

Analóg integrált áramkörök belső felépítése és a mérés- technikai követelményei

ETO: 621.3.049.7 - 111:681.335

Az elektronikus berendezések bonyolultságának növekedésével magától értetődővé vált, hogy a tervezőknek mindjobban ismerniük kell az integrált áramkörök tulajdonságait is. Talán paradoxnak hangzik, hogy míg régebben az áramkör-, és rendszertervező függetleníthette magát az alkatrészek fizikájától és technológiájától, ma a még magasabb fokú rendszertervezés sem tekintheti „fekete doboznak” az integrált áramköröket.

Ezen állítás helyességét több példa is alátámasztja. Először is az integrált áramkörök adatlapjain között jellemző értékeket meghatározott körülmények között mérnek. Ha a tényleges használat körülményei ettől eltérnek, az adatok újramérése vagy extrapolációja válhat szükségessé. Az újramérés elkerülhető, illetve az extrapoláció megalapozott lehet, ha a felhasználó a tokon belül lejátszódó alapvető fizikai folyamatokat is ismeri. Másrészt a közölt adatok is többféleképpen értelmezhetők, hiszen az integrált áramkörök piacának kialakulása óta eltelt rövid idő alatt még nem sikerült általános, félreérthetetlen szabványokat kidolgozni. Az áramkör tehát csak akkor illeszthető optimálisan a rendszerbe, ha a tervező a belső működés alapvető fizikájával is tisztában van.

1. A belső felépítés jellegzetességei

A félvezető alapú integrált áramkör legjobb minőségű eleme az npn tranzisztor (1a ábra). Az egy hordozókristályban azonos technológiai lépésekkel létrehozott npn tranzisztorok jellemzői igen kevésbé térnek el egymástól; különösen az $I_E(U_{BE})$ karakterisztikák együttfutása figyelemre méltó.

Keresztmetszetében még egyszerűbb — tehát kevesebb lépéssel előállítható — az ellenállás (1b ábra). Hátrányos tulajdonsága a viszonylag nagy pontatlanság, nagy hőmérsékleti tényező és legfőképpen a nagy helyszükséglet. Kis áramú körökben nagy ohmértékű ellenállásokra lenne szükség; ezek megengedhetetlenül sok helyet foglalnának el.

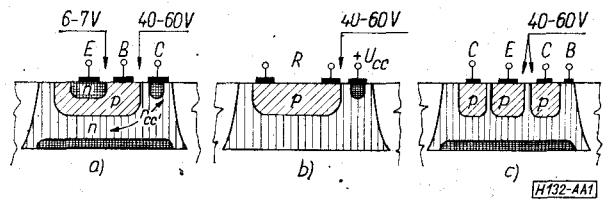
Komplementer áramköri felépítés esetén az ellenállások jelentős hányada megtakarítható. Az ehhez szükséges pnp tranzisztorok csak akkor állíthatók elő az áramkör többi elemével kompatibilis módon, ha laterális elrendezésűek (1c ábra). E tranzisztorok áramerősítési tényezője és határfrekvenciája sokkal kisebb, mint az npn tranzisztoroké.

Az 1. ábrán feltüntettük az egyes pn-átmenetek letörési feszültségeit is. Az npn tranzisztor kollektorától az emitter felé haladva egyre erősebben szeny-

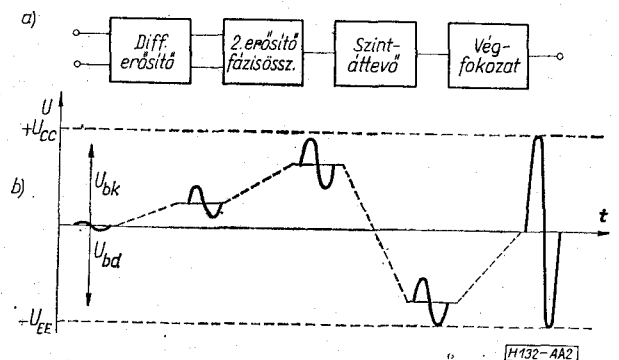
yezett rétegeket találhatunk, ezért olyan kicsiny a bázis-emitter letörési feszültség. Eltérő struktúrája folytán a laterális pnp tranzisztor bázisemitter letörési feszültsége jóval nagyobb, megegyezik a kollektor-bázis letörési feszültséggel.

A felsorolt elemekből, valamint diódának kötött tranzisztorokból leggyakrabban készített — és a mérés-technikában is leggyakrabban használt — univerzális áramkör a művelti erősítő. Blokk-sémája a 2. ábrán látható [1]. Az első fokozat mindenképpen áramgenerátoros munkapontbeállítású differenciál-erősítő; erre a hibafeszültség, és a hibafeszültség hőmérsékletfüggésének csökkentése, illetve a közösmódusú zavarójelek elnyomásának növelése céljából van szükség [2, 3]. A második fokozat nemcsak erősít, hanem fázisösszegezőként is szolgál: kimenete aszimmetrikus. Ha a fenti két fokozat aktív elemei npn tranzisztorok, a fázisösszegező kimenőjelének már olyan nagy pozitív egyenfeszültségű összetevője van, hogy mindenképpen szükséges a harmadik, szintáttevé fokozat. Ennek kimenőjele fázishasítón vagy emitterkövetőkön keresztül vezérli az egykimenetű, ellenütemű végfokozatot (2b ábra).

A 2. ábra szerinti blokk-séma nem az egyetlen lehetséges elrendezés; a szintáttevé és/vagy a fázisösszegező megelőzheti a második erősítőfokozatot. A bemeneti differenciálerősítő, illetve a kimeneti



1. ábra. a — npn-tranzisztor, b — ellenállás, c — pnp laterális tranzisztor metszete

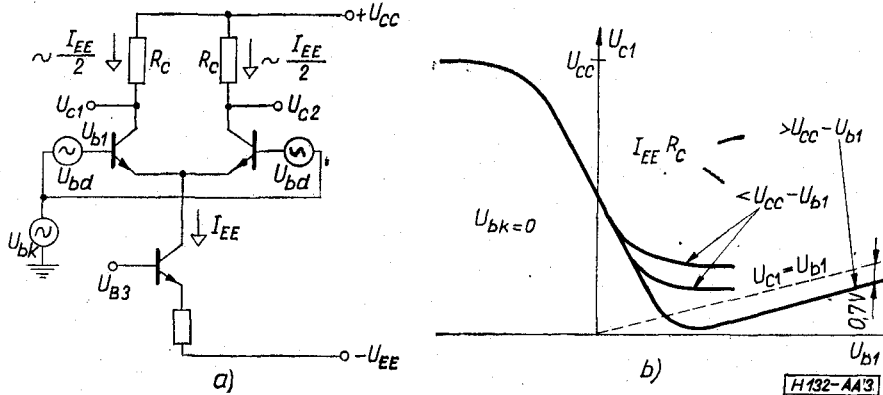


2. ábra. a — Művelti erősítő tömbvázlata, b — jelszintek. U_{bd} = differenciálmódusú, U_{bk} = közösmódusú bemenőjel (Az U_{bd} felirat a szinuszjelre vonatkozik)

ellenütemű végfokozat tulajdonságai azonban mindenképpen meghatározó jellegűek a felhasználó szempontjából is.

2. A bemenőfokozat

Szokványos felépítésű differenciálerősítő kapcsolási rajza látható a 3a ábrán. A kisjelű vezérlésre definiálható jellemzőkkel az irodalom részletesen foglalkozik [2, 3]. A túlvezérléskor fellépő jelenségeket a 3b ábrán bemutatott transzfer karakterisztikán tanulmányozhatjuk [4]. A bemenőjel növelése esetén



3. ábra. a — Differenciálerősítő jelforrásokkal, b — transzfer karakterisztika $U_{bk}=0$ esetén

az egyik tranzisztor fokozatosan lezár, a másik pedig a teljes I_{EE} áramot veszi fel. Ez utóbbi normál aktív üzemállapotban marad, amíg $I_{EE}R_C \leq U_{CC} - U_{B1}$, és telítésbe kerül, ha $I_{EE}R_C > U_{CC} - U_{B1}$. Telített állapotban $\Delta U_{C1} \approx \Delta U_{B1}$ (lásd a 3b ábra jobb oldalát; az $U_{C1} = U_{B1}$ egyenes az eltérő léptékválasztás miatt nem 45°-os). Ilyenkor az erősítés egységnyi, és fázisa a normál állapothoz képest ellentett. Ez különösen akkor okozhat zavarokat, ha a differenciálerősítő egy nagy áramú negatívan visszacsatolt rendszer része; a fázisfordulás a munkapont felakadását, a rendszer „önzáródását” (latch-up) okozhatja.

Továbbnövelve a differenciálmódusú bemenőjelet, elérjük a lezárt tranzisztor bázis-emitter letörési feszültségét. Ha az ilyenkor folyó áramot külső elem nem korlátozza, a differenciálerősítő túlmelegedés miatt megy tönkre. De még a korlátozott áramú záróigénybevételnek is van káros hatása: növelheti a tranzisztor zaját [5].

Az npn tranzisztorokkal hagyományos kapcsolásban felépített differenciálerősítő differenciálmódusú bemenőjele tehát maximálisan ± 5 V lehet (mintegy $0,8 U_{BEL}$). Noha ez sokszorosa a lineárisan kivezérhető tartománynak (néhányszor 10 mV), még mindig jóval kisebb a rendszerben előforduló legnagyobb feszültségnél, a tápfeszültségnél.

A 3. ábrából az is kiolvasható, hogy a közös-módusú bemenőfeszültség maximuma $U_{CC} - I_{EE}R_C/2$, minimuma U_B lehet. Ez a tartomány is jóval szűkebb a $+U_{CC} \dots -U_{EE}$ tartománynál.

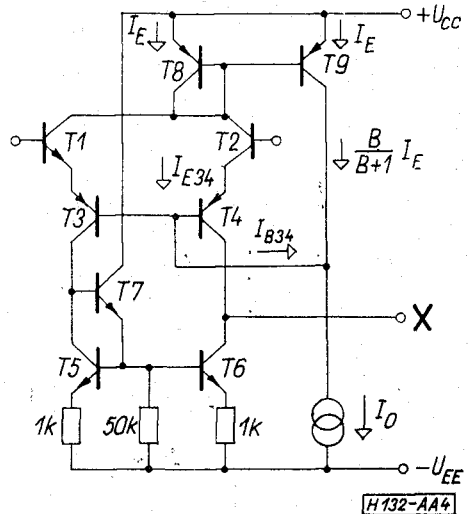
Ha meggondoljuk, hogy a műveleti erősítők kimenőfeszültsége pozitív irányban $+U_{CC}$ -t, negatívban $-U_{EE}$ -t megközelítheti, azonnal szembevetünk

a megengedhető bemeneti és kimeneti szintek inkompatibilitása; több, lánckapcsolt műveleti erősítőt tartalmazó rendszerben esetleg külön kell gondoskodni az egyes erősítők bemenőkapcsainak védelméről.

Az integrált műveleti erősítők újabb generációjában a fenti korlátozásokat új áramkört elvek alkalmazásával küszöbölték ki. Példaképpen érdemes megvizsgálni a μA 741 bemenőfokozatát (4. ábra). A tulajdonképpen differenciálerősítő a közös bázisú kapcsolásban működő T3–T4 laterális pnp tranzisztorpárból áll. Ezeket — a nagy bemenőellenállás

érdekében — a T1, T2 emitterkövetők hajtják meg. Erős túlvezérlés esetén — ha a differenciálerősítő egyik fele lezár — a záróigénybevételt most nem T1 vagy T2 alacsony letörési feszültségű bázis-emitter átmenetének kell elviselnie, hanem T3 vagy T4 bázis-emitter átmenete veszi fel.

A pnp tranzisztorok kicsiny áramerősítési tényezője miatt csak akkor érhető el elfogadható erősítés, ha a munkaellenállás elég nagy. T5 és T6 kollektorköre szolgál aktív terhelőellenállásként. A nagy differenciális ellenálláson kívül előnye a megoldásnak, hogy T5 és T6 árama széles kollektorfeszültség-



4. ábra. Differenciálerősítő, szintáttevő, aktív terhelés és fázisösszegező kombinációja

tartományban alig változik; T3 vagy T4 még nagy közösmódusú bemenőjel esetén sem kerül telítésbe, megszűnik a felakadás veszélye.

T5, T6 és T7 ellátja a fázisösszegezés feladatát is. Tegyük fel ugyanis, hogy a differenciálmódusú vezérlés hatására T3 (és ezzel T5) kollektorárama adott pillanatban növekszik, T4-é csökken. T6 árama azonban növekszik (hiszen a szimmetrikus felépítés miatt megegyezik T5 áramával). Az X jelű, továbbmenő vezetékben a két áramváltozás összegezve jelentkezik.

Nagy kimenőellenállású (közel állandó áramú) hálózatok összekötése csak akkor engedhető meg, ha áramaik jó közelítéssel megegyeznek. E feltétel betartása nehéznek látszik, hiszen a pnp tranzisztorok áramerősítési tényezőjének abszolút értéke meglehetősen pontatlan. Feltehető viszont, hogy T3, T4, T8 és T9 áramerősítési tényezője megegyezik. Ebben az esetben a 4. ábra alapján:

$$I_{E34} \approx I_{E8} + I_{E9} = I_E + \frac{I_E}{B+1}, \quad (1)$$

$$I_{B34} = \frac{I_{E34}}{B+1} = \frac{B+2}{(B+1)^2} I_E, \quad (2)$$

$$I_O = I_{B34} + I_{C9} = \frac{B^2 + 2B + 2}{B^2 + 2B + 1} I_E \approx I_E. \quad (3)$$

Vagyis I_O megkötése esetén a differenciálpár munkaponti árama is jól definiált és B -től kevéssé függ.

A fenti példa csak illusztrálni kívánta a bemenőfokozattal szemben támasztott követelmények teljesítésének egy lehetséges módját. Más követelmények (bemenőellenállás növelése, bemenőáram csökkentése, működési sebesség növelése stb.) szintén új áramköri megoldásokat tesznek szükségessé [4, 6, 7, 8].

3. A kimenőfokozat

A műveleti erősítő kimenőjének pozitív, illetve negatív csúcserőteke közelítse meg a tápfeszültségeket, középpértéke pedig legyen zérus (lásd 2b ábra). E követelményeket legegyszerűbben egykimenetű, ellenütemű, komplementer tranzisztorpárral felépített végfokozattal lehet teljesíteni (5a ábra). A pnp

tranzisztor kollektora a legnegatívabb potenciálra kapcsolódik; e helyen a hordozókristályt kollektor-ként használó vertikális pnp struktúra is alkalmazható.

A bázisok közvetlen összekötése miatt egyszerre csak egy tranzisztor vezethet; ez előnyös abból a szempontból, hogy még jelentős túlterhelés sem okozhatja a két végtranzisztor együttes termikus megfűtását, hátrányos viszont a jelentős keresztvezési torzítás (5b ábra).

A keresztvezési torzítás veszélye csökken, a termikus megfűtése növekszik az 5c ábra szerinti elrendezésben. A báziskörbe épített két nyitóirányú dióda felületének alkalmas megválasztásával tetszés szerinti nyugalmi munkaponti áramot lehet beállítani. A tranzisztorok nyugalmi emitterárama ugyanis

$$I_{EO} = A_T J_{EO}; \quad J_{EO} = J_0 e^{U_{BE}/U_T}, \quad (4)$$

ahol J az áramsűrűség. Hasonló összefüggés írható a diódákra is:

$$I_D = A_D J_{DO}; \quad J_{DO} = J_0 e^{U_D/U_T}. \quad (5)$$

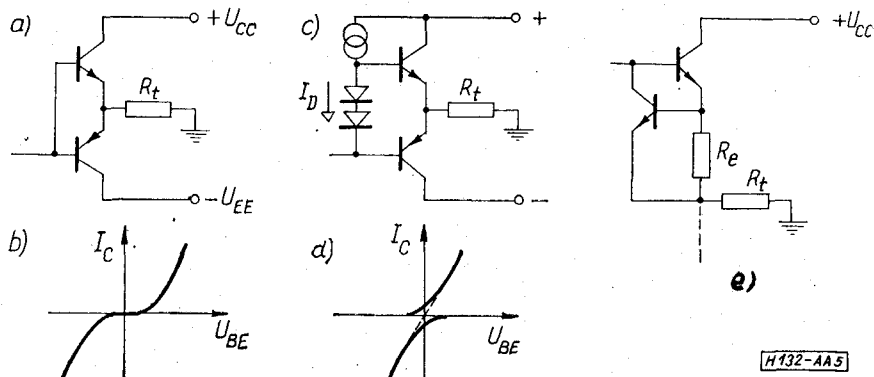
Mint hogy $2U_{BE} = 2U_D$, azonos tranzisztorokarakteristikákat feltételezve

$$I_{EO} = \frac{A_T}{A_D} I_D \quad (6)$$

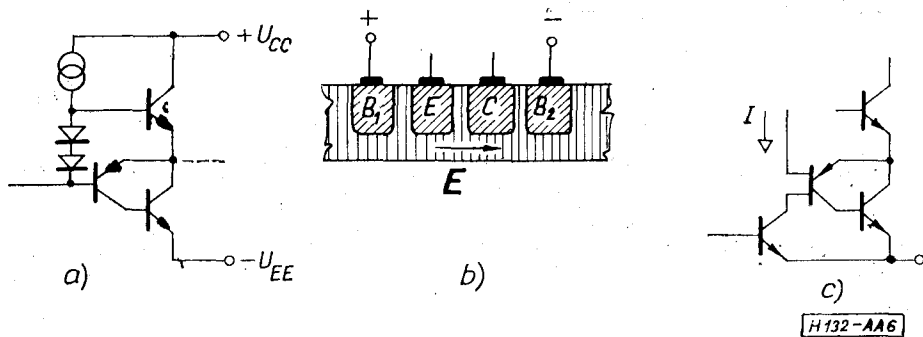
adódik, tehát A_T/A_D megválasztásával I_{EO} több-kevésbé szabadon beállítható (5d ábra).

A kimenőkapocs rövidzárlata esetén valamelyik végtranzisztor biztosan túlterhelődik, még ha a közös termikus megfűtás veszélyét alkalmas nyugalmi munkapont választásával sikerült is kiküszöbölni. Tartós túlterhelés megakadályozására szolgál az 5e ábrán bemutatott áramkorlátozó. Ha az emitterellenálláson eső feszültség túláram miatt megnő, a védő tranzisztor kinyit és megakadályozza a vezérlőfeszültség további növekedését. Külön előny, hogy U_{BE} hőmérsékleti tényezője negatív, az ellenállás pedig pozitív, tehát magasabb hőmérsékleten hatásosabb az áramkorlátozás.

A vertikális pnp tranzisztor áramerősítési tényezője kicsiny, egyéb tulajdonságai is eltérnek a vele együttműködő npn tranzisztorétól. Teljes szimmetria két azonos felépítésű npn tranzisztorral valósít-



5. ábra. a — Komplementer végfokozat, b — összetett tranzszer karakterisztika, c — beállítható nyugalmi áramú végfokozat, d — tranzszer karakterisztika, e — áramkorlátozó



6. ábra. a — Kvázi-komplementer végfokozat, b — gyorsítóteres laterális tranzisztor, c — végfokozat gyorsítóteres laterális tranzisztorral

ható meg; az egyiket egy laterális *pnp* tranzisztorral kiegészítve kvázi-komplementer végfokozathoz jutunk (6a ábra). Ennek legfőbb hátránya az alacsony határfrekvencia, amelynek a laterális tranzisztor bázisában tárolt sok töltés az oka. A 6b ábra szerint ezen gyorsító térrel lehet segíteni: a bázis mentén létrehozott feszültségesés — az inhomogén bázisú tranzisztorokhoz hasonlóan — jelentősen lecsökkenti a tárolt töltést. A 6c ábra e módosított *pnp* tranzisztor kapcsolástechnikai alkalmazását szemlélteti [8].

A műveleti erősítő kimenőteljesítményét is az integrált áramkör fizikai korlátai határolják. Az 1a ábrán pl. jól látható, hogy az *nnp* tranzisztor kollektorával mindig sorbakapcsolódik az r_{cc} , ellenállás. Emiatt az áram nem választható tetszőlegesen nagyra. A feszültség növelésének a letörési feszültségek, illetve a felületen lejátszódó másodlagos jelenségek [9] szabnak határt. A lehetőségek teljes kihasználásával már sikerült 10 W-nál nagyobb ki-

menőteljesítményű hangfrekvenciás erősítőt készíteni [8].

I R O D A L O M

- [1] Ambrózy A.: Lineáris integrált áramkörök újabb fejlődése. *Híradástechnika* 19, 1968/9, p. 263—268.
- [2] Middlebrook, R. D.: Differenciálerősítők. Műszaki Könyvkiadó, Bp. 1968.
- [3] Telkes B.: Tranzisztoros egyenfeszültségerősítők. Műszaki Könyvkiadó, Bp. 1969.
- [4] Ambrózy A.: Analóg integrált áramkörök. BME szakmérnöki jegyzet, Tankönyvkiadó 1972.
- [5] McDonald, B. A.: Avalanche induced 1/f noise in bipolar transistors. *IEEE Tr. ED—17*, 1970/2, p. 134—136.
- [6] Widlar, R. J.: Super-gain transistors for IC's. *IEEE J. SC—4*, 1969/4, p. 249—251.
- [7] Hearn, W. E.: Fast slewing monolithic operational amplifier. *IEEE J. SC—6*, 1971/1, p. 20—24.
- [8] Long, E. L.—Frederiksen, T. M.: High gain 15 W monolithic power amplifier with internal fault protection. *IEEE J. SC—6*, 1971/1, p. 35—44.
- [9] Microelectronique Avancée. Colloque International 1970. Chiron, Paris, 1970.