



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Lab-on-a-Chip eszközök multidomén tervezése

Tudományos diákköri dolgozat

Szerző: Takács Gábor

Konzulens: Ender Ferenc

Elektronikus Eszközök Tanszéke
Budapest, 2012.

Tartalomjegyzék

Bevezetés	1
1. Integrált Lab-on-a-Chip eszközök, mikrofluidika a gyakorlatban	2
1.1. Lab-on-a-Chip eszközök tervezési metodikája	3
1.2. A vizsgált mikrofluidikai platform felépítése és működése	4
1.3. Az enzimkinetika alapjai	5
1.4. Taylor áramlás a mikrofluidikai csatornában	7
1.5. A multidomén szimuláció alapjai	9
1.6. Termikus kompakt modell készítése és alkalmazása	11
1.7. Egyfokozatú integrált áramkörü erősítőstruktúrák	11
1.7.1. Cascode (Kasz kód) és Folded – Cascode (Összehajtott kaszkód)	12
1.7.2. Floating Gate CMOS (Lebegő gate-es CMOS)	12
1.7.3. Bulk Driven (Bulk-on meghajtott)	13
1.7.4. Mirrored Cascode (Tükrözött kaszkód)	14
1.8. Tükrözött kaszkód struktúra részletes ismertetése	14
1.9. Zajok forrása az erősítőben	16
1.9.1. Termikus zaj	16
1.9.2. Flickerzaj	17
1.9.3. Sörétzaj	17
1.9.4. Az áramkör alkatrészei által generált zajok	17
1.10. Offset-kiegyenlítés módszerei az erősítőben	17
2. Az enzimreakciók kimutatásának multidomén tervezése	20
2.1. Felhasznált eszközök	20
2.2. A Lab-on-a-Chip eszköz rendszerterve	20
2.3. Multifizikai modell létrehozása	22
2.4. Termikus modell létrehozása	27
2.5. A kiolvasó áramkör paramétereinek meghatározása	28
2.6. Az erősítőáramkör megtervezése	29
2.7. Elvi kapcsolási rajz létrehozása	30
2.8. Az áramkör működésének szimulálása	32
2.8.1. DC szimuláció	33
2.8.2. AC szimuláció	33
2.8.3. Zajanalízis	33
2.8.4. Technológiai szórás analízise	33
2.9. Layout tervezése az áramkörhöz	34
2.9.1. Common centroid elhelyezés	34

2.9.2. További alkatrészek elhelyezése	35
2.9.3. Alkatrészek összehuzalozása	36
3. Eredmények	37
3.1. Az elvi kapcsolási rajz szimulációs eredményei	37
3.2. A kapcsolat viselkedése különböző környezeti hőmérsékletek esetén	40
3.3. Technológiai szórások hatása az áramkör működésére	41
3.4. Zajanalízis eredményei	42
3.5. DRC ellenőrzés, LVS és visszafejtés	43
3.6. Post-layout szimulációk	44
3.7. Az áramkör visszafejtése	44
3.8. Post-layout szimulációk eredményei	45
3.9. Offsetkompenzálás kialakítása	46
3.10. Mikrofluidikai instabilitások hatásának szimulálása	47
3.11. Áramkör elhelyezése a mikrofluidikai platformon	50
4. Eredmények értékelése	52
Összefoglalás	54

Bevezetés

Munkám során egy olyan integrált áramkörü technológiára épülő kiolvasó áramkört terveztem, amely egy úgynevezett „Lab-on-a-Chip” mikrodiagnosztikai eszközben látja el feladatát, és folytonos áramlású mikrokálométerként a minták hőtartalmának különbségével arányos jelet állít elő a kimenetén. Ezzel kimutathatóvá válnak az antitest-antigén, fehérje-ligandum és enzim-ligandum reakciók, amellyel meghatározhatók olyan betegségek, mint a rák, neurológiai rendellenességek, diabétesz, anyagcsere-betegségek egy cseppnyi vérminta felhasználásával közvetlenül a betegágy mellett, és biztosított lenne az azonnali eredmény.

A dolgozat elején ismertetem a rendszer működésének elvi alapjait. Röviden bemutatom az enzimkinetika azon részét, melynek ismerete feltétlenül szükséges az eszköz működésének megértéséhez. Részletesen ismertetem a jelenleg alkalmazott eszközt és megoldást, valamint az áramkörtervezéssel kapcsolatos problémákat. Az adott problémákra a szakirodalomban bevált megoldásokat keresek, ezek közül kiválasztom a jelen feladathoz legjobban illeszkedőt és alkalmazom az áramkörben.

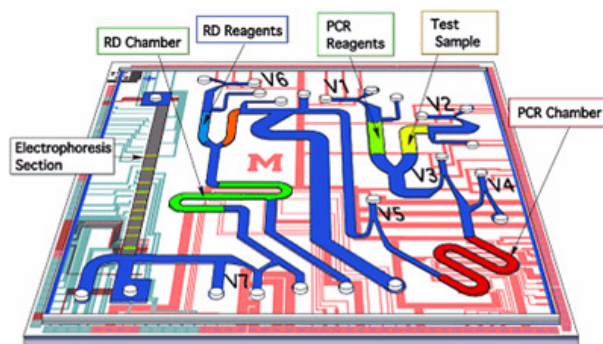
A következő részben bemutatom az általam kidolgozott eljárást, melynek segítségével az áramkör tervezéséhez szükséges paraméterek meghatározhatóak. A MEMS (mikro-elektro-mechanikus rendszer) hőmérséklet érzékelő termikus analíziséhez elkészítettem a struktúra végelelem modelljét és termikus transzfer impedancia alapú kompakt helyettesítő képét. A modell alkalmas a struktúra termikus csatolásainak leírására, valamint az erősítőáramkör bemeneti jeltartományának definiálására. A termikus és áramkörü modellek megfelelő összekapcsolásával tanulmányozhatóvá válik az enzimreakciók hőválaszának hatása az áramkör kimenetén. Az így kapott szempontok szerint kiválasztottam egy tervezési struktúrát a szakirodalomban ismertett változatok közül és megterveztem a kiolvasó áramkör elvi kapcsolási rajzát az adott célnak megfelelően optimalizált változatban. Ennek ismeretében elkészítettem az áramkör layout tervét az adott peremfeltételek szerint, elvégeztem a kapcsolat DRC és LVS ellenőrzését, valamint az áramkör mikrofluidikai platformon meghatározott pozíciójára ajánlást adtam.

A dolgozat végén az általam kifejlesztett, az adott problémára optimalizált áramkör jellemző tulajdonságainak meghatározására irányuló szimulációk és azok eredményei kerülnek bemutatásra. Ezek közül különös jelentőséggel bírnak a termikus, a technológiai szórás hatását vizsgáló, valamint a post-layout szimulációk. Az eszköz működőképességének vizsgálatára további feladatspecifikus szimulációk végrehajtása szükséges. Modelleztem a mikrofluidikai instabilitások hatását a kiolvasó áramkör működésére. Az így kapott eredményekből a kapcsolat működőképességére és annak határaitra vonatkozó következtetések vontam le. Meghatároztam a jövőbeli fejlesztések lehetséges irányát, amely segítségével a mikrofluidikai platform valódi Lab-on-a-Chip eszközzé válik.

1. fejezet

Integrált Lab-on-a-Chip eszközök, mikrofluidika a gyakorlatban

A Lab-on-a-Chip (LoC) elnevezés olyan eszközt takar, amely laboratóriumi feladatok ellátására alkalmas [1], méretét tekintve hordozható vagy akár tenyérnyi nagyságú. Ilyen laboratóriumi feladatok lehetnek különböző vegyületek analízise vagy szintézise. Egy példa a michigani egyetemen kifejlesztett, az influenzatörzsek meghatározására szolgáló eszköz (1.1. ábra).



1.1. ábra. Influenza-vírustörzsek kimutatására alkalmas LoC eszköz

A kisméretű eszköznek sok jelentős előnye van. A mintavétel helyén elvégezhető az analízis, tehát ott, ahol a vizsgálandó anyag forrása található. A minták kezelése, szállítása és célba juttatása sokkal egyszerűbb és olcsóbb, nem kell figyelmet fordítani a meghatározott időn belüli szállításra. A méretcsökkentés hatására létrejövő mikrofluidikai hatások jótékonyan befolyásolják a minták mozgását és a reakciók kézben tarthatóságát. Emellett nem szabad megfeledkezni arról sem, hogy kis méretben a reakciók hatásfoka növelhető és kis mennyiségű reagens is elegendő, így a környezetet is kevésbé szennyezi.

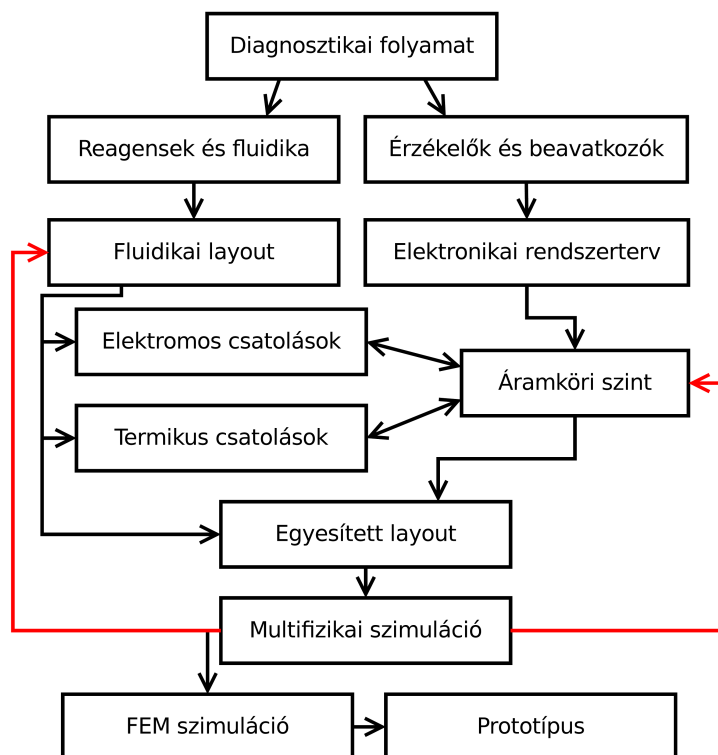
A tervezők számára nehéz feladat ilyen kis méretű és költséghatékony eszköz megtervezése. Nem elegendő a saját tudományterület fogalmaival tisztában lenni. Ismerni kell a napjainkra kifejlesztett, a struktúrát felépítő anyagokat, valamint a mikro- és nanoméretű eszközök gyártási folyamatát.

A valódi integrált Lab-on-a-Chip eszközök a platformon kialakított kiolvasó és kiértékelő áramkörrel rendelkeznek. Egy ilyen áramkör tervezéséhez az alapvető villamosmérnöki ismereteken túl további tudásanyag elsajátítása szükséges más tudományterületről. A teljes rendszer működésének megértése elkerülhetetlen a megfelelő kiolvasó áramkör kialakításához. Szükség van az elektroter-

mikus átalakítók ismeretére, a mikrofluidikai rendszerben lezajló áramlástanai fogalmak tisztázására valamint az enzimkinetika alapjaira. Ezen felül az integrált áramkörök zajcsökkentése és offset-kiegyenlítése is az átlagosnál elmélyültebb tudást kíván meg.

1.1. Lab-on-a-Chip eszközök tervezési metodikája

Lab-on-a-Chip eszközök tervezése során a különböző tudományterületek nem választhatók szét, a megfelelő terv elkészítéséhez szükséges a csatolt diszciplínák modell szintű egyesítése [2]. A mikroelektronikai tervezéskor alkalmazott tervezési folyamat kiegészül a LoC eszköz tervezésének folyamatával, melynek blokkdiagramja az 1.2. ábrán látható.



1.2. ábra. LoC eszközök tervezési metodikája

A tervezés első lépése a vizsgálat lényegi részét adó diagnosztikai folyamat definiálása. Ebben a kezdeti fázisban a biokémiai kutatások szerepe a meghatározó. A különböző vegyi anyagok makroszkopikus méretben történő reakciójának megfigyelése és tanulmányozása elengedhetetlen a mikroméreteken történő folyamatok megértéséhez.

A második szinten kettéválik a tervezési folyamat. A reagensek mikrofluidikai csatornában való egyesítéséhez ismerni kell azok kémiai és fizikai jellemzőit. Lényeges kémiai jellemzők a reagensek közötti reakciósebesség, a produktum, és a reakció termokémiai tulajdonságai. Fizikai jellemzők közül az áramlástanai szempontból fontos tulajdonságok kritikusak, mint például a sűrűség, viszkozitás, nedvesítés és keveredési paraméterek. Ezek ismeretében alakítható ki az a fluidikai layout, amelyben a diagnosztikai folyamatok lezajlanak.

A másik tervezési ágon az érzékelők és beavatkozók tervezési kérdései merülnek fel. Az érzékelők tervezésekor a legnagyobb kihívást a kis mennyiségű minta bizonyos jellemzőjének érzékelése jelenti. Itt már nem hagyható figyelmen kívül a szenzor által létrehozott, a mérést befolyásoló tényező. A beavatkozók tervezése a mikrofluidikai effektusok és a méretcsökkentés hatásának ismeretében lehetséges. A kis folyadék és/vagy gázmennyiségek manipulálása a makroszkópikus méretű világban megszokottól eltérő lehet.

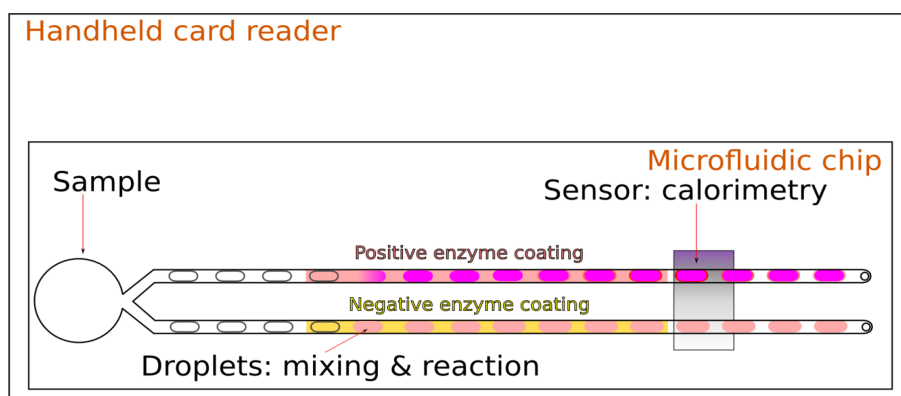
Az érzékelők kimeneti és a beavatkozók bemeneti jelének meghatározása után következhet az elektronikai rendszerterv elkészítése, amely során olyan áramkörti egységek működését kell definiálni, melyek képesek feldolgozni és kiértékelni a szenzorokról származó jeleket, valamint a megfelelő beavatkozók által a mérés elvégzését segítő folyadék vagy gázmanipulációk létrehozása.

Ezt követően a tervezési lépéseket ismét nem lehet diszjunkt halmazra bontani, a különböző csatolások miatt együtt kell vizsgálni a rendszert. Az elektromos és termikus csatolások hatására az érzékelők, a beavatkozók és az azokat működtető áramkör működése szoros kapcsolatban áll. A hatásvizsgálat kiindulási pontja az egyesített layout létrehozása, amelyen multifizikai szimulációk sora hajtható végre. A multifizikai szimulátor feladata a szándékolt és parazitacsatolások figyelembevételével vett kimeneti eredmények meghatározása. Az 1.2. ábrán látható piros nyilak jelzik, hogy nem megfelelő eredmény esetén a tervezés mely fázisától kell a terveket módosítani. Az iterációt addig kell folytatni, amíg a multifizikai szimulátor által meghatározott kimeneti paraméterek a specifikációban foglaltakat teljesítik. A multifizikai szimuláció eredményeire támaszkodva végeselem szimuláció segítségével az eredmények tovább finomíthatóak a prototípus gyártása előtt.

1.2. A vizsgált mikrofluidikai platform felépítése és működése

A kiolvasó áramkört egy mikrofluidikai alapokra épülő Lab-on-a-Chip eszköz szilícium hordozójára kell integrálni. Az eszköz így három fundamentális részre bontható: az első harmadán találhatóak a mikrofluidikai csatornák, ahol a minta és az enzimek reakcióba léphetnek egymással; a másik részt az elektrotermikus érzékelők adják, melyek a hőmérsékletváltozást elektromos jellé alakítják; a harmadik része az eszköznek a jelerősítésért felelős kiolvasó áramkört tartalmazza.

A [3] tanulmány a mikrokaloriméter mikrofluidikai részének működésének alapjait ismerteti. Két változat lehetséges: az első esetben a platform egy szabványos kártyaméretben kerül megvalósításra, melynek kiolvasásához egy kártyaolvasó szükséges, illetve egy teljesen automatizált változat.



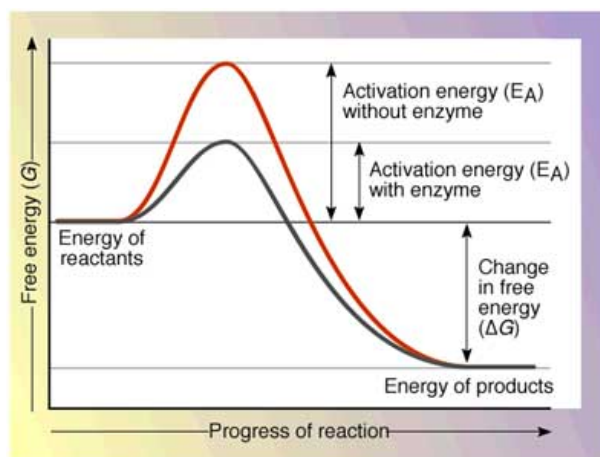
1.3. ábra. A mikrokalometriára alkalmas mikrofluidikai platform sematikus rajza

A párhuzamosan futó mikrofluidikai csatornák egy közös mintatartóhoz csatlakoznak, ahová a vérmintát cseppentéssel el kell helyezni (1.3. ábra). A csatornákat úgy kell kialakítani, hogy azok páronként egy kalorimetriás szenzor felett fussanak el. A csatornában lévő mintákat megfelelő áramlási körülmények létrehozásával kisméretű droplet¹-ekké bonthatók. Ezek a droplet-ek diszkrét mikroreaktorként viselkednek [4], és a mikrofluidiai csatorna falán lévő enzimmal felületi reakcióban vesznek részt. A párhuzamosan futó mikrofluidikai csatornapár közül az egyik pozitív, míg a másik negatív reakciót kiváltó enzimmal van bevonva. A reakcióból származó hőmennyiség hatására a párhuzamosan futó droplet-ek hőmérséklete eltérő, melynek érzékelését a mikrokalometriás szenzor végzi el.

1.3. Az enzimkinetika alapjai

A működés alapja az enzimmal katalizált kémiai reakciók [5] aktivációs energia és reakcióhőjének meghatározása, ezzel a hordozók jelenlétének kimutatása. Az enzimek többsége fehérjemolekula, a célmolekula pedig az enzim aktív oldalához kapcsolódva alakul át produktummá. A termodinamika törvényei érvényesek az enzimek által katalizált reakciókra is, tehát az enzimek a termodinamikailag előnyös reakciók végbemenetelét segítik elő az aktivációs energia csökkentésével (1.4. ábra).

¹kis méretű folyadékcsepp



1.4. ábra. Aktivációs energia változása katalizált enzimreakció esetén

Az enzimek által katalizált reakciók egyensúlyi állandója azonos a nemkatalizált reakció egyensúlyi állandójával, tehát az enzimek nem változtatják meg az egyensúly helyzetét, csak meggyorsítják annak beállítását. Így teszik lehetővé az enzimek a szobahőmérsékletű reakciók végbemenetelét, és képesek akár $10^6 - 10^{16}$ -szoros reakciósebesség-növekedést előidézni.

A hatékonyság mellett az enzimek másik fontos jellemzője a specifitás. Minden enzim csak egy bizonyos típusú reakció végbemenetelét és csak bizonyos vegyületek átalakulását gyorsítja fel. Azokat a vegyületeket, melyek a reakció során megváltoznak *szubsztrátoknak* (*S*) nevezzük, a keletkező vegyületek pedig a *produktumok* (*P*). Az enzimek specifitása lehet abszolút vagy részleges, attól függően, hogy az enzim csak egyetlen szubsztráttal reagál, vagy több, szerkezetileg hasonló vegyület átalakulását katalizálja.

Az enzimek specifitását enzimkinetika segítségével lehet jellemezni, amely a reakció időbeli lefolyását írja le. Az első és általánosan elfogadott leírás az *Michaelis–Menten kinetika*. A legegyszerűbb esetben az enzimnek csak egy katalitikus helye van és az enzim egyetlen szubsztrát produktummá való átalakulását katalizálja, ami



segítségével kifejezhető egyenlet formájában.

Ha az enzimkoncentráció konstans, akkor az enzimreakció sebessége a szubsztrátkoncentrációtól függ. A reakciósebesség eleinte a szubsztrát koncentrációjával arányosan nő, majd ez a növekedés lelassul és aszimptotikusan tart egy maximális értékhez. Tehát nagyon magas szubsztrát koncentrációnál a reakció eléri a lehetséges maximális sebességet, ami az úgynevezett *katalitikus állandótól* (k_{cat})-tól függ.

A reakció sebességét dinamikus egyensúly állapotában lehet pontosan mérni. Ebben az állapotban időegység alatt ugyanannyi enzim-szubsztrát komplexum keletkezik, mint amennyi lebomlik, azaz az ES-komplex koncentrációja időben állandó. Az enzim-szubsztrát komplexum koncentrációja nehezen mérhető, tehát a

$$V = k_{cat}[ES] \quad (1.2)$$

egyenlet használhatósága korlátozott, ezért matematikai átalakításra van szükség, hogy könnyen mérhető értékekből meg lehessen határozni a reakció sebességét. Átalakítás után az egyenlet

$$V = V_{max} \frac{[S]}{[S] + K_M} \quad (1.3)$$

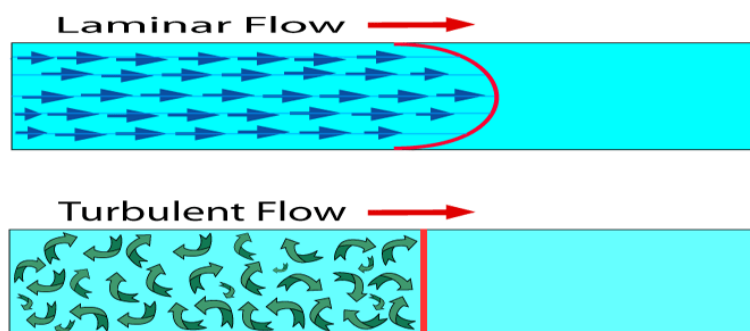
alakban már használható, a K_M pedig a Michaelis–Menten állandó, ami annak a szubsztrátkoncentrációnak felel meg, amelynél a reakció sebessége a maximális sebesség felével egyenlő. Így a minták hőmérsékletének időbeli változásából a reakciók sebességére következtetni lehet.

1.4. Taylor áramlás a mikrofluidikai csatornában

Mikrofluidikának nevezzük azt a tudományágot, ahol az áramlási csatornák legalább egy dimenziója mikrométeres tartományba esik. Több tudományterületet kapcsol össze, mint a fizika, a kémia, és a biológia. Ezekben a mikrorendszerekben mozgó folyadékok nem a megszokott, makroszkópikus módon viselkednek [6]. Ennek oka, hogy a makrovilágban elhanyagolható hatások dominánsá válhatnak mikrotartományban, és ez megfordítva is igaz. Néhány mikrofluidikai effektus kifejezetten kedvező, a hatást felhasználva jelentősen javítható valamely paraméter, míg más hatások jelentős akadályt állítanak a tervezők elé.

A folyadékok áramlásának két fő fajtáját érdemes megkülönböztetni: a lamináris és turbulens áramlást. Lamináris áramlás esetén egymással párhuzamos folyadékrétegek alakulnak ki, melyek különböző sebességgel áramlanak a csatornában az 1.5. ábrán látható módon. A legbelső réteg a legnagyobb sebességgel, míg a csatorna falával érintkező réteg a legkisebb sebességgel halad, így egy parabolikus áramlási profil alakul ki. A folyadékok dinamikáját leginkább a viszkozus erők határozzák meg, a hidrodinamikai ellenállása pedig a sebességgel egyenes arányos.

Turbulens áramlás során a folyadékrétegek rövid időn belül szétválnak és örvények alakulnak ki a csatornában. Ekkor a folyadék dinamikáját a külső erők hatása határozza meg, a hidrodinamikai ellenállás a sebesség négyzetével arányos. A csatorna metszetében az áramlási profil konstansnak tekinthető.



1.5. ábra. Lamináris és turbulens áramlás folyadékcatornában

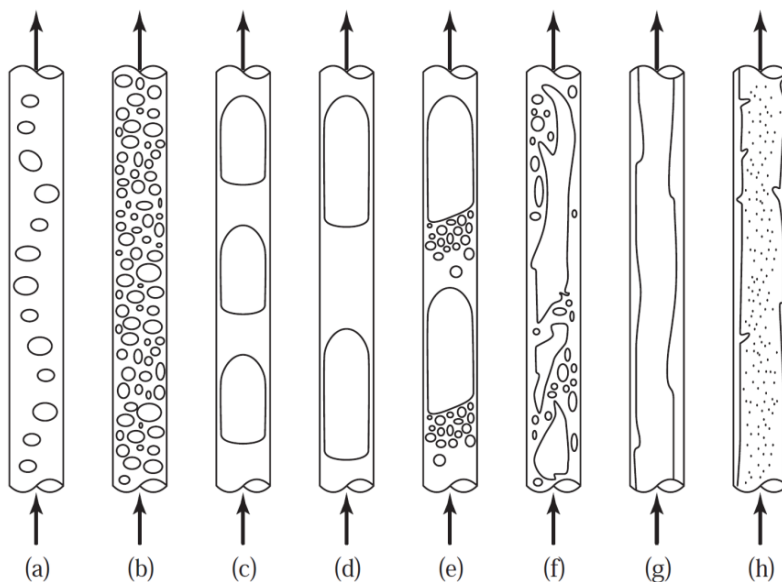
A két alapvető áramlási típust a súrlódási és kinetikai energia arányával lehet legjobban jellemezni. A kinetikai és súrlódási energia hányadosa egy dimenzió nélküli számot, az úgynevezett Reynolds számot (1.4) adja meg.

$$\frac{E_{kinetikai}}{E_{súrlódási}} = \frac{m\nu^2 D}{\eta\nu V} = \frac{\rho D\nu}{\eta} = Re \quad (1.4)$$

Reynolds kutatásai során felfedezte, hogy létezik egy olyan $Re^*=2300$ kritikus szám, ami felett az áramlás turbulenssé válik.

A Reynolds szám értékét tekintve három esetet érdemes megkülönböztetni: a lamináris Stokes áramlást ($Re < 1$), a köztes lamináris áramlást ($1 < Re < Re^*$) és a turbulens áramlást ($Re > Re^*$). Mikrofluidikai környezetben az Re értéke kicsi.

Mikrofluidikai csatornában lehetőség van kétfázisú áramlást kialakítani. Kétfázisú áramlásról beszélhetünk gáz és folyadék együttes áramlásakor, illetve két, egymással nem vegyülő folyadék esetén. Az ilyen kétfázisú áramlásokat Taylor áramlásnak nevezzük. A kétfázisú folyadékáramlásokat öt különböző áramlási formára lehet osztani az 1.6. ábrának megfelelően: réteges áramlás (film flow), buborékos áramlás (bubby flow), Taylor áramlás (Taylor flow), diszperz áramlás (churn flow) és gyűrűs áramlás (annular flow).

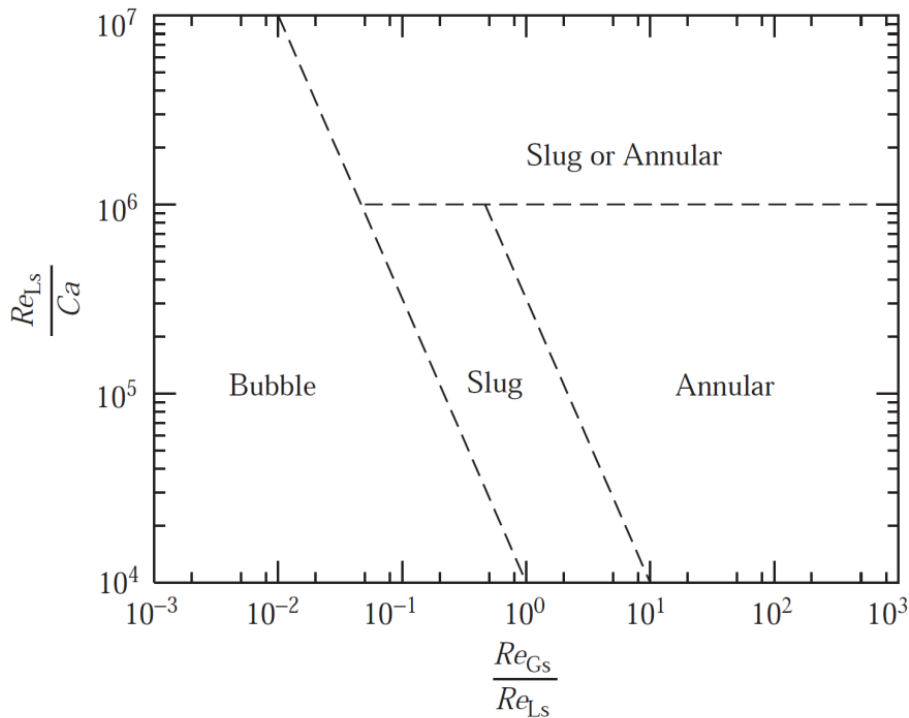


1.6. ábra. Áramlási képek a mikrocatornában. (a,b): buborékos áramlás, (c,d): Taylor-áramlás, (e): átmeneti dugós/diszperz áramlás, (f): diszperz áramlás, (g): réteges áramlás, (h): gyűrűs áramlás. [7]

Ezen áramlási képek közül legnagyobb jelentőséggel a Taylor áramlás bír esetünkben. A kialakuló droplet mérete a bemeneti csatornában kialakított körülményektől függ. Fontos, hogy ezen bemeneti paraméterek úgy legyenek meghatározva, hogy a droplet-ek dugó formájukat megtartsák, ne váljanak szét, illetve ne alkossanak folytonos rétegeket. Ehhez a Reynolds szám mellett szükséges egy kapillaritási számot is definiálni, amely

$$Ca = \frac{\mu\nu}{\sigma} \quad (1.5)$$

egyenlet segítségével adható meg, ahol σ a felületi feszültség a két fázis között. A Taylor áramlás eléréséhez megfelelő Re_G/Re_L és Re_L/Ca arányt kell tartani.



1.7. ábra. Áramlási képek különböző áramlási- és csatornaparaméterek mellett

Az 1.7. ábrán láthatóak a különböző arányok esetén kialakuló áramlási képek tartományai. A Lab-on-a-Chip eszközök esetén alkalmazott áramlásokra kis Reynolds szám jellemző, így a kialakult droplet-ek gömbszimmetrikusak. Ez utóbbi fontos feltevés lesz a szimulációk során.

A megfelelő áramlási körülmények megteremtése, és ennek hatására kialakult Taylor áramlás kihasználható bioanalitikai alkalmazások során. Az egymástól elkülönülő droplet-ek mikroreaktorként használhatók, melyekben biztosított a reakciók megfelelő elkülönítettsége, lehetőség nyílik extra kis térfogatú mintát vizsgálni, és nagyszámú kísérletet végrehajtani kis mennyiségű reagensek felhasználásával.

1.5. A multidomén szimuláció alapjai

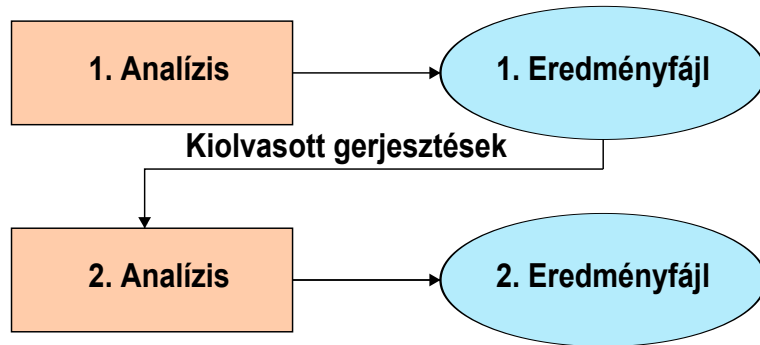
Multidomén szimulációk során több különböző mérnöki tudományterületet kapcsolunk össze azért, hogy egy adott komplex mérnöki problémát megoldhassunk. Idegenyelvű szakirodalomban és multidomén szimulációk futtatására képes programok leírásában [8] „coupled-field” vagy „multiphysics” analízisnek nevezik az ilyen szimulációkat. Abban az esetben, ha a vizsgált tárgy több eltérő szaktudományhoz tartozó fizikai jelenségtől függő kimeneti eredményt szolgáltat, csatolt szimulációk végrehajtása szükséges.

Egyszerűbb esetben egyutas csatolás valósul meg. Ekkor az adott fizikai jelenség több hatást vált ki a rendszerben, azonban ezen hatások egymástól függetlenül fejtik ki hatásukat, azaz nem hatnak egymásra.

A bonyolultabb esetben kétutas csatolás van a hatások között. Ilyenkor jelenségek egymásra gyakorolt hatását is figyelembe kell venni. Egyszerű példája a kétutas csatolásnak a piezoelekt-

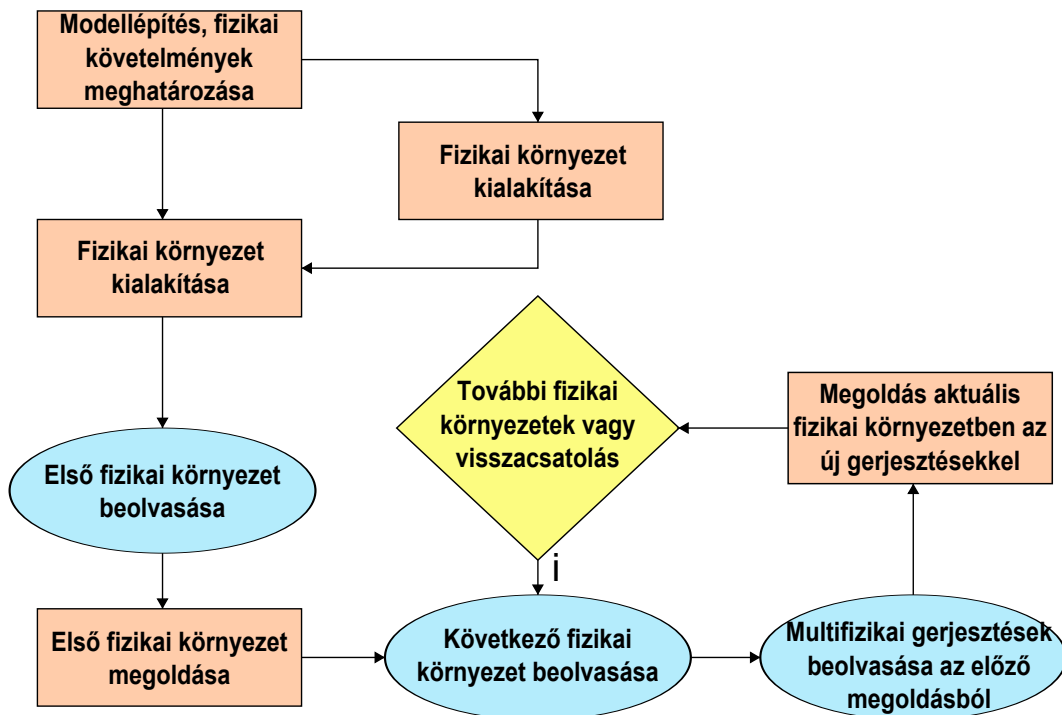
romos jelenségek analízise, itt nem vizsgálhatók külön az elektromos és mechanikai hatások. A multidomén szimulátorok ekkor iterációs lépések sorával határozzák meg az eredményeket.

A jelenségek közötti kapcsolattól függően a szimulációk lehetnek direkt csatolásúak (mátrix csatolás) vagy szekvenciális csatolásúak (vektor csatolás). A csatolások lehetnek felületi vagy térfogati csatolások. A multidomén szimulációk nehézségét az adja, hogy a különböző fizikai területek vizsgálata különböző szimulációtípust követelnek meg. Az egyik leggyakrabban alkalmazott multidomén szimulációt megkövetelő eszközök a MEMS-struktúrák, ahol átjárást kell biztosítani a mechanikai és elektromos problémák között.



1.8. ábra. Adatút szekvenciális csatolás esetén

Szekvenciális csatolás esetén egyszerű adatáramlás valósul meg (1.8. ábra). Itt minden adatbázis tartalmazza a rendszer megfelelő modelljét, elemeit, a terheléseket. Az eredményfájlok egyszerűen beolvashatók egy másik adatbázisba. A folyamat végrehajthatóságának feltétele a konzisztens elem és csomópontszám az adatbázis és az eredményfájlban tároltak között.



1.9. ábra. Adatút szekvenciálisan csatolt multifizikai szimulációk esetén

Az 1.9. ábrán látható bonyolultabb adatáramlás valósul meg a fizikai környezet (Physics Environment) alkalmazásakor. Egy egyszerű adatbázis tartalmazza a struktúra modelljét, amelyben azok az elemek és csomópontok vannak, amelyeket az adott szimulációk megkövetelnek. Az adatbázisban definiált attribútumok változatlanok maradnak a szimuláció végéig, azonban a gerjesztéseket az előző iteráció eredményfájlijából olvassa be a szimulátor.

1.6. Termikus kompakt modell készítése és alkalmazása

A termikus kompakt modellezés alapját a termikus ellenállás fogalmának bevezetése jelenti. Abban az esetben, ha a rendszerben csak konduktív hőtranszfert feltételezünk és az anyag tulajdonságait hőmérsékletfüggetlennek tekintjük, akkor a termikus ellenállást leírhatjuk

$$R_{thcond} = \frac{T_a - T_b}{\dot{q}} \quad (1.6)$$

egyenlet segítségével, ahol R_{thcond} a konduktív termikus ellenállás, T_a és T_b az anyag két végpontján mért hőmérséklet, miközben \dot{q} hőmennyiség halad keresztül a rendszeren. Az egyenlet csak adiabatikus folyamatokra igaz ebben a formájában.

Ha a rendszerben konvektív hőáramlás jelen van (például kényszerített folyadék vagy gázáramlás [9]), akkor szükséges bevezetni a konvektív termikus ellenállást is, amely

$$R_{thconv} = \frac{1}{hA} = \frac{T_w - T_m}{\dot{q}} \quad (1.7)$$

egyenlet segítségével határozható meg, ahol A a felület nagysága, ahol a konvekció történik, T_w a felület átlaghőmérséklete és T_m a hőközlésben résztvevő közeg átlagos hőmérséklete.

T_A és T_B hőmérsékletek a struktúra két meghatározott pontján mérhetők. Ha a T_A hőmérséklet a magasabb, akkor a \dot{q}_{cond} hőmennyiség az $R_{thcond,A}$ és $R_{thcond,B}$ konduktív termikus ellenállásokon halad keresztül. A \dot{q}_{conv} hőmennyiség a vizsgált eszköztől konvekció útján távozik, így a B pontból kiáramló hőmennyiség értéke $\dot{q}^* = \dot{q}_{cond} - \dot{q}_{conv}$ lesz. Kirchoff törvénye értelmében egy R_{thconv} termikus ellenállás is megjelenik, melynek értéke függ a közvetítő közeg áramlási sebességétől és a csatorna szélességétől. A T_A - T_B pontok között kialakuló hőmérsékleti gradienst a \dot{q} hőforrás generálja.

A T_A és T_B hőmérsékletek az R_{thconv} értékétől függenek konvektív hőtranszfer esetén. A modell megalkotásához ismerni kell a \dot{q} értékét, valamint mérés segítségével meg kell határozni T_A és T_B hőmérsékleteket. Ezen értékek ismeretében a konvektív hőtranszfer számolható.

A rendszer termikus kompakt modellje

$$\mathbf{Z}_{th} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

mátrix reprezentáció segítségével írható fel két pont közötti termikus csatolás leírására. A droplet és a szenzor közötti termikus csatolást [10] részletesen ismerteti Taylor áramlás esetén.

1.7. Egyfokozatú integrált áramköri erősítőstruktúrák

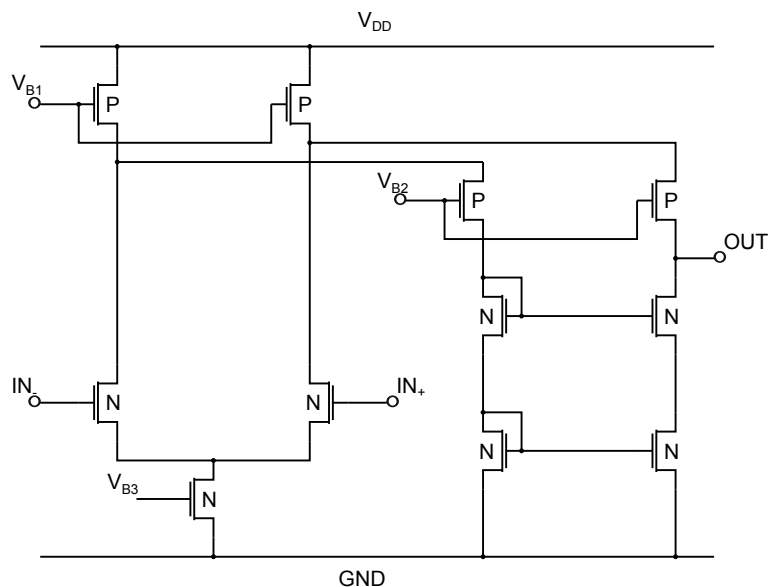
Az integrált áramköri technikával készített erősítőknek több lehetséges tervezési struktúrája létezik [11]. Ezek felsorolása és rövid jellemzése után egy megfelelő tervezési technika kiválasztásával lehet elindulni a tervezés útján. A szakirodalomban a struktúrák angol megnevezését használják, ennek ellenére megpróbálok mindenhová megfelelő fordítást adni. Főbb tervezési technikák:

1. Cascode (Kasz kód) és Folded – Cascode (Összehajtott kaszkód)
2. Floating Gate CMOS (Lebegő gate-es CMOS)
3. Bulk Driven (Bulk-on meghajtott)
4. Mirrored Cascode (Tükrözött kaszkód)

1.7.1. Cascode (Kasz kód) és Folded – Cascode (Összehajtott kaszkód)

A kaszkód struktúra egy tervezési fogás, mely segítségével az erősítők kapacitív visszahatását kívánjuk csökkenteni, mely a kimenetről a bemenet felé irányul. A megvalósítás alapja, hogy egy földelt gate-es fokozatot iktatunk a bemenet és a kimenet közé, amely a kimeneti feszültség változásokat nagy csillapítással engedi a bemenet felé.

Ez így már kaszkód erősítő, ám meglehetősen nagy hibái vannak még az áramkörnek. A legnagyobb problémája, hogy a bemenet és a kimenet egyenfeszültség szintje messze van egymástól, így alacsony tápfeszültségű működtetésre alkalmatlan. Ezen a hibán a folded-cascode struktúra kíván segíteni, ám az összehajtogatás további zajforrást hoz a rendszerbe, és a működés sebessége is csökken.



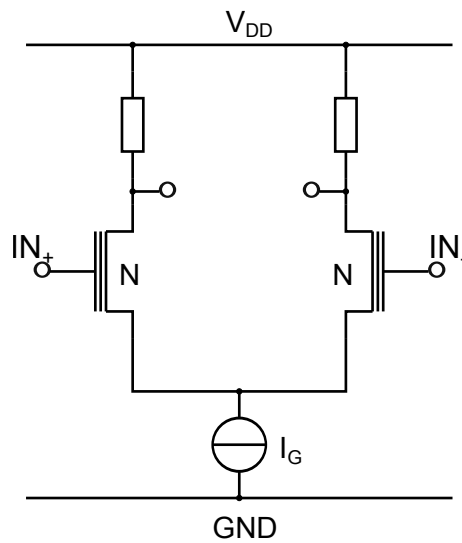
1.10. ábra. Folded-cascode struktúra

1.7.2. Floating Gate CMOS (Lebegő gate-es CMOS)

Az EPROM-ok világából ismert lebegő gate-es tranzisztort már nem csak a digitális rendszereknél használják, hanem felismerték annak analóg áramkörökben történő felhasználási lehetőségét.

Működési elve az, hogy a lebegő gate potenciálját a bulk potenciáljához képest pozitívvá tesszük úgy, hogy megfelelő hullámhosszúságú UV-fény megvilágítással elektronokat távolítunk el, vagy pedig nagyobb feszültség-impulzusokkal elektronokat viszünk fel rá. Ezzel a töltésmennyiséggel állítható be a tranzisztor munkapontja. A lebegő gate, mivel elektromosan jól elszigetelt, ezért a töltését évekig megtartja. Az ilyen kialakítású erősítő AC csatolt erősítő. A kapcsolás nagy előnye

a nagyon alacsony tápfeszültségű működés, amely 1.2 V-nál akár kevesebb is lehet, illetve nagyon nagy az erősítő bemeneti kivezérelhetősége.

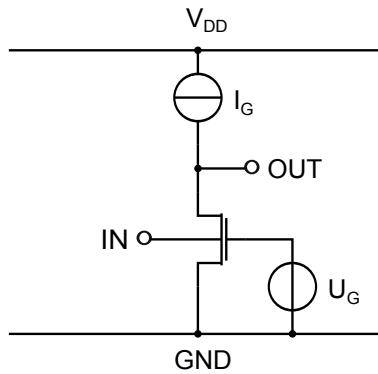


1.11. ábra. Lebegő gate-es struktúra

Ez a struktúra azonban magában hordoz néhány hátrányos tulajdonságot is, ami nagyban korlátozza a felhasználhatóságát. A lebegő gate kialakítása miatt a gyakorlati megvalósításnál további parazitakapacitások kerülnek a rendszerbe, így az erősítő sávszélessége jelentősen csökken. További hátránya a nagy zaj, amit szintén ugyanezen kapacitások okoznak. Ezen felül védeni kell őket az UV sugárzástól is, hogy a lebegő gate töltés mennyisége ne változzék.

1.7.3. Bulk Driven (Bulk-on meghajtott)

A CMOS technológiában a legnagyobb korlátja a feszültség-csökkentésnek a tranzisztorok küszöbfeszültsége. Először a digitális technikában kezdtek el foglalkozni a különböző nyitófeszültségek használatával (Multi V_T technique), majd ezután az analóg tervezésben is szerepet játszott a küszöbfeszültség változtatásának elve. Az idáig n-csatornás tranzisztor esetén földre, míg p-csatornás esetben tápra kötött bulk kivezetést kisjelű bemenetként kezdték el használni. A bulk-on meghajtott tranzisztor egy kiürítéses tranzisztorként modellezhető eszközzé vált, amely működik negatív illetve 0V körüli munkaponti beállításokkal.



1.12. ábra. Bulk-on meghajtott tranzisztor

Ezzel olyan műveleti erősítő tervezhető, amely 1 V és az alatti tápfeszültségről működik.

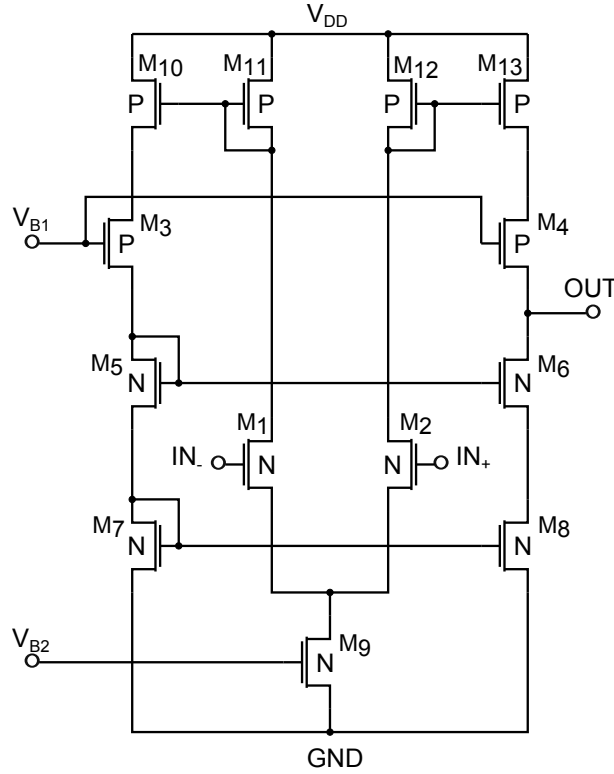
A kedvező tulajdonságok mellett megvan a struktúra hátránya is. Ha növelni szeretnénk vagy a kivezérelhetőséget, vagy az erősítést, akkor a tápfeszültséget növelni kell. A másik jelentős hátránya, hogy a kiürített réteg vastagságával együtt a bemeneti kapacitás is változik, így a sáv szélesség és a fázisstartalék beállítása nem könnyű tervezési feladat.

1.7.4. Mirrored Cascode (Tükrözött kaszkód)

A tükrözött kaszkód struktúra a bemeneti differenciál-pár által generált áramot áramtükrözéssel juttatja a közös gate-es fokozat source körébe. Innentől a működése a telescopic cascode fokozat működéséhez hasonlít. Nagy előnye a bemeneti közös módusú feszültségtartománya, továbbá alkalmas alacsony tápfeszültségű működésre, mivel csak négy tranzisztor van benne sorba kötve a táp és a föld között. Ezen felül a kivezérelhetősége is kiváló. Ezen tulajdonágai alapján ez a tervezési struktúra lett kiválasztva az erősítő tervezésének alapjául [11].

1.8. Tükrözött kaszkód struktúra részletes ismertetése

A tükrözött kaszkód struktúra egyik legnagyobb előnye a nagy bemeneti jeltartománya. A teleszkóp kaszkód fokozat bemeneti swing-jének korlátja az előfeszítő (bias) feszültség, mert a bemeneti jel emelése lezárja a fölötte elhelyezett tranzisztorokat. Ennek a problémának egy lehetséges megoldását a tükrözött kaszkód struktúra jelenti, melynek kapcsolási rajza az 1.13. ábrán látható.



1.13. ábra. Tükrözött kaszkód struktúra

A bemeneti differenciál-tranzisztorpár (M_1 - M_2) közös source pontja el van választva az erősítő következő fokozatától, a drain lábuk pedig a kapcsolás felső részén lévő M_{11} - M_{10} és M_{12} - M_{13} tranzisztorokból álló áramtükrözéshez kapcsolódik. Így a tápfeszültségtől csak egyetlen tranzisztor választja el a bemeneti tranzisztorpárt, ezért adódik nagynak a bemeneti jeltartomány.

A differenciál-tranzisztorpár áramát a fent említett áramtükrök a külső ágakba tükrözik, ahol ezen áram az M_7 - M_8 , M_5 - M_6 tranzisztorokból felépített kaszkód áramtükrözés áramából kivonódik. Ez az áramérték a kimeneti ellenállás (aktív terhelés) értékével szorozva adja a kimeneti feszültséget.

A normál működés feltétele, hogy az M_{11} és M_{12} tranzisztor ne lépjen át triódatartományba, és a bemeneti differenciál-pár telítési tartományban működjön. Ennek feltételét az (1.9) egyenlőtlenség írja le.

$$V_{in,CM} \leq V_{DD} - V_{GS11} - V_{sat,1} + V_{GS1}. \quad (1.9)$$

A bemeneti közös módusú jel alsó határa az M_9 -es tranzisztor szaturációs feszültsége, mely az (1.10) egyenlőtlenséggel fejezhető ki:

$$V_{in,CM} \geq V_{GS,1} + V_{sat,9}. \quad (1.10)$$

A tükrözött kaszkód struktúra kimeneti jeltartományát az M_4 és M_6 tranzisztor trióda tartományba kerülése korlátozza. Az M_4 tranzisztor szaturációja a V_{B1} feszültség felső határát határozza meg, melyet a következő egyenlet ír le:

$$V_{B1,max} = V_{DD} - V_{sat} - V_{GS4}. \quad (1.11)$$

A kimenő feszültség felső határa:

$$V_{out,max} = V_{DD} - 2V_{sat}. \quad (1.12)$$

Ebből következik, hogy a kimenő jel maximuma a tápfeszültségtől két szaturációs feszültségre helyezkedik el. A kimeneti jel alsó korlátját az M_7 tranzisztor határozza meg:

$$V_{out,min} = V_{GS7} + V_{sat}. \quad (1.13)$$

Utóbbi két egyenletből látszik, hogy a kimeneti jeltartomány nem szimmetrikus a tápfeszültséghez képest, ám ez nem jelent a kapcsolás felhasználhatóságára nézve különösebb problémát, hacsak nem várjuk el a rail-to-rail működést.

Az erősítők stabil működésének biztosítása további feladatot jelent a tervezésben. A két időállandó közel eshet egymáshoz, így a fázistartalék az elvárt értéknél kevesebb lehet. Gondoskodni kell a kompenzációról, amely során egy kompenzáló kapacitással, vagy más áramköri megoldással az egyik időállandót az alacsonyabb, míg a másikat magasabb frekvencia irányába kell eltolni, hogy megfelelő fázistartalék maradjon.

1.9. Zajok forrása az erősítőben

Kis jelek feldolgozása esetén az áramkörök zaja nem hanyagolható el. [12] irodalomban külön fejezet foglalkozik az áramkörök zajával, amelyből itt csak a feladat megoldása szempontjából lényeges részt emelem ki.

Az általam megvalósított erősítőben a zaj elsősorban a MOS tranzisztorokból és ellenállásokból származik, így ezek forrását kell megvizsgálni. Ha lehetséges a zaj mértékét csökkenteni, akkor az áramköri tervet aszerint át kell alakítani.

Az áramköri zajok alapvetően abból származnak, hogy az elektromos töltés nem folytonos mennyiség, hanem az elektron töltésének többszöröse lehet.

1.9.1. Termikus zaj

A termikus zaj forrása a töltéshordozók termikus mozgása. Minden ellenálláson

$$P_n = kT\Delta f \quad (1.14)$$

zajteljesítmény generálódik, ahol Δf a zajmérő hálózat sávszélessége. Az ellenálláson keletkező termikus zaj által generált feszültség négyzete

$$U_{nRef}^2 = 4kTR\Delta f. \quad (1.15)$$

A termikus zaj fehérzaj, mert minden frekvenciakomponens ugyanakkora, tehát a spektruma vízszintes egyenes.

Szobahőmérsékleten a termikus zaj által keltett feszültség négyzete

$$S_{nuR} = 1,66 \cdot 10^{-20} R \left[\frac{V^2}{Hz} \right]. \quad (1.16)$$

1.9.2. Flickerzaj

A flickerzaj a félvezetőkben keletkező zajtípus, amelyet a kristályhibák és szennyezések következtében keletkező töltéshordozó-csapdák által befogott töltéshordozók okoznak. A zaj nagysága függ az eszközön átfolyó áramtól, így a zajáram

$$I_n^2 = c_1 \cdot \frac{I^a}{f} \Delta f, \quad (1.17)$$

ahol $a=0,5\dots 2$, a c_1 pedig egy méréssel meghatározható állandó. Csak az $a=1$ esetben korrekt az $1/f$ zaj elnevezés, ezért a dolgozatban végig a flickerzaj kifejezést használom.

1.9.3. Sörétzaj

Sörétzaj akkor keletkezik, ha a töltéshordozók egy potenciálküszöbön haladnak át. Ilyen potenciálküszöb legtöbbször egy pn átmenet félvezető eszközökben. A töltéshordozók energiája véletlenszerű, ezért a töltéshordozók száma statisztikusan ingadozik az átlagérték körül. Az így keletkező zajteljesítmény arányos a potenciálküszöbön átfolyó áram nagyságával. A zajáram effektív értékének négyzete

$$I_{neff}^2 = 2qI\Delta f, \quad (1.18)$$

azaz a sörétzaj is fehérzaj.

1.9.4. Az áramkör alkatrészei által generált zajok

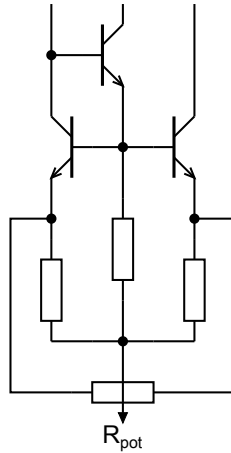
A kiolvasó áramkör alapvetően kétféle alkatrésztípusból épül fel: MOS tranzisztorokból és ellenállás(ok)-ból. A MOS tranzisztorokban a domináns zajtípus a flickerzaj, azonban az eszköz termikus zajt is termel, továbbá a gate elektróda és a csatorna közötti szivárgási áram sörétzajt kelt. Az ellenálláson átfolyó áram hatására termikus zaj keletkezik.

1.10. Offset-kiegyenlítés módszerei az erősítőkben

A offset hiba, vagy más néven nullhiba csak egyenfeszültséget is erősíteni képes áramköröknél jelenik meg. Ilyenkor a kimeneten a bemenetre kapcsolt gerjesztés nélkül nem nulla feszültség mérhető. Ezt nevezzük nullponteltolódásnak, illetve az angol szakirodalomból átvett kifejezést használva offset-nek. Az offset-et az erősítő áramkör alkatrészeinek nem tökéletesen beállított munkapontja, illetve bizonyos alkatrészek paramétereinek szórása okozza.

A legegyszerűbbnek offset-kompenzáló megoldás az, hogy az egyik bemenetre egy feszültség-generátort kapcsolunk, amelyen akkora feszültséget állítunk be, hogy a kimeneten nulla feszültség jelenjen meg.

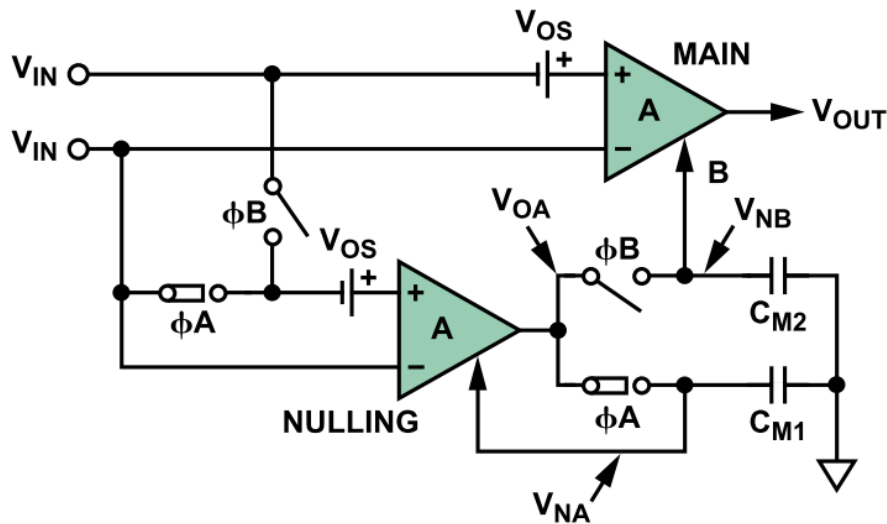
A diszkrét tokozású erősítők egy részénél alkalmazzák azt a megoldást, hogy az erősítő áramkörből olyan kivezetést is megvalósítanak, amely közé változtatható ellenállást kapcsolva az offset kinullázható (1.14. ábra) [13].



1.14. ábra. Offsetkompenzálás diszkrét tokozású műveleti erősítőnél potenciométer segítségével

Egy, a gyakorlati alkalmazások során sikeresen használható megoldás az úgynevezett chopper-stabilizált kapcsolás, amely során az áramkör működése közben periodikus kapcsolgatások sorozatával az offset-kiegyenlítés folyamatosan biztosított. A módszer hátránya, hogy az áramkör kapcsolási zajjal terhelt, amely néhány száz Hz-től néhány kHz-ig terjedő tartományban nem használható. Lassan változó jelek nagyfokú erősítésére alkalmazható.

A másik offset-kompenzáló megoldás szintén órajelrel és dinamikus működést igényel [14]. Hasonlóan a chopper-stabilizált erősítőkhöz analóg kapcsolók beépítése szükséges az áramkörben, melyeket kétfázisú órajellel kell vezérelni. A kapcsolás sematikus rajza az 1.15. ábrán látható.



1.15. ábra. Autozero erősítő áramkör

A órajelfázisban a ϕA -val jelölt kapcsolók zárnak, a ϕB -vel jelölt kapcsolók nyitott állapotba kerülnek. Ekkor a nullázó erősítő offset feszültségének értékére töltődik fel a C_{M1} jelzésű kapacitás. ϕB órajelfázisban a kapcsolók az előbbi állapotuk fordítottját veszik fel, ekkor a főerősítő offset feszültsége (V_{OS}) kerül a C_{M2} kapacitásra, miközben a C_{M1} kapacitásban tárolt feszültség a nullázó erősítő offset hibáját kompenzálja. Így a teljes offset eliminálható a főerősítővel történő

bemenő jel feldolgozása idejére. Nagy előnye a megoldásnak, hogy a drift-re nem érzékeny, mert az offset-változást folyamatosan követi és kompenzálja ki. A kapcsolat hátránya a kapcsolási zajkomponensek megjelenése a kimeneten, továbbá a dinamikus működésből adódó többletfogyasztás.

2. fejezet

Az enzimreakciók kimutatásának multidomén tervezése

2.1. Felhasznált eszközök

A tervezés során felhasznált szoftverek:

- ANSYS Multiphysics 14.08 multifizikai szimulátor
- Cadence Design Systems által készített Virtuoso nevet viselő Custom IC Design Tool

A tervezés alapját biztosító technológiai könyvtár:

- AMS¹ HIT-KIT 4-es verzió.

Az adott technológiai könyvtár 0,35 μm -es csíkszélességű integrált áramkörti technológiai elemeket tartalmaz.

A szimulációk során a szimulátor által felhasznált alkatrészmodellek:

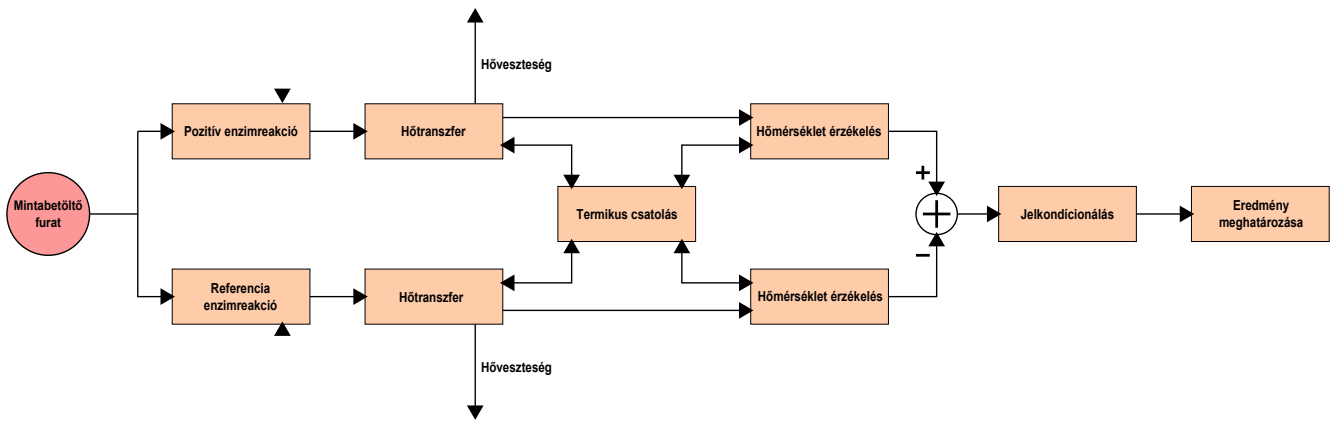
- BSIM4²-es modell

2.2. A Lab-on-a-Chip eszköz rendszerterve

Az eszköz részeinek megtervezéséhez feltétlenül szükséges egy rendszerszintű tervet készíteni az eszkörről. A rendszerterv tartalmazza az egyes részegységek megnevezését és egymáshoz való viszonyát, valamint a különböző csatolások helyét. A Lab-on-a-Chip eszköz rendszerterve a 2.1. ábrán látható.

¹Austriamicrosystems

²Berkeley Short-channel IGFET Model



2.1. ábra. A Lab-on-a-Chip eszköz rendszerterve

A kép bal oldalán a minta rendszerbe történő juttatására szolgáló nyílás található. Ez egy egészen apró furat a PDMS rétegen, itt jut be a vércsepp a mikrofluidikai csatornába. A dropletkékké bontás is itt történik, majd a csatorna kétirányba ágazik. Az egyik ágban a droplet és a csatorna falára juttatott pozitív enzim közötti enzimreakció, míg a másik ágban egy másik droplet és referenciaenzim közötti reakció történik meg. A referencia-enzimreakcióra az enzimek korlátozott szelektivitása miatt van szükség (1.3. fejezet). A pozitív reakciójú enzimet úgy kell megválasztani, hogy a kimutatni kívánt fehérjével biztosan, míg a referenciaenzim ugyanezen fehérjével biztosan ne lépjen reakcióba. Így a kimutatandó enzim detektálása a pozitív enzimreakció reakcióhőjéből válik kimutathatóvá.

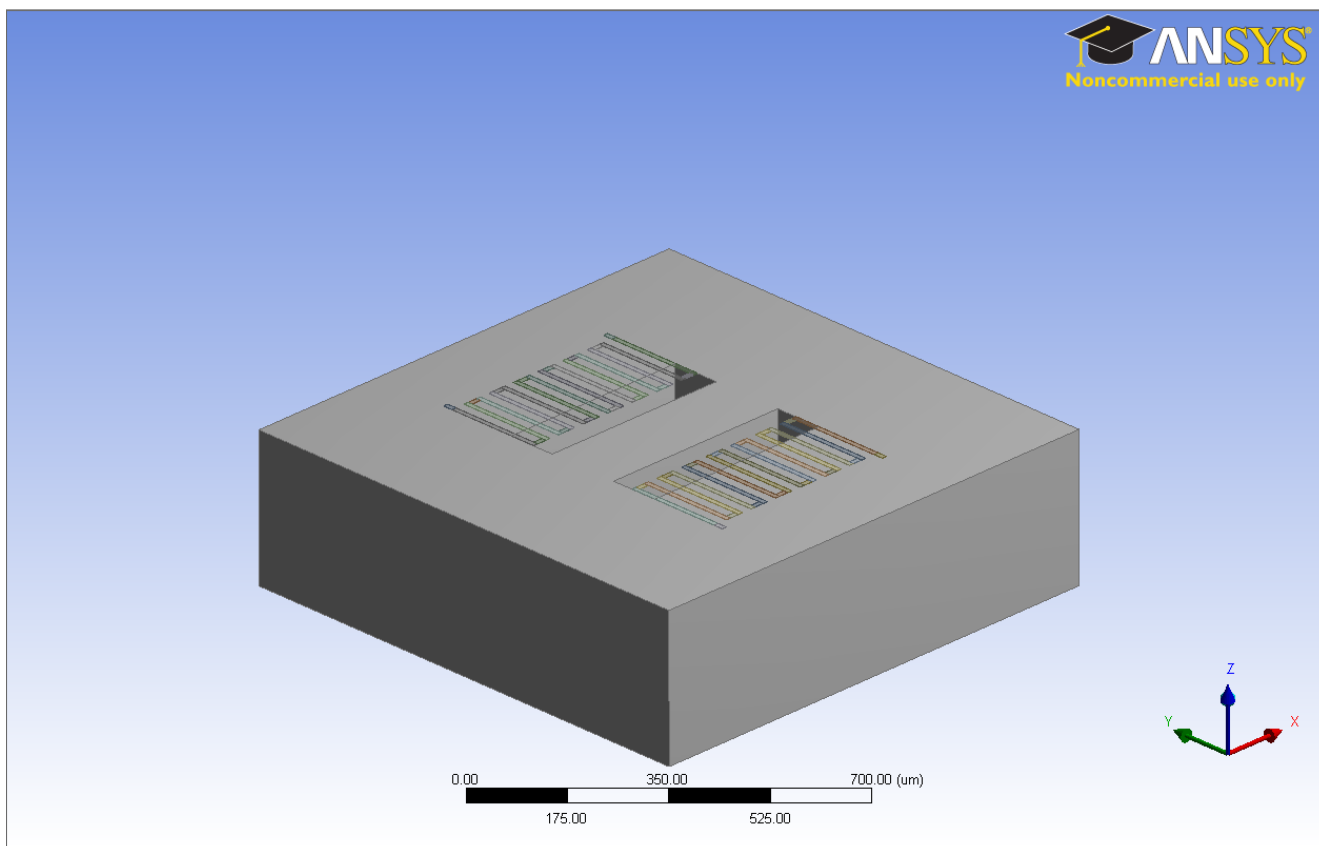
A hőmérsékletérzékelő-szenzorok és az enzimreakciók megfelelő lokalizáltságát biztosító mikroreaktorok közötti hőcsatolás eredményeként a Seebeck-elem bizonyos részének hőmérséklete megváltozik, hőmérsékleti gradiens alakul ki, amely Seebeck feszültséget kelt. A kis méretek miatt első közelítésben nem hanyagolható el a mikroreaktoroként működő droplet közötti, valamint a hőmérsékletérzékelő szenzorok közötti termikus csatolás. Ezen kívül valamennyi hővesztés is van.

A hőátadás szempontjából kiemelt jelentősége van a droplet méretének és áramlási sebességének meghatározására. Túl gyors áramlás esetén a droplet túlságosan rövid ideig tartózkodik a szenzor felett ahhoz, hogy a reakció során termelt hő hatására a szenzor felmelegedjen, lassú áramlás esetén a hővesztés miatt lesz kisebb a kimeneti jel. Kisméretű droplet termikus tehetlensége is kisebb, kevesebb hőt tud közölni a szenzorral, nagy méretű droplet létrehozásakor a hosszú, elnyújtott jel érzékelése lenne nehéz feladat, valamint a kis mennyiségű minta gyorsan elfogyyna.

A folyamat végén a két szenzoron mért Seebeck-feszültség különbségét kell feldolgozni. Itt a nehézséget a jel kis értéke jelenti, tehát jelkondicionálásra van szükség. A legjobb jel-zaj arány elérése érdekében a jelerősítést a szenzorokhoz lehető legközelebb kell megvalósítani, azonban tekintettel kell lenni arra, hogy az áramkör működése során keletkező hő az érzékelést legkevésbé befolyásolja. Az érzékelés akkor szolgáltat pozitív jelet a kimeneten, ha a pozitív enzimreakció lezajlott, a referencia reakció nem történt meg.

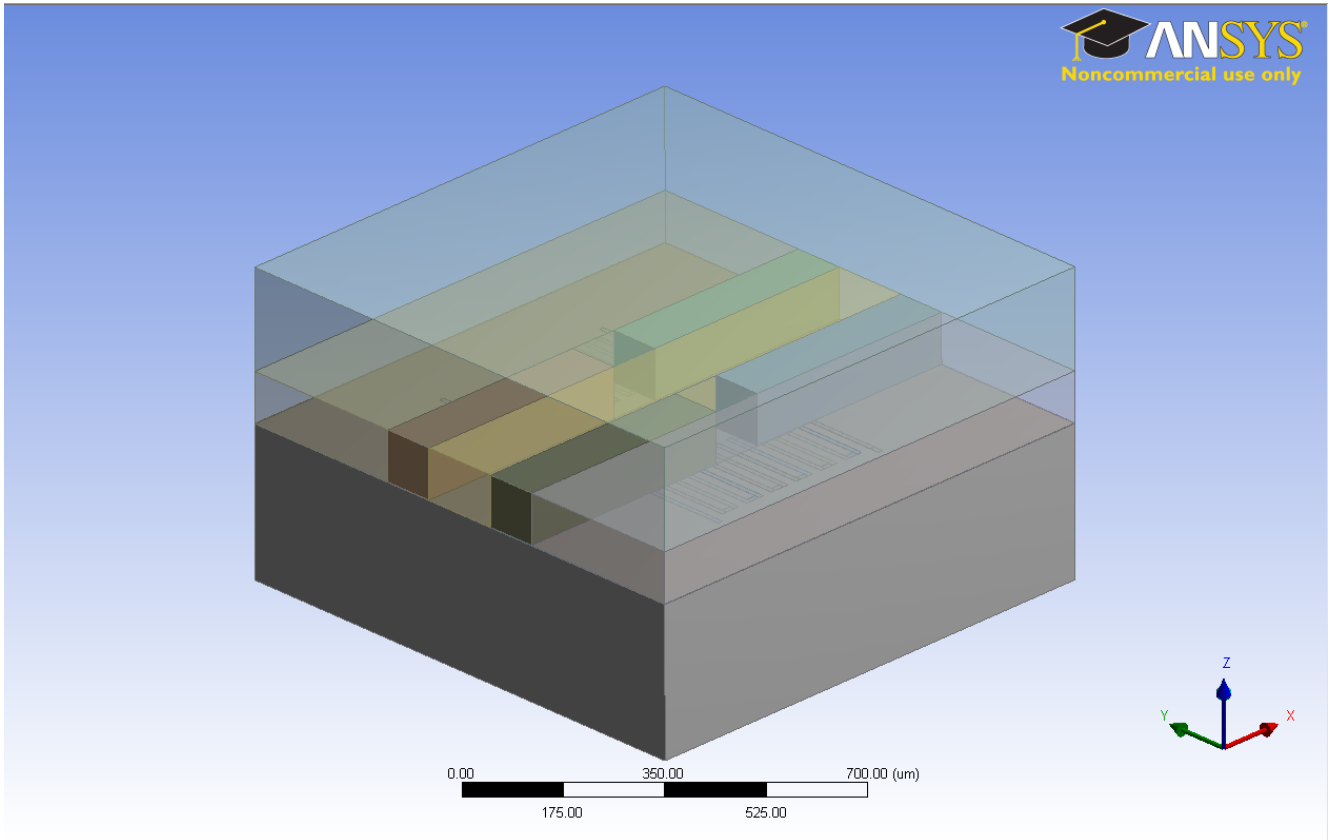
2.3. Multifizikai modell létrehozása

Munkám első részében a Lab-on-a-Chip eszköz szenzor körüli részének megrajzolása jelentette a kiindulási alapot a multifizikai szimulációk elvégzéséhez.



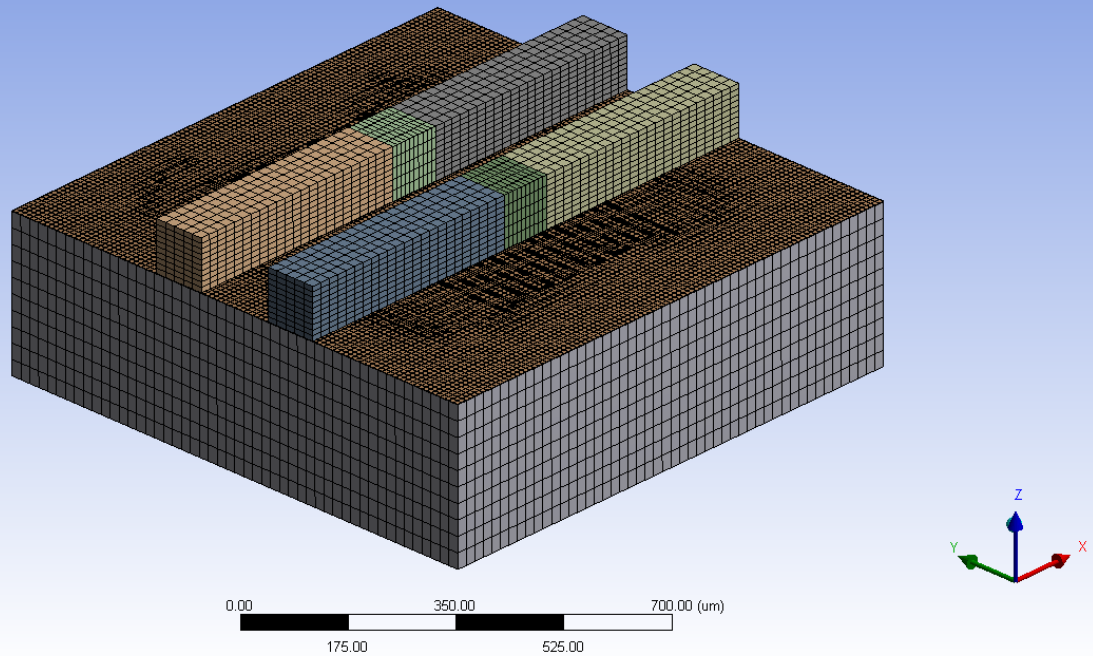
2.2. ábra. Szilícium hordozón kialakított sorosan kapcsolt Seebeck elemek

A hordozót jelentő Si lapkából egy $1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ -es téglatest került elhelyezésre, amelyre $1\text{ }\mu\text{m}$ vastag passziválóréteget alakítottam ki. A hőmérséklet-feszültség átalakítását biztosító Seebeck elemeket több polyszilícium és alumíniumkontaktus soros kapcsolásával meander alakzatban helyeztem el (a 2.2. ábra). Az alakzat egyik fele egy nagyon vékony membránon (melegpont), míg a másik fele a szilíciumhordozón (hidegpont) került kialakításra. Ekkor a Seebeck-feszültségek a soros kapcsolat miatt összeadódtak.



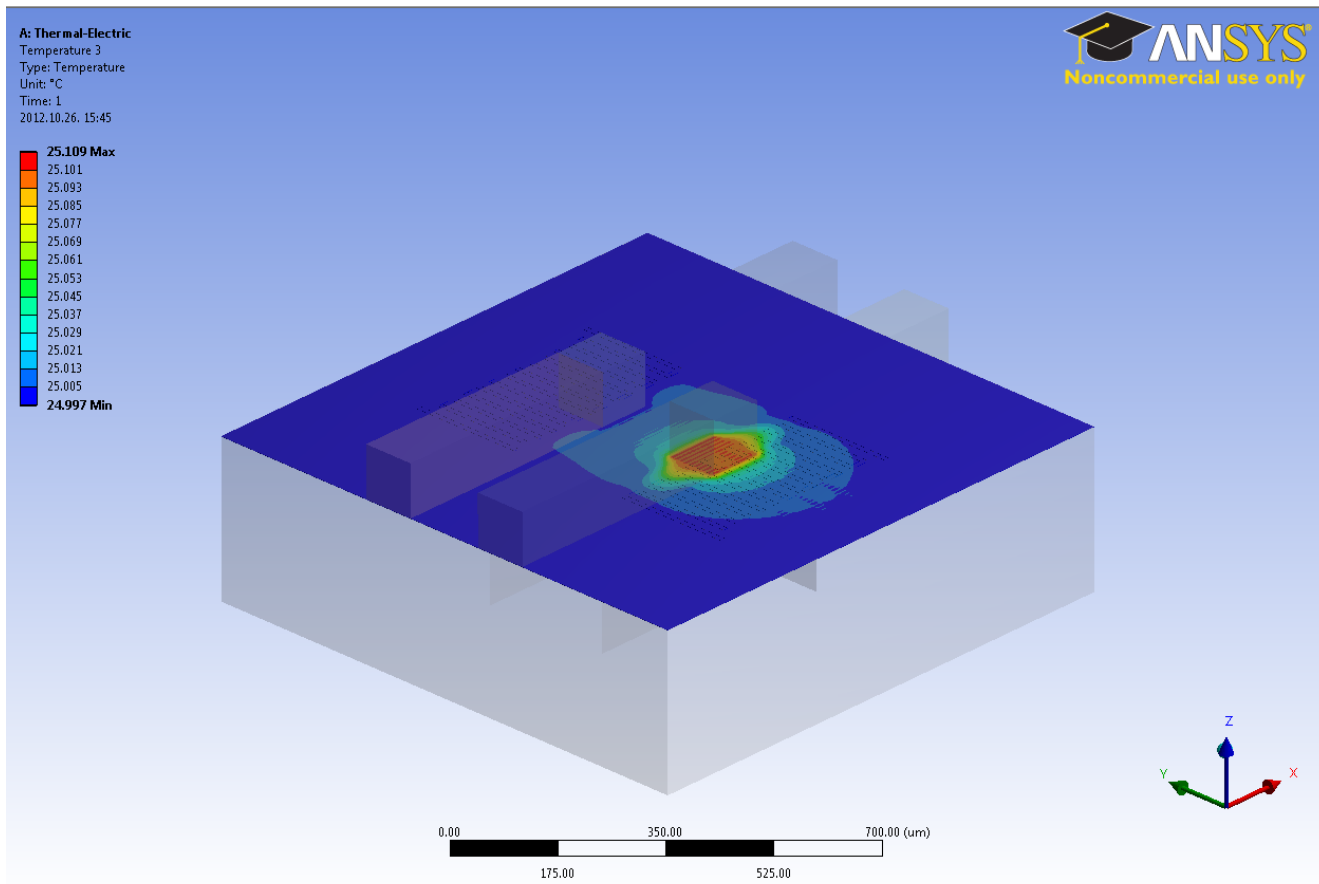
2.3. ábra. Mikrofluidikai csatorna és a droplet elhelyezése a hordozón

A következő lépést a $100\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$ négyzetes keresztmetszetű csatornák elhelyezése jelentette. A csatornák közötti távolság $150\ \mu\text{m}$. A csatornában áramló folyadék és gáz is elhelyezésre került. A vércsepphez fizikai tulajdonságaiban legközelebb álló víz, az inert gáz pedig a valóságban is alkalmazott nitrogéngáz került a modellbe. A Taylor-áramlással létrehozott mikroreaktort a 2.3. ábrán látható átlátszó téglatest jelképezi, amely jelenleg a szenzor közepén áll. A struktúra megrajzolásának utolsó lépését a poldimetilsziloxán (PDMS) réteggel való teljes lefedés jelentette. Ez a lépés feltétlenül szükséges a hőutak modellezése szempontjából. Szerencsére a program képes átlátszóvá tenni, hogy a hőmérsékleti eloszlások és egyéb jellemzők megjeleníthetőek legyenek. Enélkül a struktúrából a vizsgált rész nem lenne látható.

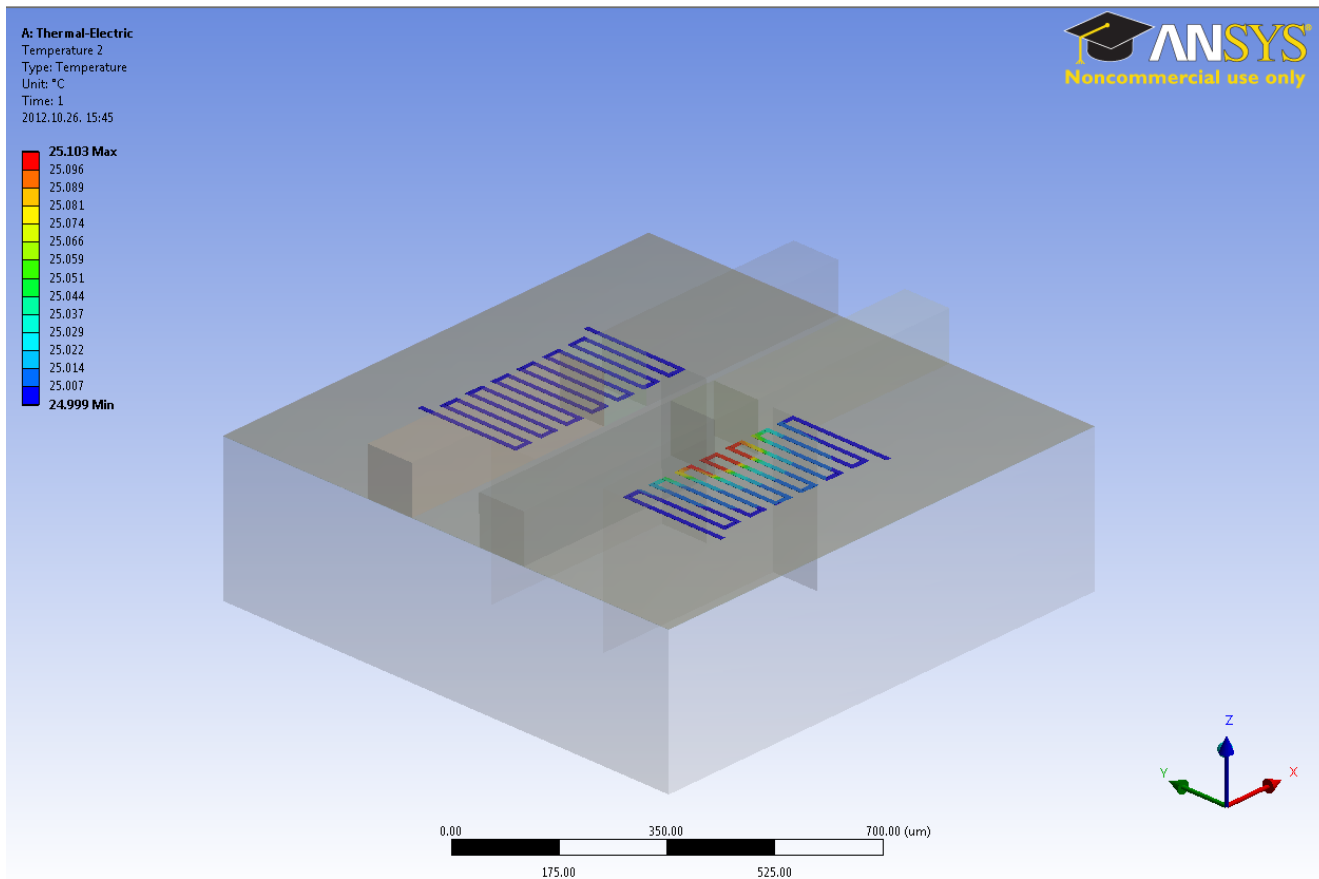


2.4. ábra. Struktúra lefedése végeelem hálóval

Az elkészült struktúrára a program megfelelő felbontású hálót képez. A háló adott pontbeli sűrűsége meghatározza a felbontás nagyságát. Minél sűrűbb a háló, annál pontosabb eredményt kapunk adott pontban. Ennek tudatában célszerű a hálót úgy elkészíteni, hogy a szenzorok környékén nagy legyen a sűrűsége, míg attól távolodva, a struktúra szélén nagyobb lépésköz megengedett. A teljes stuktúra hálója egyenletesnek látszik, ha az összes réteget megjelenítjük, azonban a legfelső PDMS réteg átlátszóvá tételével a hálósűrűsödés jól kivehető (a 2.4. ábra).

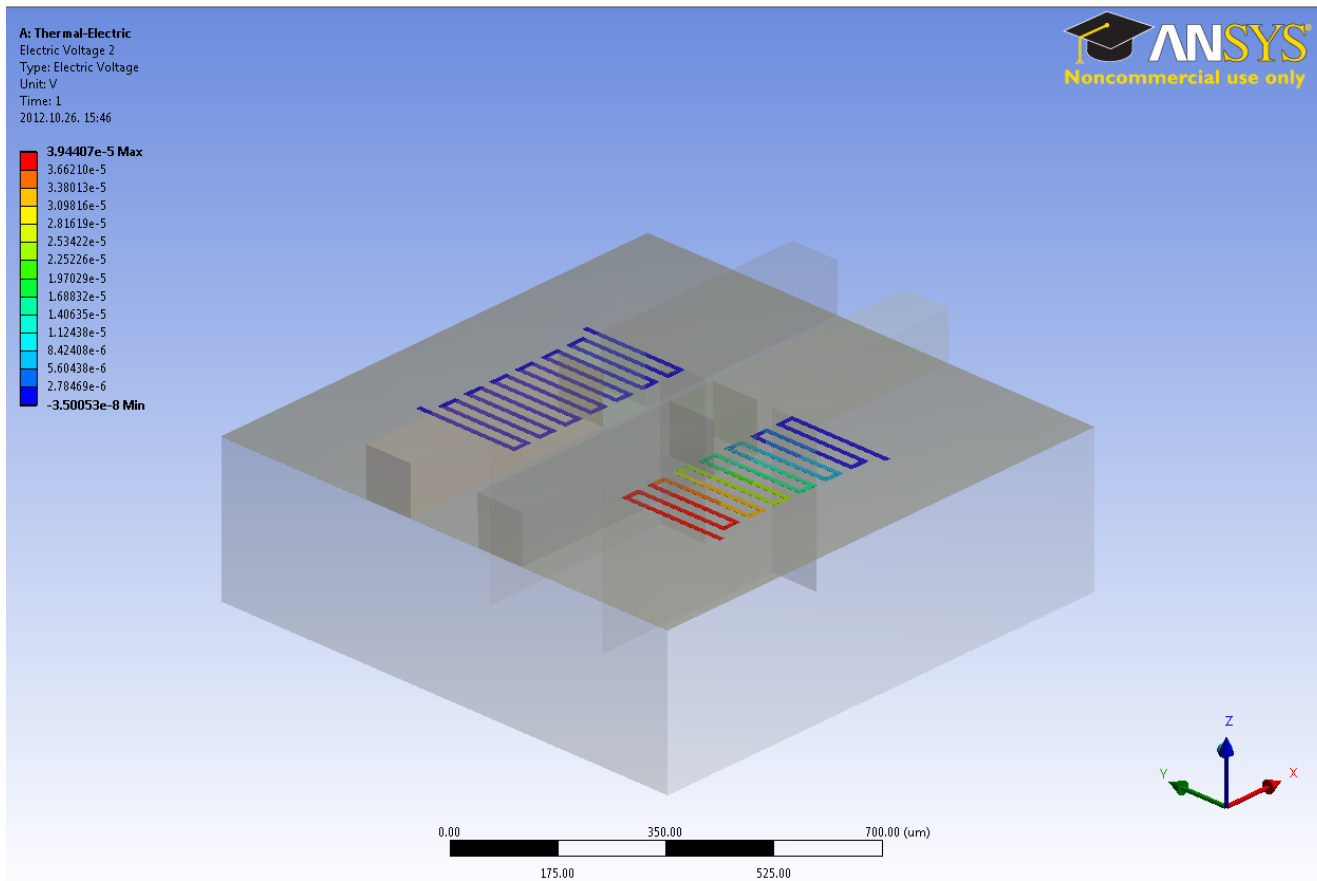


2.5. ábra. Hőmérsékleteloszlás a hordozó felületén



2.6. ábra. Hőmérsékleteloszlás az érzékelő szenzoron

Ezzel a modell készen áll a vizsgálatra. A következő feladat a hőmérsékleteloszlás vizsgálata. A környezeti hőmérséklet 25 °Celsius, a rendszer állandósult állapotban van. A gerjesztést a droplet hőmérsékletének megváltoztatása jelenti. Az enzimmel katalizált kémiai reakció várhatóan exotherm, így a droplethőmérsékletet a környezeti hőmérsékletnél magasabb értékre választottam meg [15] alapján, amelyben a felületi reakció esetén szimulált hőmérsékletoscilláció 0.1 °C-ra adódott. Ekkor a hőmérsékleteloszlás a 2.5. ábrának megfelelően alakul a hordozó felületén, és a 2.6. ábra szerint a szenzoron.



2.7. ábra. Feszültségeloszlás a Seebeck elemekből felépített érzékelőn

A hőmérsékleteloszlásból multifizikai szimuláció futtatásával megkaphatjuk a sorosan kapcsolt Seebeck-elemeken mérhető feszültségek eloszlását (2.7. ábra). A kimeneti feszültség a folyadék-csepp helyzetétől függően 0 és 40 μV között változott.

2.4. Termikus modell létrehozása

Az 1.6. alfejezetben olvasható Z_{th} termikus impedanciamátrix elemeinek meghatározása szintén a multifizikai szimulátor segítségével lehetséges. Bemeneti paraméter a környezeti hőmérséklet és az adott pontban definiált gerjesztés teljesítménye. A termikus impedanciamátrix elemei felírhatók

$$Z_{ij} = \frac{T_i - T_A}{P_j} \quad (2.1)$$

egyenlet segítségével, ahol Z_{ij} a i és j pontok közötti termikus impedancia, P_j a gerjesztési pontra kapcsolt teljesítmény, T_j a mért pont hőmérséklete, T_A pedig a környezet hőmérséklete.

Z_{11} termikus impedancia meghatározásakor az első szenzor feletti dropletet fűtjük konstans teljesítménnyel és a szenzoron mért hőmérsékletet mérjük. Ebből

$$Z_{11} = \frac{T_1 - T_A}{P_1} \quad (2.2)$$

kerül meghatározásra.

A termikus csatolás hatását a két szenzor között Z_{12} és Z_{21} termikus impedanciaértékek határozzák meg. Lineáris esetet feltételezve a két érték azonos, illetve számítások során a szuperpozíció elve alkalmazható. Z_{12} számítása a kettes számú szenzor gerjesztésének és a kettes számú szenzoron mért hőmérsékletének ismeretében tehető meg a

$$Z_{12} = \frac{T_1 - T_A}{P_2} \quad (2.3)$$

egyenlet megoldásával.

Az előbbihez képest a gerjesztést és a válaszjel mérési pontját felcserélve kapjuk a

$$Z_{21} = \frac{T_2 - T_A}{P_1} \quad (2.4)$$

egyenletet.

A fennmaradó mátrixelem a kettes szenzor gerjesztése és hőmérséklete alapján számolható

$$Z_{22} = \frac{T_2 - T_A}{P_2} \quad (2.5)$$

termikus impedancia.

A mátrixelemek ismeretében adott \vec{P} gerjesztésvektor ismeretében az egyes szenzorok hőmérséklete meghatározható. A gerjesztést jelen alkalmazásban az enzimmal katalizált kémiai reakciók során felszabaduló hőteljesítmény biztosítja.

2.5. A kiolvasó áramkör paramétereinek meghatározása

A Lab-on-a-Chip platform működésének fizikai alapjainak megértése kulcsfontosságú a megfelelő erősítő áramkör megtervezéséhez. Az enzimreakciók megismerése (1.3. fejezet), valamint a referenciareakció szükségessége adja a specifikáció egyik pontját. Két pont közötti kismértékű hőmérsékletkülönbség hatására a Seebeck elemeken kialakuló feszültség feldolgozása olyan áramkört igényel, amely képes két bemenő feszültség különbségét képezni. Ilyen áramköri elem a *különbségképző*, melynek fő építőeleme egy műveleti erősítő.

A mikrofluidikai platform felépítését megvizsgálva (1.2. fejezet) látszik, hogy az eszköz egy szilíciumhordozóra épül, melyeken kialakítják a Seebeck-elemeket. A szilíciumhordozón sok szabad hely marad a szenzorokon kívül, amelyek kiváló alapot biztosítanak egy *integrált áramkör* számára.

A Seebeck elemek kivezetésein mért $40 \mu\text{V}$ nagyságú feszültség multifizikai szimulációkkal került meghatározásra (1.5. fejezet), ez jelenti az erősítő számára a *várható bemeneti jelszintet*. A jelszint nagyságából következett az áramkör *alacsony zajú* működésének megkövetelése.

A kiolvasó-erősítőnek képesnek kell lennie meghajtani egy, a kiértékelést végző áramkört vagy berendezést. A *kimenetre kapcsolt terhelést* a következő fokozat bemeneti tulajdonságai határozzák meg. Kétféle terhelés várható a kimeneten, az egyik a prototípus tesztelése közben rákapcsolt oszcilloszkóp mérőfej, a másik az analóg jeleket digitalizáló A/D átalakító. Az egyik feltételt az oszcilloszkóp mérőfejének kapacitása és impedanciája jelentette. A fejlesztési fázisban alkalmazandó mérőfej adatlapja [16] alapján a terhelés nagyságára $10 \text{ M}\Omega$ ellenállás és 10 pF kapacitás adódott. Az A/D átalakító adatlapja [17] szerint a bemeneten csak a mintavevő-tartó 2 pF -os kapacitása jelenik meg, mint előző fokozatra kapcsolt terhelés. A kapcsolás kialakítása során a nagyobb értéket vettem figyelembe.

Az áramkört működtető tápfeszültségre nem keletkezett peremfeltétel, a technológia által ajánlott tápfeszültségről, azaz 3.3 V -ról működik az erősítő. A fogyasztás kérdése viszont jelen alkalmazásban kritikus. Az áramkör működése során disszipált hő károsan befolyásolja a hőmérsékletérzékelést, emiatt a keletkező hő, azaz a kapcsolás *áramfelvételének minimalizálására* kellett törekedni a zajkomponensek alacsonyan, az erősítés magasan tartása mellett. A termikus visszahatás elkerülése miatt az erősítő kimenetére nem volt szabad végfokozatot kapcsolni, valamint szempont volt az egyszerű frekvenciakompenzálás is, így esett a választás az *egyfokozatú műveleti meredekségerősítő*³-re.

Lényeges szempont volt a működési határfrekvencia meghatározása. A hőmérsékletérzékelő szenzor termikus időállandója ezredmásodperces nagyságrendbe esett, így a *sávszélesség* az időállandóból számolt frekvencia lett.

A Lab-on-a-Chip rendszerterve alapján, az irodalomkutatás során, valamint multifizikai szimulációkból meghatározott paraméterek ismeretében a kiolvasóáramkör tervezésének alapjául szolgáló specifikációs értékek összefoglalva a 2.1. táblázatban olvashatóak.

Paraméterek	
áramkör	különbségképző
erősítő típusa	OTA
tápfeszültség	3.3 V
fogyasztás	minimális
zaj	alacsony
bemeneti jelszint	$40\ \mu\text{V}$
feszültségerősítés	60 dB
sávszélesség	1 kHz
fázistartalék	min. 45°
kimeneti rezisztív terhelés	$10\text{ M}\Omega$
kimeneti kapacitív terhelés	10 pF

2.1. táblázat. Az erősítő kívánt paraméterei

2.6. Az erősítőáramkör megtervezése

A felhasznált technológián megvalósítható legkisebb vertikális méret $0.35\ \mu\text{m}$, azonban az ilyen csatornahosszúság vagy szélesség mellett az alkatrészek szórása olyan nagy, hogy emiatt analóg tervezés során nem a legkisebb csatornahosszra szokás tervezni – ellentétben a digitális rendszerekkel, ahol mindig a legkisebb csatornahosszt alkalmazzák –, ezért az alapértelmezett tranzisztor csatornahosszúság $1.4\ \mu\text{m}$. Ez alól a tervezés ezen fázisában a differenciál-pár tranzisztorainak mérete képez kivételt, amely a legkisebb csatornahosszúság 10-szeresére lett beállítva. Az egyik ok a technológiai szórásból adódó hiba csökkentése, a másik az offset csökkentése, valamint a flickerzaj minimalizálása. Az alkatrészek kívánt értéktől való eltérése adott technológián és adott pont kis környezetében azonos mértékű, amely nem függ az alkatrész méretétől. Így egy szórási paraméter abszolút hibája kétszeres méretű alkatrész esetén fele akkora relatív hibát fog okozni.

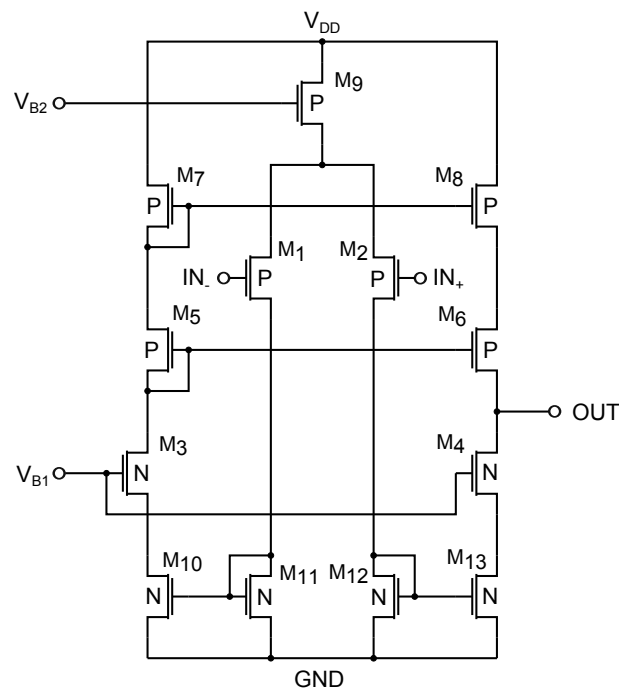
A tranzisztorokat úgy kell méretezni, hogy azok az egységnyinek választott szélességméret egész számú többszöröse, a gate-ek száma pedig a teljes szélesség és az egységtranzisztor szélességének

³OTA - Operational Transconductance Amplifier

hányadosa legyen. Ennek legfőként az áramtükröknél van jelentősége, így garantálható, hogy a vezérelt tranzisztoron átfolyó áram megegyezzen a vezérlőn folyóval. Természetesen némi eltérés még így is lehetséges, emiatt léteznek precíziós áramtükrök is, mint pl. a Wilson áramtükr [18].

2.7. Elvi kapcsolási rajz létrehozása

Első lépésként a tükrözött kaszkód struktúra áramkörének kapcsolási rajzát létrehoztam a Schematic Editor segítségével. A kapcsolást úgy alakítottam át, hogy a bemenő differenciálpár tranzisztorok p-csatornás MOS tranzisztorokból álljanak (2.8. ábra). Erre azért volt szükség, mert korábbi szimulációk eredményeként kapott zajanalízisből az látszott, hogy azonos méretű n-csatornás és p-csatornás tranzisztorok esetén a p-csatornás alkatrésznek kisebb a flickerzaja. Ez régebbi technológiákon triviális volt, a mai kisebb csíkszélességű technológiákon szimulációkból (vagy adatlapból) meghatározható.



2.8. ábra. Tükrözött kaszkód struktúra p-csatornás differenciálpár-tranzisztorral

A p-csatornás differenciálpár tranzisztorokkal kialakított differenciálerősítő-fokozat lehetőséget biztosított arra, hogy az alkalmazott technológián megvalósítható PNP bipoláris tranzisztorok alkalmazásával az áramkör zaját tovább csökkentsük. Kétféle PNP bipoláris tranzisztor érhető el, az egyik VERT10 jelzésű vertikális, míg a másik laterális PNP tranzisztor (LAT2). Ez utóbbi jobb elektronikus paraméterekkel rendelkezik, ezért ebből alakítottam ki a differenciálpárt.

Az első szimulációk ígéretesnek tűntek, azonban az eredményt jobban megvizsgálva látszott, hogy vertikális kialakítás ellenére az áramkör zajához nem járul hozzá flickerzaj-komponenssel. A technológia dokumentációjában utánaolvasva kiderült, hogy a tranzisztormodellben nincs leírva a flickerzaj, továbbá a technológia szórását sem kezeli a modell. Emiatt ez az ötlet elvetésre került, és maradt a p-csatornás MOS tranzisztor differenciálpár.

A tervezés első részében a DC munkapontok megfelelő beállítása történik. Ehhez az

$$I_d = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (2.6)$$

tranzisztoeregyenletet kell megoldani. Az első feladat a differenciálpár tranzisztorok olyan munkapontba helyezése, amelyben meredekségük maximális. Ez az előfeszítő áram nagyságával és az aktív terhelés tranzisztorainak W/L arányának megfelelő beállításával érhető el. A másik fontos szempont a kimenet nyugalmi feszültsége. Itt a kaszkód áramtükör tranzisztorszélességének növelésével a kimeneti feszültség a pozitív tápfeszültségpont felé konvergál, míg a közös gate-es fokozat tranzisztorának és az aktív terhelés áramtükör-tranzisztorának szélességét növelve a kimenet feszültsége csökken. A szisztematikus offset elkerülése érdekében a nyugalmi kimeneti feszültséget minél pontosabban a tápfeszültség felére kell beállítani, mert csak ekkor garantálható a megfelelő működés.

A kimeneti terhelés és a kívánt határfrekvencia tudatában a kimenő fokozat meredeksége meghatározható.

A kapcsolásban található tranzisztorok szélesséértékére a kapcsolat annál érzékenyebb, minél közelebb vannak azok a bemenethez. A legkritikusabb a differenciál-pár két tranzisztorra. A korábban említett technológiai szórásból adódóan ezeket a többi alkatrész csatornahosszának duplájára választottam. A differenciál-pár tranzisztorainak gate-je, a bulk és a közöttük lévő vékony-oxid réteg egy kapacitást alkot, amely nagy szerepet játszik a nyílthurkú feszültségerősítés határfrekvenciájának kialakulásában. Ezen paraméter és az előfeszítő áram nagyságának beállításával a határfrekvencia elvileg tág határok között változtatható. Ugyanez az áram felel az aktív terhelés meredekségének beállításáról, így az áram növelésével az erősítés csökken. Peremfeltételnek itt azonnal megjelenik három adat is a specifikáció táblázatából, mégpedig a nyílt hurkú feszültségerősítés és az ehhez tartozó határfrekvencia, valamint az áramfelvétel.

A második fokozatban lévő tranzisztorok mérete már főként a kivezérést befolyásolják. A kapcsolástól nem szabad rail-to-rail működést elvárni, hiszen a kimenet és a tápfeszültség mindkét pólusa között két tranzisztor van sorba kapcsolva, így a tápfeszültségtől két szaturációs feszültségnyire lesz a kivezérés maximuma mindkét irányba, azonban ez más struktúrákhoz képest jó kivezérésseltségnek számít. Az M_{13} , M_4 , M_6 és M_8 és az ezekkel párban lévő tranzisztorok szélesség-paraméterét és a V_{B1} előfeszítő feszültséget változtatva a kimeneti hullámforma, annak minimuma és maximuma befolyásolható.

Kisjelű működés vizsgálatakor közvetve a tranzisztor differenciálegyenletét kell megoldani különböző esetekre. Ennél egyszerűbb számolást tesz lehetővé a tranzisztor kisjelű meredekségének és kimeneti admittanciájának alkalmazása.

A tranzisztor kisjelű meredeksége

$$g_m = \frac{\delta I_D}{\delta V_{GS}}, \quad (2.7)$$

amely egyenlet érvényes telítésben és konstans V_{DS} feszültség esetén.

A tranzisztor differenciálegyenletének behelyettesítésével a különböző változók ismeretében három alapvető képlet adódik a meredekség meghatározására. Az első esetben csupán a tranzisztorok geometriai méretére és a rajta eső V_{GS} feszültségre van szükség. Ekkor a tranzisztor meredeksége a (2.8) egyenlet segítségével határozható meg

$$g_m = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{Th}). \quad (2.8)$$

A másik lehetőség az, hogy ismerjük a drain áramot és a tranzisztor V_{GS} feszültségét, ekkor a (2.9) egyenlet adódik

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{Th}}. \quad (2.9)$$

A harmadik esetben a tranzisztor csatornahosszúsága és szélessége, továbbá a drain áram ismertek, ekkor (2.10) szerint számolható a meredekség

$$g_m = \sqrt{2\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) I_D}. \quad (2.10)$$

A tranzisztorok kimeneti admittanciáját a (2.11) képlet segítségével lehet meghatározni, ahol λ a csatornamodulációs paraméter

$$g_{ds} = \lambda I_D. \quad (2.11)$$

A kapcsolás a differenciálpár-áramát az $M_{13} - M_{12}$ arányában a külső ágba tükrözi. A kitükrözött áram nagysága

$$I_2 = g_{m,1} \frac{W_{13}}{W_{12}} v_{in}. \quad (2.12)$$

A kapcsolás feszültségerősítése megegyezik a differenciálpár-tranzisztorok meredekségének és a kimeneti ellenállás szorzatával. A kimeneti ellenállást az $M_6 - M_8$ és a kisjelű működés vizsgálatokor velük párhuzamosan kapcsolt $M_4 - M_{13}$ tranzisztorok alkotják. Az kaszkód áramtükör tranzisztorainak ellenállása

$$R_{casc.cm} = \frac{g_{m,6}}{g_{ds,6} g_{ds,8}}. \quad (2.13)$$

Az $M_4 - M_{13}$ tranzisztorok ellenállása ugyanígy számítható. A feszültségerősítés nagyságára így

$$A_u = g_m R_{ki} \quad (2.14)$$

egyenlet adódik.

Ha a szokásos $g_m/g_{ds} = 100$ értékkel az egyenletekbe behelyettesítünk, akkor azt kapjuk, hogy a kapcsolás feszültség erősítése 80 dB. A gyakorlatban ennél nagyobb erősítés szokott adódni megfelelő tranzisztorméretezés mellett. A differenciálpár-tranzisztorait szélesebbre, míg az aktív terhelés tranzisztorait a nagyobb kimeneti ellenállás miatt hosszabbra választjuk általában. Ha a szimulációk során az itt kiszámolt 80 dB-nél kisebb erősítést kapunk, akkor gyanakodhatunk rossz méretezésre vagy munkapont-beállításra.

2.8. Az áramkör működésének szimulálása

A szimulációk célja a készülőfélben lévő kapcsolás előzetes paramétervizsgálata és a kész kapcsolás katalógusparamétereinek meghatározása, verifikálása. Az első tesztek a kapcsolási rajz összeállítás után lehet lefuttatni. Itt már lehet használni olyan eszközöket is, mint például a környezet hőmérsékletének hatása a kapcsolásra, a technológiai szórás okozta hibák elemzése. Itt a szimulátor még nem tud figyelembe venni semmilyen kialakult parazitelemet, melyek többségében kis értékű kapacitások, ám ezek hátrányosan befolyásolhatják a kapcsolás működését.

2.8.1. DC szimuláció

Az első szimuláció a DC munkapontok ellenőrzésére és finomítására szolgál. A szimulátor nem csak az elsődleges karakterisztikaegyenletet veszi figyelembe, ezért pontosabb eredmény érhető el. Itt ellenőrizni kell, hogy a megfelelő tranzisztorok a kívánt működési tartományban vannak, a differenciálpár tranzisztorok munkapontja valóban a maximális meredekségnél van, illetve a kimenet ténylegesen a tápfeszültség felénél áll. Ha ezek a feltételek nem teljesülnek, akkor a tranzisztorok szélesség- és hosszúságparaméterét addig kell kis léptékben módosítani, amíg a kívánt értékek be nem állnak.

2.8.2. AC szimuláció

A következő az AC szimuláció, amikor az áramkör erősítését és fázismenetét vizsgáljuk különböző a meghatározott frekvenciatartományban. A szimuláció kimenete Bode-diagram lesz, melyen leolvasható a feszültségerősítés és a frekvenciamenet. A szimuláció célja a megfelelő erősítés, és határfrekvenciák beállítása, valamint a stabil működéshez szükséges frekvenciakompenzálás kialakítása. A minimális kapacitás meghatározása után a kapcsolást a rákapcsolt kimeneti terheléssel együtt is szimulálni kell, ugyanis a végfokozat nélküli transzkonduktancia-erősítők stabilitása megváltozhat a kimeneti terhelés hatására.

Az AC szimulációt érdemes az ADE L eszközben található *stb*⁴ szimulációtípus kiválasztásával futtatni. A kimenetet vissza kell csatolni egy 0 V DC feszültségre beállított feszültséggenerátoron keresztül, amely feszültséggenerátor lesz a referenciaelem. Így a program közvetlenül képes Bode-diagramot kirajzolni, és emellett egy összefoglaló táblázatban a stabilitással kapcsolatos paraméterek megjeleníteni.

2.8.3. Zajanalízis

Az áramkör zaja alapjaiban befolyásolja a mérés pontosságát. Ahhoz, hogy megfelelő pontosságot biztosítsunk az enzímreakciók során keletkező hő kimutatására a Seebeck-elem kimenetén, megfelelően alacsony zajú erősítőt kell készíteni.

Az 1.9. fejezetben részletesebben kifejtett zajtípusok okozzák az áramkör zaját. A zajanalízis célja az áramkör által keltett zaj frekvenciafüggésének meghatározása. Az alacsonyfrekvenciás összetevője a flickerzaj, míg egyenletes spektrumot produkál a termikus zaj.

A tervezőrendszer szimulátora képes arra, hogy megadja az alkatrészek által generált zajt, és ezt kilistázza a zajhozjárulásuk csökkenő sorrendjében. Ez nagyon hasznos funkció a tervező szemszögéből, ugyanis a Pareto-elv egy alternatív formája itt is érvényesül a következő formában: a zajcsökkentés során a legnagyobb mértékű zajhozjárulók zaját kell csökkenteni. A flickerzaj csökkenthető a tranzisztor alapterületének növelésével, természetesen figyelni kell a megfelelő W/L arány tartására. Az ideális eset az, amikor minden alkatrész nagyjából ugyanannyi zajkomponenssel járul az áramkör egészének zajához.

2.8.4. Technológiai szórás analízise

A szimuláció beállításánál a technológiai szórás modellezését is be lehet kapcsolni. Itt két fő típust találunk: az egyik a legrosszabb teljesítmény tesztelésére (worst power), míg a másik a legrosszabb sebességű működés (worst speed) szimulációjára képes. Az elnevezésekből is látszik, hogy ezen tesztek igazi jelentősége a digitális áramkörök verifikálásánál van. Az áramkör működőképességét a

⁴Stability

technológiai sarokpontokban is biztosítani kell, így ha ezen szimuláció során az áramkör végig működőképes marad, akkor a tervezés megfelelőnek bizonyul. Rosszul méretezett áramkör esetén akár az alkatrészparaméterek minimális mértékű megváltozása is működésképtelenné teheti a kapcsolást.

2.9. Layout tervezése az áramkörhöz

A layout tervezéshez a Cadence 6 Design Framework részét képező Virtuoso Layout GXL programját használtam. A layout megtervezésekor fontos szempont volt, hogy a kapcsolat által disszipált hő a két szenorra ugyanúgy hasson. Ezt úgy lehetett elérni, hogy az áramkör a két mikrofluidikai csatorna közé kerüljön. Ezzel azt az előnyt is sikerült kihasználni, hogy körülbelül azonos vezetékdarabok szükségesek a szenor és a layout összekötéséhez, így a vezetékdarabok ellenállásán eső feszültség (IR-drop) közös módusú zavarként fog jelentkezni, melynek kezelése egyszerűbb, mintha az differenciális módusú lenne.

A layout mikrofluidikai csatornák közé tervezése egy peremfeltételt szabott meg: a layout maximális szélessége akkora legyen, hogy a két mikrofluidikai csatorna között ki lehessen alakítani a kapcsolást. A két csatorna közötti távolság $150\ \mu\text{m}$, tehát ennél csak kisebb lehet az áramkör szélessége. A megvalósítási nehézségek elkerülése érdekében igyekeztem $120\ \mu\text{m}$ alatt tartani a maximális szélességet. Ehhez a tranzisztorokat állítva, azaz függőlegesen álló drain és source kontaktusokkal helyeztem el.

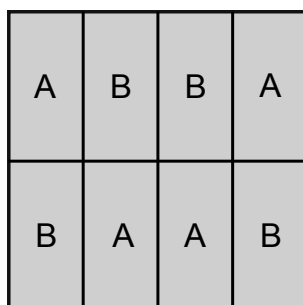
Ahhoz, hogy a kapcsolási rajz elemeit ne egyesével kelljen alkatrészként hozzáadni, a programnak szoros kapcsolatban kell állnia a kapcsolási rajzzal. Ezen összerendelés a programban viszonylag könnyen megtehető. A technológia szórásokra érzékeny nagyobb tranzisztorokat – melyek esetünkben a differenciálpár és az aktív terhelését képező két-két tranzisztor – már a kapcsolási rajzban is úgy kell meghatározni, hogy egy adott szélességű tranzisztor helyett több, párhuzamosan kapcsolt tranzisztorra feltételezzünk, melyek csatornahossza megegyezik a kívánt tranzisztorok csatornahosszával, ám az elemi tranzisztorok mérete a teljes méret és a párhuzamosan kapcsolt tranzisztorok számának hányadosa. Ezen beállítás nem azonos a tranzisztorok gate-számának (NG) meghatározásával, az alkatrész elnevezése rejti magában ezen információt. Ahhoz, hogy több párhuzamosan kapcsolt tranzisztorunk legyen a következő elnevezést kell használni: $MN0<0:3>$, amely 4 db párhuzamosan kapcsolt tranzisztorra jelent. Ez feltétlenül szükséges lépés az úgynevezett common centroid elrendezés kialakításához.

2.9.1. Common centroid elhelyezés

A common centroid alkatrész-elhelyezési technikát legegyszerűbben a differenciálpár két tranzisztorán lehet bemutatni. Ez a kapcsolat legérzékenyebb része a szimmetriára nézve, vagyis a két tranzisztornak szinte tökéletesen egyezőnek kell lenni. Könnyen belátható, hogy az egymás mellé helyezés nem elegendő, arról nem is beszélve, hogy esetleg olyan elrendezésben használni, hogy a két tranzisztor közötti távolság nem minimális. A cél az lenne, hogy a két alkatrész pontosan egy pontba kerüljön, ami nem megoldható, ehelyett egy olyan ötletet kell alkalmazni, hogy a két alkatrész elemeinek súlypontja kerüljön fedésbe. Itt azt feltételezzük, hogy az alkatrészek hibája a szilícium felületén lineárisan változik kis távolságok esetén. Több elrendezés is létezik, ezek közül a 2.9. ábrán látható elrendezést használom. A négyzetes elrendezés nagy előnye, hogy az elemi tranzisztorok közötti távolság így minimális.

Az ilyen elrendezés kialakításához a program „Constraints helper” eszközt kell használni a kapcsolási rajz szerkesztőben. A Circuit Prospector segítségével a szoftver maga is képes összetartozó

alkatrészeket megtalálni, mint például a differenciálpárt és a különböző áramtükröket. Ha ezen szűrő segítségével kijelöltük a megfelelő alkatrészeket, akkor az úgynevezett modul generátorral ebből egy közös alkatrész készíthető. Itt megadható a tranzisztorok elhelyezési képe (pattern) és orientáltságuk. Egyik legfontosabb beállítás az, hogy az összetartozó tranzisztorok iránya megegyezzen, ugyanis irányonként eltérő a technológiai szórás nagysága. Az egymás mellé helyezett tranzisztorokat össze is lehet vonni, így a távolságuk tovább csökkenthető. Lehetőség nyílik az egy modulba összefogott tranzisztorok automatikus összehuzalozására is, ám ezt a funkciót nem használtam, mert ennél az automatikus huzalozásnál kézi tervezéssel jobb kialakítást találtam, így a vezetékezés miatt nem kellett a modul tranzisztorainak távolságát megnövelni. A differenciálpár aktív terhelését a fent leírt módon, szintén common-centroid alakzatban helyeztem el a szilícium felületén. Az elhelyezést a 2.9. ábrán láthatjuk, ahol A-val egy differenciálpár bal oldali, míg B-vel a differenciálpár jobb oldali tranzisztorát jelöltem.



2.9. ábra. A common-centroid technikával elhelyezett tranzisztorok

2.9.2. További alkatrészek elhelyezése

A többi alkatrészt nem foglaltam modulba, bár néhány tranzisztort áramtükröként egybe lehetett volna fogni, mégis jobb döntésnek bizonyult ezeket kézzel, külön-külön elhelyezni. A két modult és a többi alkatrészt a kapcsolási rajzból a layout-szerkesztő segítségével automatikusan legenerálhatjuk. Ekkor az alkatrészek semmilyen elrendezési szabályosságot nem mutatnak, ezt nekünk kell létrehozni. A tükrözött kaszkód struktúra egy ismérve, hogy már a kapcsolási rajz is nagyfokú tengelyszimmetriát mutat. A layout tervezésénél az alkatrészeket ugyanilyen szép szimmetrikusan el lehet és kell is helyezni. A szimmetriára ismét a technológiai szórások következtében van szükség. Az erősítőkapcsolás alkatrészeit a lehető legszimmetrikusabban igyekeztem elhelyezni, sőt a szélhatásokat is igyekeztem szimmetrizálni, így a tápsínnel az erősítőhöz tartozó elemeket körbefogtam.

Az elrendezés során arra is érdemes volt figyelni, hogy az azonos típusú MOS tranzisztorok egymáshoz közelebb kerüljenek. A p-csatornás alkatrészek a layout felső részében úgy vannak elhelyezve, hogy azok egy zsebbe kerülhessenek, mely zsebet a tápsínnel összekötve a tranzisztorok bulk-ja is a megfelelő potenciálra van kötve, így megspórolhatók a szubsztrát kontaktusok és az azok bekötésével járó plusz vezetékezés is. A közös zsebbe helyezés során arra kell ügyelni, hogy a zsebet tápfeszültségre kötő tápsín és a legtávolabbi tranzisztor maximális távolsága legfeljebb $20\ \mu\text{m}$ lehet. Erre nem csak az n-zsebnél, de a p-típusú bulk negatív tápfeszültségpontjára kötésénél is oda kell figyelni, különben a terv ellenőrzésére használt program figyelmeztet minket a hibáról.

2.9.3. Alkatrészek összehuzalozása

Az alkatrészek elhelyezése után a megfelelő lábakat – melyeket fém kontaktusok és a gate-ek esetén poliszilícium réteg reprezentál – össze kell kötni vezetékkel. Négy fő réteg van, ami erre használható. Ezek közül a legalsó a poliszilícium, amely egyben a tranzisztorok gate anyaga is. Ezen vezeték nagy négyzetes ellenállással rendelkezik, továbbá nem vezethető el a tranzisztorok felett sem, hiszen csak egy vékonyoxid réteg választja el az aktív zónától, így nem mehet a tranzisztor source vagy drain lábai fölé. A valódi összeköttetések kialakításához három fémréteg áll rendelkezésre. Ezen fémrétegek között, továbbá a poliszilícium és az első fémréteg közötti összeköttetést úgynevezett VIA-kon keresztül valósítják meg. Az alkatrészek kivezetései a legtöbb esetben a METAL1 rétegen helyezkednek el, ezt a szoftver az alapbeállításokkal kék színnel jelöli. A második fémréteg színe fehér, a harmadiké pedig sárga. Ez nagyban megkönnyíti a vezetékvezetést, ugyanis egy pillanattal el lehet dönteni, hogy egy adott fém összeköttetés milyen rétegen található. A polikristályos szilíciumot piros szín szimbolizálja.

A legmagasabb licenz megvásárlásával elérhető a program egy olyan szolgáltatása, amely az összekötésre kerülő kivezetéseket zöld színű, úgynevezett gumiszál összeköttetéssel megjelöli. Ha a vezetékvezetés parancs aktív, és a megfelelő irányba húzzuk a vezetékvezetést, akkor a végével együtt vándorol a gumiszál, folyamatosan mutatva a vezeték végének helyét. A fémezést az elforgatott tranzisztorok miatt úgy alakítottam, hogy a METAL1 réteggel függőlegesen, a METAL2-vel pedig főként vízszintesen haladjak. Így lehet a legjobban elkerülni a vezetékkeresztezéseket. A harmadik fémréteggel a fennmaradó összeköttetéseket valósítottam meg. A huzalozás kialakítása során a differenciálpár és aktív terhelése körül igyekeztem maximálisan szimmetrikus vezetékvezetést készíteni. A differenciálpár tranzisztorai mellé dummy tranzisztorok kerültek, az így kialakított részlet körbevettem guard-ringgel.

A külső zajok csatolásának minimalizálása érdekében az egész analóg áramkört meg kell védeni. Ez történhet további guard-ring-ek alkalmazásával, vagy a tápsínt kell úgy kialakítani, hogy megvédje a kapcsolást a többi áramkör – főleg ha van digitális áramkör a chipen – zajától. Én a helyminimalizálás érdekében utóbbi megoldást választottam. A teljes layout terv megtekinthető a függelékben.

3. fejezet

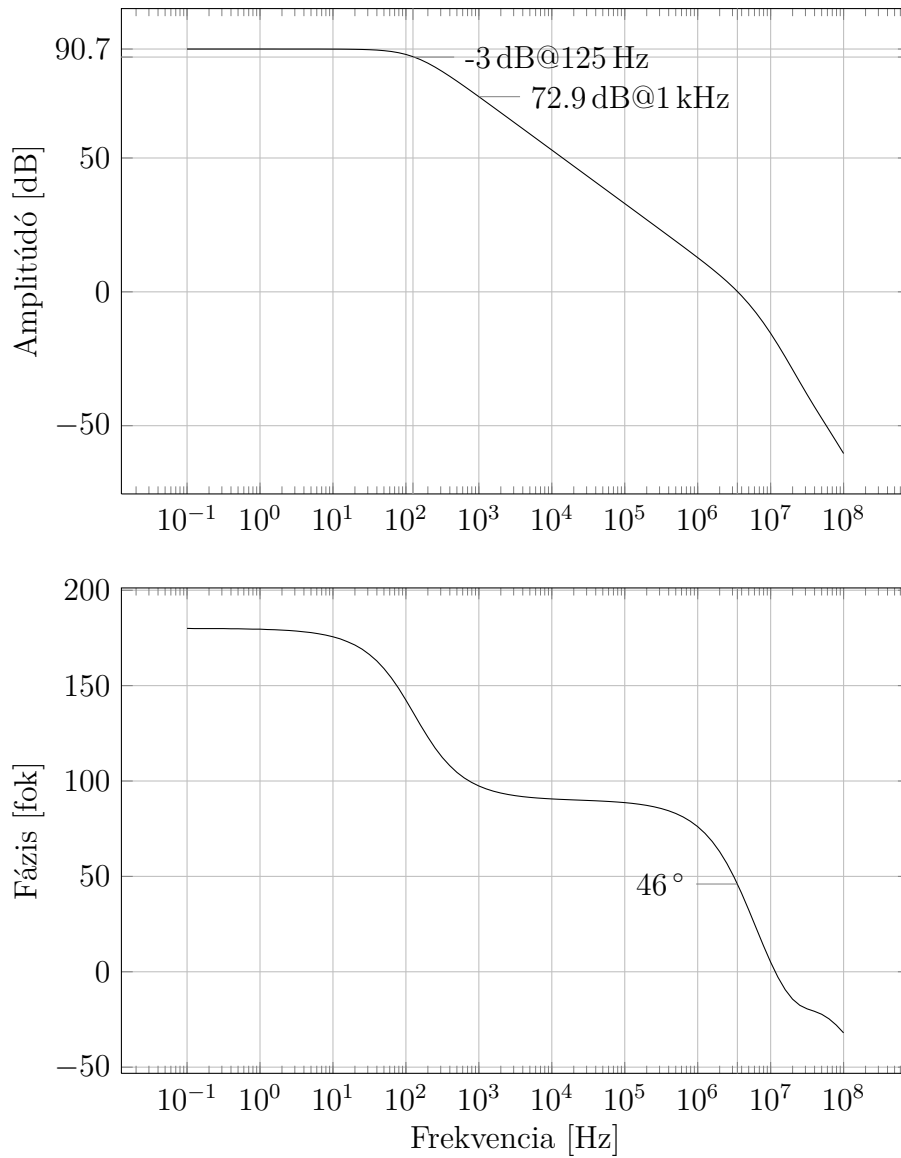
Eredmények

3.1. Az elvi kapcsolási rajz szimulációs eredményei

A kapcsolat verifikációját és paramétereinek pontos meghatározását szimulációkkal végeztem el. A szimulációk során az erősítőt leginkább jellemző paraméterek közül a legtöbbet közvetlenül mérni lehet, néhány további paraméter ezekből számítással meghatározható. Vannak olyan közvetett eredmények, melyeket a szimulátor képes önmagától kiszámolni.

Az erősítő áramkört legjobban jellemezni annak Bode-diagramja segítségével lehet. Innen leolvasható a nyílthurkú feszültségerősítés, a -3 dB-hez tartozó törésponti frekvencia, a 0 dB-es erősítéshez tartozó határfrekvencia, a fázismenet és a stabilitáshoz szükséges fázistartalék.

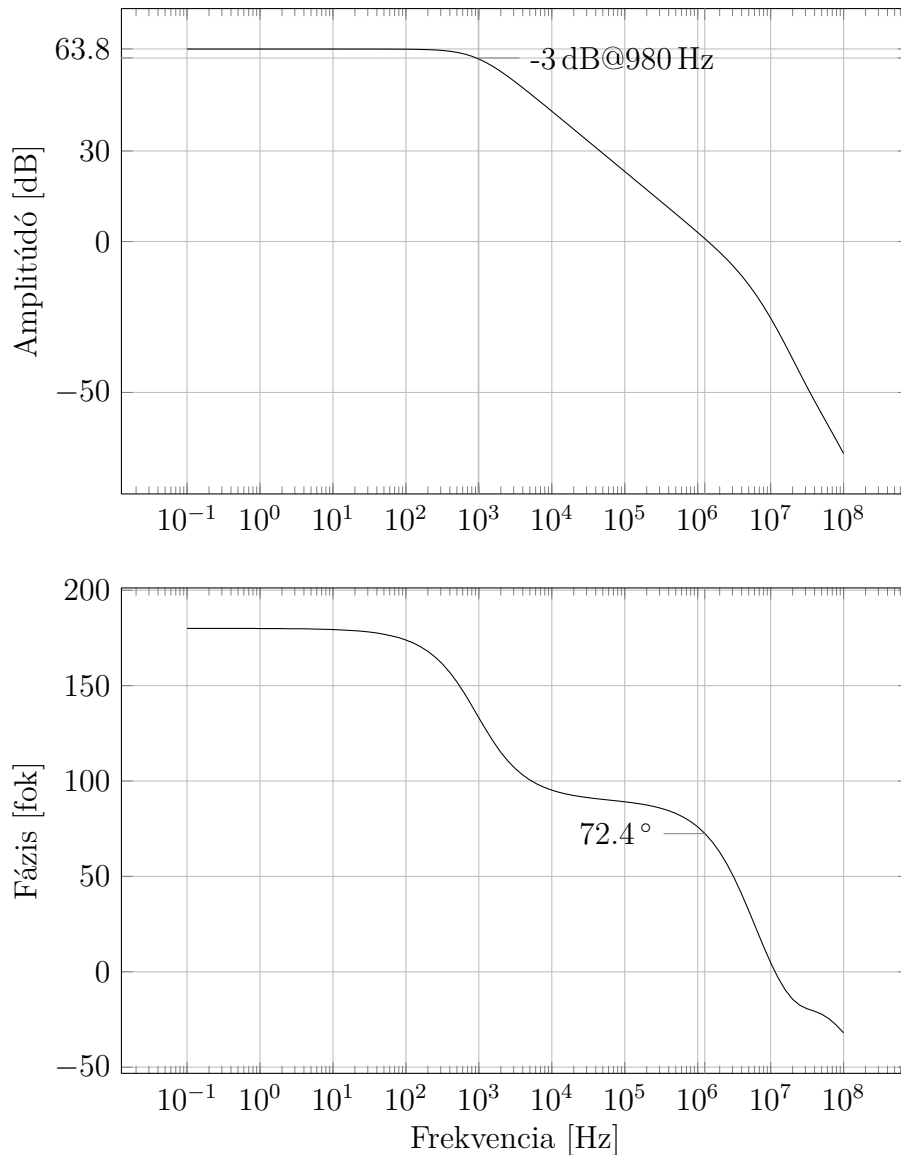
Az erősítő áramkör Bode-diagramja a 3.1. ábrán látható.



3.1. ábra. Az erősítő Bode-diagramja

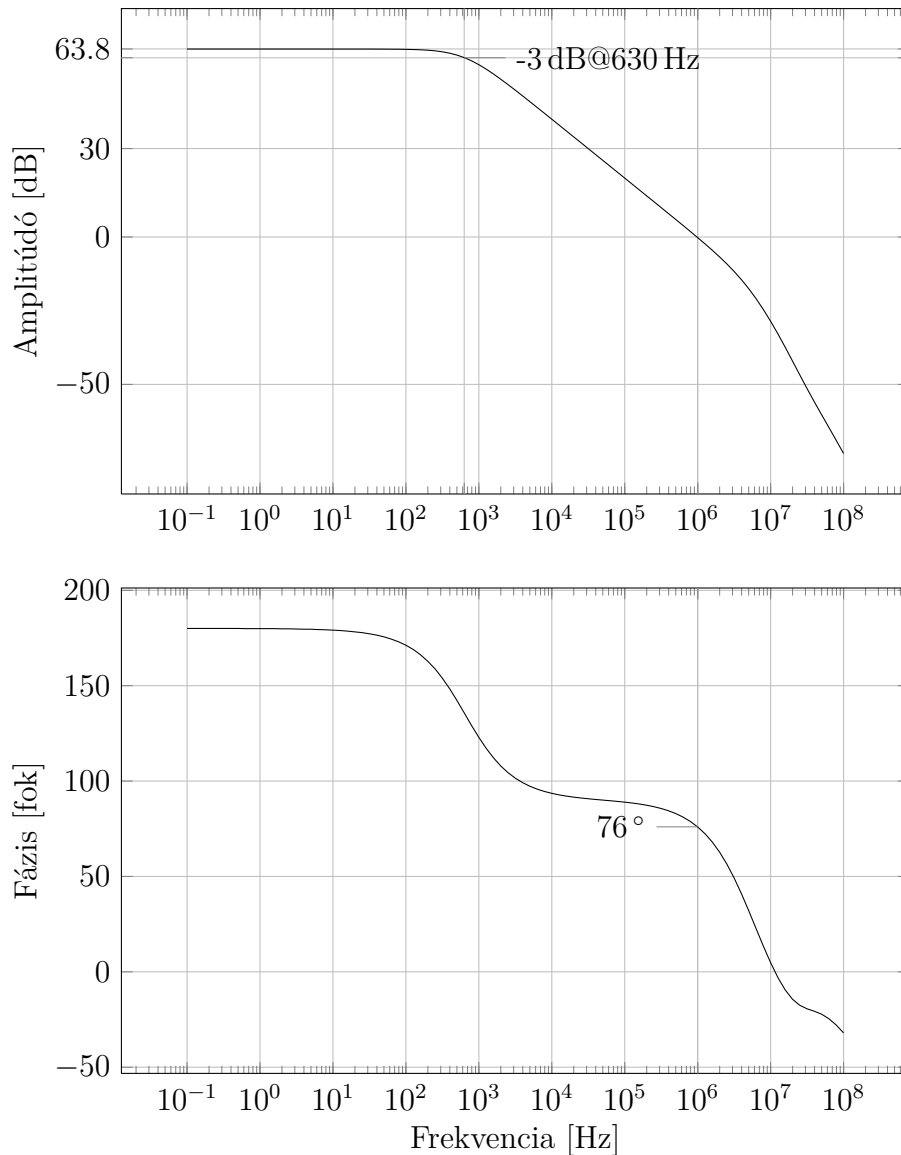
Az ábráról könnyen leolvasható, hogy a nyílt hurkú feszültségerősítés 90.7 dB-re, a -3 dB-hez tartozó törésponti frekvencia 125 Hz-re adódott. A kapcsolás határfrekvenciája 3.5 MHz, ahol az erősítés már csak egységnyi. A fázistartalék ezen a ponton terhelés nélkül 46° -ra adódott, ami elegendő a stabil működés biztosításához.

A kapcsolás működését megvizsgáltam a feltételezett kapacitású terhelés rákapcsolásával is. Az így kapott Bode-diagram a 3.2. ábrán látható.



3.2. ábra. A terhelt erősítő Bode-diagramja

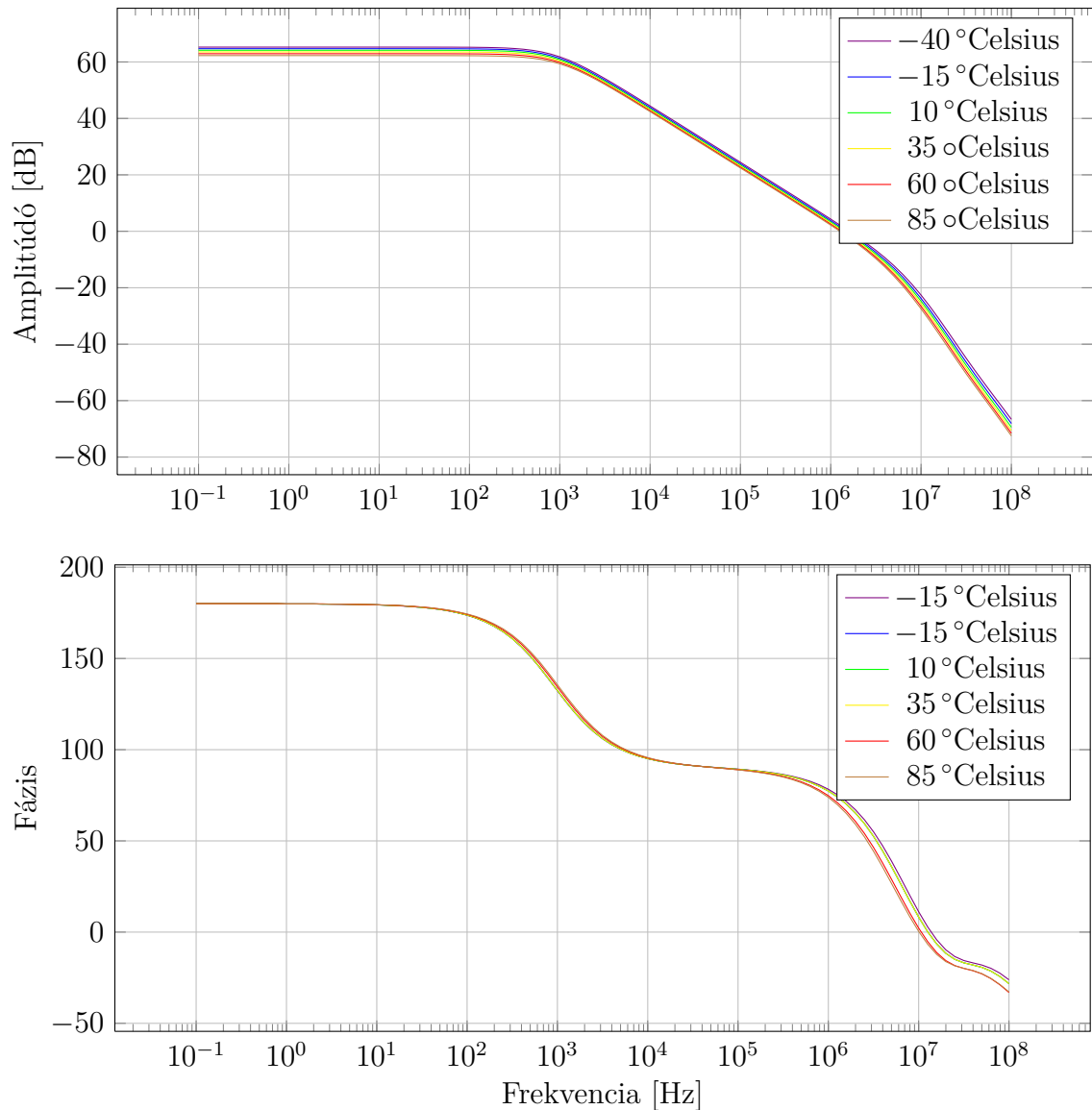
A kapcsolásnak képesnek kell lenni némileg nagyobb terhelőkapacitású mérőfejet vagy a rákapcsolt AD átalakító bemenetét is meghajtania, ám ekkor már nem várható el a specifikációban megadott sávszélesség, de a stabil működés igen. A 20 pF-os kapacitással terhelt kimenetű erősítő áramkör Bode-diagramja a 3.3. ábrán látható. Jól látszik, hogy a kimeneti kapacitás növelésével a sávszélesség csökkent, viszont így is csak másfél dB-lel került a 60 dB-es kívánt erősítésérték alá, amely jó eredménynek számít. A valóságban ennél biztosan kisebb terhelő kapacitásra számítunk.



3.3. ábra. A tervezett legnagyobb kapacitással terhelt erősítő Bode-diagramja

3.2. A kapcsolás viselkedése különböző környezeti hőmérsékletek esetén

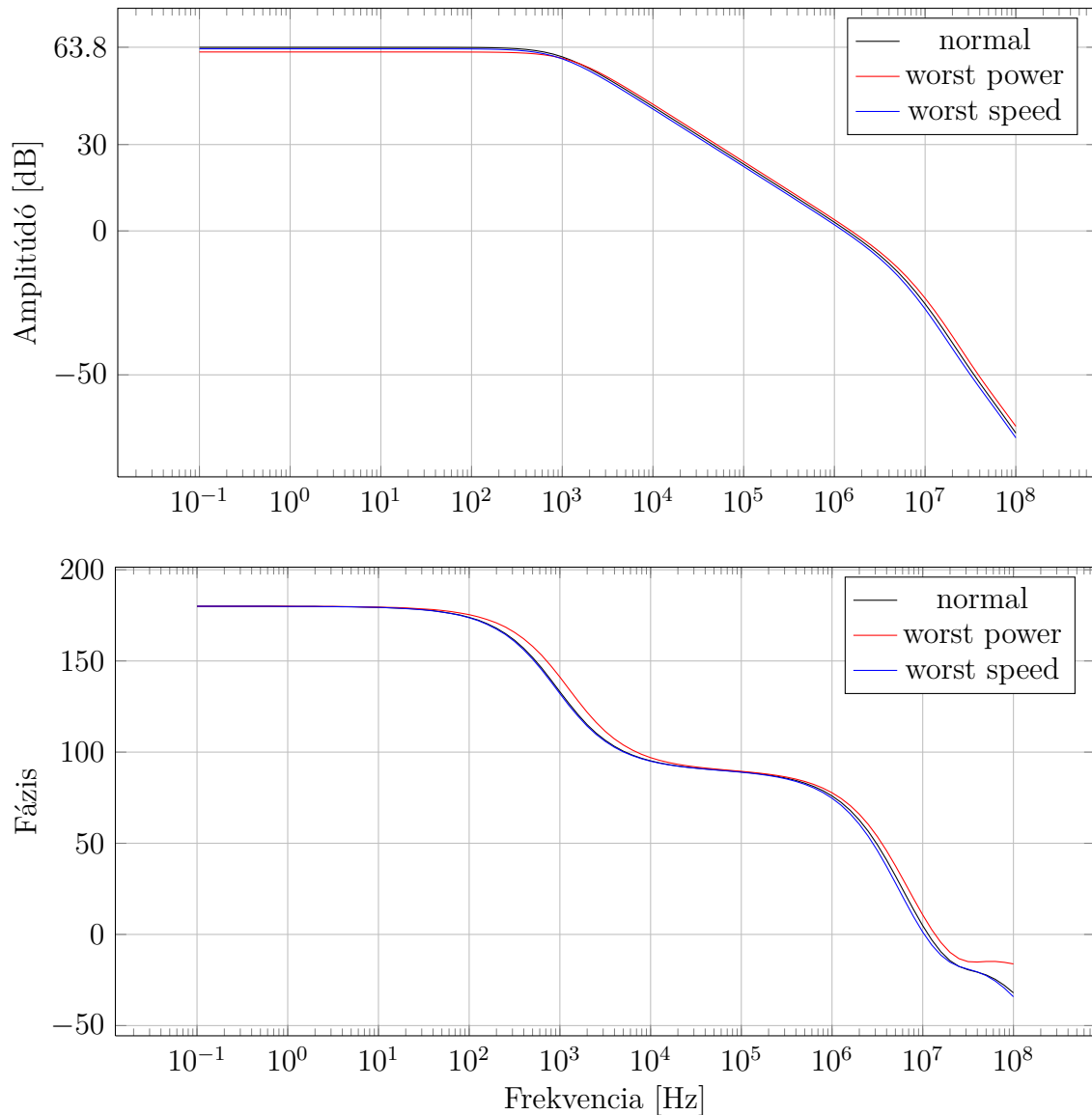
A kapcsolás hőmérsékletfüggésének meghatározására is lehetőség van a szimulációs szoftverben. A környezet hőmérsékletét mint paramétert meg lehet adni, és adott tartományok között meghatározott lépésközzel több szimulációs pontot fel lehet venni. A kapcsolás működését -40 és $+85$ °Celsius között, 25 fokonként hajtottam végre, melynek eredménye a 3.4. ábráról leolvasható. Jól látszik, hogy a kapcsolás hőmérsékletfüggése nem jelentős mértékű.



3.4. ábra. Frekvenciaátvitel különböző környezeti hőmérsékletek esetén

3.3. Technológiai szórások hatása az áramkör működésére

A szimuláció beállításánál a technológiai szórás modellezését is be lehet kapcsolni. Itt két fő típust találunk: az egyik a legrosszabb teljesítményre tesztel (worst power), míg a másik a legrosszabb sebességű működés (worst speed) szimulációjára képes. Az elnevezésekből is látszik, hogy ezen tesztek igazi jelentősége a digitális áramkörök verifikálásánál van. A szimulációs eredmények a 3.5. ábrán láthatók, és megfigyelhető, az erősítő nyílt hurkú erősítése lecsökken az első esetben 62.2 dB-re, míg a leglassabb működést feltételezve 63.5 dB-re, viszont a -3 dB-hez tartozó törésponti frekvencia 800 Hz-re csökken. Ezek a szimulációk a tesztek sarokpontjai, így a valós paraméterek ennél biztosan kedvezőbbek lesznek.



3.5. ábra. Az erősítő frekvenciaátvittele a technológiai szórások figyelembevételével

3.4. Zajanalízis eredményei

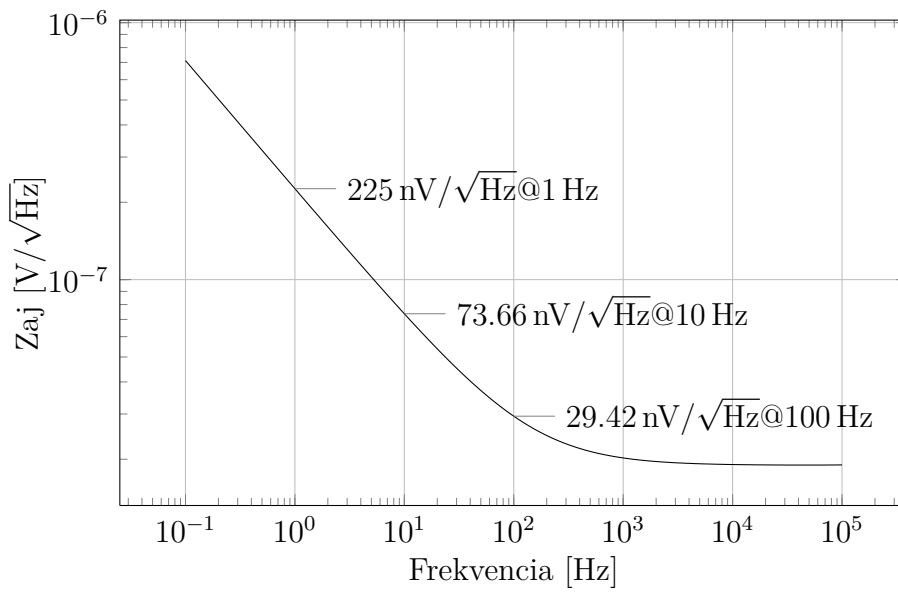
Az erősítő áramkör által keltett zaj alapjaiban befolyásolhatja a mérés eredményét. A feldolgozandó jel kis jelszintje miatt különösen nagy tekintettel kellett lenni az alacsony zajú működésre a tervezés során.

A szimulációk között található zajanalízis funkció arra hivatott, hogy az áramkörök zaját is vizsgálni lehessen a kapcsolási rajz szerkesztésének fázisában. Ehhez olyan alkatrészmodellre van szükség, amely tartalmazza a megfelelően vezérelhető zajgenerátorokat is.

A zajanalízis beállításainál – hasonlóan az AC szimulációkhoz – meg kell határozni a vizsgált frekvenciatartomány határait és kijelölni az áramkör kimeneti pontját. A könnyen értelmezhető eredmény érdekében az erősítő feszültségkövető kapcsolásként csatoltam vissza, ekkor a kimeneten mért zaj megegyezik a bemenetre redukált zajjal. Ez azért előnyös, mert így közvetlenül összevethető a bemeneti jelszinttel, amin keresztül meg lehet határozni jel-zaj arányt.

A kapcsolat zajanalíziséből származó eredmény a 3.6. ábrán látható. Körülbelül 1 kHz-ig a

flickerzaj-komponensek dominánsak. Mivel az erősítő üzemi frekvenciatartománya pontosan ebbe a tartományba esik, így elsődleges szempont volt a flickerzaj csökkentése. Az első szimulációk futtatásakor a legnagyobb zajhozzájárulást az M_7 - M_8 tranzisztorok adták, így azok alapterületét négyszeresre növeltem. Az így kialakított végleges, a tranzisztorok W/L arányát tartalmazó kapcsolási rajz megtekinthető a függelékben. További kisebb módosítások során alakult ki a 3.1. táblázatban látható 1 Hz és 1 kHz közötti integrális zajhozzájárulás eloszlása a hat legnagyobb zajhozzájáruló tranzisztor nevével és a hozzájárulás mértékével. További zajkomponensek ezen értékeknél kisebbek.



3.6. ábra. Az erősítő bemenetre redukált zaja

Zajhozzájárulás mértéke		
M_{10}	flickerzaj	9.63 %
M_{13}	flickerzaj	9.63 %
M_7	flickerzaj	5.53 %
M_8	flickerzaj	5.53 %
M_{11}	flickerzaj	4.72 %
M_{12}	flickerzaj	4.72 %

3.1. táblázat. Zajhozzájárulás eloszlása csökkenő sorrendben

3.5. DRC ellenőrzés, LVS és visszafejtés

A layout tervezés során számtalan szabályt kell betartani, melyek leírását a technológiai könyvtárhoz mellékeli a félvezetőgyártó cég. Itt olyan utasítások szerepelnek, melyek betartása nélkül a chip nem gyártható le. Több száz ilyen szabály van, amelyet nagyon nehéz lenne fejben tartani és alkalmazni egy nagyobb bonyolultságú áramkörre. Ezért a tervezőrendszerben található egy olyan eszköz, amely a tervezési szabályok betartását hivatott ellenőrizni (DRC, Design Rules Check).

Mivel a Cadence nyílt tervezőrendszer, ezért külső eszközök (tool-ok) is beépíthetők. Az általam használt eszköz Diva névre hallgat, és a tervezőrendszer része. A DRC parancs lefuttatása után a log ablakban megtalálhatók azok az információk, melyek a szabályok be nem tartására utalnak. Ideális esetben a hibák száma nulla, ám ez a gyakorlatban csak javítgatások sorával érhető el.

Miután a tervezési szabályok betartásáról meggyőződünk, egy másik kritikus kérdés megválaszolása következik, mégpedig az, hogy amit a szilícium felületére megterveztünk, az megegyezik-e a kapcsolási rajzzal. Természetesen lesznek kialakult parazitaelemek, melyeket figyelmen kívül lehet és kell is hagyni ez esetben, ám legtöbbször működést befolyásoló különbségekre derülhet fény. Ilyen lehet például egy kifejejtett bekötés, egy véletlenül rövidre zárt vezetékdarab, de számos más ok elképzelhető. A kapcsolási rajz és layout-terv összehasonlítására egy külső eszközt, az Assura-t használtam. Működése alapvetően az, hogy egy-egy kötéslistát generál az elvi kapcsolási rajzról és a layout tervről, majd ezt hasonlítja össze. Mivel a Layout GXL-től nagy segítséget kaptunk abban, hogy mind az alkatrészek generálását, és mind a vezetékeztést könnyítő gumiszálak kirajzolását megvalósítja, így kevésbé valószínű, hogy a megvalósított kapcsolat eltér a kívánttól, ha feltételezzük, hogy nem felejtkeztünk meg egy összeköttetésről sem.

Amennyiben a layout-on pontosan az szerepel, amit a kapcsolási rajz meghatároz, akkor már csak a kialakult parazitaelemek meghatározása van hátra.

3.6. Post-layout szimulációk

A layout-tervezés során több nem kívánatos parazitaelem kerül a kapcsolásba, amely az elvi áramkörtervezés szintjén nem meghatározható. Minden egyes alkatrész kapacitív csatolásban van egymással, a vezetékek közötti nem végtelen ellenállás és nem nulla kapacitás miatt áthallás keletkezhet. Jelentős eltérés tapasztalható a tranzisztorok viselkedésében ha annak közvetlen közelében tápvezeték vagy jelvezeték, illetve közvetlen szomszédságába egy másik alkatrész kerül. A layout-terv ismeretében azonban ezek a parazitaelemek egzaktul meghatározhatóak, melyeket az extracted nézetben a tervezőrendszer a felhasználónak láthatóvá teszi.

A visszafejtett, tehát a parazitaelemeket is tartalmazó kapcsolás ugyanúgy szimuláció alá vonható, mint a korábban megtervezett elvi kapcsolási rajz. A post-layout szimulációk elsődleges feladata a megfelelő elhelyezés megtalálása, valamint az elhelyezési terv verifikálása. Míg az elvi kapcsolási rajz szimulációjánál az alkatrészek méreteit és paramétereit változtattuk, addig itt az elhelyezés optimalizálása a cél. Természetesen egy adott tulajdonság eléréséhez a post-layout szimulációból származó adatok tudatában bizonyos alkatrészméretek megváltoztatásra kerülhetnek.

A leggyakoribb és a legtöbb problémát okozó elem a parazitakapacitás. Kis értékük ellenére az áramkör bizonyos tulajdonságait károsan befolyásolhatják főleg nagyobb frekvenciákon. Az erősítőáramkör nem működik nagy frekvencián, azonban a kis áramokkal való működése miatt érzékeny lehet parazitakapacitásokra. Ennek ellenőrzésére szükséges post-layout szimulációt futtatni.

3.7. Az áramkör visszafejtése

A DRC és LVS hibamentes layout visszafejtését a fejlesztőkörnyezetbe integrált Assura elnevezésű eszköz végzi el. A parazitaelemekkel kiegészített elvi kapcsolási rajzot létrehozza és szimulálható formában elmenti. Ehhez azonban a megfelelő beállításokat meg kell tenni. A legfontosabb tulajdonsága a visszafejtett áramkörnek, hogy milyen parazitaelemeket vegyen figyelembe. Lehet csak a parazitakapacitásokat, ellenállásokat és induktivitásokat, továbbá ezek bármely meghatározott kombinációit. A visszafejtés típusa után meg kell határozni a viszonyítási pontot, amely

esetünkben a globális nullpont.

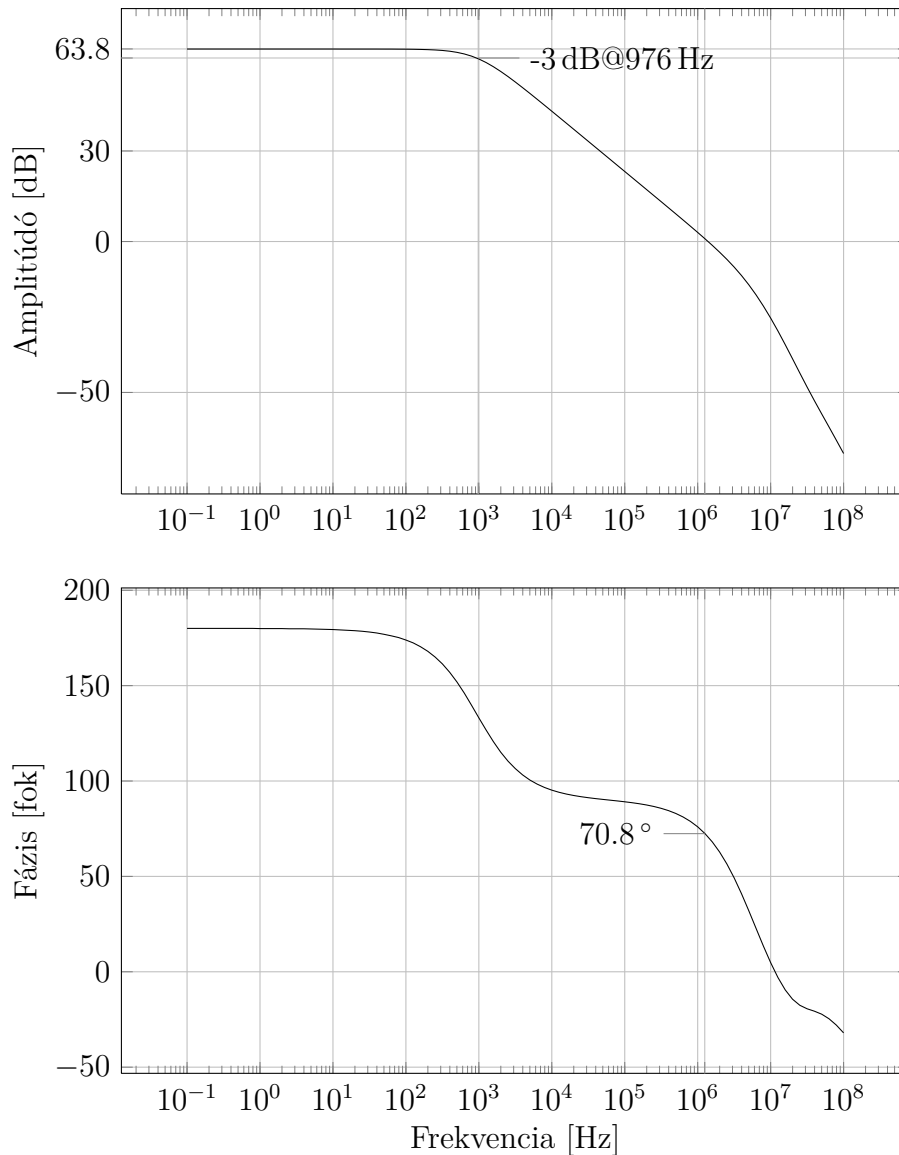
A visszafejtés eredményét kapcsolási rajz szinten nem érdemes megjeleníteni a nagyszámú alkatrész miatt, ehelyett a 3.2. táblázatban megtekinthető az elemek száma.

Layout visszafejtéséből származó alkatrészek száma	
NMOS tranzisztorok száma	41
PMOS tranzisztorok száma	39
parazitakapacitások száma	1533
parazitaellenállások száma	647

3.2. táblázat. A visszafejtett layout elemeinek száma

3.8. Post-layout szimulációk eredményei

Az áramkör parazitákkal kiegészített változatának szimulálása egészen hasonlóan elvégezhető, mint az elvi kapcsolási rajzé. Az áramkörre a tápfeszültséget és a gerjesztőjeleket rá kell kapcsolni, majd a kimeneti hullámformát meg kell jeleníteni. Az erősítő átvitele a 3.7. ábrán látható.



3.7. ábra. Az erősítő Bode-diagramja post-layout szimulációból

Jól látszik, hogy a -3dB-es ponthoz tartozó törésponti frekvencia alig csökkent, azonban az erősítő még így is teljesíti az 1 kHz-en elvárt 60 dB-es erősítés kritériumát. A fázistartalék néhány fokot csökkent, ami a biztonságos méretezés miatt elegendő.

3.9. Offsetkompenzálás kialakítása

Ahhoz, hogy az áramkör ilyen kis jelek egyenáramú erősítését el tudja látni, offsetkompenzációra van szükség. A 3.9. fejezetben bemutatott lehetőségeket megvizsgálva arra a következtetésre jutottam, hogy jelen munkában a legegyszerűbb megoldás megvalósítható.

A két Seebeck elem egyik kivezetése az erősítő megfelelő lábára – a pozitív reakciót detektáló szenzor a neminvertáló bemenetére, míg a referenciareakciót figyelő érzékelő az invertáló bemenetére – kapcsolódik, azonban a másik kivezetés szabadon köthető bárhová. Ha az egyiket fixen az analóg földpontra kapcsoljuk, a másikat viszont egy vezérelhető feszültségforrásra, akkor a terminus egyensúlyban lévő eszközön a vezérlőfeszültséget meg lehet választani úgy, hogy a bemeneti

offsetfeszültséggel képzett algebrai összege egyenlő legyen az analóg földpont potenciáljával. Ez megtehető a prototípus esetén úgy, hogy az erősítő kimenetén mérem a feszültséget, és a vezérlőfeszültséget addig változtatom, amíg a nyugalmi kimeneti feszültség a tápfeszültség fele nem lesz.

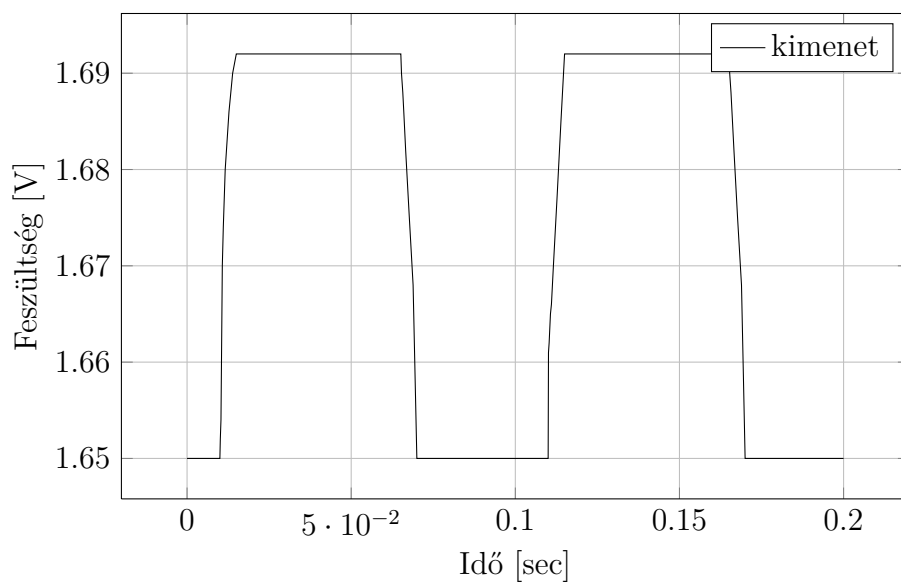
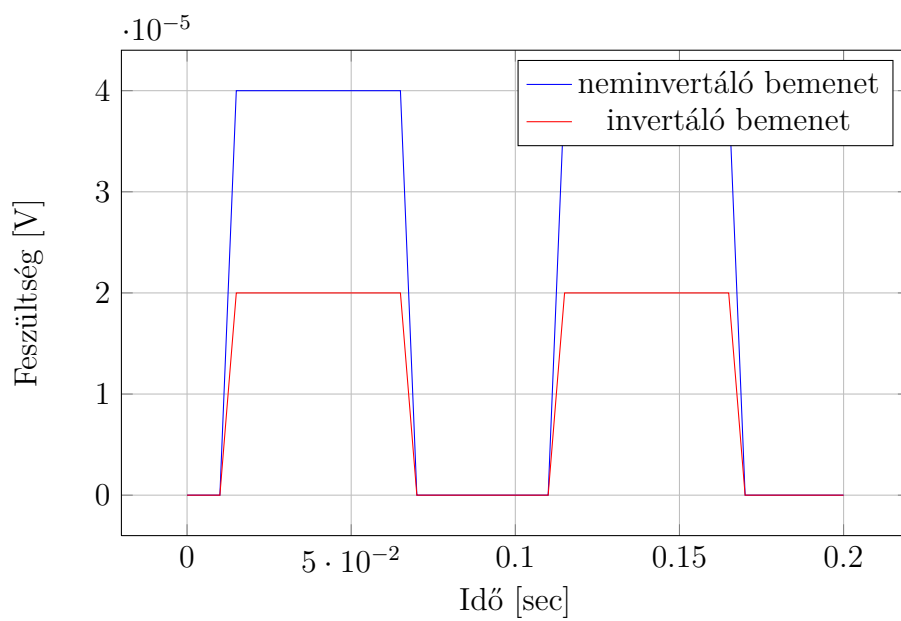
Ezzel az offsetkompenzáció adott környezeti feltételek mellett biztosított, azonban a drifttel nem tud mit kezdeni. Ezért ennek a nullázásnak vagy kalibrációnak a vizsgálat előtt, ahhoz időben minél közelebb kell megtörténnie.

Később a kalibráció automatizálható. Az eszköz élesztésekor egy áramkör figyeli az erősítő kimenetét, és egy D/A átalakító kimeneti feszültségét vezérli. A szabályozást addig folytatja, amíg az erősítő kimeneti feszültség a megfelelő pontba áll be.

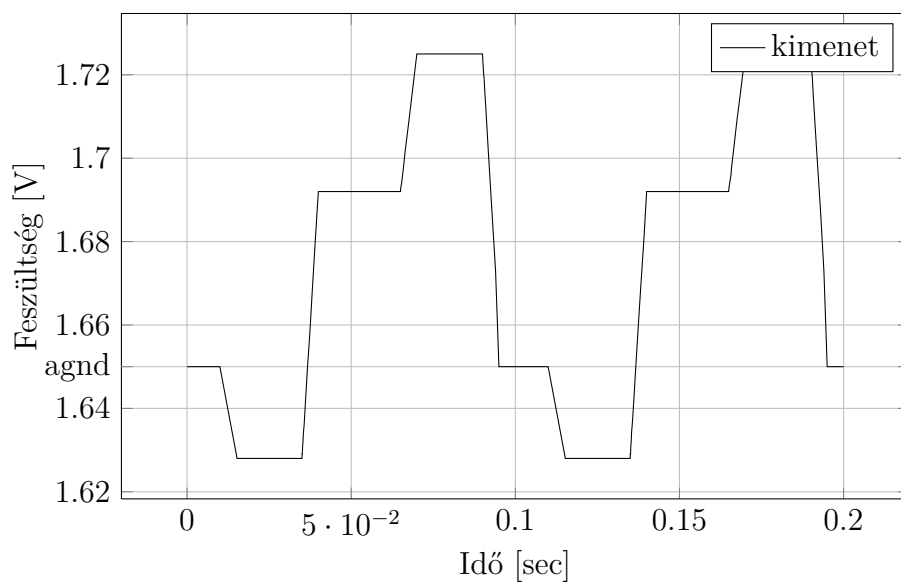
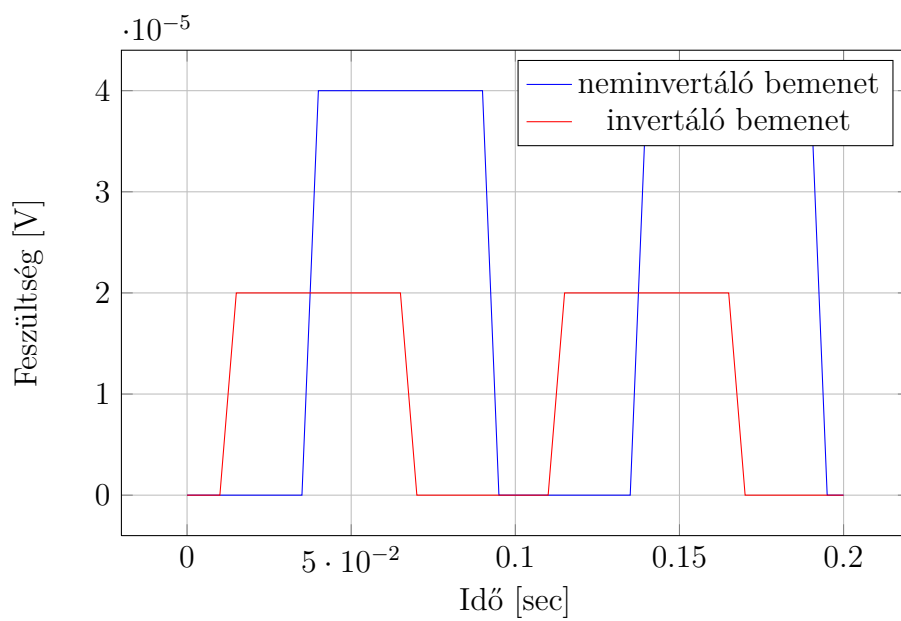
3.10. Mikrofluidikai instabilitások hatásának szimulálása

Mikrofluidikai instabilitások alatt azt értjük, hogy a párhuzamos mikrofluidikai csatornában haladó droplettek egymástól elcsúszva, esetleg eltérő sebességgel haladnak. Ennek oka lehet a mikrofluidikai áramlási paraméterek nem megfelelő megválasztása, a csatornák közötti nem szándékolt méreteltérések és egyéb zavaró tényezők. Az enzimreakciók kimutatását azonban ezen körülmények között is garantálni kell. Ez hívta elő az elcsúszott droplet-ekkel történő vizsgálatát. A szenzor végpontjain kialakuló feszültségből meghatározható a szenzor felett éppen elhaladó droplet pozíciója – legalábbis a rá- és elhaladás időpillanatában –, ezzel akár a beavatkozó számára készíthetünk visszacsatoláshoz szükséges hibajelet.

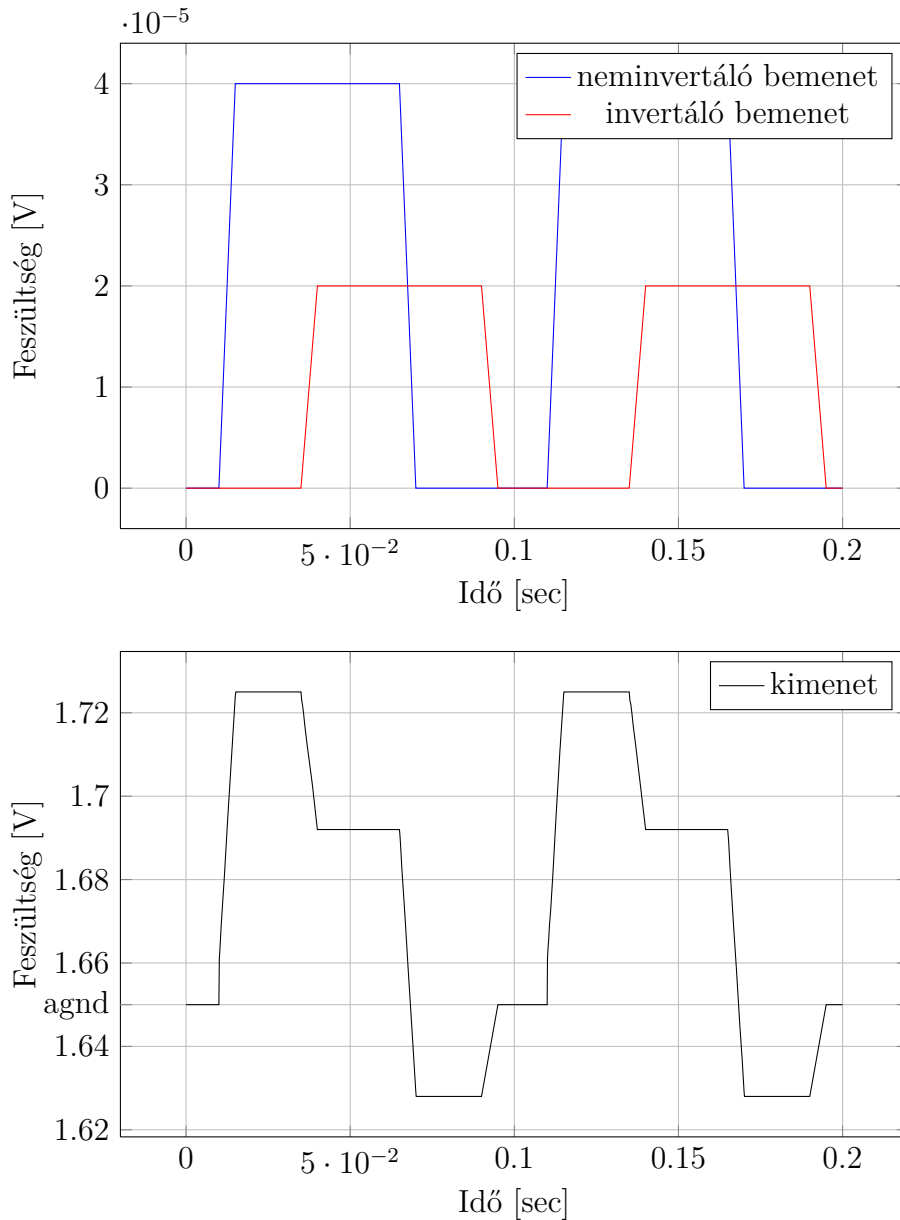
A droplet által, annak haladásakor keltett Seebeck feszültségérték nagyságát a multifizikai szimulációk során, a droplet csatornában történő mozgásával határoztuk meg. A jelforma egy lassú felfutású négyszögjel, amelynek maximuma $40\ \mu\text{V}$ -nál van a pozitív enzimreakció oldalán, a referenciánál ennek kevesebb, mint a fele. A droplet hosszától függ az impulzusszélesség, a sebességétől és a droplettek közötti távolságtól pedig a periódusidő. A droplettek egymást $0.5\ \text{mm}$ -nél közelebb nem követhetik, a hosszúságuk $0.1\ \text{mm}$. A feltételezett áramlási sebesség $10\ \text{droplet/sec}$, ebből a periódusidő $100\ \text{msec}$. Az impulzusszélesség ezen érték fele, a felfutási és lefutási idő $5\ \text{msec}$.



3.8. ábra. Tranziens viselkedés fázishelyesen érkező dropleték esetén



3.9. ábra. Tranziens viselkedés késő pozitív droplet érkezése esetén



3.10. ábra. Tranziens viselkedés késő referencia droplet érkezése esetén

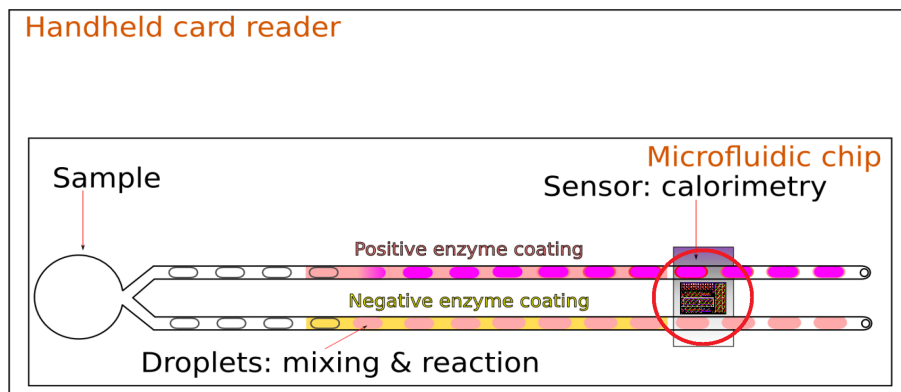
A 3.9. és a 3.10. ábrákról leolvasható kimeneti eredményekből látszik, ha eltolódás van a két droplet között, a különbségképzés hatására a kimenő feszültség az analóg földpotenciálnál (1.65 V-nál) kisebb lehet. Ha ezt a negatív értéket egy negatív csúcsértékképzővel feldolgozzuk, akkor ez a mikrofluidikai áramlást vezérlő egység bemeneti hibajele lehet, és szabályozás valósulhat meg. A szabályozó így a két csatornában haladó folyadékcsépp közötti fáziseltolódást redukálni tudja.

3.11. Áramkör elhelyezése a mikrofluidikai platformon

Az áramkörtől azt várjuk, hogy a szenzorok által generált Seebeck feszültséget megfelelően felerősítve további jelfeldolgozásra alkalmas jelszintre konvertálja. A környezetből származó zajok miatt az áramkör és érzékelőelemek közötti összeköttetés hosszát minimalizálni kell. Ennek az az oka, hogy az összeköttetésekön esik valamennyi feszültség a vezetékdarab ellenállása miatt, továbbá a

hosszú vezeték antenaként viselkedve a környezeti zajokat becsatolják a rendszerbe.

Az elhelyezést érintő másik hatás az áramkör működése során disszipált hőteljesítmény. A mikrokalorimetriás mérések nagyon érzékenyek a környezetből származó hőmérsékleti gradiensekre. Az áramkört emiatt célszerű lenne a szenzoroktól távol elhelyezni, azonban ez az előző ponttal ellentmondásban van.



3.11. ábra. Áramkör elhelyezkedése a mikrofluidikai csatornák között

A probléma feloldására azt a megoldást javaslom, hogy az áramkört a mikrofluidikai csatornák közé, a szenzorokhoz minél közelebb kell elhelyezni a 3.11. ábrának megfelelően. Ekkor az első pontban megfogalmazott kritérium teljesül, a második nem. Ha az áramkör pontosan a két szenzortól azonos távolságban kerül elhelyezésre, akkor a két szenzorra azonos hőteljesítménnyel hat. Mivel a két szenzor közötti hőmérsékletkülönbség hordoz értékes információt számunkra, így a különbségképzéskor a zavaró jel eltűnik. A közös módusú jelként megjelenő zavar már kis közös módusú jelelnyomás mellett sem zavaró hatású, emiatt nem volt feltétel nagy közös módusú elnyomás¹ biztosítása az áramkör tervezése során.

¹CMRR - Common-Mode Rejection Ratio

4. fejezet

Eredmények értékelése

A tervezési feladat első lépését a mikrofluidikai platform struktúrájának megépítése jelentette multifizikai szimulációra képes programban. A legtöbb anyag és a hozzá tartozó termikus paraméter elérhető volt, azonban a polidimetilsziloxán adatait kézzel kellett meghatározni. Második lépésként a struktúrát megfelelő finomságú hálóval kellett lefedni a végelem szimulációk futtatása érdekében. Az így elkészített modellen végzett multifizikai szimulációból származó eredmények jelentették az áramkörtervezés alapját, ezért erre különösen nagy hangsúlyt kellett fordítani. A végelem szimulációkra jellemző numerikus pontatlanság esetében nagy hibát okozhatott. Néhol az értékek nem a vártaknak megfelelően alakultak, ekkor a háló finomításával a pontosság tovább javítható volt a szimulációs idő rovására.

A kiolvasó erősítő bemeneti paramétere mellett annak kimeneti tulajdonságait is meg kellett határozni. Kétféle várható terhelés közül a nagyobbát kellett figyelembe vennem. Az így kialakult specifikációs paraméterek ismeretében a megtervezett áramkör főbb tulajdonságait a 4.1. táblázat tartalmazza.

Paraméterek	
tápfeszültség	3.3 V
áramfelvétel	124 μ A
teljesítményfelvétel	410 μ W
nyílt hurkú erősítés terheletlenül	90.7 dB
sávszélesség terheletlenül	125 Hz
vágásfrekvencia	3.50 MHz
fázistartalék terheletlenül	46 °
fázistartalék terhelten	72.4 °
működési hőmérséklettartomány	-40–85 °C
layout mérete	110 \times 180 μ m

4.1. táblázat. Az erősítő főbb tulajdonságai

A layout elhelyezésére javaslatot tettem, amihez az eredeti meander alakzatban elhelyezett Seebeck-elemek kivezetésének irányát módosítani kell. Ahhoz, hogy minimális összeköttetési távolságot kelljen áthidalni az erősítő bemenete és a szenzor kivezetései között, a soros kapcsolású elemek végpontját a csatornák közé kell vezetni, és a két hozzávezetést egyik oldalon elhelyezni.

További tervek között szerepel a szimulációk finomítása. Jelenlegi tervezési fázisban csak állandósult állapotban vizsgáltam a hőtranszfert a droplet és a membránon elhelyezett érzékelő között.

A végeselem modellben lehetséges áramlástan szimulációkat végrehajtani, amelyben a dropletmozgás hatására keletkező feszültség-idő függvény jelentené az áramkör számára a bemenő jelet tranziens szimulációk során.

A hőterjedéskor elhanyagoltam a folyadék és gázmozgásból származó kényszerített hőtranszfert irodalmi forrásokra támaszkodva, később ennek jogosságát is meg szeretném vizsgálni.

A jelenlegi tervben meghatározott bemeneti jelszint egy jó szelektivitással és nagyfokú reakcióhő keletkezésével járó enzimreakció adataira támaszkodik. Későbbiekben ennél kedvezőtlenebb folyamatok kimutatása is feladat lehet, amely az erősítőtől elvárt feszültségerősítés növelését, valamint az áramkör zajának csökkentését igényli.

Az analóg áramkör mellé egy digitális kiértékelő áramkör helyezhető ugyanarra a hordozóra. Az áramkör feladata lehetne az automata offsetkiegyenlítés és önkalibráció megvalósítása, így a pontosságot és felbontást tovább lehetne növelni.

Összefoglalás

Feladatomban volt egy integrált áramkört technológiára épülő kiolvasó áramkör tervezése, amely egy Lab-on-a-Chip eszközön kialakított érzékelőkön keletkező a minták hőtartalmának különbségével arányos jelet állít elő a kimenetén a további jelfeldolgozóáramkörök számára.

A rendszer működésének megismerése után multifizikai szimulációkat végeztem az erősítőtől elvárt jellemzők meghatározására. Az enzimreakciók által generált hőmérsékleti változást napjaink kutatási eredményeiből merítettem. A szimulációkat állandósult állapotban végeztem, emiatt sok elhanyagolással kellett élnem, melyeket szintén irodalmi kutatások alapján tettem meg.

A termikus impedanciamátrix elemeinek meghatározására irányuló törekvéseim nem hoztak eredményt. A végeelem szimulátor a nagyon vékony membránon olyan nagy számolási hibát vétett, hogy abból termikus impedancia nem volt számítható. Ehelyett felhasználtam a hőmérsékleteloszlás térképet, és arra a következtetésre jutottam, hogy a referencia enzimreakció hőjéhez képest a termikus csatolásból származó hiba elhanyagolható, így a későbbiekben azzal nem is számoltam.

Az elektrotermikus szimulációk eredményének ismeretében kiválasztottam egy integrált tranzkonduktancia-erősítő struktúrát, amely megfelelő alapot biztosított az elvi kapcsolási rajz megtervezéséhez. Az áramkört elemek méretezését a kialakult specifikációnak megfelelően elvégeztem. Megvizsgáltam a kapcsolat működőképességét a technológiai szórások figyelembevételével, illetve különböző hőmérsékletek esetén. Ezek után következhetett a layout tervezés lépése, amely tervet úgy alakítottam ki, hogy az áramkör megfelelő biztonsági tartalékkal is elfér a két mikrofluidikai csatorna között, ehhez az összes tranzistor orientációját módosítanom kellett.



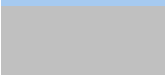
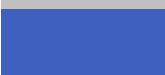





A layout-terv megfelelőségét az analóg mikroelektronikai tervezésben szokásos teszteknek alávettem, melynek eredményeként egy gyártásra alkalmas áramkört rajzolat keletkezett.

A mikrofluidikai instabilitások szimulációja során tapasztalt kimeneti érték vizsgálatok során kiderült, hogy az így kapott eredmény felhasználható az áramlásokat szabályozó manipulátorok ellenőrzőjelének előállítására.

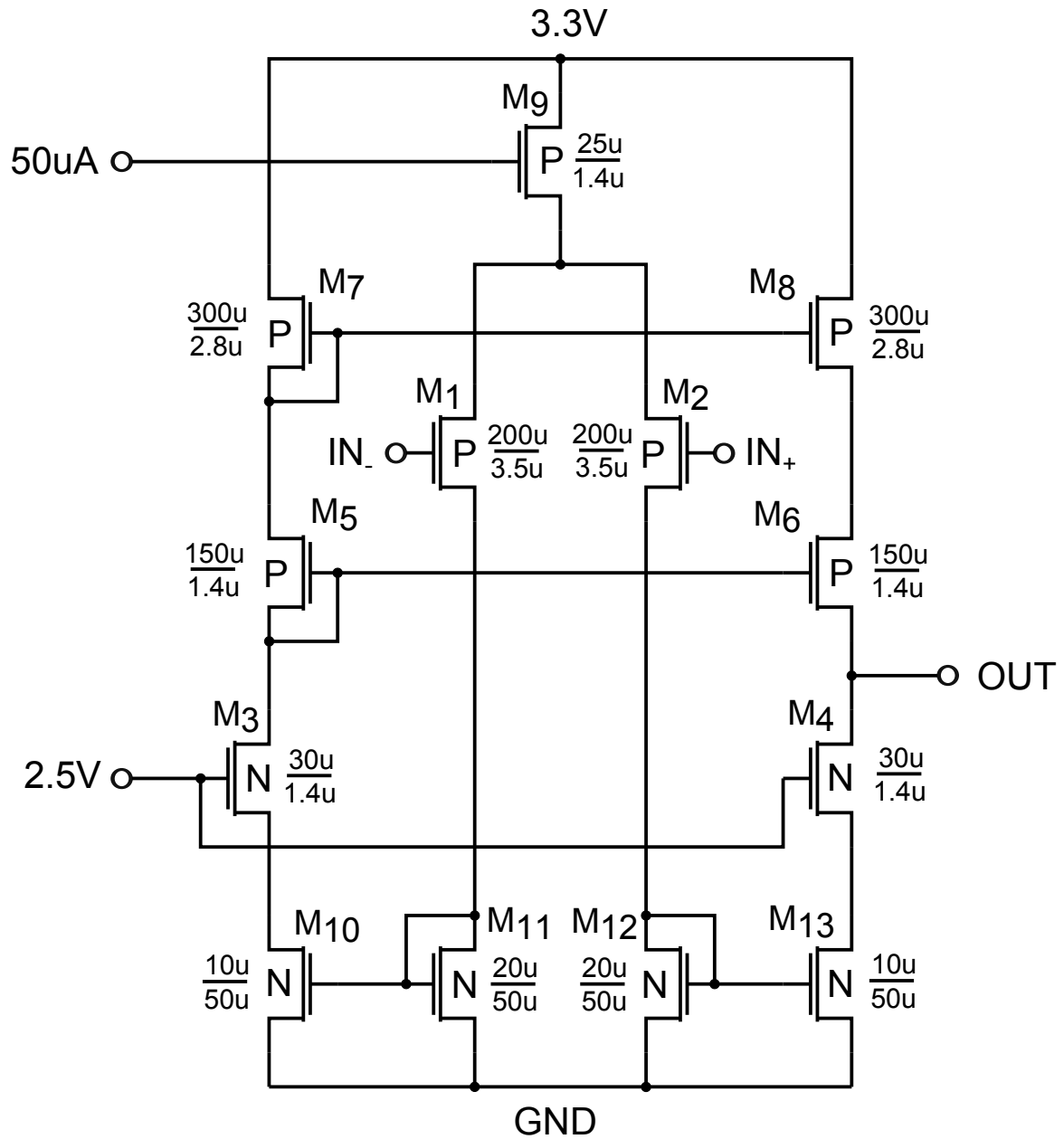
Ahhoz, hogy az eszköz eljusson a prototípusgyártásig, még nagyon sok vizsgálatot kell elvégezni. Ezeket részben szimulációval is meg lehet tenni, de a valóságos teszt során olyan hatások is előjöhethetnek, amelyre nem gondolt a kapcsolódó tudományágban jártas tervező. A szimulációkat a gyártás-előkészítés fázisáig tovább kell finomítani, emellett meg kell vizsgálni más struktúrájú kiolvasó áramkörök alkalmazásának lehetőségét. A feladat az újszerűsége miatt követel meg ilyen alapos tanulmányozást, a legtöbb Lab-on-a-Chip-re épülő diagnosztikai eszköz ehhez hasonlóan tervezési fázisban tart.

Függelék

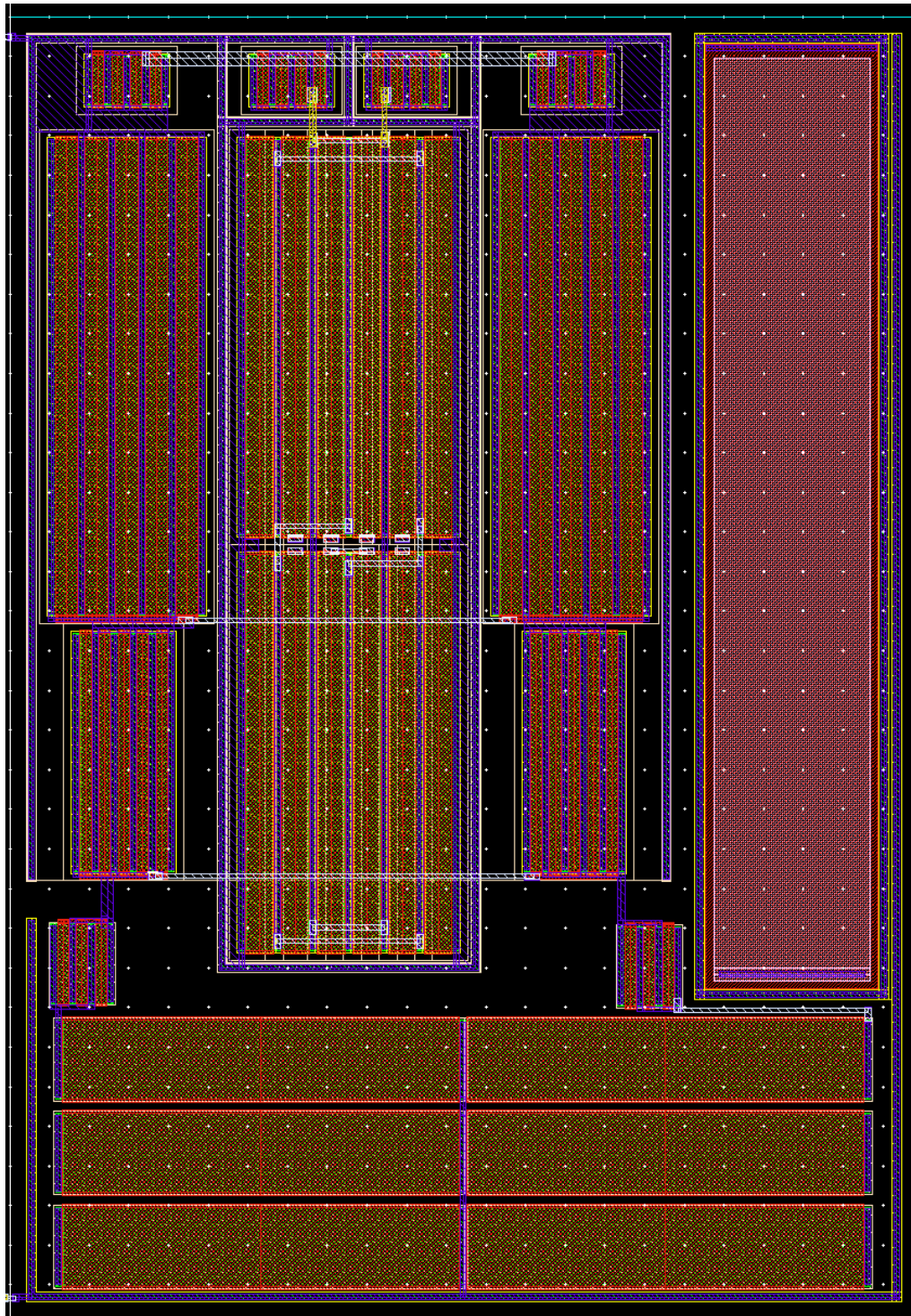
A felhasznált anyagok és tulajdonságaik

	Réteg neve és anyaga	Réteg vastagsága	Hővezető képessége $[\frac{W}{m \cdot K}]$	Hőkapacitása $[\frac{W}{m \cdot K}]$
	passzíváló réteg SiO_2 és Si_3N_4	$1 \mu m$	1,65	$1 \cdot 10^6$
	H_2O víz	–	0,58	–
	via oxid SiO_2	$1 \mu m$	0,76	$1,65 \cdot 10^6$
	metall alumínium	$0,6 \mu m$	180	$2,44 \cdot 10^6$
	kontaktus oxid SiO_2	$0,65 \mu m$	1,39	$1,65 \cdot 10^6$
	PDMS polydimetilsziloxán	–	0,15	–
	poly1 és poly2 közötti oxid SiO_2	$19,5 nm$	1,145	$1,65 \cdot 10^6$
	poly1 poliszilícium	$0,42 \mu m$	37,3	$1,6 \cdot 10^6$
	gate oxid SiO_2	$26 nm$	1,145	$1,65 \cdot 10^6$

Az áramkör kapcsolási rajza



Az áramkör layout terve



Irodalomjegyzék

- [1] What is a lab-on-a-chip? <http://www.azonano.com/article.aspx?ArticleID=3081>. 2012. 10. 17.
- [2] Ender Ferenc and Hantos Gusztáv. Integrált mikrofluidikai rendszerek tervezése: miniatűr laboratórium egy chipen. 2012.
- [3] Ferenc ENDER, László POPPE, and Beáta G. VÉRTESSY. Potential clinical applications of a continuous-flow Lab-on-a-Chip microcalorimeter and development a quantitative continuous-flow microcalorimeter for general purposes. 2012.
- [4] Ashleigh B. Theberge, Fabienne Courtois, Yolanda Schaerli, Chris Abell Martin Fischlechner, Florian Hollfelder, and Wilhelm T. S. Huck. Microdroplets in Microfluidics: An Evolving Platform for Discoveries in Chemistry and Biology. 2010.
- [5] Enzimkinetika. <http://hollosy.hu/resources/bionano/segedletek/enzimek.pdf>. 2012. 09. 7.
- [6] Patrick Tabeling. *Introduction to Microfluidics*. Oxford University Press, 2005.
- [7] M. Kreutzer, F. Kapteijn, J. Moulijn, and J. Heiszwolf. Multiphase monolith reactors: Chemical reaction engineering of segmented flow in microchannels. *Chemical Engineering Science*, page 5895–5916, Nov. 2005.
- [8] Inc. ANSYS. *ANSYS Coupled-Field Analysis Guide*. Springer, Aug. 2005.
- [9] Ferenc Ender and Vladimír Székely. Thermal transfer impedance variations by forced convective heat transfer in microchannels. 2012.
- [10] Ferenc Ender. Modelling of heat transfer in Taylor flow in Microchannels. 2012.
- [11] Franco Maloberti. *Analog Design for CMOS VLSI Systems*. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [12] Dr. Hainzmann János, Dr. Varga Sándor, and Dr. Zoltai József. *Elektronikus áramkörök*. Nemzeti Tankönyvkiadó, 1992.
- [13] dr. Borbély Gábor. *Elektronika II*. HEFOP, 2006.
- [14] Zero-drift operational amplifiers. www.analog.com/library/analogDialogue/archives/44-03/zero_drift.html. 2012. 10. 22.
- [15] Ferenc Ender and Gusztáv Hantos. Modelling of Heat Transfer in Microdroplets as Microreactors. 2012.

- [16] N2871a passive probe, 10:1, 200 mhz, 1.3 m. <http://www.home.agilent.com/en/pd-1661702-pn-N2871A/passive-probe-101-200-mhz-13-m?nid=-34025.898947&cc=HU&lc=eng>. 2012. 10. 22.
- [17] 16-bit 900 ksps sigma-delta adc with a programmable postprocessor. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7725.pdf. 2012. 10. 22.
- [18] Current mirrors. http://users.ece.gatech.edu/phasler/Courses/ECE4430/Unit2/Current_Mirrors.pdf. 2012. 10. 25.

Ábrák jegyzéke

1.1. Influenza-vírustörzsek kimutatására alkalmas LoC eszköz	2
1.2. LoC eszközök tervezési metodikája	3
1.3. A mikrokalometriára alkalmas mikrofluidikai platform sematikus rajza	5
1.4. Aktivációs energia változása katalizált enzimreakció esetén	6
1.5. Lamináris és turbulens áramlás folyadécsatornában	7
1.6. Áramlási képek a mikrosatornában	8
1.7. Áramlási képek különböző áramlási- és csatornaparaméterek mellett	9
1.8. Adatút szekvenciális csatolás esetén	10
1.9. Adatút szekvenciálisan csatolt multifizikai szimulációk esetén	10
1.10. Folded-cascode struktúra	12
1.11. Lebegő gate-es struktúra	13
1.12. Bulk-on meghajtott tranzisztor	14
1.13. Tükrözött kaszkód struktúra	15
1.14. Offsetkompenzálás diszkrét tokozású műveleti erősítőnél potenciométer segítségével	18
1.15. Autozero erősítő áramkör	18
2.1. A Lab-on-a-Chip eszköz rendszerterve	21
2.2. Szilícium hordozón kialakított sorosan kapcsolt Seebeck elemek	22
2.3. Mikrofluidikai csatorna és a droplet elhelyezése a hordozón	23
2.4. Struktúra lefedése végeelem hálóval	24
2.5. Hőmérsékleteloszlás a hordozó felületén	25
2.6. Hőmérsékleteloszlás az érzékelő szenzoron	26
2.7. Feszültségeloszlás a Seebeck elemekből felépített érzékelőn	27
2.8. Tükrözött kaszkód struktúra p-csatornás differenciálpár-tranzisztorral	30
2.9. A common-centroid technikával elhelyezett tranzisztorok	35
3.1. Az erősítő Bode-diagramja	38
3.2. A terhelt erősítő Bode-diagramja	39
3.3. A tervezett legnagyobb kapacitással terhelt erősítő Bode-diagramja	40
3.4. Frekvenciaátvitel különböző környezeti hőmérsékletek esetén	41
3.5. Az erősítő frekvenciaátvitel a technológiai szórások figyelembevételével	42
3.6. Az erősítő bemenetre redukált zaja	43
3.7. Az erősítő Bode-diagramja post-layout szimulációból	46
3.8. Tranziens viselkedés fázishelyesen érkező droplettek esetén	48
3.9. Tranziens viselkedés késő pozitív droplet érkezése esetén	49
3.10. Tranziens viselkedés késő referencia droplet érkezése esetén	50
3.11. Áramkör elhelyezkedése a mikrofluidikai csatornák között	51

Táblázatok jegyzéke

2.1. Az erősítő kívánt paraméterei	29
3.1. Zajhozzájárulás eloszlása csökkenő sorrendben	43
3.2. A visszafejtett layout elemeinek száma	45
4.1. Az erősítő főbb tulajdonságai	52