



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Műveleti transzkonduktancia-erősítő tervezése orvosbiológiai alkalmazásokhoz

Tudományos diákköri dolgozat

Szerző:

Takács Gábor

Témavezető:

Szalai Albin, doktorandusz

Budapest, Elektronikus Eszközök Tanszéke
2011.

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	3
2. A műveleti erősítő ismertetése	4
2.1. Ideális erősítő	4
2.2. A valóságos műveleti erősítő	5
2.3. Műveleti erősítő felépítése	6
2.3.1. Bemeneti fokozat:	6
2.3.2. Főerősítő fokozat	8
2.3.3. Végfokozat	9
2.4. OTA bemutatása	9
2.5. Műveleti erősítők katalógusparaméterei	10
2.6. Tervezési struktúrák	12
2.6.1. Cascode (Kasz kód) és Folded – Cascode (Összehajtott kaszkód)	12
2.6.2. Floating Gate CMOS (Lebegő gate-es CMOS)	13
2.6.3. Bulk Driven (Bulk-on meghajtott)	13
2.6.4. Mirrored Cascode (Tükrözött kaszkód)	15
2.7. Tükrözött kaszkód struktúra	15
2.8. Áram- és feszültségreferencia	16
3. Az áramkörtervezés lépései	18
3.1. Elvi kapcsolási rajz létrehozása	19
3.2. Az áramkör működésének szimulálása	21
3.3. Szimulációk eredményei	23
3.3.1. A kapcsolat hőmérsékletfüggésének meghatározása	25
3.3.2. Technológiai szórások figyelembevételével végrehajtott szimulációk	26
4. A layout tervezésének lépései	28
4.1. Layout tervezés kezdeti lépései	28
4.1.1. Common centroid elhelyezés	29
4.1.2. További alkatrészek elhelyezése	30
4.1.3. Alkatrészek összehuzalozása	30
4.2. DRC ellenőrzés, LVS és visszafejtés	31

TARTALOMJEGYZÉK	2
5. Többcsatornás szelektív szűrő	36
5.1. Kapcsolt kapacitású technika alapjai [1]	36
5.2. A teljes fokozat	37
6. Összegzés	40
A	41
A.1. Teljes kapcsolási rajz	41
A.2. Az elkészült layout terv képe	42

1. fejezet

Bevezetés

A TDK dolgozatom témája egy műveleti transzkonduktancia-erősítő kifejlesztése és verifikálása, amely integrált áramköri technológiával, $0.35 \mu\text{m}$ -es csíkszélességen kerül megtervezésre. Az orvosbiológiai alkalmazhatóság egyik kritikus feltétele az alacsony fogyasztás, illetve az alacsony tápfeszültségről való működés. Ezen tulajdonságoknak főként a mobil (telepről vagy akkumulátorról működő) eszközökben van kiemelkedő jelentősége. Ez alatt azt kell érteni, hogy az eszköz saját tápfeszültségforrással rendelkezik, ami lehet szárazelem, akkumulátor, illetve bármely új fejlesztésű energiatároló, mint például a lítium-levegő akkumulátor [2], vagy szerves akkumulátor [3].

A dolgozat első része ismerteti a transzkonduktancia-erősítők általános felépítését, legfontosabb tulajdonságait, majd bemutatásra kerül néhány tervezési struktúra, amelyek kifejezetten az alacsony tápfeszültségű működést teszik lehetővé. Ezen struktúrák közül kiválasztható az alkalmazásnak leginkább megfelelő paraméterekkel rendelkező változat, amely megfelelő alapot biztosít a további fejlesztéshez. A cél az, hogy olyan erősítő készüljön, amely alacsony tápfeszültséggel és teljesítményfelvétellel üzemel. Ahhoz, hogy ezt elérjük, kompromisszumokat kell kötni más paraméterekkel szemben, amelyek ezen alkalmazás során kevésbé kritikusak, ilyen például a slew-rate, amely a működési sebességet jelzi.

A tervezés egyes momentumai, és az azokhoz szükséges ismeretek a következő fejezetben kerülnek kifejtésre. A tápfeszültség csökkentésének minden iterációs lépését szimuláció követi, amelynek hatékony és gyors elvégzéséhez nélkülözhetetlen egy megfelelően paraméterezhető szimulációs környezet kialakítása.

A következő fejezet a kapcsoláshoz tartozó layout-terv kialakítását ismerteti. Itt kerülnek bemutatásra a főbb tervezési szempontok és szabályok, melyek betartása elengedhetetlenül szükséges az analóg áramkörök megfelelő működéséhez. Az elkészült layout-tervből a kapcsolat a kialakult parazita elemek figyelembevételével visszafejthető, és az így kapott értékek összevethetők az előzetes szimulációval kapott értékekkel. A nagyobb eltérések a layout-terv módosításával mérsékelhetők.

Végül a transzkonduktancia-erősítőből, mint építőelemből egy többcsatornás szelektív szűrő kerül kialakításra, amely a szív által generált kis feszültségjeleket erősíti fel és szűri meg a zavaroktól, hogy az egy EKG készülékben feldolgozható legyen. Ehhez a kapcsolásnak magas közönsjel-elnnyomási tényezővel kell rendelkeznie. Végül az így elkészített kapcsolat katalógusparaméterei a szimulációs eredményekből meghatározhatóak.

2. fejezet

A műveleti erősítő ismertetése

2.1. Ideális erősítő

Az ideális erősítő egy absztrakció, melynek fizikai megvalósítása lehetetlen feladat. Mégis érdemes az ideális erősítő fogalmát definiálni és alkalmazni, mert bizonyos peremfeltételek között a valóságos erősítőt modellezhetjük úgy, mintha ideális erősítő lenne. Az ideális erősítő definiálása az erősítőt meghatározó paraméterek és azok kívánt értékének felsorolásával történik.

Az ideális erősítő [4]:

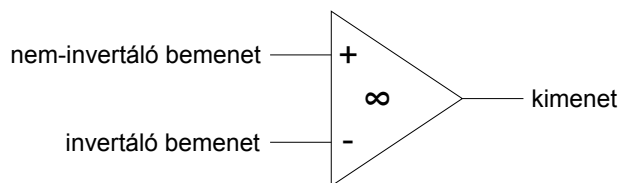
- **Szimmetrikus bemenettel rendelkezik.** Ezek közül az egyik azonos fázisban, a másik ellenkező fázisban jeleníti meg a felerősített jelet a kimeneten. Ez az erősítő felhasználási területét növeli meg, hiszen így létrehozható a kimenet és az egyik bemenet közötti visszacsatolás, amely így lehet negatív és pozitív is. Negatív visszacsatolással szabályozható az erősítés mértéke, míg pozitív visszacsatolás alkalmazásával oszcillátor állítható elő.
- **A bemeneti ellenállás végtelen nagy,** így az előző fokozatot nem fogja terhelni. Ebből egyenesen következik, hogy a bemeneti áram értéke zérus.
- **A kapcsolás bemenő jel nélkül a kimenetén nem jelenít meg jelet,** másképpen fogalmazva az offset-hibája nulla.
- **A kimeneti ellenállása szintén nulla,** nem szükséges a legnagyobb teljesítmény kicsatolásához illesztett terhelést alkalmazni, illetve számításokban sem kell figyelembe venni ezen értéket.
- **Szimmetrikus bemenő jelekre a kapcsolás végtelen nagy erősítéssel rendelkezik.** Az erősítés mértékét visszacsatolás segítségével lehet nulla és végtelen között szabályozni.
- **Közös bemeneti jeleket az erősítő nem erősíti fel,** hanem teljesen elnyomja.
- **A kapcsolás diszkriminációs tényezője végtelen nagy,** amely az előző két pont következménye.
- **A kapcsolás fázistolása nulla.**

- **Az erősítő képes nagy szimmetrikus és aszimmetrikus jelek felerősítésére, továbbá védett a nem várt nagyságú jelekre nézve.**
- **A kimeneti jel a lehető legtágabb határok között kivezélhető, egészen tápfeszültség-határokig.**
- **A kimeneti fokozat védett a rövidzár ellen, nem lehet túlterhelni.**
- **A hatásfoka egy.**
- **Bármekkora tápfeszültségről működik, a tápfeszültség nem befolyásolja a működését.**
- **Nem érzékeny a környezet hőmérsékletére, paraméterei hőmérséklet-függetlenek.**
- **Zérus zajjal rendelkezik, a kimeneten csak a hasznos jel jelenik meg.**

A felsorolás szinte minden pontja fizikai megvalósíthatósági akadályba ütközik, de a fejlesztők számára mint iránymutatás használandók. A fejlesztéseknek köszönhetően a mai erősítők megközelítik ezeket az ideális értékeket, sajnos csak alacsonyfrekvenciás tartományban. Néhanyszor 100Hz fölött (alacsony fogyasztású esetben inkább 10Hz-es nagyságrendű frekvenciánál) már bizonyos paraméterek erőteljesen leromlanak. Az ideális erősítőtől való eltérése a valós áramköröknek leginkább a frekvenciafüggőségben nyilvánul meg. Az ideális erősítőt legjobban a műveleti erősítők közelítik.

2.2. A valóságos műveleti erősítő

A műveleti erősítő nevét onnan kapta, hogy eredetileg analóg számítógépek műveletvégző egységeinek erősítői voltak. Számptalan matematikai művelet megvalósítható segítségükkel, mint például elektronikus jelek összeadása, kivonása, invertálása, abszolút érték képzése, differenciálás, integrálás, logaritmus előállítás, szorzás, osztás, stb. Később már más területeken is előszeretettel használni kezdték, míg végül az egyik legfontosabb, legsokoldalúbban használható analóg építőelemmé vált.



2.1. ábra. Ideális művelet erősítő szimbóluma

A szimbólum belsejébe rajzolt ∞ jel az ideális tulajdonságokat jelképezi.

2.3. Műveleti erősítő felépítése

A műveleti erősítők több fokozatú erősítők, mert a velük szemben támasztott követelményeket csak így tudják teljesíteni. A fokozatok nem kapacitív, hanem galvanikus csatolásban vannak, így képes az egyenáramú jelek erősítésére is. A tervezésben nehézséget jelent, hogy a munkapontok nem függetlenek egymástól, ezért erre tervezéskor különös gondot kell fordítani. Ez az oka annak, hogy megjelennek a kapcsolásban szinteltoló áramkörök. Segítségükkel lehet a fokozatok illesztését megvalósítani. A műveleti erősítő általános felépítésében legtöbbször kétféle blokkdiagrammal találkozhatunk: az egyikben ábrázolva vannak a szinteltoló kapcsolások, míg a másikban nem. Ez természetesen nem azt jelenti, hogy valamelyik jobb vagy több a másiknál, a kettő ekvivalens egymással. Amennyiben a szinteltolással külön nem kívánunk foglalkozni, célszerű az egyszerűbb rajzot választani.



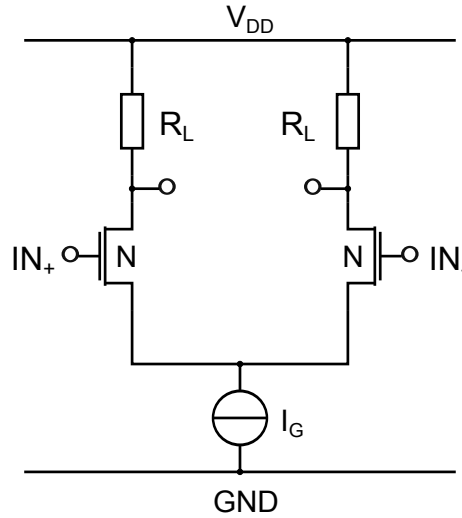
2.2. ábra. Műveleti erősítő általános felépítése

2.3.1. Bemeneti fokozat:

Első lépésként a bemeneti fokozattal szemben támasztott követelményeket célszerű összeszedni, majd ez alapján egy olyan kapcsolást kell választani, ami ezeknek leginkább megfelel. Bemeneti fokozattal szemben támasztott legfontosabb követelmények:

- szimmetrikus bemenet
- aszimmetrikus kimenet
- kis offset
- kis drift
- nagy bemeneti ellenállás
- nagy erősítés a szimmetrikus bemeneti jelekre
- nagy elnyomás az aszimmetrikus bemeneti jelekre
- kis zaj

Ezen tulajdonságok tudatában – főként az első két tulajdonság alapján – választhatjuk meg a bemeneti fokozat kapcsolását. Ez nem lesz más, mint a differenciál-erősítő, amely kimenete fázisösszegző kapcsolás. A differenciál-erősítő központi eleme a szimmetrikus felépítésű differenciálpáros, amelyet közös áramgenerátor táplál, a drain körökben pedig a szimmetrikus munkaellenállás található.



2.3. ábra. Differenciál-erősítő

A fokozat működésének leírásához definiálni kell a közös módusú és differenciális bemenő feszültséget:

$$U_{\text{comm}} = \frac{U_P + U_N}{2} \quad (2.1)$$

$$U_{\text{diff}} = U_P - U_N \quad (2.2)$$

Ha az $U_P = U_N$ egyenlet igaz, akkor fennáll a szimmetria, vagyis az áramgenerátor árama egyenlően oszlik meg a két tranzisztor között. Amennyiben az áramgenerátor ideális, a közös jel-elynyomási tényező végtelen nagynak tekinthető. Differenciális bemenő jel esetén a két tranzisztor gate feszültsége egymáshoz képest eltolódik, így a generátor árama sem egyenletesen fog eloszlani. Ez az eltolódás a munkaellenállásokon ellentétes irányú feszültségváltozást idéz elő, tehát differenciális kimenőjelet eredményez.

A differenciális erősítés nagysága:

$$A_{\text{diff}} = \frac{u_{dki}}{u_{dbe}} \approx g_m R_L \quad (2.3)$$

A közös módusú erősítés meghatározásához a kapcsolást úgy kell tekinteni, mint egy source-követő kapcsolást, melynek az erősítése körülbelül egyszeres, így a közös módusú feszültség tovább kerül az összekötött source-okra. Ha az áramtükör kimenő vezetése g_d , akkor ennek hatására u_{comm}/g_d nagyságú áram fog folyni a terhelő ellenállásokon keresztül, így az erősítés

$$A_{\text{comm}} = \frac{u_{\text{comm,ki}}}{u_{\text{comm}}} \approx g_d R_L \quad (2.4)$$

Ebből a két erősítésből lehet kifejezni a differenciál-erősítő közös módusú elnyomását (CMRR)

$$\text{CMRR} = \frac{A_{\text{com}}}{A_{\text{diff}}} = \frac{g_d}{g_m} \quad (2.5)$$

A képletben szereplő g_d az áramgenerátorra vonatkozik, míg a g_m a differenciál-párra. Ebből következik, hogy nagy közös módusú elnyomáshoz kis kimeneti vezetőségű, tehát jó minőségű áramgenerátor kell és nagy meredekségű differenciál tranzisztorok szükségesek.

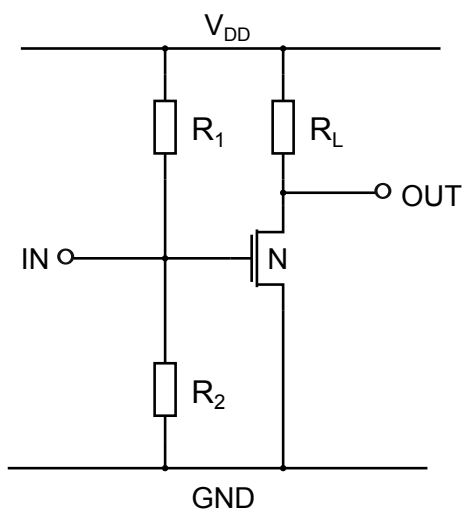
A fázisösszegzés megvalósításához a differenciálpár két ágában folyó áramokat kell összegezni. Ez úgy történik, hogy az egyik ág áramát áramtükör bemenetén átvezetik, a másik ágat pedig összekötik az áramtükör kimenetével, ahonnan a tükrözött áram kifelé folyik. A jobb oldali ágban lévő két tranzisztor úgy dolgozik, mintha inverter-kapcsolásban állna és erősítőfunkciót lát el. Alapállapotban mindkettőn $I_G/2$ áram folyik át, a gate-eken ugyanolyan fázisú vezérlőjel van, pontosan úgy, mint az inverternél, ami ellenütemű vezérlésnek felel meg. A két tranzisztoron folyó áram szembefolyik egymással, és az összegük fog a kimeneti terhelésen megjelenni.

2.3.2. Főerősítő fokozat

Ez esetben is érdemes a kívánalmainkat összefoglalni, hogy a megfelelő áramkört ki lehessen választani. A főerősítő fokozattal szemben támasztott követelmények:

- nagy feszültség-erősítés
- szinteltolás
- kompenzáció a stabilitás érdekében

A nagy erősítésre való tekintettel közös source-ú alapkapsolás tűnik a leginkább alkalmasnak a feladatkör betöltésére.



2.4. ábra. Közös source-ú alapkapsolás

Az erősítést tovább fokozható aktív terhelés beiktatásával. A fokozat visszahatási kapacitása, melyet a Miller-effektusként ismert hatás az erősítés mértékével arányosan felerősít később fontossá válik a kapcsolás stabilitásának biztosításában.

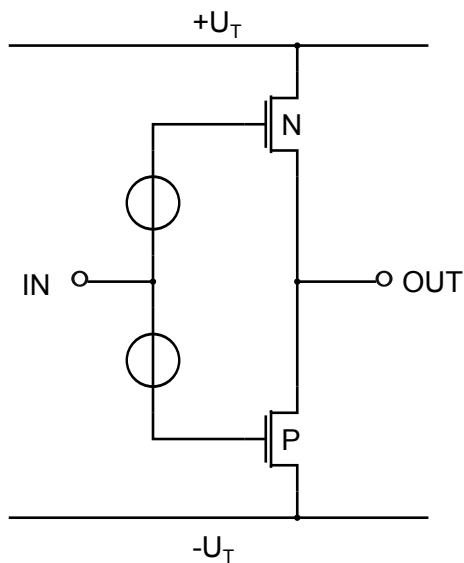
2.3.3. Végfokozat

Itt is, mint a korábbi esetekben össze kell gyűjteni a kívánt paramétereket, majd ezek alapján áramköri megoldást választani.

A kimeneti fokozattal szembeni követelmények:

- nagy áramerősítés
- nagy teljesítményerősítés
- jó hatásfok
- kis kimeneti ellenállás
- nagy kivezérelhetőség
- rövidzár-védelem

Ezen kívánalmaknak a komplementer source-követő kapcsolás felel meg a legnagyobb mértékben.



2.5. ábra. Komplementer source követő kapcsolás

A kimeneti fokozat általában vagy A osztályú, vagy a jobb hatásfokú AB osztályú megoldás. Alacsony tápfeszültség esetén a végfokozat tervezése még nehezebbé válik. Itt már nem működik a komplementer source-követő kapcsolás, helyette más megoldást kell keresni. Több kis feszültségről működő végfokozatra láthatunk példát a szakirodalomban [5]

2.4. OTA bemutatása

A műveleti erősítők egyik különleges csoportját alkotják azok az áramkörök, amelyben a kimeneti végfokozat nincs megvalósítva. Ezeket OTA-knak nevezik (Operational Transconductance

Amplifier). A műveleti erősítőkhöz hasonlóan feszültség-bemenettel, de áram-kimenettel rendelkeznek, így a legjellegzetesebb paramétere a kimeneti áram és a bemeneti feszültség hányadosa, azaz a transzfer admittanciája. Innen ered a neve is. A magyar szakirodalomban néhol fellelhető a műveleti meredekség erősítő megnevezés is, azonban az elterjedtebb OTA nevet használják, így ezt fogom én is alkalmazni. Az általam megvalósítandó erősítő is ebbe a családba tartozik.

2.5. Műveleti erősítők katalógusparaméterei

Műveleti erősítők legfontosabb katalógusparaméterei:

- **Bemeneti ellenállás.** Az erősítő szimmetrikus bemeneti ellenállását határozza meg, amely térvezérlésű tranzisztoros bemeneti fokozat esetén általában $10^{12} \Omega$ nagyságrendű. A közös módusú bemeneti ellenállás még ennél az értéknél is körülbelül két nagyságrenddel nagyobb.
- **Bemeneti kapacitás.** A műveleti erősítő szimmetrikus bemeneti kapacitásának mértéke. Ez MOS tranzisztorok esetén a gate kapacitások és az egyéb, ehhez kapcsolódó parazita kapacitások összege. Értéke néhány pF.
- **Kimeneti ellenállás.** Az aszimmetrikus kimenetű műveleti erősítő kimeneti ellenállása. Értékét főként az befolyásolja, hogy milyen kimeneti rövidzár-védelmet alkalmaznak. Míg aktív védelem esetén ez az érték 100Ω alatt is lehet, passzív védelem esetén néhány 100Ω a jellemző. Mivel a műveleti erősítőket legtöbbször negatív feszültség-visszacsatolás mellett alkalmazzuk, így ezek az értékek a hurokerősítés mértékével leosztódnak.
- **Nagyjelű feszültségerősítés.** Szimmetrikus bemeneti jel mellett a műveleti erősítő visszacsatolás nélküli, alacsony frekvencián mért feszültségerősítése terheletlen kimenet esetén. Ez szokásosan 80-120 dB körüli érték. Ennél nagyobb erősítés már csak folyamatos offset-kiegyenlítő kapcsolásokban lehetséges, melyek a chopper-stabilizált erősítők.
- **Közös módusú feszültségnyomás.** Értékét a nagyjelű erősítés és a közös módusú feszültségerősítés hányadosának decibelben kifejezett értéke adja. Jellemzően 90-120 dB.
- **Bemeneti offset feszültség.** Ez alatt azt a szimmetrikus egyenfeszültséget értjük, melynek hatására a műveleti erősítő kimeneti feszültsége nulla lesz. Ez néhány mV. Ezt a műveleti erősítő bemenetének apró aszimmetriája okozza. Kiegyenlítésére gyakran van kivezetés készítve, míg más gyártók lézeres trimmeléssel végzik. Sajnálatos módon ez az érték néha megváltozik, mely változást drift-nek nevezünk. A drift-nek három fő oka van: a hőmérséklet-megváltozása, a tápfeszültség megváltozása, és az áramkör öregedése.
- **Bemeneti hőmérsékleti feszültség-drift.** Ez alatt a bemeneti offset-feszültségnek a környezeti hőmérséklet hatására bekövetkező megváltozását értjük. A térvezérlésű tranzisztorok erősen hőmérséklet-érzékeny eszközök - ahogy általában a félvezető eszközök - , így a környezeti hőmérséklet jelentősen befolyásolja a munkapontot és a meredekséget is. Szokásos értéke $3-10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- **Tápfeszültség-drift.** A tápfeszültség 1 V-os változásának hatására bekövetkező bemeneti offset feszültség változását értjük. Általában 10 és $100 \mu\text{V}/\text{V}$ közötti érték

- **Maximális tápfeszültség.** Az a feszültség érték, amelyet a kapcsolás tápfeszültség-pontjaira kapcsolva a kapcsolás nem károsodik. Általában ± 18 V
- **Minimális tápfeszültség.** Az a minimális feszültség, amelyet a műveleti erősítő tápfeszültség-kapcsaira kötve az erősítő már üzemszerűen működik. Jellemzően 2-3 V.
- **Maximális kimeneti feszültség.** Értéke függ a műveleti erősítő végfokozatának felépítésétől. Némely megoldás esetén csak 2-3 V-ra tudja megközelíteni a tápfeszültséget, míg a CMOS végfokozattal rendelkező rail-to-rail-nek nevezett áramköri megoldásúak gyakorlatilag a tápfeszültség-határokig kivezérelhetők.
- **Maximális kimeneti áram.** Meghatározza, hogy a kimeneten mekkora áram folyhat tartósan. Mivel a szokásos tokozási formák 5-600 mW maximális disszipációra képesek, ezért a kimeneti áram maximális értéke 20-30 mA körüli.
- **Maximális kimeneti jelváltozási sebesség (slew rate).** Az erősítők egyik legfontosabb paramétere. Megadja, hogy egy mikrosecundum alatt a kimenő feszültség hány voltot képes változni. A gyors működésre tervezett műveleti erősítők már a $10\,000$ V/ μ s-os értéket is elérik.
- **Kivezérlés-határfrekvencia.** Az a maximális frekvenciaérték, melynél a kapcsolás a maximális kimeneti feszültséget – adott torzítás mellett – még szolgáltatni képes. Tipikusan néhány száz kHz, azonban léteznek ennél egy-két nagyságrenddel nagyobb frekvencián is működő, úgynevezett szélessávú erősítők.
- **Nyílthurkú feszültségerősítés határfrekvenciája.** Ez alatt azt a frekvenciát értjük, melynél a szimmetrikus bemeneti jel mellett a műveleti erősítő feszültségerősítése az alacsonyfrekvencián mért értékhez képest 3dB-lel csökken. Ez általában néhány 100 Hz.
- **Egységnyi feszültségerősítéshez tartozó határfrekvencia.** Azt a frekvenciaértéket értjük ezalatt, amelynél a szimmetrikus bemeneti jel mellett a műveleti erősítő abszolút értéke egységnyire csökken. Ez néhány száz MHz-es tartományba esik
- **Üzemi hőmérséklettartomány.** Ez alatt azt a környezeti hőmérséklettartományt értjük, melyben a gyártó garanciát vállal arra, hogy az eszközre megadott paraméterek egy tűréshatáron belül maradnak, vagy egy megadott minimális értéknél jobbak.

A felsorolt tulajdonságokat alkalmazási területenként fontossági sorrendbe lehet és kell állítani. Léteznek olyan itt nem ismertett paraméterek, melyeknek bizonyos alkalmazások szempontjából kitüntetett szerepe van. Az orvosbiológiai felhasználhatóság szempontjából a következő tulajdonságok kiemelkedően fontosak.

- **Nagyjelű feszültségerősítés.** A szívről jövő kis amplitúdójú feszültségek feldolgozható mértékűvé erősítése az áramkör fő feladata, így a nagyjelű feszültségerősítést megfelelően nagyra kell választani.

- **Tápfeszültség és fogyasztás** A bevezetőben is említett telepről működő alkalmazások szempontjából a tápfeszültség és a teljesítményfelvétel minimalizálásának központi szerepe van. A kis tápfeszültséget a lehető legkevesebb akkumulátorcella, a kis áramfelvételt pedig az adott méretű telepről való működési idő indokolja. Az általam kifejlesztett erősítő tervezésének irányvonalát ezen két paraméter szabja meg.
- **Nyílthurkú feszültséggerősítés határfrekvenciája** A szív által generált feszültségjelek hasznos frekvenciatartománya a néhány Hz-től a néhányszor 10 Hz-ig terjed. Ennek egy felső korlátot állít az, hogy az elektronikus berendezéseink többsége a 230 V-os, 50 Hz-es hálózati feszültséggel üzemel, amely nagy értékű 50 Hz-es zavarjelet gerjeszt, amely akár akkora is lehet, hogy a hasznos jeleinket teljesen elnyomja. Így az erősítőt érdemes úgy megtervezni, hogy körülbelül 40 Hz-ig legyen nagy az erősítése, onnan rohamosan csökkenjen. Az erősítőtől összeállított kapcsolat feladata, hogy a 40 Hz feletti jeleket a lehető legnagyobb mértékben kiszűrje, vagyis az alul-áteresztő szűrő törésponti frekvenciája 40 Hz körül legyen és nagy meredekséggel rendelkezzen.

2.6. Tervezési struktúrák

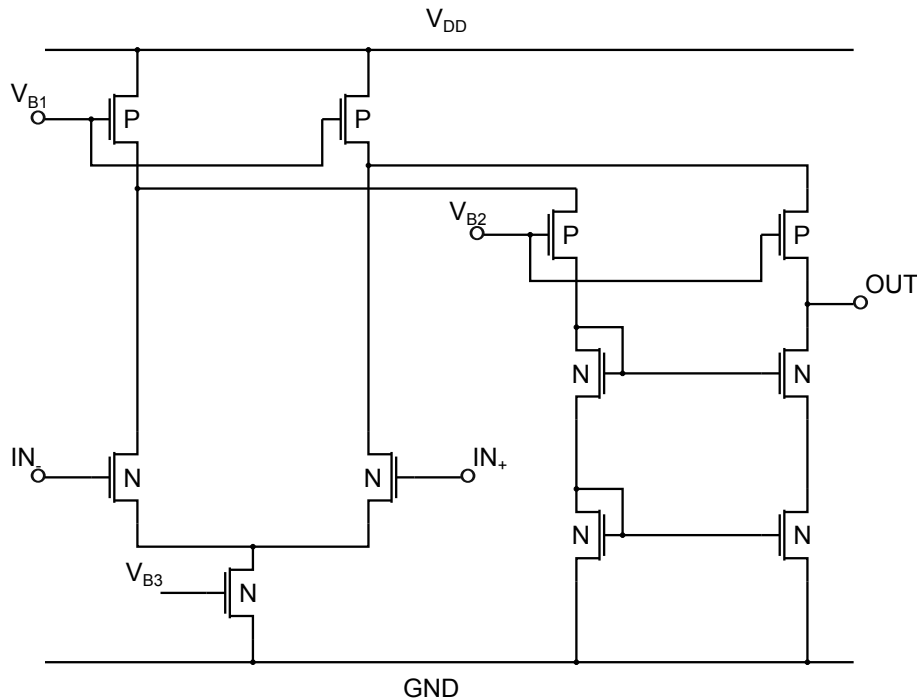
A kis tápfeszültségről és áramokról működő erősítőknek sajátos felépítési struktúrájuk van. Ezek felsorolása és rövid jellemzése után egy megfelelő tervezési technika kiválasztásával lehet elindulni a tervezés útján. A szakirodalomban a struktúrák angol megnevezését használják, ennek ellenére megpróbálok 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)

2.6.1. 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.



2.6. ábra. Folded-cascode struktúra

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

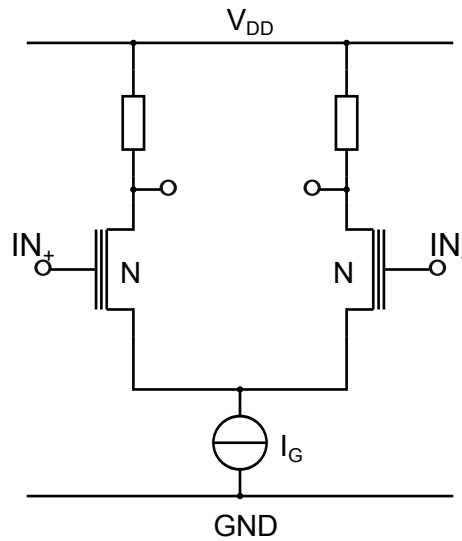
Az EPROM-ok világából ismert lebegő gate-es tranzisztort már nem csak a digitális rendszereknél használják, hanem felismerték annak analóg áramkörökben történő felhasználási lehetőségét.

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

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.

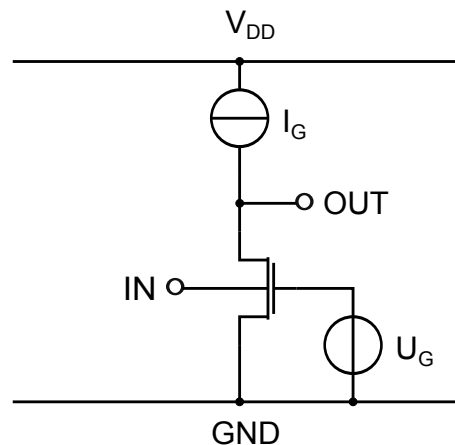
2.6.3. Bulk Driven (Bulk-on meghajtott)

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



2.7. ábra. Lebegő gate-es struktúra

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.



2.8. ábra. Bulk-on meghajtott tranzisztor

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

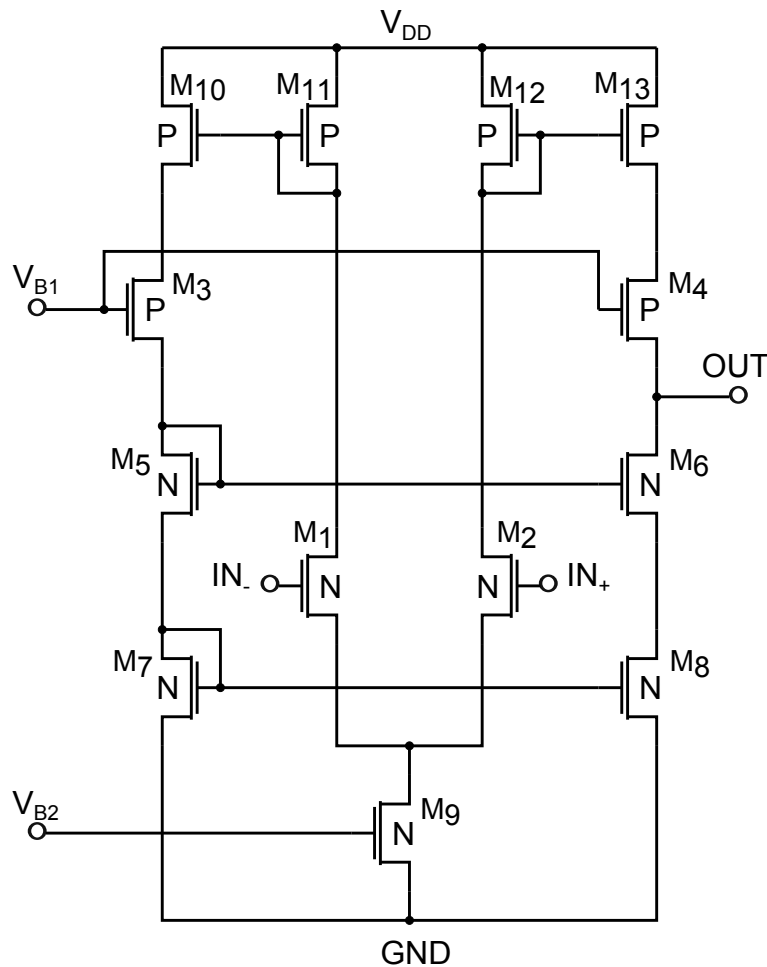
A kedvező tulajdonságok mellett megvan a struktúra hátránya is. Ha növelni szeretnénk vagy a kivezérelhetőséget, vagy az erősítést, akkor a tápfeszültséget növelni kell. A másik jelentős hátránya, hogy a kiürített réteg vastagságával együtt a bemeneti kapacitás is változik, így a sávzélesség és a fázistartalék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

2.6.4. 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.

2.7. Tükrözött kaszkód struktúra

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 a 2.9-es ábrán látható.



2.9. 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_{11} tranzisztorokból álló áramtükörhöz kapcsolódik. Így a tápfeszültségtől csak egyetlen tranzisztor választja el a bemeneti tranzisztort, ezért adódik nagyban a bemeneti jeltartomány.

A differenciál-tranzisztorpár áramát a fent említett áramtükörök a külső ágakba tükrözik, ahol ezen áram az M_7 - M_8 , M_5 - M_6 tranzisztorokból felépített kaszkód áramtükör 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_{11} tranzisztor ne lépjen át triódatartományba, és a bemeneti differenciál-pár telítésszerű tartományban működjön. Ennek feltételét a 2.6 egyenlőtlenség írja le.

$$V_{in,CM} \leq V_{DD} - V_{GS11} - V_{sat,1} + V_{GS1} \quad (2.6)$$

A bemeneti közös módusú jel alsó határa az M_9 -es tranzisztor szaturációs feszültsége, mely a 2.7 egyenlőtlenséggel fejezhető ki:

$$V_{in,CM} \geq V_{GS,1} + V_{sat,9} \quad (2.7)$$

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:

$$V_{B1,max} = V_{DD} - V_{sat} - V_{GS4} \quad (2.8)$$

A kimenő feszültség felső határa:

$$V_{out,max} = V_{DD} - 2V_{sat} \quad (2.9)$$

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

$$V_{out,min} = V_{GS7} + V_{sat} \quad (2.10)$$

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.

A kétfokozatú erősítők stabil működésének biztosítása további feladatot jelent a tervezésben. A kétfokozatú erősítő két időállandója 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.

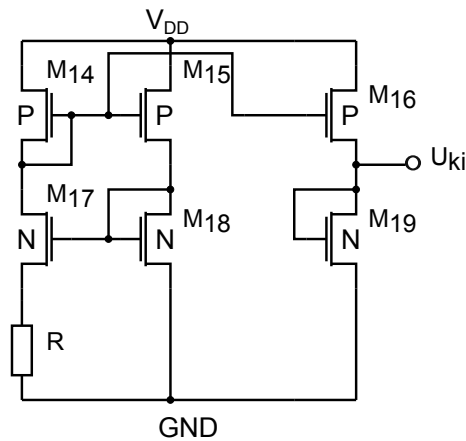
2.8. Áram- és feszültségreferencia

a 2.9. ábrán látható kapcsolási rajzon található két előfeszítő bemenet, az egyik a V_{B1} , míg a másik a V_{B2} . A V_{B1} -re egy fix feszültséget kell kapcsolni ahhoz, hogy az M_3 és M_4 tranzisztorok

földelt gate-es kapcsolásban működjenek. Az M_9 -es tranzisztor szintén igényel egy előfeszítő-feszültséget, hogy a megfelelő áramot kényszerítse a differenciálpárra. Itt azonban érdemes egy másik módszert alkalmazni, az M_9 -es tranzisztorral áramtükör-kapcsolásba kötök egy diódának kapcsolt, azonos paraméterekkel rendelkező tranzisztort, melyet egy könnyebben elkészíthető áramreferencia kimenetére kötök. Így sokkal pontosabb és stabilabb áramot lehet előállítani.

A kapcsoláshoz tartozó áramreferenciát is úgy kell megválasztani, hogy a kapcsolással szemben elvárt követelményeket teljesítse. Itt kritikus a tápfeszültség és fogyasztás kérdése, de a helyfoglalás szempontjából is törekedni kell a minimumra, így például nagy értékű ellenállást tartalmazó kapcsolás szóba sem jöhet.

Ezen követelményekre jelent egy megoldást az úgynevezett Self Biased Micro-Current Refence [6] áramkör, melynek kapcsolási rajza a 2.10 ábrán látható.



2.10. ábra. Áram és feszültségreferencia

Nagy előnye, hogy viszonylag kis értékű ellenállással beállítható kis áram, mivel a tranzisztorok ebben a kapcsolásban egymást feszítik elő. Az áramot a 2.11-es egyenletből lehet kifejezni.

$$\sqrt{\frac{2I_1L_1}{\mu C_{ox}W_1}} = \sqrt{\frac{2I_2L_2}{\mu C_{ox}W_2}} + RI_2 \quad (2.11)$$

Ahhoz, hogy a kapcsolás a lehető legkevésbé legyen érzékeny a környezeti hőmérsékletre, a két ág áramát, és az egymással összekapcsolt tranzisztorok méretét egyenlő értékűre választottam. A kívánt $1.2 \mu A$ -es áramhoz elegendő volt $1.5 k\Omega$ ellenállást bekötni. A nagy négyzetes ellenállású poliszilícium-rétegen egy ilyen ellenállás elkészítéséhez nem kell egy tranzisztor méreténél sokkal nagyobb terület abban az esetben, ha az ellenállást meander alakzatban összehajtogatva helyezük el.

Az így elkészült áramgenerátort használtam fel a V_{B1} feszültség előállításához is. Az $1.2 \mu A$ áramot egy a háromhoz arányú áramtükörrel kitükrözöm, majd egy diódának kapcsolt tranzisztoron átfolyatom, melynek drain kapcsáról veszem le a feszültségjelet. A feszültségreferencia értékét a diódának kapcsolt tranzisztor csatornahosszúságának változtatásával lehet a kívánt értékre beállítani. Ennél a megoldásnál figyelembe kell venni a hőmérsékletfüggést is, amely körülbelül $-2 mV$ Kelvin fokként.

3. fejezet

Az áramkörtervezés lépései

A műveleti erősítőket sokféle feladatra alkalmazzák, ahol más-más elvárások kerülnek előtérbe, melyeknek meg kell felelni. A műveleti erősítőket ezekre tervezik és optimalizálják. Ezen szempontok közül a kis tápfeszültségre és fogyasztásra való törekvést mutatom be. A transzkonduktancia-erősítő specifikációját a 3.1. táblázat tartalmazza.

A tervezéshez a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem Elektronikus Eszközök Tanszékén rendelkezésre álló Cadence 6 áramkörtervező és szimulációs rendszert használtam. A felhasznált eszközök az AMS által biztosított alkatrészkönyvtárban található elemek, melyek 0.35 μm csíkszélességű technológia alkalmazásával készülnek. Mivel analóg tervezés során soha nem a legkisebb csatornahosszra szokás tervezni – ellentétben a digitális rendszerekkel, ahol mindig a legkisebb csatornahosszt alkalmazzák –, ezért az alapértelmezett tranzisztor csatornahosszúság 1 μm . Ez alól egyedüli a differenciál-pár tranzisztorainak mérete képez kivételt, amely két megfontolásból is ezen csatornahosszúság duplájára lett beállítva. Az egyik ok a technológiai szórásból adódó hiba csökkentése. 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 esetén fele relatív hibát fog okozni, ahogy az a 3.1 egyenletből látszik.

$$\frac{\partial X}{X} \frac{1}{2} = \frac{\partial X}{2X} \quad (3.1)$$

A tranzisztorokat úgy kell méretezni, hogy azok az egységnyinek választott szélességmértet egész számú többszöröse, a gate-ek száma pedig a teljes szélesség és az egységtranzisztor szélességének hányadosa legyen. Ennek legfőként az áramtükröknél van jelentősége, így garantálható, hogy a

Paraméterek	
tápfeszültség	1.65V
fogyasztás	$<10\mu\text{W}$
A_{u0}	100dB
f_0	40Hz
fázistartalék	60 fok

3.1. táblázat. Az erősítő kívánt paraméterei

vezérelt tranzisztoron átfolyó áram megegyezzen a vezérlőn folyóval. Természetesen némi eltérés még így is lehetséges, emiatt léteznek precíziós áramtükörök is, mint pl. a Wilson áramtükör.

A tápfeszültség csökkentésével előtérbe kerülnek bizonyos nehézségek. 3.3 V-nál még az erősítő probléma nélkül működik, azonban ez alatt már több gonddal is szembe kell nézni. A differenciál-erősítőnél a minimális közös módusú feszültség $V_T + 2U_h$, ahol U_h a nyitófeszültség fölötti, azaz hatásos feszültség-értéket jelöli. Ennek még bele kell férnie a tápfeszültségbe, ami 1 V körüli küszöbfeszültség esetén 1.2-1.3 V körüli. Jól látható, hogy a küszöbfeszültség csökkentésével a tápfeszültség csökkenthető. Ehhez új technológiát kell kifejleszteni, ahol nem csak a csatornahosszt kell csökkenteni, hanem a küszöbfeszültséget is. A modern áramkörökben már nem ritka a 0.5 V-os küszöbfeszültségű tranzisztor sem, így 2 V körüli tápfeszültség mellett is kialakítható jó minőségű műveleti erősítő.

Az abszolút alsó határ ott van, ahol a tápfeszültség már kisebb, mint a nyitófeszültség. Bizonyos áramkörök pont ezekre a küszöb alatti feszültségekre vannak tervezve, ezeket sub-threshold [5] áramköröknek nevezzük.

Mind digitális, és mind analóg áramkörök áramfelvétele és működési sebessége között erős összefüggés figyelhető meg. Az erősítő kimenő jel változási sebességét a kimeneten lévő kompenzáló és parazitakapacitások teszik véges értékűvé. Ezen kapacitások által tárolt töltésmennyiséget a kapcsolásnak a bemenő jel értékétől függő irányba transzportálni kell. A töltésmozgatáshoz szükséges idő fordítottan arányos a töltő/kisütő árammal, emiatt nem várható el egy alacsony fogyasztású eszköztől gyors működés. A jelenlegi esetben a gyors működés inkább hátrányt jelentene, ugyanis a 40 Hz fölötti jeleket ki kell szűrni a bemeneti jelekből, így válhat a lassabb működés előnyös tulajdonsággá.

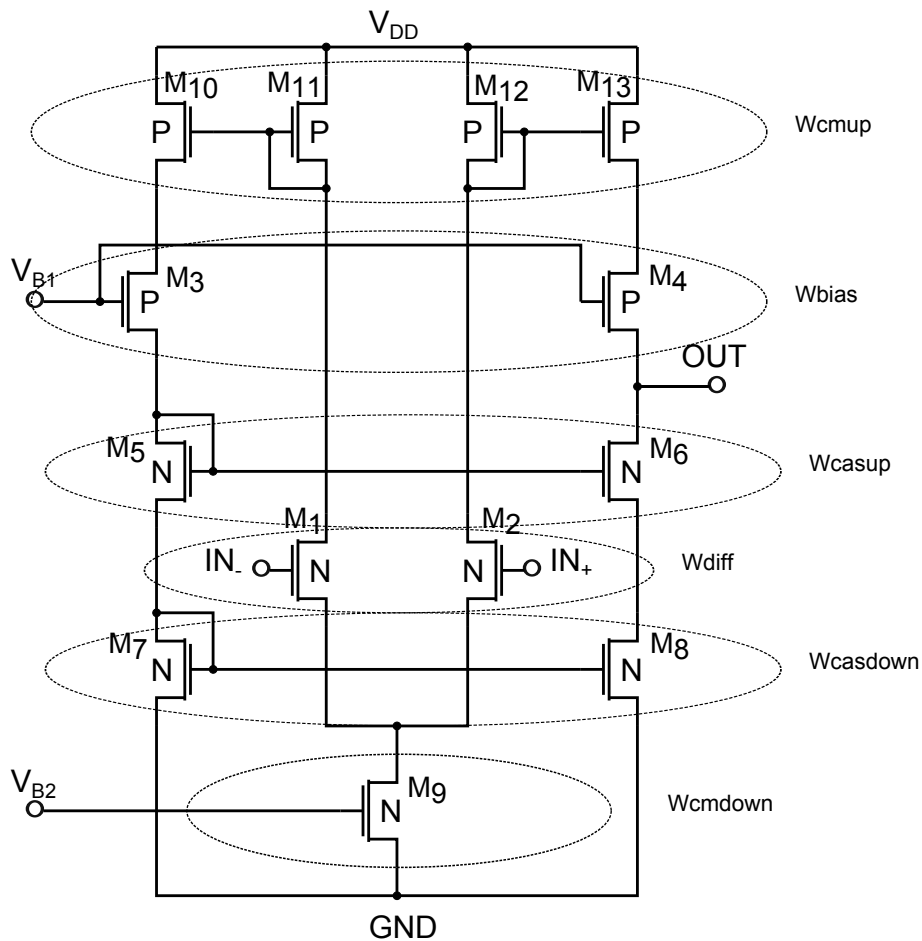
3.1. Elvi kapcsolási rajz létrehozása

Első lépésként a tükrözött kaszkód struktúra áramkörének kapcsolási rajzát kell a Schematic Editor segítségével létrehozni. A kapcsolatban elhelyezett tranzisztorok szélességét azok tulajdonságánál nem közvetlenül számértékkel adtam meg, hanem egy beszédes paraméternevet kaptak, így a szimulációk során könnyen lehetett paramétert megadni. Természetesen megengedett, hogy több tranzisztornak ugyanazt a paraméternevet válasszuk, így az egymással összefüggő tranzisztorok, mint például a bemeneti differenciálpár-tranzisztor szélességet egyszerre, egy paraméterrel meg lehet határozni. Ez lerövidíti a paraméterváltoztatásokra fordítandó időt, illetve kiküszöböli a hibás működést kiváltó eltérő paraméterek hozzárendelését.

A tervezés elején a kapcsolat működésre bírása a feladat. Ezt a lépést megkönnyíti, ha egy ismert és jól működő kapcsolást a hozzá tartozó alkatrészértékekkel próbálunk ki. Erre tökéletes volt egy, az analóg áramkörtervezésről szóló könyvben [6] található kapcsolat alkatrészparamétereit megadni. Ezzel ellenőrizhetővé vált a kapcsolási rajz helyessége és a tesztkörnyezet működőképessége is. A további fejlesztésben ezek az értékek nem játszottak szerepet, hiszen az erősítő egyik paramétere sincs az általam teljesíteni kívánt értékek közelében.

A legnagyobb eltérés a tápfeszültség, fogyasztás és frekvenciahatárookban van. Az általam kifejlesztett kapcsolat pontosan a 3.3 V-os technológia feszültségének felét, azaz 1.65 V-ot igényel a normál működéséhez. A fogyasztása pedig csak töredéke az eredeti kapcsolásnak.

Ahhoz, hogy ilyen mértékű változtatást hajtsunk végre egy struktúrán, nem elegendő a működés ismerete, hanem további áramkörtervezési tudás és tapasztalat szükséges. Az analóg áram-



3.1. ábra. Tranzisztorok szélessége paraméterezve

körök tervezésénél van néhány ökölszabály, de olyan algoritmus nem létezik, amely egy ilyen kapcsolás létrehozását lépésről-lépésre le tudná írni. Törekvések vannak a digitális hardverleíró nyelvekhez hasonló analóg nyelvek létrehozására [7], azonban ezek használata analóg szűrők leírásánál hatásosak.

A legnagyobb nehézséget az jelenti, hogy ha az erősítő bizonyos jellemzőit javítani szeretnénk, akkor ezzel egyidejűleg egy másikat szinte bizonyosan lerontunk. Nagyon nehéz úgy méretezni, hogy a specifikáció minden pontjának megfeleljünk. Ezért fontos az, hogy csak olyan paraméterek kerüljenek a specifikációba, amit ténylegesen is teljesíteni tudunk, hiszen a specifikációnak jogi aspektusa is van.

A alkatrészek méretezésén kívül a kapcsolás két külső paraméter hatására is jelentősen változtatja viselkedését. A legjelentősebb hatása a külső áramgenerátorról betáplált áramnak van. Ezen áram egy része működteti a differenciálpár és aktív terheléseiből álló differenciál-erősítő kapcsolást, és ugyanezen áram befolyásolja a második fokozat működését. Kisebb áram hatására az aktív terhelés nagyobb meredekséget mutat, azonban a működési sebesség rohamosan csökken. A második fokozatban található két közös gate-es kapcsolásban álló tranzisztor, amelynek gate-je egy fix feszültségpontra van kötve. Ezen feszültség változtatásával a kivezérlés határai, a

kimenő jel középértéke valamint az erősítés is változik.

A kapcsolásban található tranzisztorok szélességértékére a kapcsolat annál érzékenyebb, minél közelebb vannak azok a bemenethez. A legkritikusabb a differenciál-pár két tranzisztora. 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. Azonban 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 legtöbb időt ezen paraméterek beállítására kell szánni, hiszen a működőképesség és a specifikációnak való megfelelés már itt eldőlt.

A második fokozatban lévő tranzisztorok mérete már főként a kivezérlest befolyásolják. A kapcsolástól nem lehet 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 kivezérles maximuma mindkét irányba. A kis áramokkal és kis feszültségekkel való működés következménye az, hogy a tranzisztorokat nem lehetséges teljesen kinyitni, így legalább 200-250 mV-os szaturációs feszültségre kell számítani. 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. A kapcsolat egyik érzékeny pontja a közös gate-es kapcsolásban működő, V_{B1} külső feszültséggel előfeszített tranzisztorpár. Itt mind a tranzisztor szélességére, mind az előfeszítés nagyságára különös gondot kellett fordítani.

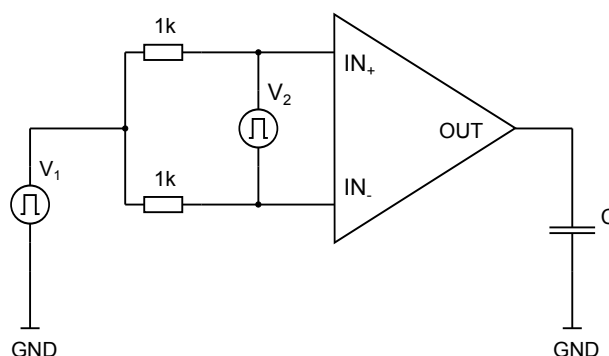
3.2. Az áramkör működésének szimulálása

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

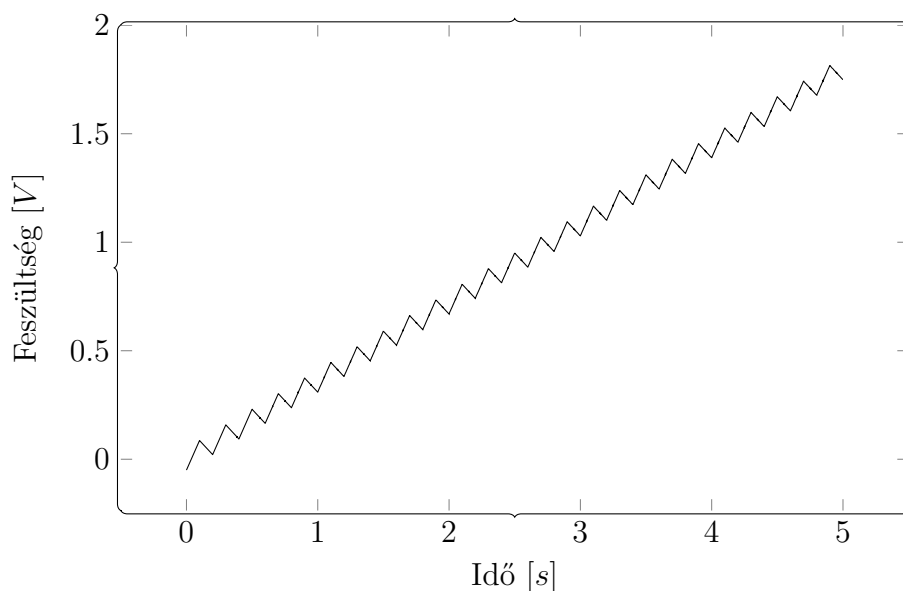
A szimulációhoz a korábban Schematic Editor segítségével megrajzolt kapcsolási rajzot kell felhasználni. A kapcsolat átláthatóságának megőrzése és a szimuláció megkönnyítése érdekében létre lehet hozni szimbólumot, amely egy olyan „fekete doboznak” tekinthető, amely tartalmazza a kapcsolási rajzot. Ezt az újonnan létrehozott elemet könnyen fel lehet használni a mérőáramkör összeállításához.

Ezzel az összeállítással meghatározható a kapcsolat kétféle viselkedésmódja is. Az egyik a tranziens átvitel. Az egyik generátor egy lassú rámpát szolgáltat, a másik erre szuperponál egy kicsi háromszögjelet. A láthatóság miatt a háromszögjel a valóságos érték százszorosára van megnövelve a 3.3. ábrán.

A másik szimuláció az AC szimuláció, melyhez semmilyen módosítást nem kell végrehajtani a mérési összeállításon, csak a műveleti erősítőhöz közelebb lévő generátor AC magnitude



3.2. ábra. Mérőáramkör az erősítő paramétereinek méréséhez



3.3. ábra. Bemenő gerjesztés

paraméterének kell adni nullától különböző értéket. Az AC szimulációt lefuttatva kirajzolható a kapcsolás erősítés-frekvenciamenet diagramja, közismertebb nevén a Bode-diagram. Sajnos a tervezőrendszer nem képes azonnal Bode-diagramot rajzolni, de lehetőséget ad arra, hogy ezt utólag, kézzel beállítva kirajzoltassuk. Ehhez a szimuláció végén megjelenő grafikon ablakát be kell zárni, és a szimulátor ablak, Result - Direct Plot - AC Gain and Phase parancsát célszerű használni, amely a görbe kirajzolásához kéri a kimeneti és bemeneti pont kijelölését.

Az így elkészült diagram jellemzi a kapcsolás erősítését és frekvenciamenetét. Ezen fő tulajdonságokból sok más tulajdonság is következik, így ezeket célszerű figyelemmel kísérni.

3.3. Szimulációk eredményei

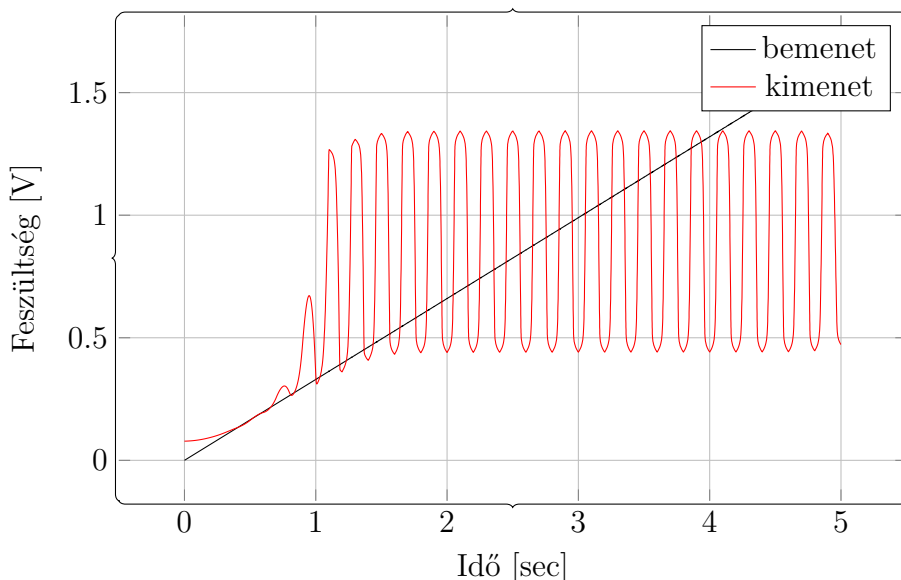
A szimulációk során az erősítőt leginkább jellemző paraméterek közül a legtöbbet közvetlenül mérni lehet, néhány további paraméter ezekből számítással meghatározható.

A tranziens szimuláció során az erősítő kimenő jelének minimuma és maximuma jeleníthető meg, ezek különbségéből a kimeneti jeltartomány (swing) számítással meghatározható.

$$U_{ki,swing} = U_{kimax} - U_{kimin} \quad (3.2)$$

Az elkészült erősítő kimenő jelének minimuma 0.441 V, maximuma 1.343 V, ebből a 3.2 egyenlet megoldásával 0.9 V-os kimenő jeltartomány adódik.

Ha a bemenő gerjesztést, azaz a fokozatosan növekedő rámpát is egy diagramon jelenítjük meg a kimenő jellel, abban az esetben még két további paraméter, a bemenő jel közös módusú komponensének minimuma és maximuma is meghatározható. Ebben az esetben a minimum 0.3 V, míg a maximum egészen a tápfeszültség felső határa.



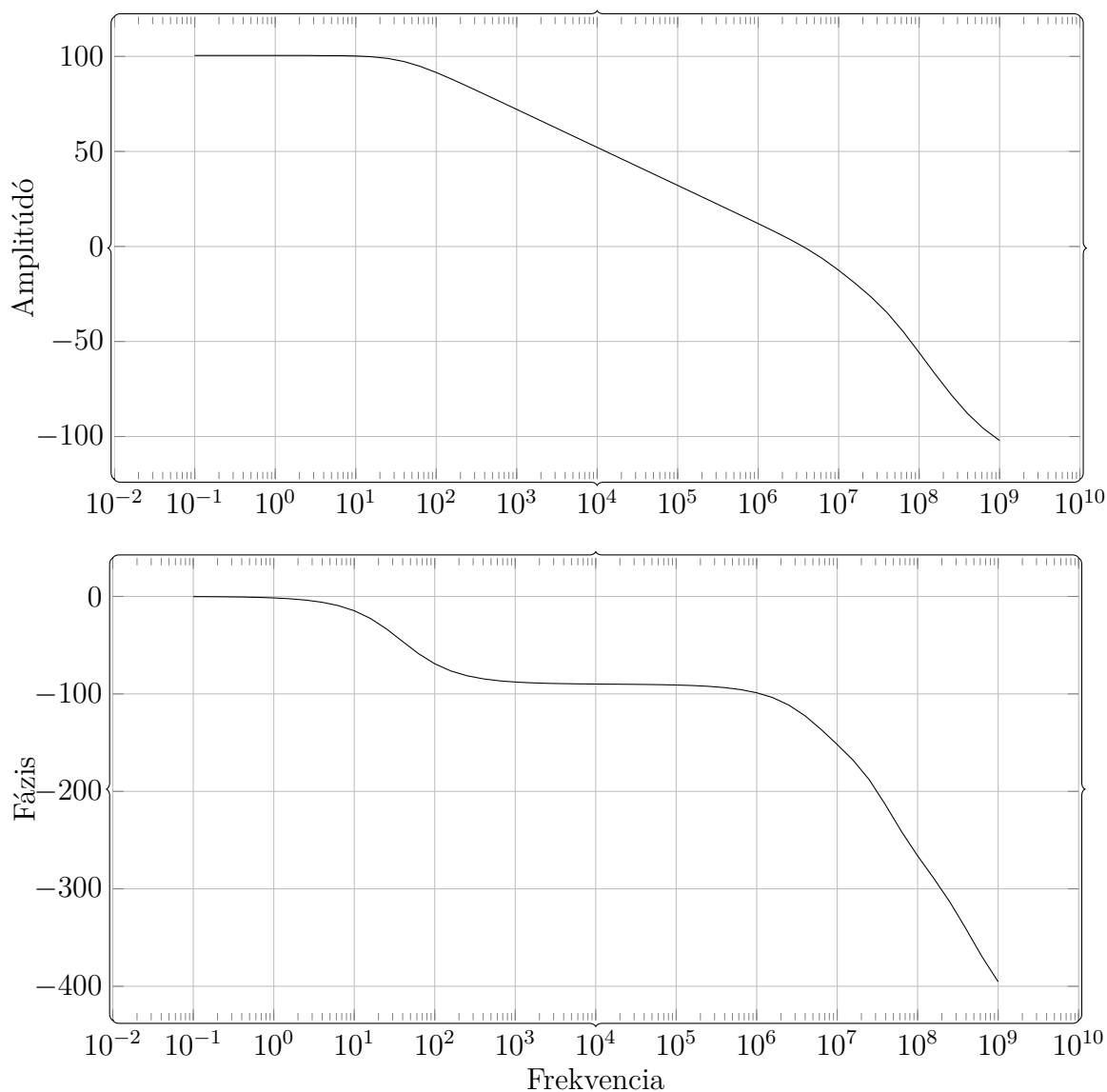
3.4. ábra. Tranziens viselkedés

További paraméterek a Bode-diagram megjelenítésével, és az azon elhelyezett jelölők (marker) segítségével olvashatók le.

Elsőként a nyílt hurkú erősítés került meghatározásra. Ehhez elhelyeztem egy jelölőt az 1 Hz-es pontra, az ott mért erősítés 100.47 dB-re adódott.

A következő jellemző adat az erősítő sávszélessége, melynek pontos meghatározásához ismét egy markert helyeztem el az ábrán, de most nem a vízszintes (x) tengelyre jellemző frekvenciaértéket adtam meg, hanem a függőleges (y) tengelyen elhelyezkedő erősítés decibelben mért értékét, amely a -3 dB-es ponthoz, így jelen esetben pontosan a 97.47 dB-es erősítéshez tartozik. Az adatok bevitele után a sávszélesség felső határa azonnal megjelenik, mely 37.86 Hz.

A fázismenet szintén több hasznos és a kapcsolás fontos paramétereit hordozza magán. Első ránézésre három domináns töréspont látható, melyből arra lehet következtetni, hogy az erősítő



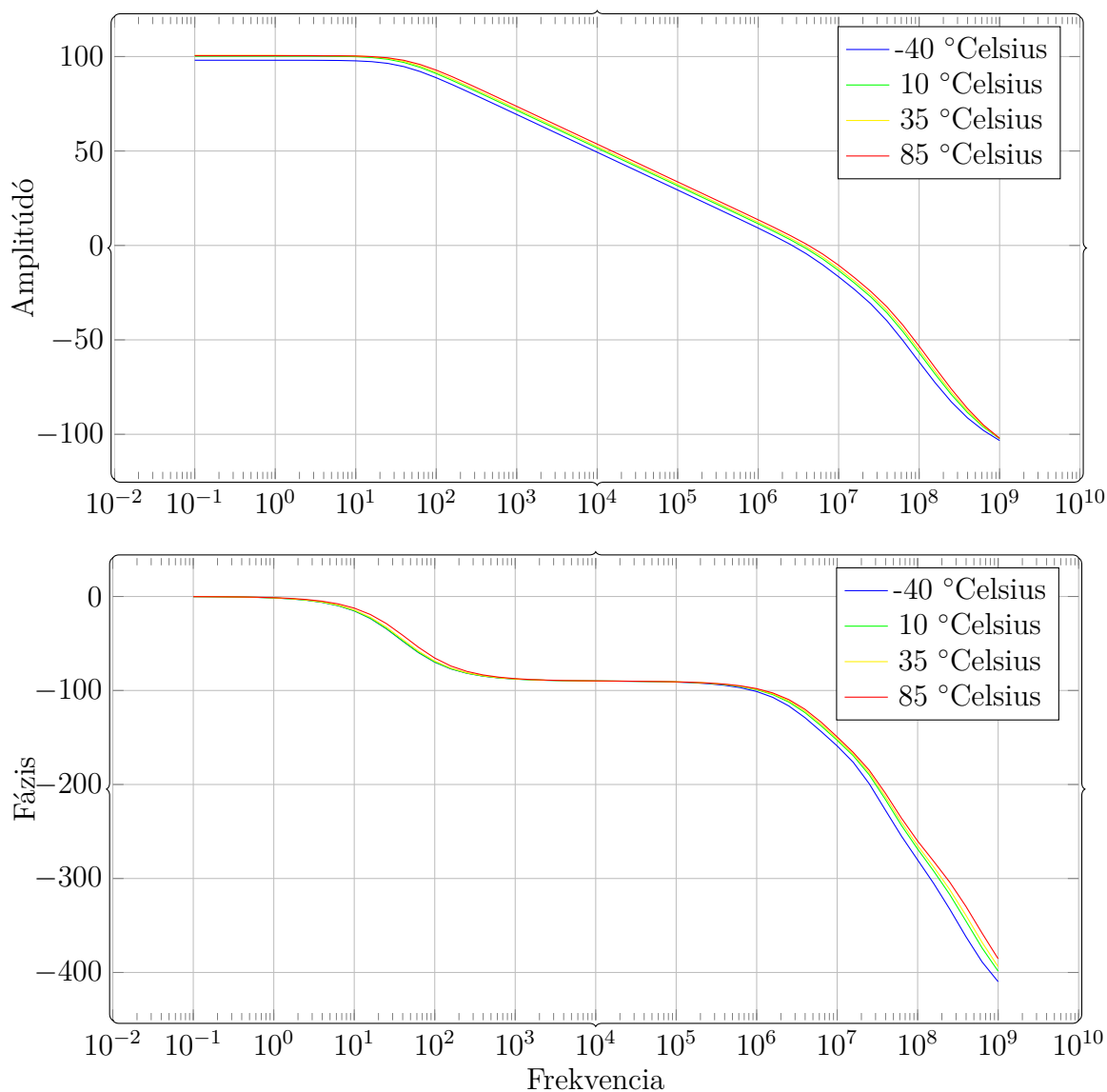
3.5. ábra. Az erősítő Bode-diagramja

Nyquist-diagramja rossz méretezéssel akár magába is foglalhatja a $-1+j0$ pontot, amikor a kapcsolat gerjedni kezd és ezáltal mint erősítő használhatatlanná válik. Ennek elkerülésére megfelelő fázistartalékot kell biztosítani a kapcsolat számára. A fázistartalék nem más, mint az egységnyi erősítéshez tartozó határfrekvencián mért fázistolás és a teljes fázisfordítás fokában mért különbsége. A grafikonról marker segítségével leolvasott határfrekvencia és fázisérték rendre 3.572 MHz és -121.8 fok, ebből a fázistartalék 58.2 fok, mely megfelelő a stabil működés szempontjából.

Ezekkel a szimulációkkal meghatároztam a legfontosabb paramétereket, viszont további jellemzők más próbapad kapcsolásokkal mérhetők meg, mely jelen esetben nem volt cél.

Az erősítő legfontosabb paramétereit az 3.2. táblázat tartalmazza.

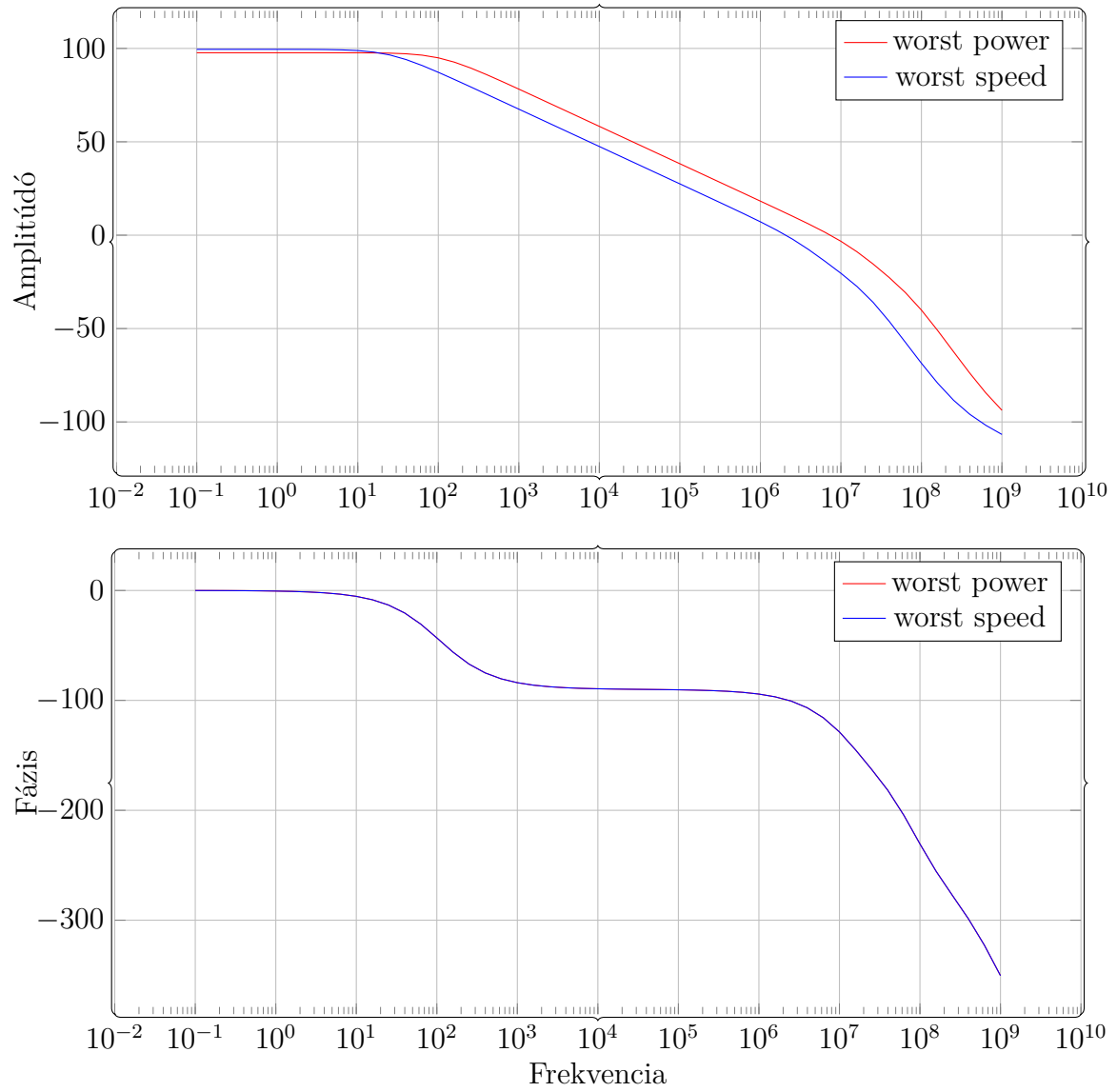
A kapcsolatban szereplő tranzisztorok csatornaszélessége a 3.6. ábráról olvashatók le.



3.7. ábra. Frekvenciaátvitel különböző környezeti hőmérsékletek esetén

3.3.2. Technológiai szórások figyelembevételével végrehajtott szimulációk

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. A szimulációs eredmények az 3.8. ábrán láthatók, és megfigyelhető, az erősítő nyílt hurkú erősítése lecsökken az első esetben 97.7 dB-re, míg a leglassabb működést feltételezve 99.5 dB-re, viszont a -3 dB-hez tartozó törésponti frekvencia 25.1 Hz-re változik. Ezek a szimulációk a tesztek sarokpontjai, így a valóságos paraméterek ennél biztosan kedvezőbbnek adódnak.



3.8. ábra. Az erősítő frekvenciaátvittele a technológiai szórások figyelembevételével

4. fejezet

A layout tervezésének lépései

Miután a kapcsolási rajz alapján szimulált eredmények teljesítik a specifikációban meghatározott paraméterek, kezdődhet meg a layout megtervezése. A layout-tervezés azt jelenti, hogy egy szilíciumlapkára az alkatrészek valóságos képét elhelyezni és az összeköttetéseket kialakítani egy erre alkalmas szoftver segítségével. Az általam használt technológia a mai csúcstechnológiánál - amelyben a legkisebb elkészíthető elem 22 nm - kb. 15-ször nagyobb, azaz $0.35 \mu\text{m}$ csíkszélességgel képes gyártani. Vannak olyan területek, ahol a minimális csíkszélesség kérdése sokkal erősebben hat a gyártott elektronikai alkatrészek bizonyos tulajdonságaira, mint máshol. A legújabb processzorok és memóriák készülnek a legkisebb csíkszélességű technológián. Analóg áramkörök esetén a csíkszélesség nem ennyire kritikus kérdés. A technológia szórások hatásának minimalizálása miatt az analóg áramkörök a technológia minimális csíkszélességének 2-3-szoros értékére készülnek, jelen tervben ez $1 \mu\text{m}$. A szórásokra érzékenyebb elemeknél ennél nagyobb érték is választható, így a differenciálpár tranzisztorainak csatornahossza a minimális hatszorosa, azaz $2 \mu\text{m}$.

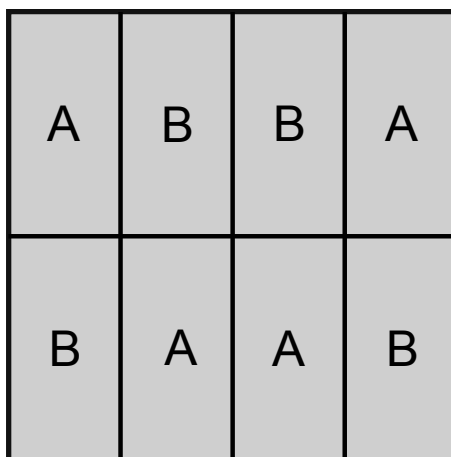
4.1. Layout tervezés kezdeti lépései

A layout tervezéshez a Cadence 6 Design Framework részét képező Virtuoso Layout GXL programját használtam. 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 tranzisztort feltételezünk, 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 tranzisztort jelent. Ez feltétlenül szükséges lépés az úgynevezett common centroid elrendezés kialakításához.

4.1.1. 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 4.1. ábrán látható elrendezést használom. A négyzetes elrendezés nagy előnye, hogy az elemi tranzisztorok közötti távolság így minimális.

Az ilyen elrendezés kialakításához a program „Constrains helper” eszközét 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 áramtűkröket. 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 4.1. ábrán láthatjuk, ahol A-val egy differenciálpár bal oldali, míg B-vel a differenciálpár jobb oldali tranzisztorát jelöltem.



4.1. ábra. A common-centroid technikával elhelyezett tranzisztorok

4.1.2. További alkatrészek elhelyezése

A többi alkatrészt nem foglaltam modulba, bár néhány tranzisztort áramtükörként 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.

4.1.3. 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 legelső 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 vezetékezést, ugyanis egy pillantással 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 jelöli. Ha a vezetékezés parancs aktív, és a megfelelő irányba húzzuk a vezetéket, akkor a végével együtt vándorol a gumiszál, folyamatosan mutatva a vezeték végének helyét. Az összeköttetések legnagyobb részét igyekeztem a METAL1 rétegen véghezvinni, ám hamar elérkezett az a pont, hogy keresztezések nélkül nem lehetett volna a megfelelő lábakat összekötni, így át kellett térni a második fémrétegre. Itt az összeköttetések nagy része megvalósítható volt, ám a differenciálpár és hozzá tartozó aktív terhelés közelsége, az a tény, hogy a modul generátor automatikus huzalozása helyett a kézi huzalozást választottam többletmunkát hozott, és azt is jelentette, hogy a harmadik

fémréteget is használni kell. Ez nem probléma, hiszen a technológia tartalmaz három fém réteget, és a tranzistorok egymáshoz lehető legközelebbi elhelyezkedése kárpótol minket. A huzalozás kialakítása során a differenciálpár és aktív terhelése körül igyekeztem maximálisan szimmetrikus vezetékvezést készíteni. A layout erősítőt ábrázoló része a 4.2. ábrán látható.

Az áram- és feszültségreferencia kialakítása ennél némileg kevesebb figyelmet igényel. Itt elegendő olyan elrendezést találni, hogy a későbbi vezetékvezés során a lehető legkevesebb kereszteződés legyen, így könnyítve meg a lábak közötti kapcsolat megfelelő kialakítást. A p-csatornás tranzistorok itt is egy közös, mégpedig az erősítő struktúrával is közös n-zsebbe kerülnek, így nem szükséges a szubsztrát kontaktusukat bevezetkezni. Az áram- és feszültségreferencia layout-terve a 4.3. ábrán látható.

4.2. DRC ellenőrzés, LVS és visszafejtés

A layout tervezés során számtalan szabályt kell betartani, melyek leírását a technológiai könyvtárhoz mellékeli a félvezető gyártó 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 érhetőek el.

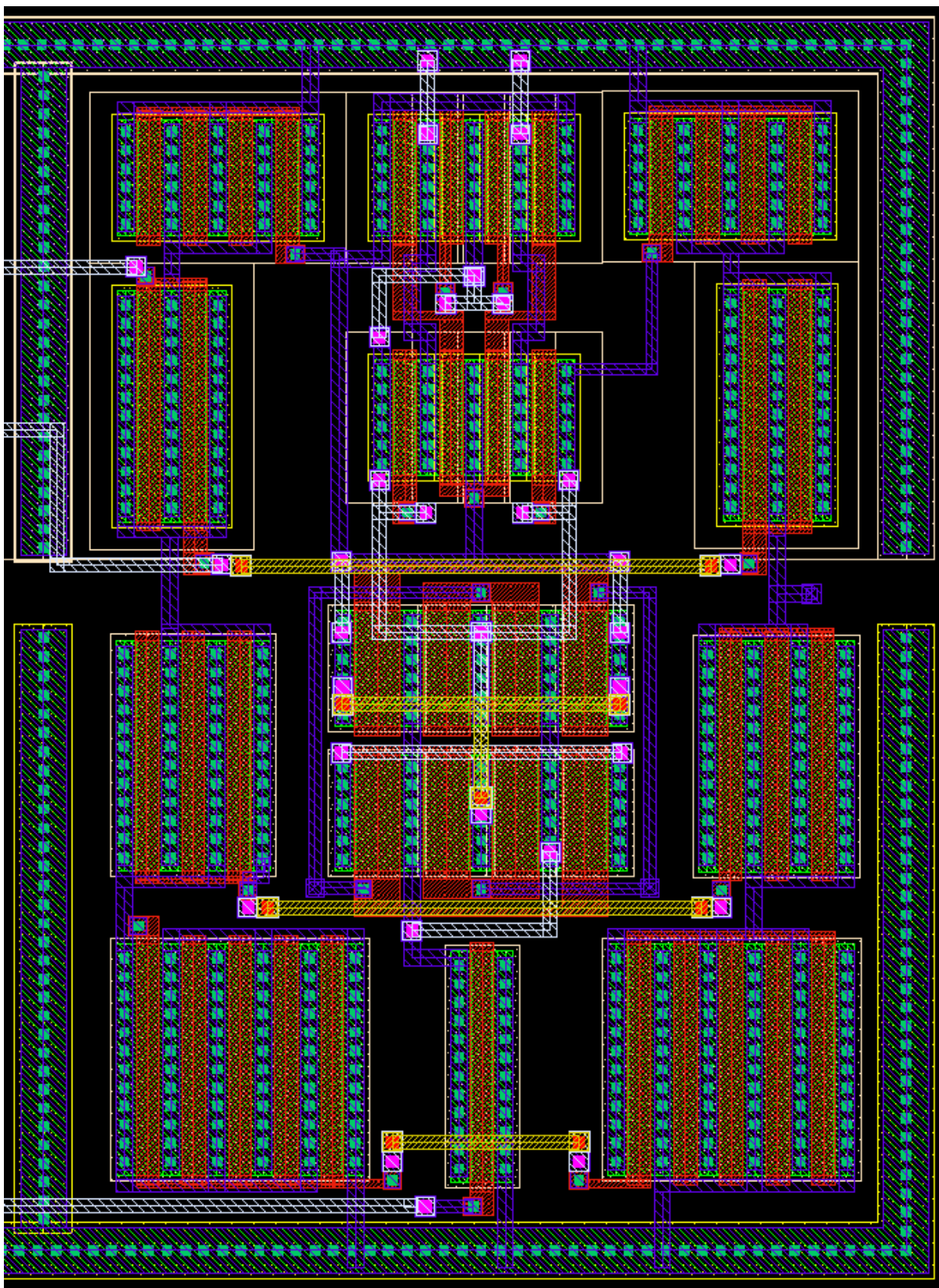
Miután a tervezési szabályok betartásáról meggyőződünk, egy másik kritikus kérdés megválaszolása következik, mégpedig az, hogy amit a szilícium felületére megterveztünk, az megegyezik-e a kapcsolási rajzzal. Természetesen lesznek kialakult parazitaelemek, melyeket figyelmen kívül lehet és kell is hagyni 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 vezetékvezést 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. Az egyre csökkenő méretek miatt a parazita elemek hatása növekszik. A megvalósított erősítő kapcsolat nagyon alacsony frekvencián üzemel, így a kis értékű parazitakapacitások várhatóan nem befolyásolják jelentősen a kapcsolat működését. A visszafejtett kapcsolat ugyanazzal a szimulációs programmal és ugyanabban a környezetben tesztelhető, mint a kapcsolási rajz, a környezetnél kell a szimulációs listához hozzáadni a visszafejtett nézetet.

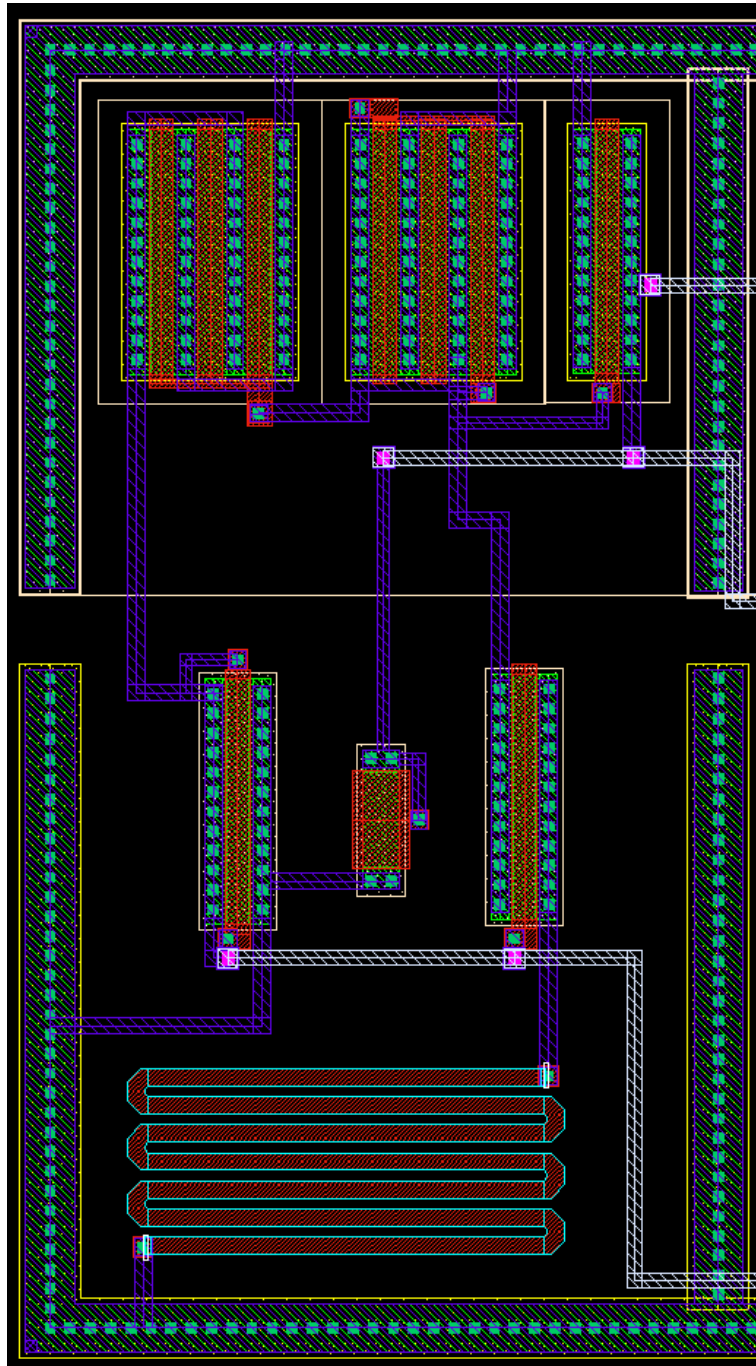
A visszafejtett kapcsolat Bode-diagramja a 4.4. ábrán látható, a kapcsolat paramétereit pedig a 4.1. táblázat tartalmazza. Az így elkészült kapcsolat építőelemként fog szolgálni a teljes kapcsolatban.

Paraméterek	
tápfeszültség	1.65 V
$U_{ki,swing}$	0.9 V
$U_{be,min}$	0.2 V
A_{u0}	100.5 dB
f_0	38.02 Hz
f_1	3.38 MHz
fázistartalék	50.8 fok

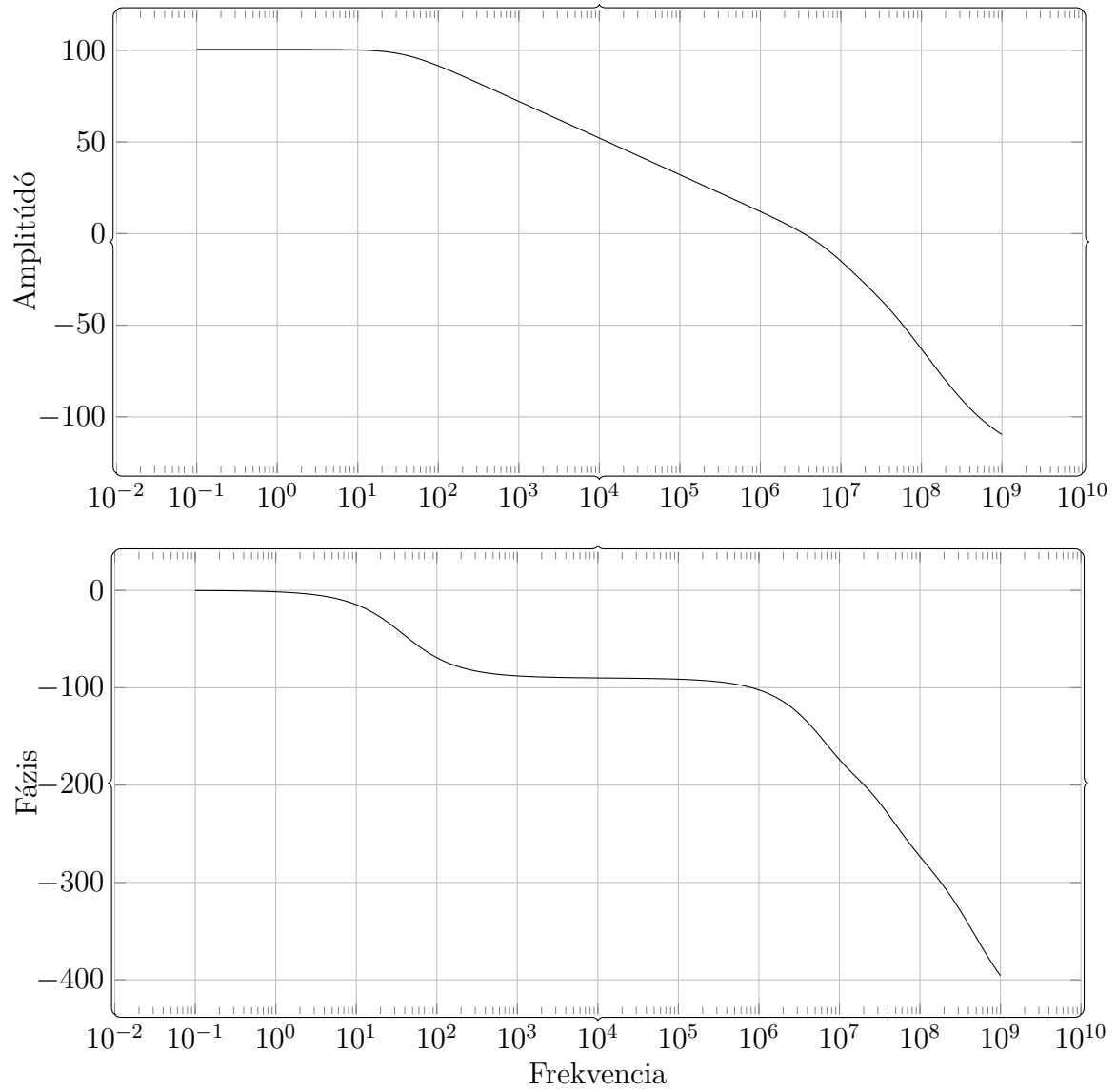
4.1. táblázat. Az erősítő legfontosabb paraméterei



4.2. ábra. A layout erősítőt ábrázoló része



4.3. ábra. A layout áram- és feszültségreferenciát ábrázoló része



4.4. ábra. Az erősítő frekvencia-átvitele a kialakult parazitakapacitások figyelembevételével

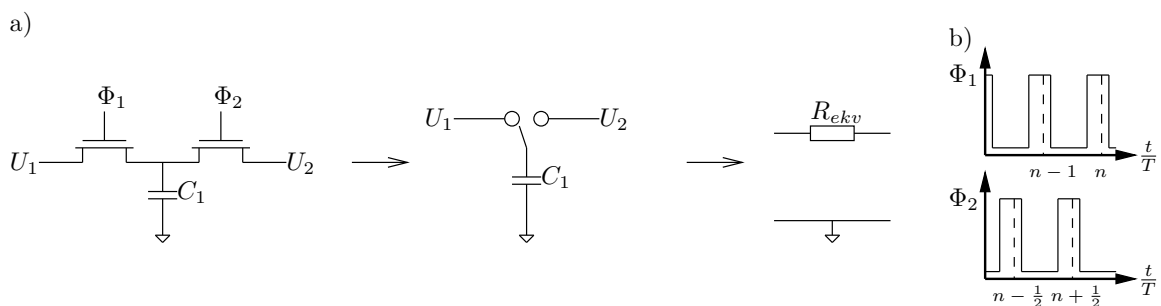
5. fejezet

Többsatornás szelektív szűrő

Az elkészült erősítő kapcsolás egy többsatornás szelektív szűrő részeként, kapcsolt kapacitásokat alkalmazó áramkörbe került beépítésre. A szilíciumon megvalósított aktív szűrők legnagyobb problémája, hogy nagyon korlátozott a megvalósítható passzív elemek nagysága. A kondenzátorok kapacitása maximum $6 - 700 \text{ pF}$, az ellenállások maximális ellenállása pedig néhány $100 \text{ k}\Omega$ lehet. Alacsony vágási frekvencián ezeknél az értékeknél lényegesen, akár több nagyságrenddel nagyobb értékek is szükségesek lehetnek. A kapcsolt kapacitású technikával ez a korlát kerülhető meg. Ha a hálózatban szereplő kapacitások értékét a megvalósítható tartományba csökkentjük, akkor $M\Omega$, $G\Omega$ nagyságrendű ellenállások adódnak. Ezeket a nagy értékű ellenállásokat lehet nagy pontossággal megvalósítani kapcsolt kapacitású ellenállásokkal.

5.1. Kapcsolt kapacitású technika alapjai [1]

A kapcsolt kapacitású technika lényegét a legszemléletesebben a rezgőkondenzátorral megvalósított ellenálláson lehet bemutatni[8].



5.1. ábra. A rezgőkondenzátorral megvalósított ekvivalens ellenállás

A két NMOS tranzisztor kapcsolóként működik, és két egymással át nem lapolódó órajellel vezéreljük őket. Minden balról-jobbra történő átkapcsolás során először az U_1 feszültségű ponton feltöltődik az U_1 feszültségre, majd a töltést átviszi az U_2 feszültségű pontra, vagyis lényegében töltéstranszport történik. Amikor a kapacitás az U_1 feszültségű pontra kapcsolódik, a töltése $Q_1 = C \cdot U_1$. Az U_2 feszültségű ponthoz kapcsolódva a töltés új értéke $Q_2 = C \cdot U_2$. Így a két

csomópont között szállított töltés

$$\Delta Q = Q_1 - Q_2 = C \cdot (U_1 - U_2) \quad (5.1)$$

A kapcsoló órajelnek megfelelően egy $T = 1/f_s$ hosszúságú periódus alatt egyszer viszi át ezt a töltésmennyiséget a két csomópont között. A töltés áramlás definíciószerűen áramot jelent, s így azt mondhatjuk, hogy a rezgő kapacitás hatására áram folyik a két pont között. Ha a két csomópont frekvenciájához képest sokkal (10-100-szor) gyorsabban kapcsolgatjuk a kapacitást, U_1 és U_2 között az átfolyó áram átlagos értéke

$$I_{ekv} \simeq \frac{\Delta Q}{T} = \Delta Q \cdot f_s = f_s \cdot C(U_1 - U_2). \quad (5.2)$$

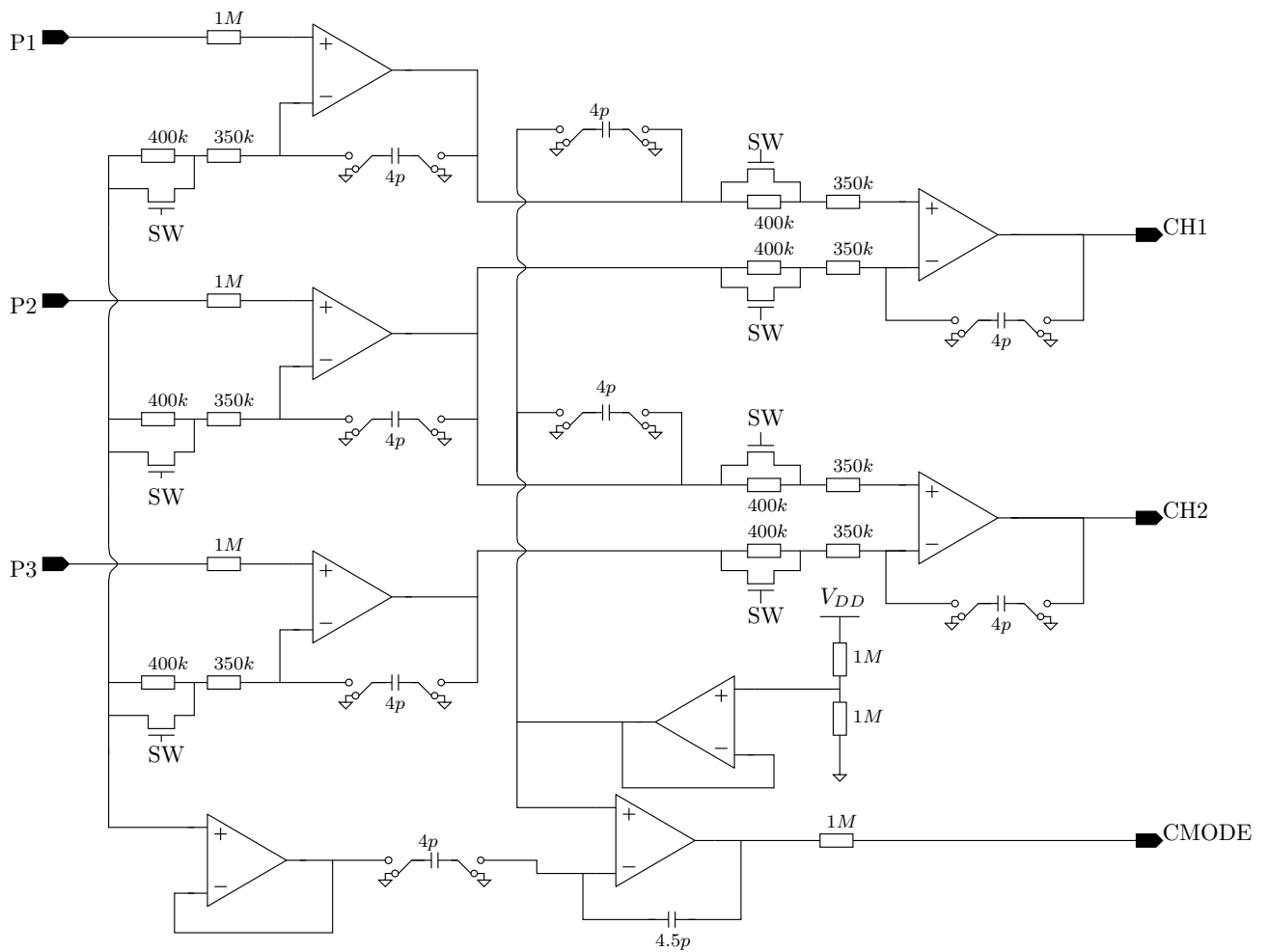
A két pont feszültség-különbsége és az átfolyó áram hányadosaként definiálhatunk egy R_{ekv} ekvivalens ellenállást, amelyet a továbbiakban az áramkör jellemzésére használhatunk.

$$R_{ekv} = \frac{U_1 - U_2}{I_{ekv}} = \frac{1}{C_1 \cdot f_s} \quad (5.3)$$

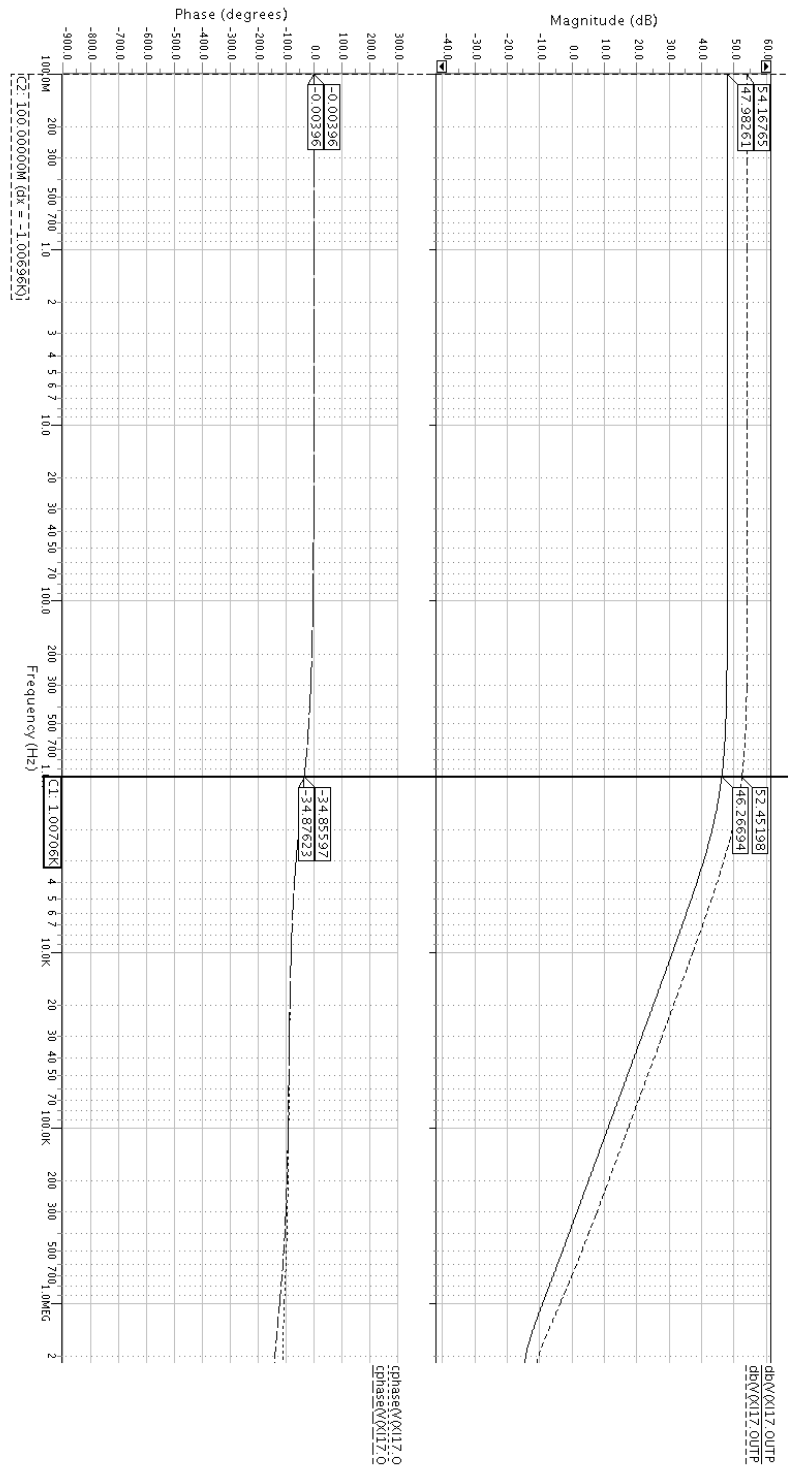
5.2. A teljes fokozat

A fentebb ismertetett műveleti erősítő, valamint kapcsolt kapacitású elemek felhasználásával az 5.2. ábrán látható a megtervezett és leszimulált kapcsolás.

Az *SW* láb hivatott az erősítést állítani. Föld szintet adva rá a kapcsolás kis erősítésű állapotban van, tápfeszültség esetén nagy erősítésűben. Az AC analízis eredménye az 5.3. ábrán látható.



5.2. ábra. A teljes erősítő fokozat (paraméterekkel kiegészítve)



5.3. ábra. A teljes fokozat AC válasza

6. fejezet

Összegzés

Feladatomban a témája egy alacsony tápfeszültségről működő, kis fogyasztású transzkonduktanciaerősítő full-custom tervezése és verifikálása volt, majd az így elkészült építőelemből egy háromcsatornás szűrőkapcsolás kialakítása. Az analóg tervezés, és ezen belül még az alacsony tápfeszültségre és fogyasztásra tervezés nem könnyű feladat, mellyel többször is szembesültem. Az alkatrészek paramétereinek megváltoztatása egyszerre több tulajdonság megváltozását okozza, némelyeken javít, míg másokon ront. Emiatt az egyik specifikált paraméter elérése legtöbbször egy másik paraméter jelentős romlását eredményezte. A kapcsolás fontosabb paramétereit szimulációval meghatároztam, a legfontosabb jellemzők termikus függését megvizsgáltam, a technológiai szórásokat is figyelembe vevő tesztet is végeztem.

A jó kapcsolási rajz megfelelő alapot nyújtott a kapcsolás layout-tervének kialakításában. Az analóg áramkörök esetén az alkatrészek elhelyezésének kiemelt jelentősége van, olyan technikákat kellett alkalmazni, amely a hasonló alkatrészek és a kis távolságokra fennálló lineáris technológia szórásra alapoz. A common centroid és a szimmetrikus alkatrész elhelyezésre jó példát mutat az elkészített terv. Ezen tervet a rendelkezésre álló eszközökkel először a tervezési szabályok alapján ellenőriztem, összevettem a kapcsolási rajzzal, majd pedig a kialakult parazitaelemekkel bővített kapcsolást is szimulációnak vetettem alá.

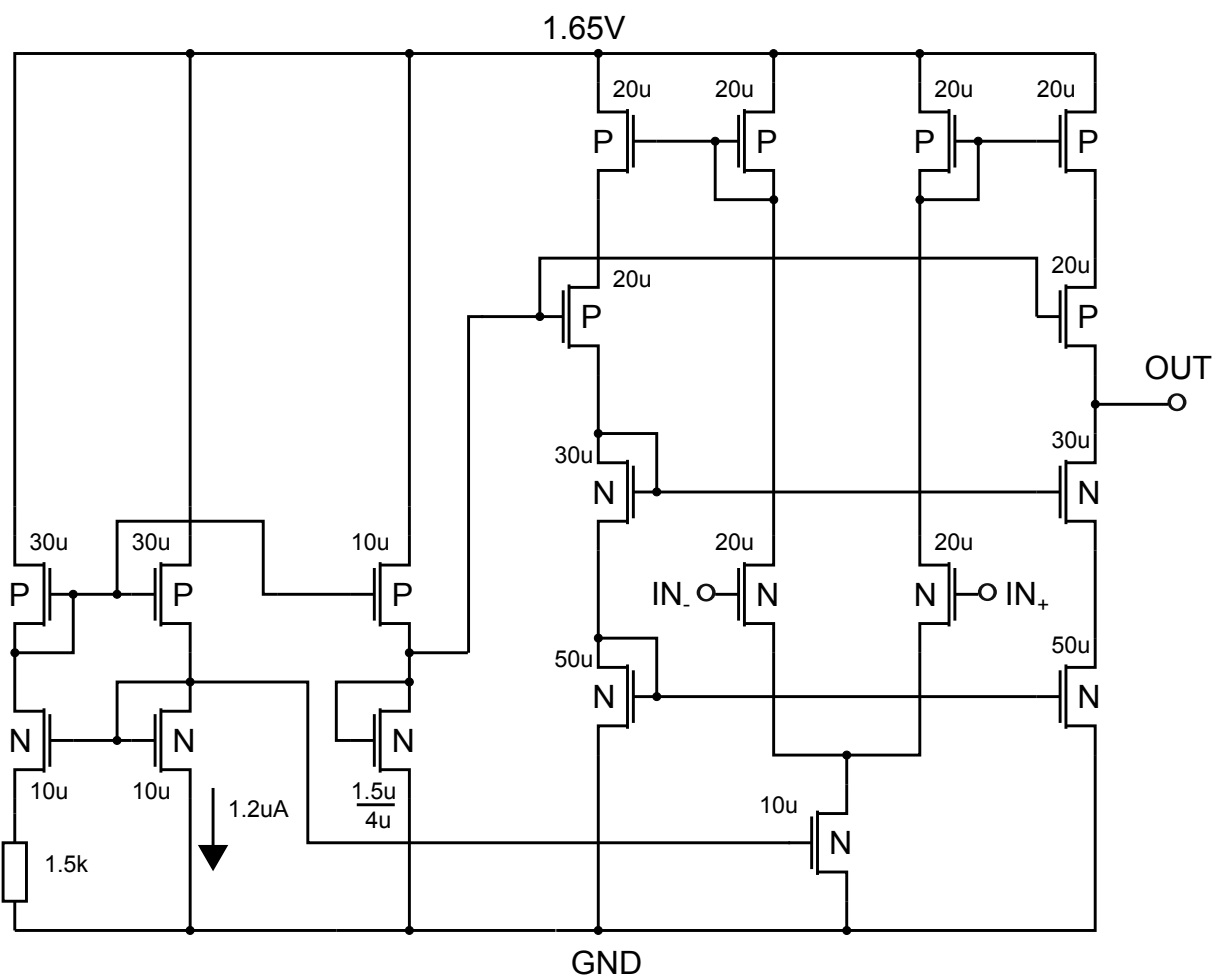
Az erősítőtől egy építőelem szimbólumot készítettem, melyet felhasználtam egy háromcsatornás szűrőkapcsolásban. A kapcsolás eredő átviteli tulajdonságait meghatároztam.

A fejlesztés során megismerkedtem a Cadence 6 Design Framework tervezőrendszerrel, annak különböző eszközeivel, melyek segítségével egy ilyen analóg áramkör megtervezhető. A szoftver sok esetben megkönnyítette a munkámat, például a Layout GXL szolgáltatásai nagyon hasznosnak bizonyultak, ám többször előfordult olyan helyzet is, amelyben alapvető hiányosságai illetve hibái jöttek elő valamely eszköz használata során. A program dokumentációja nem támogatja a felhasználót a munkájában.

Köszönettel tartozom konzulensemnek, Szalai Albin doktorandusznak, aki időt és energiát nem sajnálva támogatta munkámat, továbbá Dr. Bognár György, Dr. Ress Sándor és Dr. Gärtner Péter docens úrnak, akik észrevételeikkel támogatták munkámat.

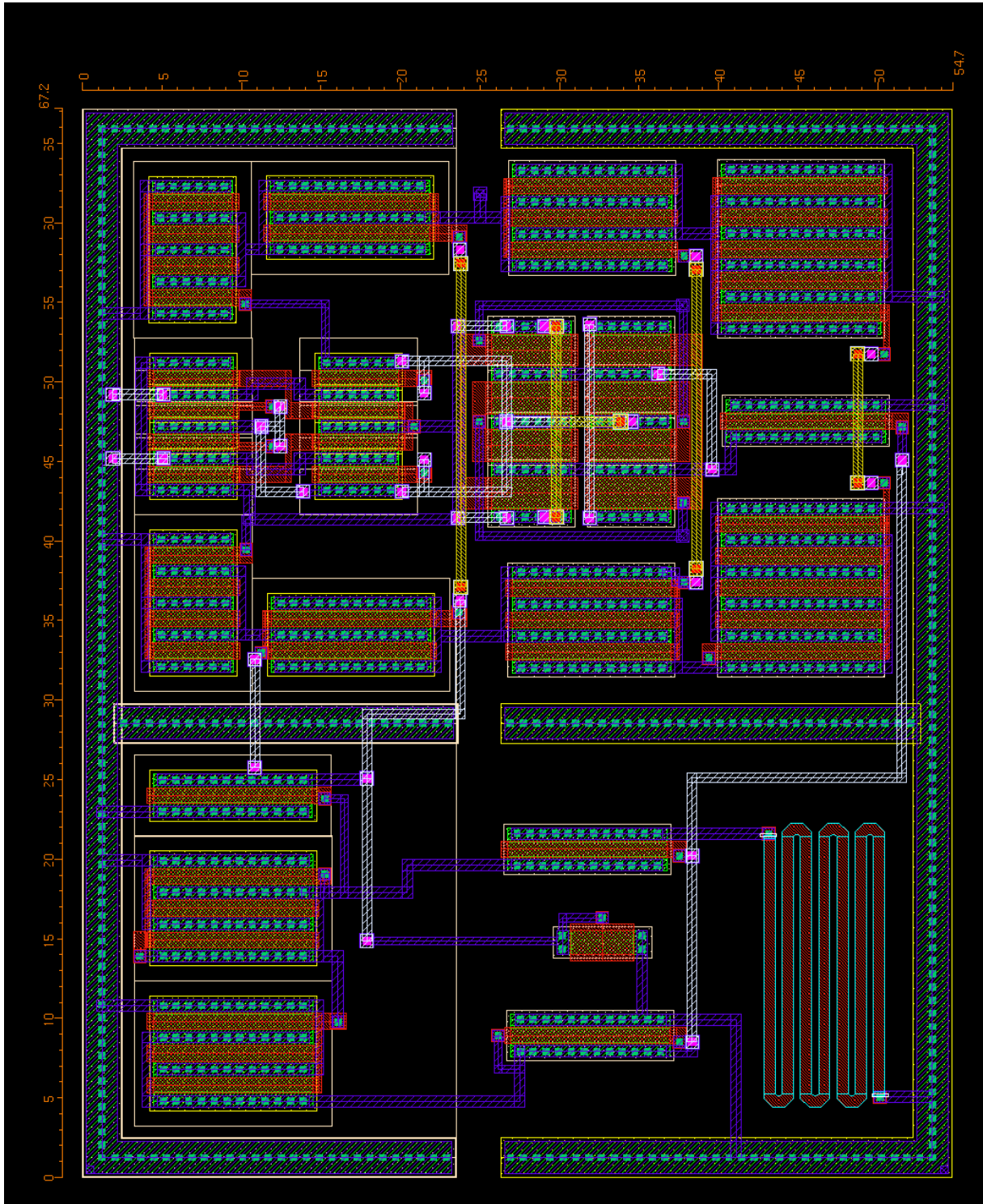
A függelék

A.1. Teljes kapcsolási rajz



A.1. ábra. Az erősítő teljes kapcsolási rajza

A.2. Az elkészült layout terv képe



A.2. ábra. Az erősítő teljes layout terve

Irodalomjegyzék

- [1] Szalai Albin. Kapcsolt kapacitású technika. 2010.
- [2] Lithium-Air Battery. <http://newenergyandfuel.com/http://newenergyandfuel/com/2011/03/28/the-lithium-air-battery-makes-progress/>.
- [3] Organic Battery. <http://www.freepatentsonline.com/4585717.html>.
- [4] dr. Borbély Gábor. *Elektronika II*. HEFOP, 2006.
- [5] A. P. Chandrakasan A. Wang, B. H. Calhoun. *Sub-Threshold Design for Ultra Low-Power Systems*. Springer, 2006.
- [6] Franco Maloberti. *Analog Design for CMOS VLSI Systems*. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [7] S. DOBRE N. COSMI A. MANOLESCU M. GLESNER T. NICULIU, K. HOEMANN. Analog HDL Representation of Active Filters and Noise Effects. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, pages 249–252, április 1995.
- [8] Dr. Kovács F. Ferenc. *Az informatika VLSI áramkörei*. Pázmány Egyetem Elektronikus Kiadó, 2004.

Ábrák jegyzéke

2.1. Ideális művelet erősítő szimbóluma	5
2.2. Műveleti erősítő általános felépítése	6
2.3. Differenciál-erősítő	7
2.4. Közös source-ú alapkapcsolás	8
2.5. Komplementer source követő kapcsolás	9
2.6. Folded-cascode struktúra	13
2.7. Lebegő gate-es struktúra	14
2.8. Bulk-on meghajtott tranzisztor	14
2.9. Tükrözött kaszkód struktúra	15
2.10. Áram és feszültségreferencia	17
3.1. Tranzisztorok szélessége paraméterezve	20
3.2. Mérőáramkör az erősítő paramétereinek méréséhez	22
3.3. Bemelő gerjesztés	22
3.4. Tranziens viselkedés	23
3.5. Az erősítő Bode-diagramja	24
3.6. A kapcsolatban szereplő tranzisztorok csatornaszélessége	25
3.7. Frekvenciaátvitel különböző környezeti hőmérsékletek esetén	26
3.8. Az erősítő frekvenciaátvitele a technológiai szórások figyelembevételével	27
4.1. A common-centroid technikával elhelyezett tranzisztorok	29
4.2. A layout erősítőt ábrázoló része	33
4.3. A layout áram- és feszültségreferenciát ábrázoló része	34
4.4. Az erősítő frekvencia-átvitele a kialakult parazitakapacitások figyelembevételével	35
5.1. A rezgőkondenzátorral megvalósított ekvivalens ellenállás	36
5.2. A teljes erősítő fokozat (paraméterekkel kiegészítve)	38
5.3. A teljes fokozat AC válasza	39
A.1. Az erősítő teljes kapcsolási rajza	41
A.2. Az erősítő teljes layout terve	42