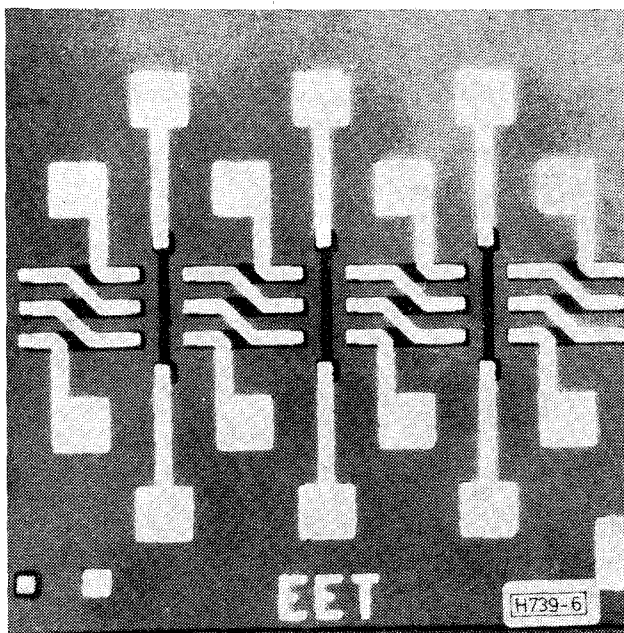
A szorzó a két bemeneti feszültség tetszőleges polaritása esetén helyesen működik, tehát ún. négynegyedes jellegű. A kísérleti áramkör mért karakterishti-



4. ábra. Három QTC elem szorzónak kapcsolva



5. ábra. A szorzó gyakorlati megvalósításának vázlatja



6. ábra. A szorzó áramkör mikroszkópi fényképe

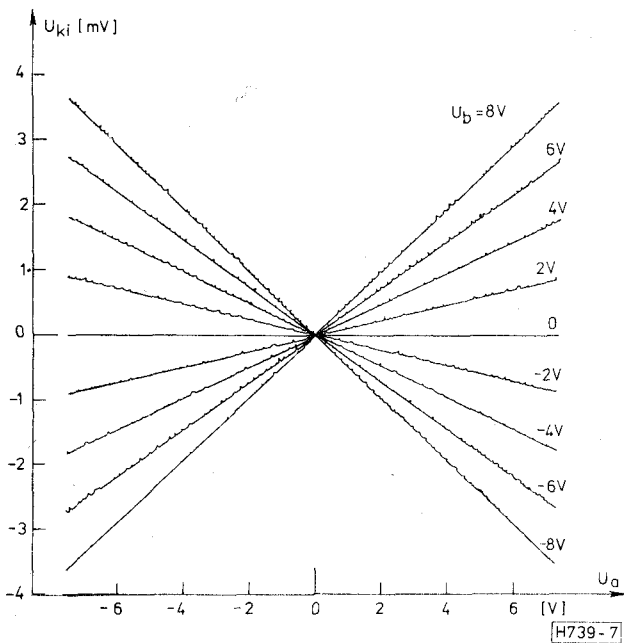
káját a 7. ábrán láthatjuk (a kimeneti feszültség U_a függvényében, U_b -vel paraméterezve).

A három QTC elem érzékenysége közötti kis eltérés kisebb hibát okozhat a szorzó linearitásában. Ennek kiküszöbölésére célszerű két trimmer-ellenállást beiktatni az áramkörbe, az 5. ábrán jelölt helyen (R_a és R_b). A megvalósított szorzó főbb paraméterei:

$$U_{ki} = 0,06 U_a U_b, \text{ mV/V}^2,$$

$$R_{be} = 1 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{ki} = 11 \text{ k}\Omega.$$



7. ábra. A szorozó áramkör mért karakterisztikája

Határfrekvencia: mint a QTC elemnél.

Miután a QTC elem és a szorozó vázlatos ismertetését befejeztük, cikkünk további részében az elektromos paraméterek részletes vizsgálatával, a konstrukció és az elektromos jellemzők kapcsolatával foglalkozunk.

5. Az érzékenység számítása

Először a négyzetes transzfer függvényű elemet vizsgáljuk. Ennek működése a következő hatáslánccal írható le:

bemenőfeszültség → disszipáció
 disszipáció → hőmérséklet-emelkedés
 hőmérséklet-emelkedés → kimenőfeszültség.

Vizsgáljuk meg külön-külön ezeket a hatásokat.

A disszipáció a bemenőfeszültségből így számolható:

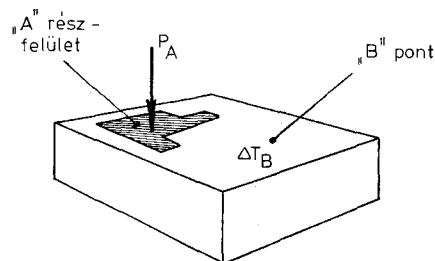
$$P_F = U_{be}^2 / R_F, \quad (2)$$

ahol R_F a disszipáló elem ellenállása.

A disszipáció és a hőmérséklet-emelkedés kapcsolatát a szilícium chip (és a tokozás) geometriája, fajlagos hővezető képessége és hőkapacitása határozza meg. E kapcsolatot formálisan a termikus transzfer impedancia fogalmával írhatjuk le. Ha egy IC lapka valamely A részfelületén (8. ábra) P_A hőteljesítményt disszipálunk és ennek hatására egy vizsgált B pont hőmérséklete ΔT_B -vel emelkedik, akkor a disszipáló felületrész és a vizsgált pont közötti Z_{AB}^u termikus transzfer impedanciát a

$$\Delta T_B = Z_{AB}^u P_A \quad (3)$$

egyenlet definiálja. Z_{AB}^u mértékegysége $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Stacionárius P_A disszipáció mellett a ΔT_B hőmérséklet-növekedés is állandó, így Z_{AB}^u értéke tiszta valós. Ha viszont P_A az időben szinuszosan változó komponens is tartalmaz, ΔT_B -nek is lesz ilyen komponense. A B pont hőmérsékletének szinuszos változása álta-



8. ábra. A termikus transzfer impedancia fogalmának magyarázatához

lánban nem lesz fázisban a disszipációval, és amplitúdója függeni fog a frekvenciától. A (3) egyenlet a disszipáció váltakozó komponenseire is érvényes, de Z_{AB}^u most komplex és frekvenciafüggő mennyiség.

A termikus transzfer impedancia egyenáramú értékének számítására $d \gg r_{AB}$ feltételezésével a következő közelítő összefüggést használhatjuk fel [8]:

$$Z_{AB}^u \Big|_{\omega=0} \cong \frac{1}{2\pi\sigma_{th}} \left[\frac{1}{A} \int \frac{1}{r_{AB}} dA - \frac{1}{d} \right] + R_{tok}^t, \quad (4)$$

ahol:

σ_{th} a szilícium fajlagos hővezető-képessége,
 A a disszipáló felület,
 r_{AB} a dA felületelem és a B pont távolsága,
 d a chip vastagsága,
 R_{tok}^t a tokozás hőellenállása.

Pontosabb Z_{AB}^u adatot a szilícium chip hőeloszlásának számítógépes analizisével nyerhetünk.

Végül a hőmérséklet-emelkedés és a termopotenciál (Seebeck-feszültség) kapcsolatát így írhatjuk:

$$U_S = S \Delta T, \quad (5)$$

ahol S a Seebeck-állandó. Értéke függ a félvezető anyag adalékoltóságától, és p , ill. n típus esetén ellentétes előjelű. Szilíciumra vonatkozó értékei a 9. ábra diagramjából olvashatók le.

Az eddigieket felhasználva, a 10. ábra szerinti, egyetlen érzékelővel rendelkező elem kimenőfeszültsége így adódik:

$$U_{ki} = S(\Delta T_1 - \Delta T_2) = S(Z_{F1}^u - Z_{F2}^u) P_F \quad (6)$$

ahol Z_{F1}^u és Z_{F2}^u a disszipáló elem és az ①, ill. ② jelű kontaktus közötti termikus transzfer impedancia.

Felhasználva most a (2) összefüggést:

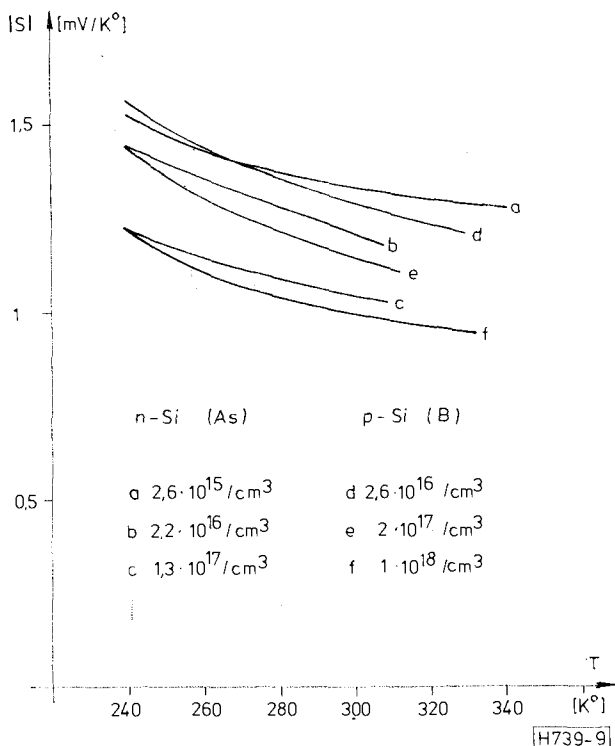
$$U_{ki} = S(Z_{F1}^u - Z_{F2}^u) \frac{1}{R_F} U_{be}^2 = K U_{be}^2, \quad (7)$$

ahol bevezettük a QTC elem K érzékenységét.

A tényleges konstrukciónál nem egy, hanem több érzékelőt alkalmazunk soros kapcsolásban. N darab érzékelővel számolva, a négyzetes transzfer függvényű elrendezés érzékenységére vonatkozó végeredményünk:

$$K = N \frac{S}{R_F} (Z_{F1}^u - Z_{F2}^u). \quad (8)$$

A szorozóelrendezésre — az (1) egyenlet jobb oldalán

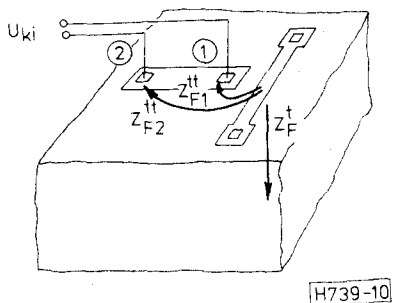


9. ábra. A Seebeck-állandó értéke szilíciumra

szereplő kettes faktor miatt — ennek éppen a kétszerese adódik. A 6. ábra szerinti kísérleti áramkörnél e kettes szorzó helyett csak 1,77 viszonyt tapasztalunk. Ennek az az oka, hogy az adott kivitelnél a három QTC elem mindegyikének érzékenységet befolyásolják, adott esetben csökkentik a szomszédos QTC elemhez tartozó, tőlük távolabb eső érzékelők is.

Megjegyzendő, hogy a (8) egyenlet levezetésénél az egyes érzékelőket azonos érzékenységszámításra feltételeztük. Ez a valóságban nincs teljesen így, mert az egyes érzékelők geometriai elhelyezkedése a disszipáló elemhez képest nem teljesen egyenértékű. Pontosabb számításához a 3. ábra „középső” és „szélső” érzékelőre vonatkozóan külön-külön meg kellene határozni a Z'' impedanciákat.

Számítsuk ki az előző szakaszban bemutatott konstrukció érzékenységet. A disszipáló elem ellenállása: $R_F = 2,1 \text{ k}\Omega$. A p típusú diffúzió felületi koncentrációja kb. $10^{18} / \text{cm}^3$, ebből a 9. ábra alapján $S = 0,99 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. A termikus transzfer impedanciák a számítógépes vizsgálat során $Z''_{F1} = 18,2 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$,



10. ábra. Elrendezés az érzékenység számításához

$Z''_{F2} = 3,2 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ értékűre adódtak. Az érzékelők száma $N = 6$. Ezekkel az érzékenység:

$$K = 0,0425 \text{ mV}/\text{V}^2,$$

ami elfogadhatóan összevág a kísérleti áramkörön tapasztalt $0,034 \text{ mV}/\text{V}^2$ értékkel.

Érdekes még (4)-et behelyettesíteni az érzékenység kifejezésébe:

$$K \cong N \frac{S}{R_F} \frac{1}{2\pi\alpha_{th}} \frac{1}{A} \int_A \left(\frac{1}{r_{A1}} - \frac{1}{r_{A2}} \right) dA, \quad (9)$$

kitűnik ugyanis, hogy a Z'' impedanciák (8)-ban szereplő különbségképzése miatt mind R''_{tok} , mind d esetet a végeredményből. Az érzékenység tehát valóban független a tokozás hőellenállásától, sőt jelen közelítésben az IC lapka vastagságától is.

6. Az érzékenység hőfokfüggése

Vegyük szemügyre az érzékenység (9) kifejezését; keressünk benne olyan mennyiségeket, amelyek függenek a hőmérséklettől. Hármat találunk ilyen:

- R_F — a disszipáló elem ellenállása,
- σ_{th} — a szilícium fajlagos hővezetőképessége,
- S — a Seebeck-állandó.

A disszipáló elem diffúzióval készült ellenállás. Ennek ellenállása a hőmérséklet növekedésével kismértékben növekszik a töltéshordozó-mozgékonyosság csökkenése következtében. A hőmérsékletfüggés a szóba jövő hőmérséklet-tartományban igen jó közelítéssel lineáris:

$$R_F = R_{F0}(1 + \alpha_R(T - T_0)), \quad (10)$$

ahol $\alpha_R = 0,001 \div 0,002$.

A szilícium fajlagos hővezető-képessége erőteljesen csökken a hőmérséklet növekedésével. [9] adatai alapján a következő összefüggést vezethetjük be a 200–800 K^o hőmérséklet-tartományra vonatkozóan:

$$\sigma_{th} = \sigma_{th0} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{-1,31}. \quad (ii)$$

Ebből szobahőmérsékleten az alábbi lineáris közelítés adódik:

$$\sigma_{th} = \sigma_{th0}(1 - \alpha_{th}(T - T_0)), \quad (12)$$

ahol $\alpha_{th} = 0,00437$.

A Seebeck-együttható hőfokfüggésére vonatkozóan a [10] adatai alapján rajzolt 9. ábra ad támpontot. Ebből lineáris közelítésként

$$S = S_0(1 - \alpha_S(T - T_0)) \quad (13)$$

A (10), (12) és (13) szerinti lineáris közelítéseket felhasználva a (9) kifejezésben, az érzékenység hőmérsékletfüggésére a

$$K \cong K_0(1 + \alpha_K(T - T_0)) \quad (14)$$

végeredményt kapjuk, ahol

$$\alpha_K = \alpha_{th} - \alpha_R - \alpha_S. \quad (15)$$

Figyelemre méltó tény, hogy az α_K tényezőben különböző előjelű tagok fordulnak elő: α_{th} , R_F és S

hőmérsékletfüggése tehát részben kompenzálja egymást.

Kísérleti áramkörünkön R_F hőfoktényezőjét mérésrel állapítottuk meg: $\alpha_R=0,0011$. A Seebeck-állandó hőmérsékletfüggése a 9. ábra f görbéjének szobahőmérsékletre tartozó érintőjéből $\alpha_S=0,002$. Ezekkel számolva $\alpha_K=0,00127$ adódik. Ez megfelelő egyezést mutat a kísérleti áramkörökön tapasztalt 0,0008 és 0,002 közti α_K hőfoktényezővel [11].

Az érzékenység most megállapított hőfoktényezője a 10–50 °C-os hőmérséklet-tartományban $\pm 2,5\%$ érzékenység-változásnak felel meg. Azon alkalmazásoknál, ahol ez meghaladja a megengedhető, gondoskodni kell a hatás kompenzálásáról.

7. Műveleti hiba

A négyzetes transzfer függvényű elem kimenőfeszültsége ideális esetben pontosan a bemenőfeszültség négyzetével arányos: $U_{ki} \sim U_{be}^2$. A valóságban a kimenőfeszültség tartalmaz egyéb, U_{be}^2 -vel arányos tagokat is. A szorzónál hasonló a helyzet: a kimenőjelben az ideális eset $U_a \cdot U_b$ összetevőjén kívül egyéb, $U_a^n \cdot U_b^m$ -vel arányos tagok is fellépnek. E tagok miatt az áramkör nem végzi tökéletesen az analóg négyzetre emelés, ill. szorzás műveletét. Ezért e tagok relatív nagysága jellemző az áramkör műveleti hibájára.

Először a QTC elem műveleti hibáját vizsgáljuk. A tényleges karakterisztikát a következő alakúnak tekintjük:

$$U_{ki} = K U_{be}^2 + K_4 U_{be}^4 + K_6 U_{be}^6 + \dots, \quad (16)$$

U_{be} páratlan hatványait eleve nem vettük figyelembe; ilyen komponenseket elvileg nem hoz létre az QTC elem. A páros hatványiak közül U_{be}^4 szorzótényezőjének kiszámítását tűzzük ki célul, várhatóan az adja a műveleti hiba domináló részét.

A műveleti hibát ugyanazok a hatások okozzák, amelyek az érzékenység hőfokfüggését: a fűtőellenállás értékének, a Si fajlagos hővezető képességének és a Seebeck-állandó értékének hőmérsékletfüggése. Vizsgáljuk meg ezek hatását.

Az R_F értékének hőfokfüggése miatt a disszipáció így számolandó:

$$P_F = \frac{U_{be}^2}{R_F} \cong \frac{U_{be}^2}{R_{F0}} (1 - \alpha_R \Delta T_F), \quad (17)$$

ahol ΔT_F a fűtőellenállás melegezése a környezethez képest. Bevezetve a fűtőellenállás és a tok közötti Z_F^t termikus impedanciát (10. ábra), ez így is írható:

$$P_F \cong \frac{U_{be}^2}{R_{F0}} \left(1 - \alpha_R Z_F^t \frac{U_{be}^2}{R_{F0}} \right), \quad (18)$$

vagyis a disszipációban U_{be}^4 szorzójú tag is szerepel. (Megjegyzendő, hogy tulajdonképpen Z_F^t is hőmérsékletfüggő; ezt a hatást azért hanyagoljuk el, mert belőle negyediknél nagyobb hatványú zavaró tag származna csak.)

α_{th} értékének hőfokfüggése annyit jelent, hogy a hőterjedés problémáját termikusan nemlineáris közegegre kell megoldanunk. Stacionárius esetre ez egy-

szerűen megoldható az ún. Kirchhoff-transzformáció segítségével [12]. A részleteket mellőzve ebből a 10. ábra ① pontjának hőmérsékletére a következő eredmény adódik:

$$T_1 - T_0 \cong Z_{F10}^t P_F + \frac{\alpha_{th}}{2} (Z_{F10}^t P_F)^2, \quad (19)$$

ahol σ_{th} -ra a (12) közelítést használtuk.

Végül a kimenőfeszültség számításánál a Seebeck-állandó hőfokfüggését így vesszük számításba

$$U_S = \int_{T_0}^{T_1} S(T) dT,$$

ami a (13) közelítéssel

$$U_S = S_0 (T_1 - T_0) \left(1 - \frac{\alpha_S}{2} (T_1 - T_0) \right). \quad (20)$$

(18), (19) és (20) felhasználásával, s az U_{be}^4 -nél magasabb fokú tagok elhagyásával kapjuk a 10. ábra ① pontjának termofeszültségét:

$$U_S \cong S_0 Z_{F10}^t \frac{U_{be}^2}{R_{F0}} \left[1 + \frac{U_{be}^2}{R_{F0}} \left(\frac{\alpha_{th} - \alpha_S}{2} Z_{F10}^t - \alpha_R Z_F^t \right) \right].$$

Hasonló összefüggés adódik a ② pontra is. A két feszültség különbsége a kimenőfeszültség, ami rendezés után így írható:

$$U_{ki} = K_0 U_{be}^2 \left\{ 1 + \frac{U_{be}^2}{R_{F0}} \left[\frac{\alpha_{th} - \alpha_S}{2} (Z_{F10}^t + Z_{F20}^t) - \alpha_R Z_F^t \right] \right\}. \quad (21)$$

A kapcsos zárójelben az 1 mellett álló tag adja a műveleti hiba keresett, negyedfokú részét. Érdekesség, hogy a negyedfokú tag együttthatója a termikus impedanciák arányának megfelelő választásával nullává tehető:

$$Z_F^t = (Z_{F10}^t + Z_{F20}^t) \frac{\alpha_{th} - \alpha_S}{2\alpha_R}. \quad (22)$$

Kísérleti áramkörünkben $Z_F^t \cong 50$ °C/W a kívánatos 23 °C/W helyett, a kioltás tehát csak részben történik meg.

A (21) egyenlet alapján számolva a műveleti hiba nagyságát, az igen kis mértékűnek adódik. A kísérleti áramkör adataival számolva, a kapcsos zárójelben álló kifejezés második tagja még 10 V kivezérléssel is ezrelék alatti. A megvalósított áramkör ennél valamivel nagyobb torzítást mutatott [11]: teljes kivezérlésű szinuszos meghajtás esetén a második harmonikus kimenőjel mellett 2–4 ezrelék negyedik harmonikus is jelentkezett.

A szorzó műveleti hibáját a 4. ábra összekapcsolási vázlatára alapján számoljuk. Ha az egyes QTC elemekre a negyedfokú tagig figyelembe vett (16) közelítést használjuk, a szorzóra az

$$U_{ki} \cong 2K U_a U_b + 2K_4 (2U_a^3 U_b - 3U_a^2 U_b^2 + 2U_a U_b^3) \quad (23)$$

eredményt kapjuk, ami egyező előjelű U_a és U_b feszültségekre körülbelül a QTC elemmel azonos eredményt ad, különböző előjelűeknél viszont jóval kedvezőtlenebbet.

8. Határfrekvencia

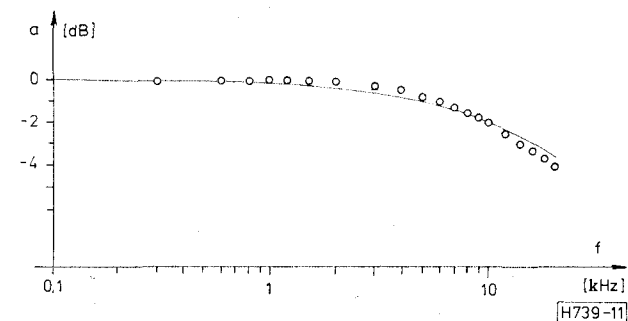
Tekintsük a termikus funkcionális IC 1b ábrán látható vázlatát, állapítsuk meg, milyen hatások korlátozzák az áramkör működési sebességét. Az $E \rightarrow T$ átalakítás vagyis a disszipáció jelentkezése az U_{be} feszültség fellépése után, késleltetésmentesnek tekinthető. Ugyanez igaz a $T \rightarrow E$ átalakításra: a termofeszültség azonnal követi az érzékelő hőmérsékletváltozását. A középső blokk, a hőterjedés folyamata viszont jelentős időt igényelhet, hiszen a hőterjedési közeget fel kell melegíteni, annak véges hőkapacitása van. Ebből következik, hogy a termikus funkcionális IC frekvenciamenetét egyedül a hőterjedési viszonyok frekvenciamenete határozza meg. Az eszközre továbbra is érvényes a (7) összefüggés azzal, hogy minden termikus transzfer impedancia, így U_{ki} is, ω -függő.

A frekvenciafüggő termikus transzfer impedanciát az $r_{AB} \ll d$ közelítésben így írhatjuk:

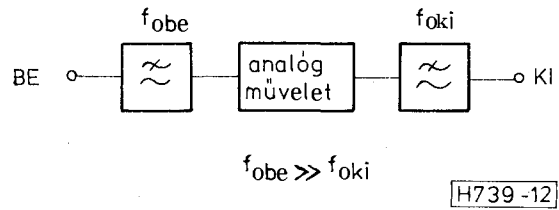
$$Z_{AB}''(\omega) \cong \frac{1}{2\pi a_{th}} \frac{1}{A} \int_A \frac{1}{r_{AB}} e^{-r_{AB}} \sqrt{j\omega \frac{c}{\sigma_{th}}} dA + Z_{tok}''(\omega). \quad (24)$$

A jelölések megegyeznek a (4) összefüggésben alkalmazottakkal; c a fajlagos hőkapacitás $Ws/m^3 \text{ } ^\circ C$. Ezzel az összefüggéssel számolva, a megvalósított QTC elemünkre a 11. ábrán látható frekvenciamenet adódik (folytonos vonal). Az áramkör frekvenciamenetét mérésrel is megvizsgáltuk: az eredményt az ábrán a körök adják. Megállapítható, hogy a QTC elem 3 dB-es határfrekvenciája (f_{0ki}) a kimenőfeszültség kb. 8 kHz-es frekvenciájánál adódik. A három QTC elem-ből összeépített szorzó határfrekvenciája ugyanennyi.

Hangsúlyozandó, hogy ez a határfrekvencia csak a kimenőjelre vonatkozóan érvényesül! A bemenőjelek frekvenciáját nem korlátozza más, mint a fűtellenállás parazita kapacitása, hozzávetéseinek induktivitása és a tokozás parazitái. Ez szokványos IC tokozásal néhány száz tíz MHz határfrekvenciát jelent, de az igen nagy frekvencián alkalmazott eszköztokozásokkal a GHz tartomány is elérhető. Az eszköz frekvenciafüggő tulajdonságait tehát a 12. ábra helyettesítőképe tükrözi. A meglehetősen nagy f_{obe} határfrekvenciáig az eszköz hibátlanul végzi az analóg műveletet (négyzetre emelés, szorzás), de az eredménynek csak a viszonylag kis f_{0ki} határfrekvencia



11. ábra. A QTC elem érzékenységének frekvenciamenete; folytonos vonal: számított, körök: mért



12. ábra. Helyettesítőkép a QTC elem frekvenciafüggő tulajdonságaira

alatti összetevői jelennek meg csillapítatlanul a kimeneten.

Az $f_{0ki} = 8$ kHz határfrekvencia adat a $12 \mu m$ csíkszélességgel megvalósított kísérleti áramkörünkre vonatkozik, s megnövelhető volna a struktúra méreteinek arányos csökkentésével. A (24) egyenletben az ω -t tartalmazó exponenciális tényező argumentuma

$$-r_{AB} \sqrt{j\omega} \sqrt{\frac{c}{\sigma_{th}}},$$

vagyis a méretek n -szeres csökkenése esetén n^2 -szer nagyobb ω -nál adódik ugyanazon értékre az argumentum. A méretek csökkentésével tehát négyzetesen nő az f_{0ki} határfrekvencia. Ez a ma szokványos $4 \mu m$ körüli csíkszélességnél kb. 70 kHz határfrekvenciát jelent. Sőt, az egyelőre laboratóriumi, $1 \mu m$ technikák MHz-es f_{0ki} frekvenciát tesznek elérhetővé.

Megjegyzendő, hogy a méretek arányos csökkenése az eszköz érzékenységére is előnyösen hat: K lineárisan nő a méretek csökkentésével.

9. Zajtulajdonságok

Funkcionális áramkörünk kimeneti jele a diffundált ellenállások formájában megvalósított érzékelőkön keletkezik. A jelhez hozzáadódik az érzékelőn keletkező ellenállászaj:

$$n_{eff} = \sqrt{4kTR_E f_{0ki}}, \quad (25)$$

ahol R_E az érzékelők összegzett ellenállása, és zajszávszélességként f_{0ki} -t, tehát a kimenőjel maximális frekvenciatartományát vettük figyelembe. Látható, hogy a zajviszonyok javítása érdekében törekedni kell R_E csökkentésére. Kísérleti áramkörünknek még vannak tartalékai e téren: a 3. ábrán látható kivitelnél az érzékelők kontaktpontjait változtatlan helyen hagyva is volna még lehetőség soros ellenállásuk csökkentésére.

A kísérleti QTC áramkör adataival számolva a zajfeszültségre $0,87 \mu V$ adódik. Ezt a maximális kimenőfeszültséggel összevetve, a zajtávolság 76 dB. Ugyanez a szorzó áramkörre 68 dB.

A méretek lineáris csökkentésével R_E ugyan változatlan marad, de a hasznos kimenőjel szávszélessége nő. Emiatt a (25)-ből adódó zajfeszültség is növekszik: $4 \mu m$ csíkszélesség esetén pl. már csak 67 dB a QTC elem zajtávolsága.

10. Alkalmazási lehetőségek

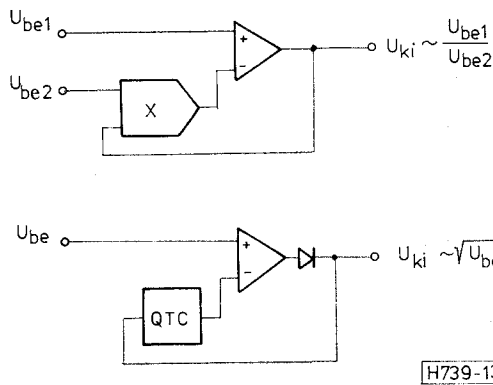
A termikus szorzóáramkör jól alkalmazhatónak mutatkozik mindazon esetekben, amikor az analóg szor-

zás műveletére viszonylag kis kimeneti sávszélességgel van szükség. Hasonló a helyzet a négyzetes transzfer függvényű elemmel is. Ezen alkalmazásokra mutatunk be néhány jellegzetes példát.

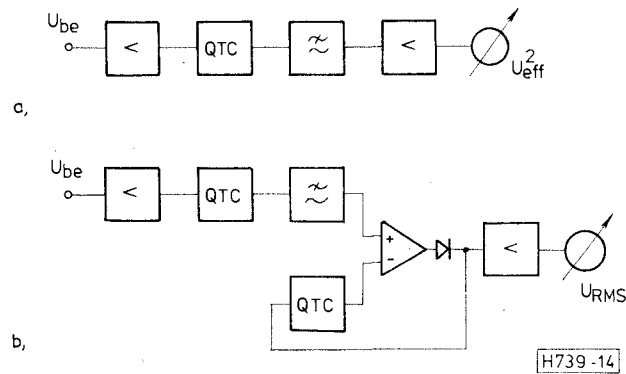
Analog hányadosképzés és négyzetgyökvonás. Műveleti erősítő visszacsatoló körében elhelyezve a szorzót, ill. a QTC elemet (13. ábra), a hányadosképzés és a gyökvonás művelete realizálható. Figyelnünk kell azonban arra, hogy a visszacsatolás soha ne változzék pozitívva. Emiatt a bemutatott hányadosképző áramkör csak pozitív U_{be2} esetén használható, és ezért kell a gyökvonó áramkör erősítőjének kimenetével diódát sorbakapcsolni.

Effektív értékmérő. A legegyszerűbb megoldást a 14a ábrán látjuk. A mérendő jel négyzetét QTC elem állítja elő, az átlagérték leválasztását aluláteresztő szűrő végzi. Hátránya ennek a megoldásnak, hogy a műszerskála négyzetes. Az áramkört a 14b ábra szerint a gyökvonó elrendezéssel kombinálva, lineáris skálájú effektív értékmérőhöz jutunk (RMS mérő). A QTC elem még a mikrohullámú tartományban is szóba jöhet effektív értékmérőként.

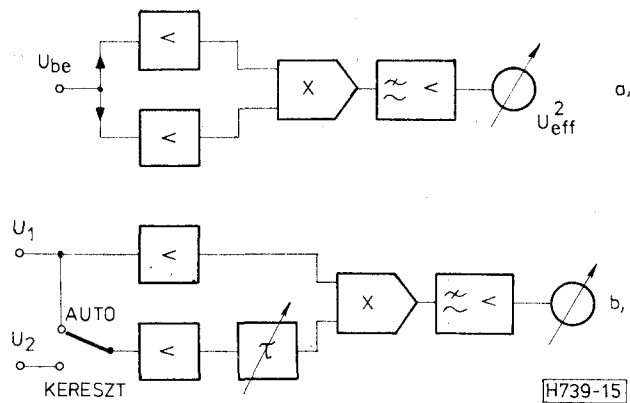
Különlegesen kis zajú effektív értékmérő építhető az analog szorzó segítségével. Az elrendezés a 15a ábrán látható. A mérendő feszültséget két, azonos felépítésű erősítő erősíti, kimenőjelüket a termikus szorzóra kerül. A mérőműszer a bemenőjel négyzetátlagát méri. A bemeneti erősítők zaja egymástól független, korrelálatlan, tehát a szorzatképzés és átlagolás során kiesik. Az áramkört konvencionális elemekből megépítve, a hangfrekvenciás tartományban a 100 Ω alatti



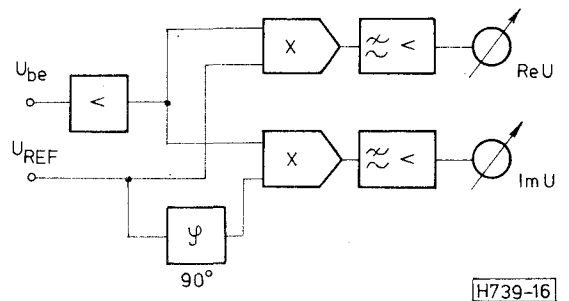
13. ábra. Hányadosképzés és gyökvonás szorzó, ill. QTC elemmel



14. ábra. Effektív érték mérők QTC elemmel



15. ábra. Kis zajú effektív érték mérő (a) és korreláció mérő (b) termikus szorzóval megvalósítva



16. ábra. Vektor-voltmérő termikus szorzóval megvalósítva

ekvivalens bemeneti zajellenállás minden nehézség nélkül elérhető volt [13].

Auto- és keresztkorreláció mérő. Az előbbi áramkör kis kiegészítéssel auto- és keresztkorrelációs függvény felvételére is alkalmas (15b ábra). Az egyik erősítőágra iktatott változtatható τ késleltetés függvényében mérhető $u_1(t) \cdot u_2(t - \tau)$ átlaga vagyis a korrelációs függvény. Az erősítők zaja a mérési eredményből most is kiesik. A késleltetés pl. bucket-brigade áramkörrel valósítható meg kényelmesen.

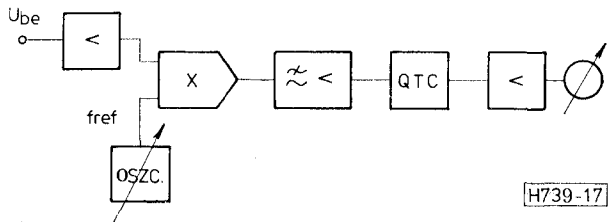
Vektor-voltmérő. Szinuszos feszültségek vektoriális mérésére alkalmas a 16. ábrán látható elrendezés. A szinuszos referencijellel fázisban levő komponenst, és az ahhoz képest 90° -ot késő másik komponenst két külön műszer méri. A késleltetés most is megoldható bucket-brigade-áramkörrel.

Spektrumanalizátor. A 17. ábra szerinti áramkör a bemenőjel frekvenciaspektrumának felvételére alkalmas. A termikus szorzóval az infrahang tartománytól a mikrohullámú tartományig valósíthatunk meg ilyen analízátort. A felbontóképességet a szorzó utáni aluláteresztő szűrő sávszélessége határozza meg.

Frekvenciakétszerező. A 18a ábra áramköre a szinuszos bemenőjel frekvenciájának pontos kétszerezésére alkalmas a

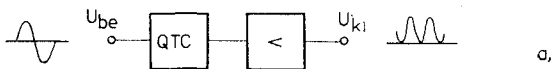
$$\cos^2 \omega t = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega t$$

összefüggés alapján. A kimeneten a kétszeres frekvenciájú jel mellett csak egyenáramú komponens keletkezik. Több, egymás utáni kétszerezés is megvalósítható, az egyes fokozatok közti erősítéssel és az

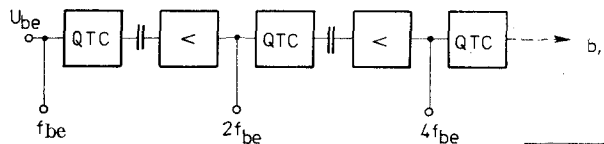


H739-17

17. ábra. Spektrumanalizátor



a.



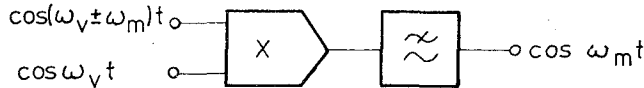
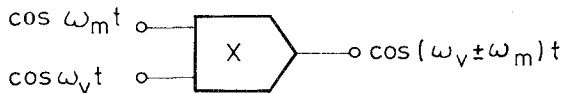
H739-18

18. ábra. Frekvencia kétszerező és többszöröző

egyen-tag leválasztásával (18b ábra). Ez az áramkör pl. elektronikus hangszerekben lehet hasznos.

Modulátor, demodulátor. A termikus szorzó áramkörrel amplitúdómodulált jelek előállítása és demodulálása is megoldható. A 19. ábrán pl. a kétoldalsávú, elnyomott vivőjű jel előállítását és demodulálását látjuk. Modulációnál mind a vivőnek, mind a moduláló jelnek a szorzó kimeneti határfrekvenciája alatt kell lennie; demodulációval viszont a vivőfrekvenciát csak a szorzó nagyságrendekkel nagyobb bemeneti határfrekvenciája korlátozza.

A szerző e helyen kíván köszönetet mondani mindazoknak, akik a termikus szorzóval kapcsolatos kísérleti munkában közreműködtek: elsősorban Solt Katalin, Harsányi József és dr. Mizsei János kollégáinak, akik az IC realizálását végezték, valamint Hadfi Edit és Benesóczky Dezső volt tanítványainak, akik az áramkör alkalmazási lehetőségeivel kapcsolatos vizsgálatokban működtek közre.



H739-19

19. ábra. Modulátor és demodulátor termikus szorzóval

I R O D A L O M

- [1] W. T. Maizen—R. A. Meadows—J. D. Merryman—S. P. Emmons: Thermal techniques as applied to functional electronic blocks. Proceedings of the IEEE, V. 52, No. 12, pp. 1496—1501. (1964).
- [2] P. R. Gray—D. J. Hamilton: Analysis of electrothermal integrated circuits. IEEE Journal of Solid-State Circuits, V. SC-6, No. 1, pp. 8—14. (1971).
- [3] P. R. Gray—D. J. Hamilton—J. Darryliear: Analysis and design of temperature stabilized substrate integrated circuits. IEEE Journal of Solid-State Circuits, V. SC-9, No. 2, pp. 61—69. (1974).
- [4] W. E. Ott: A new technique of thermal RMS measurement, IEEE Journal of Solid-State Circuits, V. SC-9, No. 6, pp. 374—380. (1974).
- [5] W. E. Ott: Monolithic converter augments ac-measurement capabilities. Electronics, January 23, 1975, pp. 79—83.
- [6] G. Bosch: A thermal oscillator using the thermo-electric (Seebeck) effect in silicon. Solid-State Electronics, V. 15, pp. 849—852. (1972).
- [7] Székely V.: New type of thermal function IC: the 4-quadrant multiplier. Electronics Letters, V. 12, No. 15, pp. 372—373. (1976).
- [8] Székely V.: Integrált áramkörök elektro-termikus jelenségeinek modellezése. Kandidátusi értekezés, 1977.
- [9] P. D. Maycock: Thermal conductivity of silicon, germanium, III—V compounds and III—V alloys. Solid-State Electronics, V. 10, pp. 161—168. (1967).
- [10] T. H. Geballe—G. W. Hull: Seebeck effect in silicon. Physical Review, V. 98, No. 4, pp. 940—947. (1955).
- [11] Hadfi E.: Termikus funkcionális áramkörök. Diplomaterv, 1977.
- [12] W. Joyce: Thermal resistance of heat sinks with temperature-dependent conductivity. Solid-State Electronics, V. 18, pp. 321—322 (1975).
- [13] Benesóczki D.: Hallgatói laboratóriumi zajmérőhely be rendezései. Diplomaterv, 1978.