

**Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem**



**Elektronikus Eszközök Tanszéke**

**Mérőáramkör tervezése 1GHZ-en működő  
ECL frekvenciaosztóhoz**

Készítette:

***Bognár György***

*Konzulens:*

Benedek Zsolt (*BME EET*)

*Ipari konzulens:*

Erdélyi János (*Integration Hungary*)

*2002.Május 5.*

# Tartalomjegyzék

<b>1. Bevezetés</b>	<b>4</b>
<b>2. Frekvenciaosztók áttekintése</b>	<b>5</b>
2.1. Jelenleg használatban lévő frekvenciaosztó áramkörök összehasonlítása	5
2.2. Frekvenciaosztók helye és szerepe a nagyfrekvenciás rádióösszeköttetésben	6
2.3. Frekvenciaosztókkal szemben támasztott követelmények	6
2.4. A frekvenciaosztó áramkörök típusai	7
2.5. A frekvenciaosztók felosztása beállítható osztásarány szerinti	7
2.5.1. Állandó osztásarányú frekvenciaosztók	7
2.5.2. Két érték között változatható osztásarányú frekvenciaosztók	8
2.5.3. Állítható osztásarányú frekvenciaosztók	8
2.5.3.1. Számlálóból felépülő frekvenciaosztó	9
2.5.3.2. Léptető regiszterből felépülő frekvenciaosztó	9
2.5.3.3. DMP-ből felépülő frekvenciaosztó	10
<b>3. Az architektúra megvalósítása</b>	<b>11</b>
3.1. Az architektúra kiválasztásának szempontjai	11
3.2. A kiválasztott architektúra	12
3.3. A tervezés menete, a kiválasztott architektúra felépítése	13
3.3.1. A 2/3 Dual Modulus frekvenciaosztó áramkör felépítése és működése	13
3.3.2. A 2/3 DMP átalakítása pulzus elnyelő áramkörre	15
3.3.3. A vezérlő logika felépítése és működése	16
3.4. A kiválasztott architektúra megvalósításának technológiai lehetőségei	18
3.5. A teljes architektúra kapcsolási rajza	19
<b>4. Nagyfrekvenciás áramkörök tervezése során fellépő problémák</b>	<b>20</b>
4.1. A Bond Wire hossza	20
4.2. Vezetékezés és irányváloztatásai [10]	21
4.3. Lezárások megvalósítási lehetőségei [18]	22
<b>5. A mérőpanel tervezése</b>	<b>24</b>
5.1. A mérőáramkör megvalósításának célja	24
5.2. A frekvenciaosztó integrált áramkör tokozása, lábkiosztása	25

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

---

<b>5.3. A mérőáramkör felépítése</b>	<b>28</b>
5.3.1. <i>A bemeneti fokozat</i>	29
5.3.2. <i>A kimeneti fokozat</i>	33
5.3.3. <i>Az osztásarány előállító fokozat</i>	33
<b>5.4. A kapcsolási rajz tervezése</b>	<b>36</b>
<b>5.5. A mérőpanel layout tervezése</b>	<b>37</b>
5.5.1. <i>A hordozó és a technológia kiválasztása</i>	37
5.5.2. <i>Az alkatrészek elrendezése</i>	38
5.5.3. <i>A rajzolat kialakítása, huzalozás tervezés</i>	39
5.5.4. <i>Az alkatrészek beültetése, stencil maszk tervezés</i>	41
<b>5.6. A mérési összeállítás, a mérés eredménye [15]</b>	<b>43</b>
<b>7. Összefoglalás</b>	<b>49</b>
<b>8. Köszönetnyilvánítás</b>	<b>50</b>
<b>9. Irodalomjegyzék</b>	<b>51</b>

## 1. Bevezetés

*A frekvenciaosztók fő feladata a fáziszárt-hurkos frekvencia szintézerek kimenő frekvenciájának pontos beállítása. Ezt a kimenő jelet rádiófrekvenciás átvitel során vivőfrekvenciának használják fel. Ilyen frekvencia szintézerek főleg a mobil kommunikáció területén játszanak jelentős szerepet, ahol a kisebb méret, szélsőséges körülmények közötti működőképesség, nagyobb integráltság és kisebb fogyasztás (hosszabb akkumulátor-élettartam) alapvető követelmény.*

*A diplomatervem feladata egy 1GHz frekvencián 2.2 V tápfeszültséggel működő 0.6 $\mu$ m technológián megvalósítható ECL frekvenciaosztó integrált áramkör architektúrájának kiválasztása és az ez alapján megtervezett, legyártott és tokozott áramkör mérésére szolgáló mérőpanel elkészítése volt.*

*Először a már létező frekvenciaosztó áramkörök felépítésével, működésével ismerkedtem meg. Ezeket a megoldásokat rendszereztem és működésüket a 2. fejezetben taglaltam.*

*A konkrét cél megvalósításához leginkább illeszkedő architektúrát kiválasztottam, a kiválasztás szempontjaival illetve az architektúra megvalósításával a 3. fejezet foglalkozik.*

*A 4. fejezetben a nagyfrekvenciás áramkörök tervezése, működése során fellépő problémákat (tokozás, vezetékezés, illesztett lezárások) fejtem ki.*

*A mérőpanel kapcsolási-rajz és layout szintű megtervezése valamint a frekvenciaosztó integrált áramkör bemérése az 5. fejezetben leírtak alapján történt.*

## 2. Frekvenciaosztók áttekintése

### 2.1. Jelenleg használatban lévő frekvenciaosztó áramkörök összehasonlítása

Feladatom egy olyan szilícium hordozón 0.6 $\mu$ m BiCMOS technológián [Függelék 1] megvalósítható frekvenciaosztó integrált áramkör architektúrájának megtervezése volt, amely 1 GHz frekvencián, széles hőmérséklettartományban (-40°C – +85°C), az eddig már létező áramköröknél lehetőleg kisebb fogyasztással képes működni, és az osztásarány 64 és 71 között menetközben változtatható. A fogyasztás főleg a hordozható mobil kommunikációs eszközök akkumulátor élettartama szempontjából lényegi kérdés.

A jelenleg használatban lévő frekvenciaosztó áramkörök fogyasztása, maximális működési sebessége, osztásarányának változtathatósága és ára nem megfelelő egyes nagyfrekvenciás alkalmazásokhoz. Ezen tulajdonságok javításával hosszabb akkumulátor élettartam, több egyidejű kommunikáció, szélesebb alkalmazási lehetőség érhető el.

Forrás	Technológia	Vcc [V]	Osztásarány	Frekvencia [GHz]	Fogyasztás [mW]
[1]	0.8 $\mu$ m CMOS	5	4/5, 8/9	1.75	50-60
[2]	0.8 $\mu$ m BiCMOS	2	16-30	1.80	100
[3]	1.0 $\mu$ m BiCMOS	3	16/17	2.00	2.2
[4]	0.2 $\mu$ m BiCMOS	2.58	64/65	1.00	3
[5]	1.0 $\mu$ m GaAs	5.2, 2	128-255	9.72	650
[6]	0.6 $\mu$ m CMOS	3	32-63	1.80	22

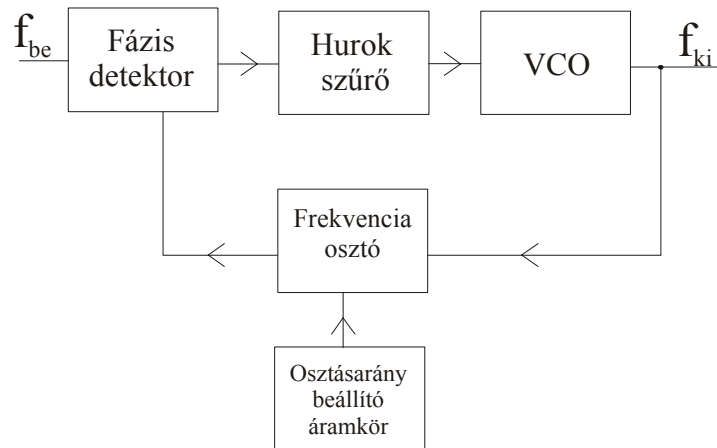
1. táblázat - A frekvenciaosztók összehasonlító táblázata

Az 1. táblázatban foglaltam össze az irodalomjegyzékben szereplő frekvenciaosztók különböző paramétereit. A 0.8 $\mu$ m CMOS [1] technológián megvalósított áramkör fogyasztása jelentős és az osztásarány kis tartományban változtatható. A 0.8 $\mu$ m BiCMOS [2] technológiájú frekvenciaosztó fogyasztása rendkívül nagy. Az 1.0 $\mu$ m BiCMOS [3] technológiájú áramkör működéséhez az általam alkalmazott tápfeszültségnél nagyobb tápfeszültség használatával lehetőség nyílt egy speciális architektúra megvalósítására, amely kisebb fogyasztást tett lehetővé. A 0.2 $\mu$ m BiCMOS [4] illetve a GaAs alapú [5] technológiájú áramkörök előállítási ára a rendkívül költséges technológia miatt nagyon magas. A 0.6 $\mu$ m CMOS [6] technológián megvalósított áramkör osztásaránya széles tartományban állítható, tápfeszültsége magasabb az általam alkalmazottnál, fogyasztása jelentős.

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

### 2.2. Frekvenciaosztók helye és szerepe a nagyfrekvenciás rádióösszeköttetésben

Napjainkban a mobil kommunikációt lehetővé tevő eszközök kommunikációs csatornáinak vivőfrekvenciája kb. 1.0 GHz és 2.5 GHz között van. A vivőfrekvenciának az előállítása a frekvencia szintézer áramkörök feladata, amelyek általában ún. fáziszárt-hurkos (Phase Locked Loop – PLL) felépítésűek (1. ábra). Ezen áramkörök visszacsatoló ágában található frekvenciaosztó áramkör feladata a frekvencia szintézerek kimenő frekvenciájának pontos, és gyors beállítása, behangolása a beállított osztásaránynak megfelelően ( $f_{ki} = f_{be} \cdot N$ ).



1. ábra – PLL frekvencia szintézer blokkvázlata

Fáziszárt-hurkos frekvencia szintézereket a rádiófrekvenciás összeköttetések számos területén alkalmazzák:

- Mobilkommunikáció
- Bluetooth kapcsolat
- Távírányítás, távvezérlés

### 2.3 Frekvenciaosztókkal szemben támasztott követelmények

Egy mobil kommunikációt megvalósító frekvencia szintézernak pontosnak, gyors átállásúnak kell lennie, mivel összeköttetés közben az állandó kapcsolattartáshoz folyamatosan váltani kell a különböző vivőfrekvenciák között. A GSM 900 rendszerekben – a szabványban előírtaknak megfelelően – 270, míg Bluetooth átvitelnél akár 1600 frekvenciaugrást (*frequency hopping*) is végre kell hajtani másodpercenként. A vivőfrekvencia gyors, pontos átállításáért – így a frekvenciaugratás megvalósításáért – a frekvenciaosztó áramkörök a felelősek.

Mobilkommunikációs eszközöket alkotó passzív és aktív alkatrészeknek – így a frekvenciaosztó integrált áramkörnek is – széles hőmérséklettartományban kell megfelelően működniük.

### 2.4. A frekvenciaosztó áramkörök típusai

A frekvenciaosztóknak két fő típusa létezik: szinkron illetve aszinkron frekvenciaosztók:

- Szinkron frekvenciaosztó esetében az egymásután kötött tárolókat egy közös órajel vezérli, ezért a szinkron frekvenciaosztók gyorsabb átfutásúak, mint az aszinkron osztók. Minden tároló a bejövő, maximális órajel frekvenciával működik, ami az áramfelvétel jelentős megnövekedésért lehet felelős.
- Aszinkron frekvenciaosztó esetén az  $n$ . fokozat kimenete szolgáltatja a következő  $(n+1)$ . fokozatok órajelét, így az eredeti órajelhez képest a következő fokozatok órajele pontosan  $n$  számú fokozat késleltetést szenved el. Mivel a tárolók nem a maximális frekvenciával működnek, ezért a fogyasztás alacsonyabb, mint szinkron esetben.

### 2.5. A frekvenciaosztók felosztása beállítható osztásarány szerinti

A frekvenciaosztók a működésük során beállítható osztásarányok száma szerint [1] az alábbiak lehetnek:

- **Állandó osztásarányú frekvenciaosztók**  
(*Prescaler*)
- **Két érték között állítható osztásarányú frekvenciaosztók**  
(*Dual-modulus Prescaler - DMP*)
- **Állítható osztásarányú frekvenciaosztók**  
(*Presettable Divider, programmable Divider, Divide-by-N circuits*)
  - Számlálóból felépülő frekvenciaosztók
  - Léptető regiszterből felépülő frekvenciaosztók
  - DMP-ből felépülő frekvenciaosztók  
(*Variable Modulus Prescaler, Multi-Modulus Prescaler*)
- **Pulzus Elnyelő áramkörök**  
(*Pulse Swallower Circuits*)

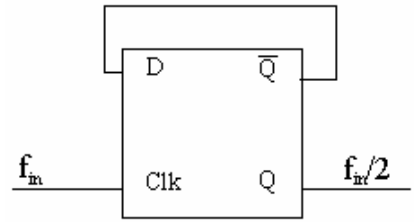
#### 2.5.1. Állandó osztásarányú frekvenciaosztók

A legegyszerűbb frekvenciaosztók egy előre beállított állandó számmal osztanak. Ezt az osztásarányt megváltoztatni sem működés megkezdése előtt, sem működés közben nem lehet. Ezeket az osztókat állandó osztásarányú frekvenciaosztónak nevezzük (Prescaler).

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

---

A legegyszerűbb frekvenciaosztó (3. ábra) egy olyan master-slave D tároló, amelynek a negált kimenete vissza van csatolva a bemenetére, így a kimeneten megjelenő érték órajel periódusonként invertálódik, azaz a bejövő jel frekvenciáját a master-slave D tároló kettővel osztja le. Így  $n$  darab D flip-flop összekötésével  $1:2^n$  osztásarány valósítható meg.



**3. Ábra – D tárolóval megvalósított frekvenciaosztó**

### 2.5.2. Két érték között változatható osztásarányú frekvenciaosztók

Más frekvenciaosztók esetén a frekvencia osztásának aránya – akár működés közben is – két előre meghatározott, fix érték között változtatható. Ezeket a frekvenciaosztókat Dual-Modulus Prescaler-nek (DMP) hívjuk. Az ilyen frekvenciaosztók felépítésével, lehetséges megvalósításával részletesen a 3.3 fejezet foglalkozik.

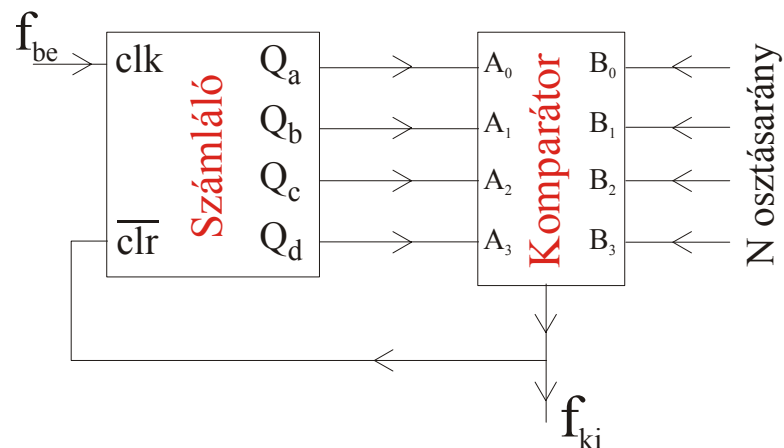
### 2.5.3. Állítható osztásarányú frekvenciaosztók

Ha a működés ideje alatt az osztás értéke szabadon változtatható (2-nél több osztásarány), akkor állítható osztásarányú frekvenciaosztókról beszélünk (Presettable Divider). Az ilyen típusú frekvenciaosztóknak több – architektúrájukban különböző – megvalósítási lehetősége van.

Gyakorlati alkalmazások során, ha a frekvenciaosztó áramkörbe bejövő frekvencia túl magas ahhoz, hogy a változtatható osztásarányú frekvenciaosztó fokozat megfelelően működjön, akkor állandó osztásarányú frekvenciaosztót alkalmazunk. Ezáltal a bejövő frekvenciát egy ilyen, magas frekvencián működni képes egyszerű áramkörrel oly mértékben csökkentettük le, hogy az állítható osztásarányú frekvenciaosztó már fogadni tudja ezt a frekvenciájában lecsökkentett jelet úgy, hogy működésében ne essen hiba. A Prescaler áramkörök nemcsak azért tudnak magas frekvencián működni, mert egyszerűbb az áramköri felépítésük, hanem azért is, mert az osztásarány átállításának késleltetési ideje sem játszik közre működésükben.



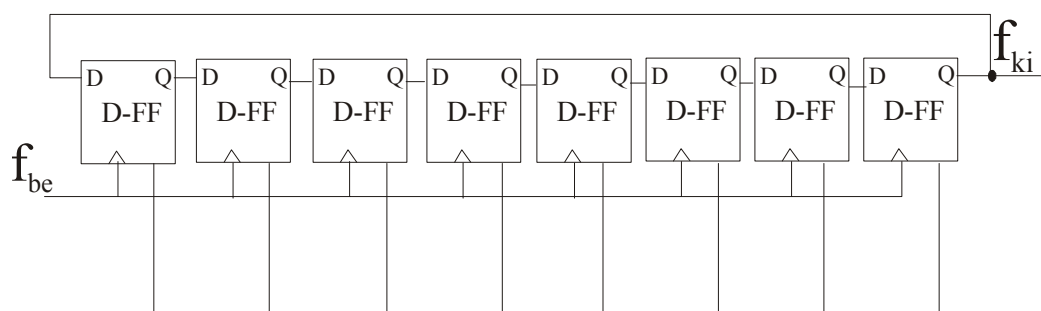
## 2.5.3.1. Számlálóból felépülő frekvenciaosztó



4. ábra – Számlálóból felépülő frekvenciaosztó

Az állítható osztásarányú frekvenciaosztók legegyszerűbb esete az, mikor a frekvenciaosztó áramkör lényegében egy – parallel load vagy reset bemenettel rendelkező – számlálóból épül fel (4. ábra). A számláló a beérkező jel ütemére el kezd felfelé számolni, egészen addig, amíg el nem ér egy előre beállított értéket (N). Ha ezt az előre beállított értéket eléri (amelyet akár egy komparátor is figyelhet), akkor a számláló lenullázódik és újraindul (Reset). Így a bejövő jel minden N-edik ütemére jelenik meg egy impulzus a kimeneten, tehát az áramkör N értékkel osztja a bejövő frekvenciát. Másik esetben az áramkör egy beállított N értéktől lefelé számol, és mikor eléri a 0-t, akkor a számlálóba parallel újra betöltődik ez az N érték.

## 2.5.3.2. Léptető regiszterből felépülő frekvenciaosztó



Párhuzamos betöltés

5. ábra – Párhuzamos betöltésű, visszacsatolt léptető regiszteres frekvenciaosztó

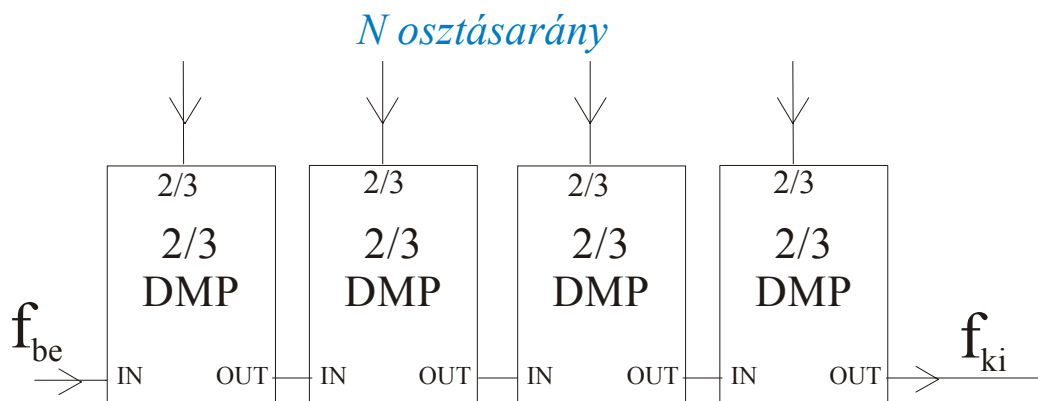
A léptető regiszteres (shift register) megoldás esetén egy bemenetére visszacsatolt léptető regiszterbe (5. ábra) betöltött bináris értéket (ez határozza meg az osztásarányt) az

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

órajel ütemére (bejövő frekvencia) léptetjük, így a léptető regiszter kimenetén megjelenő jel már a leosztott frekvenciájú jelet szolgáltatja. Például, ha egy 8 elemű léptető regiszterbe 10101010 értéket töltünk, akkor a bejövő jelet 2-vel fogja leosztani az áramkör. Ez a betöltött érték szabadon változtatható a működés során.

### 2.5.3.3. DMP-ből felépülő frekvenciaosztó

Az olyan állítható osztásarányú frekvenciaosztók, amelyek csak két érték között változtatható frekvenciaosztókból épülnek fel Variable Modulus vagy Multimodulus Prescaler-nek nevezzük. DMP-ből felépülő frekvenciaosztók használatakor, az egymás után kötött DMP fokozatok osztásarányainak a szorzata adja a teljes frekvenciaosztó áramkör osztásarányát. (6. ábra) Így a bemeneti jel az osztásarányt kiválasztó jelnek megfelelően lesz leosztva. Ez az osztásarány akár menetközben is változtatható.



6. ábra – DMP-ből felépülő frekvenciaosztó

A Variable Modulus frekvenciaosztó áramkörök egyik válfaja a pulzus elnyelő (*pulse swallower*) típusú frekvenciaosztók. Ezen frekvenciaosztók működése során egy előre meghatározott számú ütem elérésekor (N) jelenik meg az áramkör kimenetén egy impulzus. Ha működése során ezen ütemek közül F-t elnyelünk, akkor az áramkör kimenetén megjelenő jel pontosan F ütemmel késleltetve jelenik meg, tehát az osztásarány N+F-re fog változni. Ez az F érték menetközben változtatható, így nagyon rugalmas, gyorsan állítható frekvenciaosztókat lehet megvalósítani.

### 3. Az architektúra megvalósítása

#### 3.1. Az architektúra kiválasztásának szempontjai

A tervezés folyamán először a megvalósítandó integrált áramkör architektúráját kellett megválasztanom. A döntést nagymértékben befolyásolta a megvalósítandó integrált áramkör fogyasztása és bonyolultsága. Arra próbáltam törekedni, hogy a maximális frekvencián működő egységek száma minimális legyen, mivel itt a legnagyobb az áramkör tápáram felvétele.

A maximális bejövő frekvencián működő (1GHz) egységek száma a szinkron felépítésű áramkörök esetén a legnagyobb, mivel ebben az esetben az összes fokozat a legnagyobb frekvencián üzemel, ami jelentősen növeli a fogyasztást. Ilyen – szinkron megoldás – lehetett volna a léptető regiszterrel megvalósított állítható osztásarányú frekvenciaosztó is, ahol az egymás után csatolt D tárolók mindegyikének a maximális, 1GHz-es frekvencián kellett volna működniük, ami a fogyasztást jelentős mértékben megnövelte volna. Ezen kívül figyelembe kellett venni, hogy a – jelen esetben 71 darab D tárolóból álló – shift regiszterrel megvalósított frekvenciaosztó áramkör mérete rendkívül nagy.

A számláló típusú állítható osztásarányú frekvenciaosztó áramkörök szinkron illetve aszinkron működésűek is lehetnek. Mindkét esetben a számlálót felépítő tárolókat adott pillanatban (*N-edik ütem elérésekor*) 0-ba kell billenteni (*reset*). Azonban, ezen tárolóknak – ECL áramköri megvalósítása esetén, amit szimulációval igazoltam [14] – nagyon nagy a fogyasztásuk. (*Háromszor nagyobb, mint ugyanazon a frekvencián működő, reset bemenettel nem rendelkező tárolók fogyasztása.*) Az architektúrák tesztelése során egy ilyen megoldással is kísérleteztem, de az áramfelvétel olyan magas volt, hogy elvettem a teljes áramköri kapcsolás megtervezését.

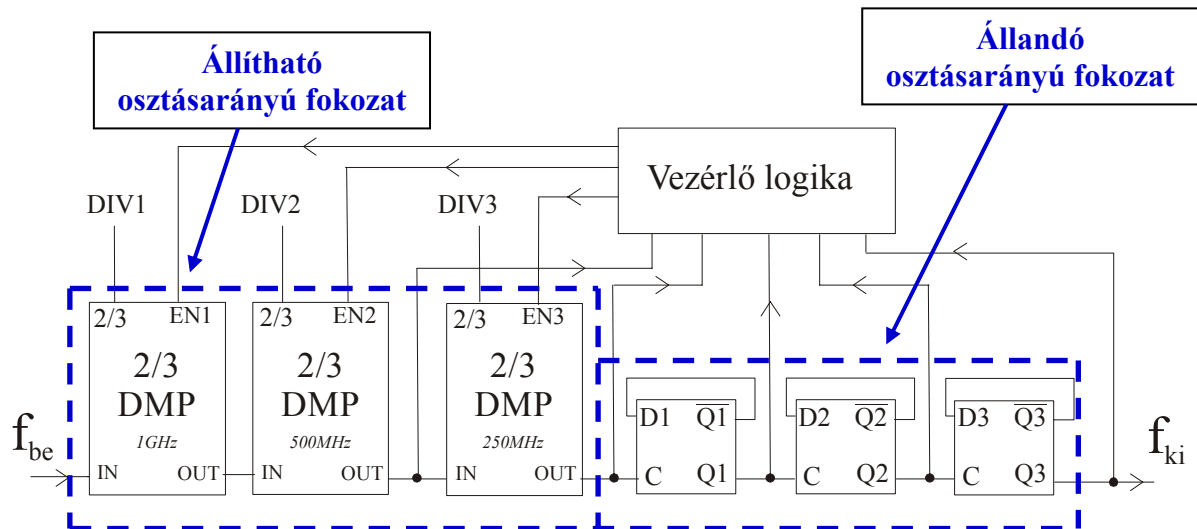
Ezért a szinkron helyett az aszinkron megoldást választottam, hiszen így az egymásután következő fokozatoknak egyre kisebb frekvenciával kell működniük, és ezáltal egyre kisebb az egyes blokkokra jutó áramfelvétel.

Ezen megfontolások alapján, a frekvenciaosztó integrált áramkör megvalósítására legmegfelelőbbnek a pulzus elnyelő állítható osztásarányú frekvenciaosztó architektúrát találtam.

## 3.2. A kiválasztott architektúra

Az előbbi szempontok alapján a kiválasztott architektúra blokkdiagramja a 7. ábrán látható. Az áramkör három jól elkülöníthető részből épül fel:

- Az áramkör első része egy állítható osztásarányú fokozat, amely három darab 2/3 DMP-t tartalmaz. Az áramkör ezen része felel az osztásarány menetközben való megváltoztatásáért.
- Az áramkör második része egy állandó osztásarányú frekvenciaosztó áramkör, amely három bemenetére visszacsatolt D Master-Slave tároló sorba kapcsolásából épül fel.
- Az áramkör működése során 0-7 ütemet nyelhet el, így biztosítva a megfelelő osztásarányt. Az ütemek pontos, periódusonként egyszeri elnyelésének a vezérlésére a vezérlő logika feladata.



7. ábra – A kiválasztott architektúra

Az egyes DMP fokozatok megfelelő vezérlés esetén pulzus elnyelő tulajdonsággal rendelkeznek. Az áramkör 64-gyel oszt, ha a DMP fokozatok osztásaránya kettő. Ha az első DMP osztását egy ütem elnyelésének idejéig átállítjuk háromra, és utána visszaállítjuk kettős osztásra, akkor az áramkör 65-tel osztja le a bejövő jelet. Ha csak a második DMP fokozat osztásarányát állítjuk át háromra, akkor az áramkör két ütemet nyel el, hiszen a kettővel leosztott bemenőjelből nyel el egy pulzust. A harmadik DMP fokozat pedig négy ütemet nyel el. Így három darab DMP 0-7 ütemet nyelhet el, azaz az osztásarány 64 és 71 között szabadon állítható (2. táblázat). A pulzus(ok) elnyelésének nem kell feltétlenül pontosan a teljes periódus elején vagy végén megvalósulnia. Egy perióduson belül bármely pulzus elnyelésével a kívánt osztásarány elérhető.

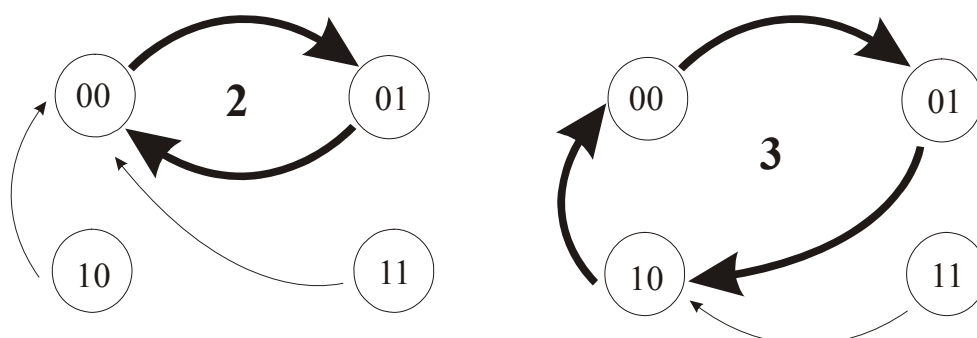
DIV1	DIV2	DIV3	Osztásarány
0	0	0	64
0	0	1	65
0	1	0	66
0	1	1	67
1	0	0	68
1	0	1	69
1	1	0	70
1	1	1	71

2. táblázat – Az osztásarány beállítása.

### 3.3. A tervezés menete, a kiválasztott architektúra felépítése

Először Master-Slave D tárolókkal kellett megvalósítanom egy 2/3 osztásarányú DMP áramkört. Több megoldás elemzése során arra a megállapításra jutottam, hogy a tárolók számának csökkentésével a fogyasztás is jelentősen csökken [14]. Ezért két D tárolóval és két 2 bemenetű ÉS kapuval megvalósított megoldást próbáltam kivitelezni (9. ábra)

#### 3.3.1. A 2/3 Dual Modulus frekvenciaosztó áramkör felépítése és működése



8. ábra - DMP állapotgráfja

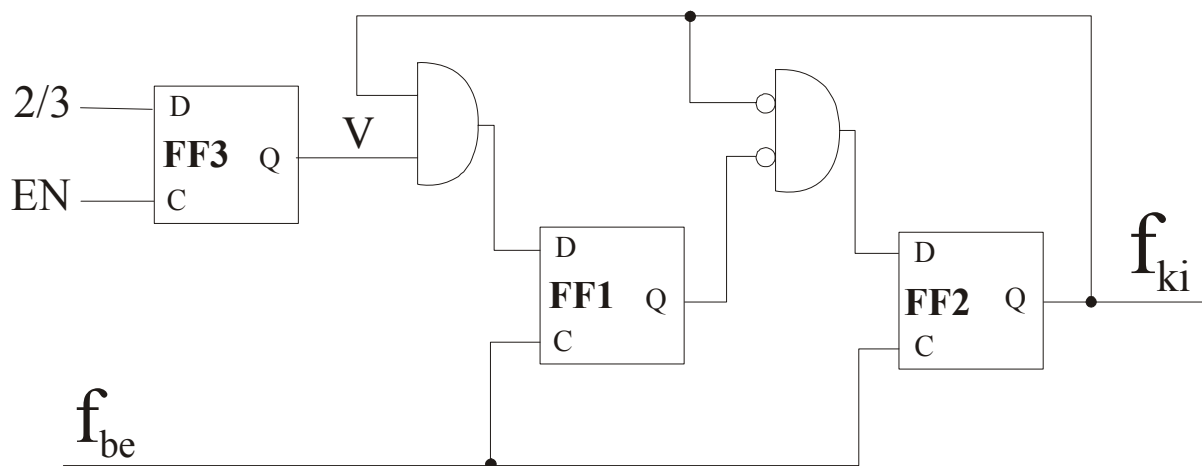
A 2/3 osztásarányú DMP kapcsolásának megtervezése előtt felrajzoltam az áramkör működését szemléltető állapotgráfot (8. ábra). Az állapotgráfról leolvasható, hogy ha a DMP működése közben az osztásarányt kiválasztó V vezérlőjel „1”-re változik, akkor az áramkör még kettes osztásarányban működik egészen addig, amíg a belső állapota el nem éri a 01-t. E belső állapot elérésekor tér a 2/3 DMP hármass osztásarányra, nyel el impulzust egészen addig, míg az V jel aktív „1” szinten marad. Ha azt szeretnénk, hogy az áramkör csak egy impulzust nyeljen el (*csak egy impulzus elnyelésének idejéig működjön hármass osztásarányban*), akkor biztosítani kell, hogy a V bemeneten olyan impulzus jelenjen meg, hogy „1” legyen mikor a 2/3 DMP már 01 állapotba kerül, és „0” legyen, mire az áramkör újra eléri működése során ezt a 01 állapotot. Az áramkör működését a 3. táblázatban foglaltam össze.

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

$Q_1$	$Q_2$	$V=0$		$V=1$	
		$Q_{1next}$	$Q_{2next}$	$Q_{1next}$	$Q_{2next}$
0	0	0	1	0	1
0	1	0	0	1	0
1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	1	0

3. táblázat – 2/3 DMP belső állapotainak változása

Az 8. ábrán látható állapotgráf és a 2. táblázat alapján felírhatóak a  $Q_1^{n+1} = Q_2^n \cdot V$  és  $Q_2^{n+1} = \overline{Q_1^n} \cdot \overline{Q_2^n}$  összefüggések, amelyben az egyes tárolók aktuális belső állapotát  $Q^n$ , a következő állapotát  $Q^{n+1}$  jelöli. Az összefüggések alapján már megtervezhető az áramkör kapcsolási rajza (9. ábra).



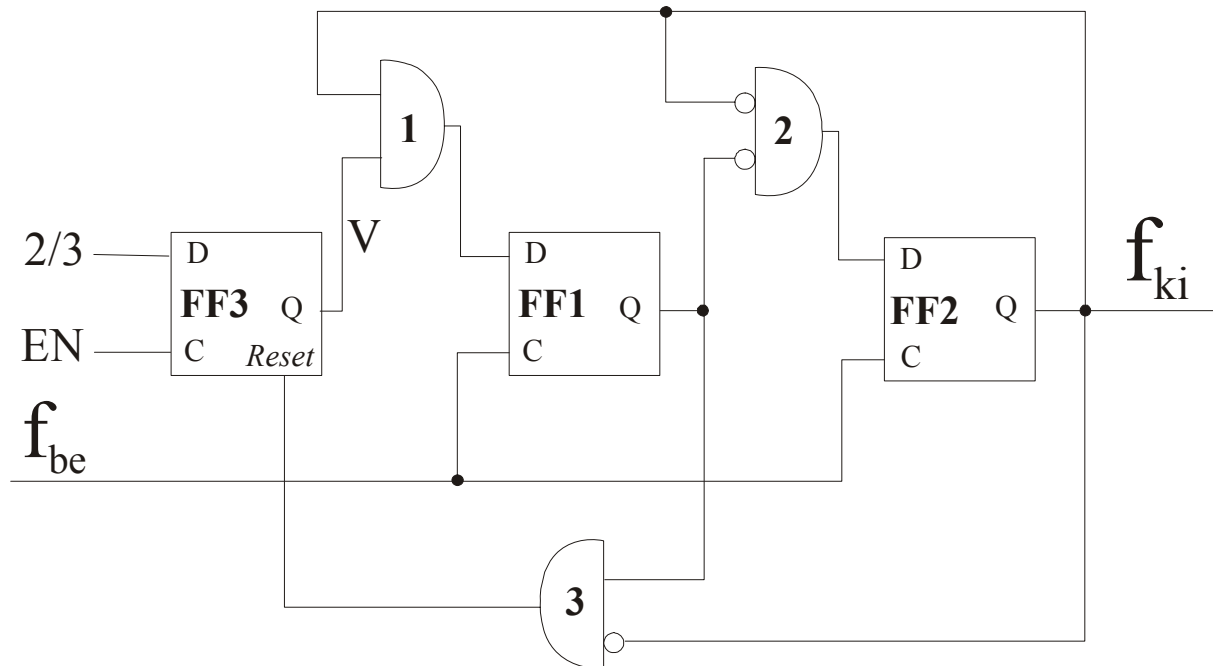
9. ábra - 2/3 DMP

A bejövő frekvencia kettővel illetve hárommal való leosztása az FF1 és FF2 flip-flopok feladata. A V vezérlőjel értéke határozza meg az aktuális osztásarányt. Ha ez az érték "0", akkor kettővel, ha "1", akkor hárommal oszt a frekvenciaosztó áramkör.

A V vezérlőjel előállítása – azaz a pulzus elnyelés engedélyezése – a vezérlő logika felől érkező EN pulzus elnyelést engedélyező jel és a DMP fokozat DIV osztásarányt kiválasztó jelének ÉS kapcsolatából áll elő.

Ha az áramkör indításakor a tárolók olyan állapotba kerülnek, ami a normál működés folyamán nem áll elő (11 vagy kettes osztásarány esetén 10), akkor az áramkör önmagától visszaáll normál működési üzemmódba a bemenetére érkező első órajel ciklus hatására, tehát a 2/3 DMP fokozatok önbeállók.

### 3.3.2. A 2/3 DMP átalakítása pulzus elnyelő áramkörre



10. ábra - Pulzus elnyelővé átalakított 2/3 DMP

Az áramkör működésekor a V jelnek csak addig kell logikai "1"-es szinten maradni, amíg az áramkör egy, és csak egy impulzust nyel el. Azonban ha csak egy ütemet szeretnénk elnyelni, akkor ennek a V jelnek logikai "1"-es szinten tartásának ideje a bejövő órajel frekvenciájának és a tárolók éppen aktuális állapotának is a függvénye. Ezért a tervezése során arra törekedtem, hogy az áramkör működése során önmagától érzékelje, hogy elnyelt-e már egy impulzust, és utána magától visszakapcsoljon kettős osztásarányba.

Ennek érdekében az áramkört egy resetelhető FF3 tárolóval és egy ÉS kapuval (3. számú) egészítettem ki (10. ábra) [2]. A működés lényege, hogy az áramkör pulzus elnyelése az 10 belső állapotban valósul meg, így ha ezt az állapotot érzékeljük és ezzel egy időben a FF3 tárolót reseteljük, akkor a pulzus elnyelése után azonnal visszaáll az alap-, kettővel osztó állapot. A resetelhető D tároló bemenetére a frekvenciaosztó áramkör megfelelő frekvencia osztásarányt (2/3) kiválasztó vezetékeit kell kötni, az EN bemenet pedig a vezérlő logika felől kapja a jeleket. Ezáltal egy perióduson belül csak egyszer (ezt a vezérlő logika szabályozza) töltődik be a FF3 tárolóba a bemeneti érték. Ha ez "1", akkor pulzus elnyelés történik, ha "0", akkor az áramkör végig kettővel oszt, így nem történik pulzus elnyelés.

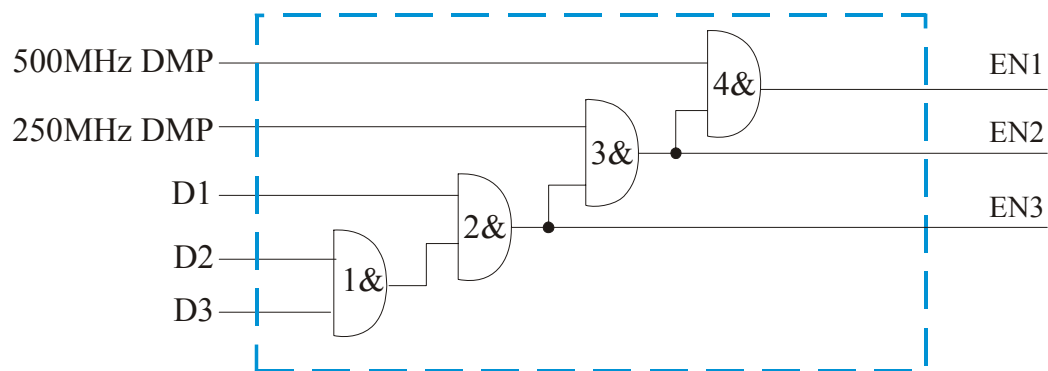
## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

Ez az áramköri megoldás alkalmas arra, hogy nagyon rövid impulzusok hatására (jelen esetben akár 1 ns) is történjen pulzus elnyelés, mert az áramkör magának állítja elő a megfelelő szélességű V jelet.

Ezen áramkör egyetlen „gyenge pontja” a resetelhető ECL tároló. Szimulációval igazoltam [14], hogy az ilyen reset bemenettel rendelkező ECL tároló alkalmazásával a fogyasztás akár a triplájára is változhat. Ezért a pulzus elnyelő 2/3 frekvenciaosztókkal megvalósított teljes áramkör többszöri szimulációja után úgy döntöttem, hogy a végleges architektúrában az eredeti 2/3 DMP megoldást alkalmazom, és a pulzus elnyeléshez szükséges megfelelő szélességű engedélyező impulzust a vezérlő logika fogja előállítani.

### 3.3.3. A vezérlő logika felépítése és működése

Az osztásarány időben történő megváltoztatásáért az áramkör vezérlő egysége a felelős. A vezérlő logika érzékeli a periódus végét, és különböző engedélyező jeleket küld (EN1, EN2, EN3) az állítható osztásarányú egységeknek. E jelek hatására a fokozatok egy időre (*egy impulzus elnyelésének idejére*) a kívánt osztásarányuk megfelelően (DIV1, DIV2, DIV3) elnyelnek, vagy nem nyelnek el egy-egy ütemet. Ezen engedélyező jelek lényegében az egyes egységek (mind a két osztásarány között változtatható osztásarányú fokozatok, mind az állandó osztásarányú fokozatok) kimeneteinek az ÉS kapcsolataiból állnak elő (11. ábra).



11. ábra – A Vezérlő logikabelső felépítése

A két érték között állítható osztásarányú frekvenciaosztó osztásarányt kiválasztó (V) bemenetére érkező jelnek olyan szélesnek kell lennie – csak annyi ideig kell átállítani a fokozatot kettőről hármas osztásarányra –, hogy az áramkör csak egy impulzust nyeljen el. Ez a kívánt szélesség azonban az egyes fokozatoknál a frekvencia függvényében különböző, továbbá függ a fokozat aktuális állapotától is, hiszen a DMP fokozat csak a 01 állapotából tér át egy olyan állapotba (10), amikor a pulzus elnyelés megtörténik.



## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

Például az első fokozat osztásarányt kiválasztó impulzus szélessége 1ns – 4ns között változhat. 1ns szélességű impulzus akkor elég, ha a fokozat éppen 01 állapotban van, mert így a következő órajel hatására áttér hárommal osztó üzemmódba és az impulzus rövidege miatt csak egyszer oszt hárommal. 4ns szélességű impulzus pedig csak akkor alkalmazható, ha a fokozat éppen 00 állapotban van, mert csak így fog egyszer hárommal osztani. Mivel nem tudjuk biztosítani azt, hogy az impulzus megérkezésénél a fokozat egy adott állapotban legyen, ezért az osztásarányt kiválasztó impulzus szélessége valójában csak 2ns – 3ns között változhat, mert csak így biztosítható, hogy csak egyszer osszon hárommal az első fokozat.

Az engedélyező jelek előállítását ÉS logikai kapukkal valósítottam meg. Minden egyes egység az utána lévő fokozatok kimenetének az ÉS kapcsolatából előállított jelet kapja meg vezérlőjelként. Például az 500 MHz-es 2/3 DMP osztásarányt kiválasztó (EN2) bemenetére a 250 MHz-es 2/3 DMP és az állandó osztásarányú frekvenciaosztó D Master-Slave tárolók kimeneti jeleinek az ÉS kapcsolatából előálló impulzus érkezik.

Így az egyes DMP fokozatok EN bemenetére az egyes fokozatok periódusidejének figyelembevételével, olyan széles impulzus érkezik, hogy a 2/3 DMP egységnek van ideje áttérni hármas osztásarányra, elnyelni pontosan egy impulzust és visszatérni kettes osztásarányra.

A 4. táblázat jól szemlélteti a periódus végén történő impulzus elnyelést. A vázolt esetben csak a 1GHz 2/3 DMP oszt egyszer hárommal, nyel el egy impulzust. Látható, hogy 1GHz 2/3 frekvenciaosztó kimenetén egymás után kétszer jelenik meg 0 érték. Pulzus elnyelése a szürkével jelölt pontban történik.

	1GHz 2/3DMP	500MHz 2/3DMP	250MHz 2/3DMP	125MHz	D1 62.5MHz	D2 31.25MHz	D3
60.	0	1	1	0	1	1	1
	1	1	1	0	1	1	1
61.	0	0	0	1	1	1	1
	1	0	0	1	1	1	1
62.	0	1	0	1	1	1	1
	1	1	0	1	1	1	1
63.	0	0	1	1	1	1	1
	1	0	1	1	1	1	1
64.	0	1	1	1	1	1	1
	1	1	1	1	1	1	1
	0	0	0	0	0	0	0
1.	0	0	0	0	0	0	0
	1	0	0	0	0	0	0
2.	0	1	0	0	0	0	0
	1	1	0	0	0	0	0
3.	0	0	1	0	0	0	0
	1	0	1	0	0	0	0

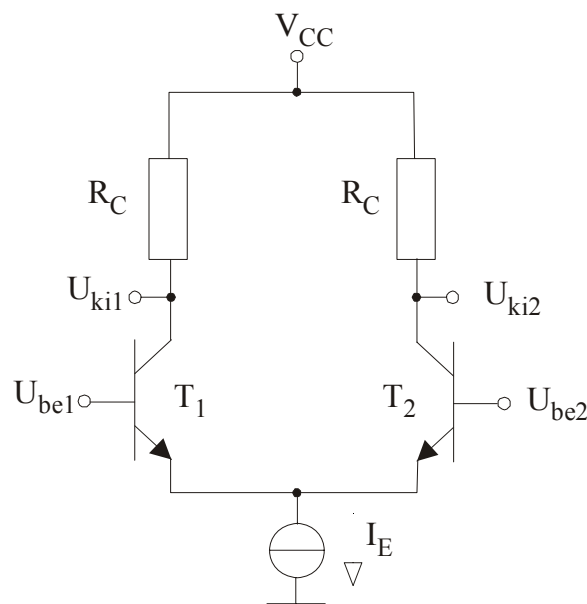
4. táblázat – Periódus végi impulzus elnyelés  
(csak az első 1GHz-es fokozat nyel el)

### 3.4. A kiválasztott architektúra megvalósításának technológiai lehetőségei

Az áramkör tervezése során az alapvető szempont olyan frekvenciaosztó integrált áramkör létrehozása volt, amely 1 GHz-es bejövő frekvenciát  $N$  ( $64 \leq N \leq 71$ ) számmal képes osztani, és az osztásarány menetekben változtatható.

Az 1 GHz-en működő integrált áramkörök megvalósítására Si hordozón az ECL (Emitter Coupled Logic) technika kínál a gyorsaság és fogyasztás szempontjából elfogadható lehetőséget. Az ECL áramkörök nagy sebességét két dolog teszi lehetővé:

1. A bipoláris tranzisztorok működésük során nem mennek telítésbe, végig aktív tartományban maradnak. Ezáltal kisebb a diffúziós töltés felhalmozódás, és így gyors átkapcsolásra képesek.
2. A másik sebességfokozó gondolat a logikai szintek közötti különbség jelentős csökkentése. Így a viszonylag nagy árammal működő eszközök a terhelő kapacitásokat gyorsan áttölthetik a másik logikai szintre.



12. ábra – ECL alapinverter

Ellenben a logikai szintek közötti kis különbség növeli az áramkör zavarérzékenységét, amin javít a kis szintű jelek differenciális formában – két ellentétes fázisú jel – való terjedése és a kis elemméret. Jelen esetben az ECL jelek szintje  $-300$  és  $300$  mV között változhat, ami **differenciális** formában értendő, tehát az aszimmetrikus jel a

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

tápfeszültség és tápfeszültségnél 0.3 V-tal kisebb feszültség között változhat. Az áramkör tápfeszültsége 2.2 V. Differenciális formában történő jelterjedés miatt az áramkör sokkal zavarvédettebb. [7]

A 11. ábrán látható kapcsolásban a két bipoláris tranzisztor ellentétes ütemben működik. Amikor a  $T_1$  tranzisztor kinyit ( $U_{be1} > U_{be2}$ ), akkor a közös áramgenerátor áramának ( $I_E$ ) jelentős része ezen a tranzisztoron keresztül folyik. Ez az áram az  $R_C$  kollektor ellenálláson feszültséget ejt. Emiatt a kimeneteken az  $U_{KI1} = V_{CC} - I_E \cdot R_C$ ,  $U_{KI2} = V_{CC}$  feszültségek adódnak, tehát a kapcsolat egy invertert valósít meg.

### 3.5. A teljes architektúra kapcsolási rajza

A végleges architektúra kiválasztása után elkészült az áramkör teljes kapcsolási rajza [Függelék 4-5]. A tárolókat (DMSFF) és az ÉS-kapukat (AND) ábrázoló cellák nevében az adott fokozat működési sebessége szerepel, kivéve a leglassabb, tehát minimális árammal működő cellákat. A cella nevének végén lévő + jel arra utal, hogy ez a cella az adott sebességen a megfelelő működéshez plusz áramot igényel, míg az ÉS-kapuk nevének végén lévő L pedig arra utal, hogy ez a cella a vezérlő logikában van, ahol ezeket a kapukat egymás után láncba kapcsolom. Az áramkör kapcsolási rajza alapján elkészült az áramkör layout rajza. Az áramkör működése postlayout szimulációval igazoltam [15]. Az áramkör áramfelvétele – a széles hőmérséklet tartomány és a technológiai szórások figyelembevételével – szimulációs eredmények alapján 2.628mA és 5.175mA között alakulhat.

Az integrált áramkör bemeneti differenciális jelei INN és INP. Az OUTN és OUTP kimeneten megjelenő differenciális jel frekvenciája az osztásarány függvényében az 5. táblázatban látható. Az ECL szintű jelek aszimmetrikus összetevői 2.2V és 1.9V között ellentétes fázisban változnak. Az osztásarány beállítása a DIV1, DIV2, DIV3 0V és 2.2V között változtatható CMOS szintű jelekkel lehetséges.

DIV1	DIV2	DIV3	Osztásarány	Kimeneti jel frekvenciája
0	0	0	<b>64</b>	15.625 MHz
0	0	1	<b>65</b>	15.385 MHz
0	1	0	<b>66</b>	15.151 MHz
0	1	1	<b>67</b>	14.925 MHz
1	0	0	<b>68</b>	14.705 MHz
1	0	1	<b>69</b>	14.493 MHz
1	1	0	<b>70</b>	14.285 MHz
1	1	1	<b>71</b>	14.085 MHz

5. táblázat – Kimeneten megjelenő jel frekvenciája az osztásarány függvényében  
(A bemenő jel frekvenciája 1GHz)

### 4. Nagyfrekvenciás áramkörök tervezése során fellépő problémák

#### 4.1. A Bond Wire hossza

Nagyfrekvenciás alkalmazásoknál nagyon fontos kérdés a chip kontaktus felületeit (pad) és a kivezető lábakat összekötő huzal hossza. Az integrált áramkörök tokozásakor alkalmazott bekötővezetékek (bond wire), a bekötővezetékek kontaktusai (pad) és a tokozott integrált áramkör lábai mind-mind parazitahatások forrásai. Az összekötő aranyhuzalnak soros induktivitása szorosan összefügg a hosszával. Mérési és szimulációs eredmények alapján, jó közelítést kapunk, ha a soros induktivitás értékét 1nH/mm becsüljük. A tervezéskor figyelembe kell venni még egyéb parazitahatásokat is: kontaktusok (pad) parazita kapacitása (kb. 1pF), a bekötő vezetékek közötti kapacitív (kb. 10fF/mm) illetve induktív csatolás, a kontaktusok közötti kapacitív csatolás, IC lábak közötti kapacitív csatolás és az IC lábainak parazita kapacitásai (kb. 5pF). Ezen parazitahatások figyelembevételével állapítottam meg analitikus és szimulációs módszerekkel a maximális még elfogadható bekötővezeték hosszát.

Ha az arany összekötő vezeték hossza 3mm, akkor e vezeték soros induktivitása (3nH), a pad parazita kapacitása (1pF) és az integrált áramkör bemeneti ellenállása RLC rezgőkört alkot. Az RLC rezgőkör rezonanciafrekvenciája a  $\frac{1}{2\pi\sqrt{L\cdot C}}$  képlet alapján számítható, és az előző adatok alapján, körülbelül 3GHz-re adódik. [Függelék 7]

Ha a bejövő nagyfrekvenciás jel felharmonikusai között van 3GHz-es összetevő, akkor ezt a frekvenciakomponenst az RLC rezgőkör felerősíti, mivel a rezgőkör rezonanciafrekvenciája pont egybeesik ennek a frekvenciakomponensnek a frekvenciájával. Az erősítés mértékét, azaz az RLC rezgőkör jóságát az integrált áramkör bemeneti impedanciája határozza meg. Ennek következtében a felharmonikus amplitúdója növekedni fog, így a bejövő jel torzul és nem a megfelelő jelalak fog az integrált áramkör bemenetére jutni. Ezért szélsőséges esetben akár az is előfordulhat, hogy az integrált áramkör bemenetére olyan torzult jelalak érkezik, hogy az integrált áramkör nem fog működni.

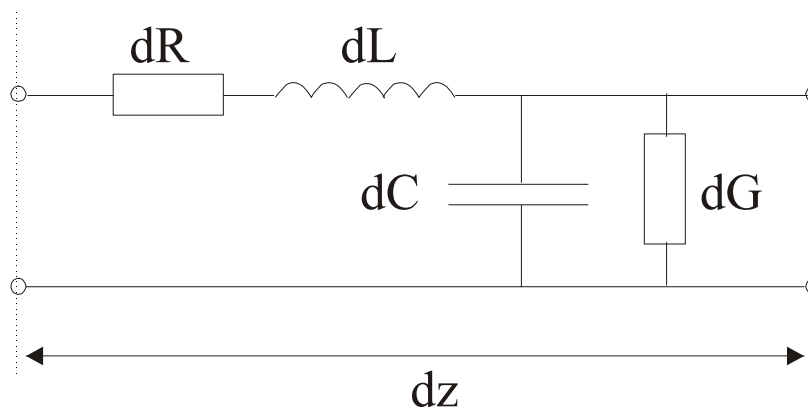
## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

### 4.2. Vezetékezés és irányváltatásai [10]

Vezetékezés kialakításakor figyelni kell arra, hogy a két különböző vezetőrétegen lévő vezetékek minél kisebb mértékben keresztezzék egymást. Ugyanis a két egymást keresztező vezeték között a hordozó vastagságától ( $s$ ), permittivitásától ( $\epsilon_r$ ) és a keresztező felülettől ( $A$ ) függően egy  $C \approx \epsilon_r \cdot \frac{A}{d}$  értékű szórt kapacitás alakul ki. Ez a kapacitás szerencsére nagyon kicsi, de pont elég ahhoz, hogy nagy frekvencián a két vezeték között áthallás jöhhessen létre.

A nagyfrekvenciás huzalozás tervezésnél derékszögű ( $90^\circ$ ) irányváltatás (sarok) a fellépő nagy reflexió miatt nem alkalmazható. Derékszögű irányváltatásnál ugyanis a vezeték szélessége megváltozik. Ha a vezeték szélessége  $w$ , akkor a sarokponton a vezeték szélessége  $\sqrt{2} \cdot w$  lesz. A vezeték szélességének a megváltozása nagyfrekvencián egy szórt parazita kapacitással jellemezhető, ami miatt nagy reflexió lép fel. Minél nagyobb ez a szélesség változás, annál nagyobb lesz a szórt kapacitás értéke, annál nagyobb lesz a reflexió, és így az átvindó jel is jelentős torzítást szenved [10]. A vezeték szélességváltozása jelentősen csökkenthető, ha ún.  $135^\circ$  irányváltást alkalmazunk, illetve megszüntethető az ívben hajlított irányváltás esetében. Az utóbbi esetben a vezeték szélessége végig állandó marad, így reflexió csak nagyon minimális mértékben lép fel, a nagyfrekvenciás jel nem szenved jelentős torzulást.

Kis frekvencián az áramköri vonalak elektromos viselkedése jól jellemezhető a vezeték általában kis értékű ellenállásával és kapacitásával. Nagyobb frekvencián (100MHz fölött) a vezeték koncentrált paraméteres jellemzése nem kielégítő, ezért a nyomtatott áramköri vezeték tápvonal tulajdonságaival (elosztott paraméterű jellemzés) is számolni kell (13. ábra).



13. ábra -  $dz$  hosszúságú tápvonal helyettesítő képe

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

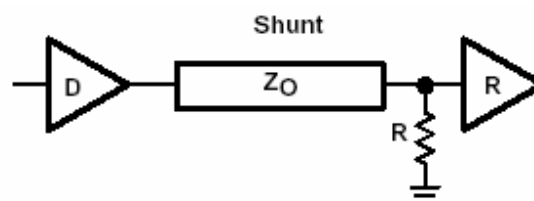
Nagyfrekvenciás áramköröknél figyelembe kell venni, hogy az összekötő vezetékek hatása a meredek impulzusélekre (nagyfrekvenciás összetevők miatt) nem hanyagolható el. Ha a huzalozás késleltetési ideje az áramkörre jellemző felfutási idővel összemérhető nagyságrendű, akkor a hagyományos huzalozás nem alkalmazható. Ha a vezeték túl hosszú – azaz, túl nagy a késleltetése –, akkor a jelalak károsan torzul, reflexió léphet fel. Ezek a jelenségek meghatározott hullámimpedanciájú mikroszalag-vonalak (*microstrip line*) alkalmazásával elkerülhetőek. Mikroszalag-vonalak megvalósításakor az alsó huzalozási rétegen földelt összefüggő vezetőréteget alakítunk ki, az egyes alkatrészeket összekötő huzalozást pedig a felső vezetőrétegen hozzuk létre.

### 4.3. Lezárások megvalósítási lehetőségei [18]

Nagyfrekvenciás összeköttetések tervezésekor figyelembe kell venni, hogy ha egy nagyfrekvenciás jelet átvivő tápvonal nincs illetlenül lezárva, akkor a tápvonalon – a jelátvitelt nagymértékben zavaró – reflexiók lépnek fel. Ennek hatására előfordulhat, hogy a rendszer olyan zajossá válik, hogy megbízhatatlan jeleket generál. Általános tapasztalat, hogy ha a tápvonal hossza kb. 10cm alatt van, akkor a reflexiók olyan kis mértékben torzítják a jelet, hogy az illettett lezárásra igazából nincs is szükség. Ha a tápvonal hossza több mint 10cm, akkor a hibátlan jelátvitel érdekében illettett lezárást kell alkalmazni.

A reflexiómentesség, így a torzulásmentes jelátvitel érdekében, a mérőáramkör bemeneti impedanciájának és az összekötő vezeték hullámimpedanciájának egyenlőnek kell lenniük. Az impedancia illettett lezárás megvalósítására számos lehetőség kínálkozik

Sönt lezárás (14. ábra) a legegyszerűbb illettett lezárási technika. A lezáró ellenállás  $R$  értékének meg kell egyeznie a tápvonal  $Z_0$  hullámimpedanciájával. Ezáltal kiküszöbölhető a visszavert áramhullám által okozott



14. ábra – Sönt lezárás

veszteség, ugyanis a sönt lezáráson keresztül elvezetődik az áram. A sönt lezárás megvalósítása az egyik legegyszerűbb feladat, de alkalmazásának számos hátránya van. Általában a tápvonalak  $Z_0$  hullámimpedanciája egy viszonylag kicsi –  $50\Omega$  és  $75\Omega$  közötti – érték, emiatt a sönt ellenálláson jelentős DC áram fog folyni logikai magas állapotban. A mérőáramkör esetén a nagyfrekvenciás jelgenerátor felől érkező jel amplitúdója  $300\text{mV}$ . A

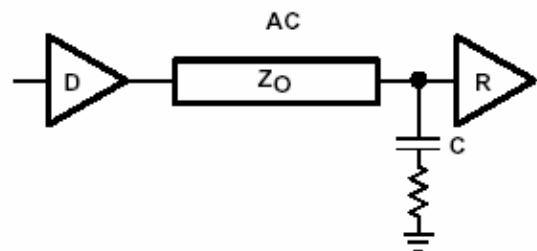
## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

koax tápvonal hullámimpedanciája  $50\Omega$ . A logikai magas érték esetén tehát az átfolyó áram

$$I = \frac{300mV}{50\Omega} = 6mA \text{ értékű. Ráadásul a tápvonal végének egy – kis értékű – sönt ellenálláson}$$

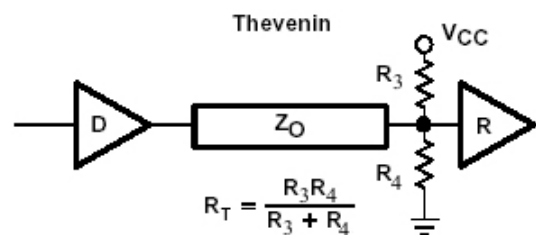
keresztüli földre húzása miatt, az átvitt jel lefutó éle jóval meredekebb lesz, mint a felfutó éle, így az átvitt jel hullámalakja jelentősen torzulhat.

Az AC lezárás alkalmazásával (15. ábra) az egyenáramú áramfogyasztás kiküszöbölhető. Az ellenállással sorba kapcsolt C kapacitás lényegében egy felüláteresztő szűrőt valósít meg. Nagyfrekvenciás jelváltozásoknál a kapacitás rövidzárként viselkedik, így a lezárásnak csak váltóáramú áramfogyasztása van és az átvitt jel hullámalakja nem torzul. A kapacitás optimális értéke körülbelül  $50pF$ . Ennél nagyobb kapacitás érték alkalmazásával ugyan jobb lesz az átvitt jel minősége, de növekszik a fogyasztás.



15. ábra – AC lezárás

Thevenin lezárás használatával (16. ábra) csökken az egyenáramú áramfogyasztás, az átvitt jel hullámalakja nem torzul. Csak ennek a lezárási módnak az alkalmazásával lehetőség nyílik munkapont beállításra is.



16. ábra – Thevenin lezárás

### 5. A mérőpanel tervezése

#### 5.1. A mérőáramkör megvalósításának célja

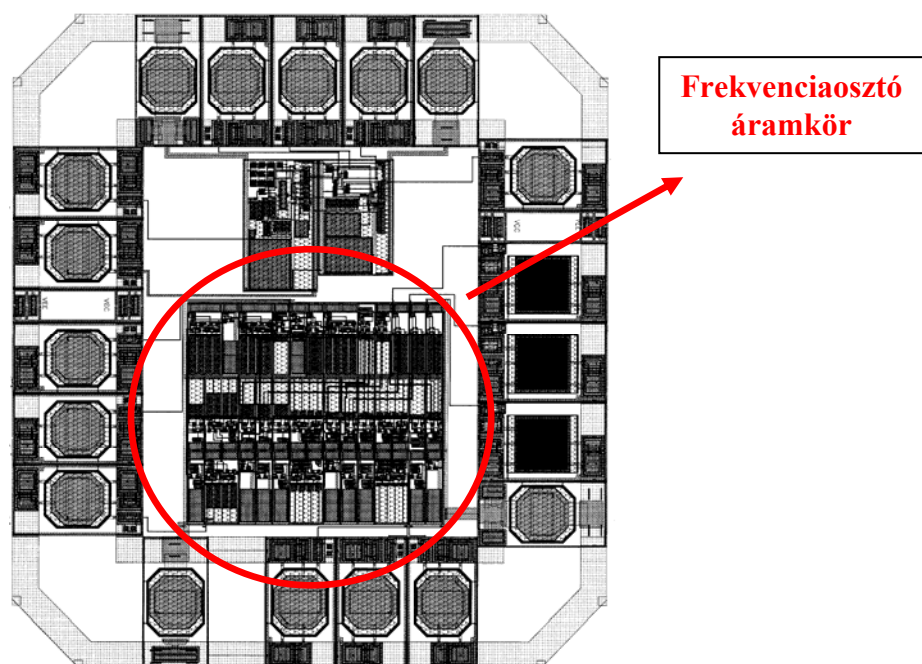
Feladatom a 3. fejezetben megtervezett architektúra alapján legyártott és betokozott, prototípus frekvenciaosztó integrált áramkör mérésére szolgáló panel elkészítése volt. A mérőpanel lényegében egy nyomtatott huzalozású lemezen (NYHL) megvalósított – diszkrét aktív és passzív elemekből felépülő – áramkör, amelynek feladata lehetővé tenni az integrált áramkör helyes működésének ellenőrzését. Az integrált áramkör működését azonban nem csak laboratóriumi körülmények (szobahőmérséklet) között, hanem szélsőséges környezetben is vizsgálni kell. Ezért a mérőpanel tervezése során nagy hangsúlyt fektettem arra, hogy a mérőpanelen lévő diszkrét aktív alkatrészek (főleg a jelátalakító és logikai integrált áramkörök) ne zavarják a bemérni kívánt frekvenciaosztó integrált áramkör működését. Mivel a frekvenciaosztó integrált áramkör működését  $-40^{\circ}\text{C}$  és  $+85^{\circ}\text{C}$  között kell vizsgálni, ezért a mérőpanel diszkrét aktív alkatrészeit is úgy kellett megválasztani, hogy ebben a hőmérséklettartományban hibátlanul működjenek.

A mérőáramkör tervezésének célja ellenőrizni a frekvenciaosztó integrált áramkör helyes működését különböző hőmérsékleti viszonyok és különböző frekvenciájú gerjesztések függvényében. Az áramkör 1GHz frekvenciájú bejövő jel fogadására és leosztására lett tervezve. Nagyobb frekvenciájú bemenő jel esetén is előfordulhat, hogy az áramkör megfelelően fog működni, ugyanis az integrált áramkör tervezésekor az egyes részáramkörök – cellák – áramellátását  $-40^{\circ}\text{C}$  hőmérsékletre és a technológiai szórás „worst-case speed” esetére méreteztem, mivel ebben az esetben szükséges az áramkör működéséhez a legtöbb áram. Ettől eltérő esetben az áramkör működéséhez több áram áll rendelkezésre, mint amennyi szükséges, ezért joggal remélhető, hogy az áramkör akár lényegesen magasabb frekvenciákon is megfelelően fog működni. A helyes működés ellenőrzése lényegében a kimenő jel frekvenciájának mérését jelenti. Ha a kimenő jel frekvenciája ( $f_{ki}$ ) a bejövő jel frekvenciájának ( $f_{be}$ ) és a beállított osztásarány függvényében ( $N$ ) teljesíti az  $f_{ki} = \frac{f_{be}}{N}$  összefüggést, akkor megállapítható, hogy az áramkör helyesen működik.



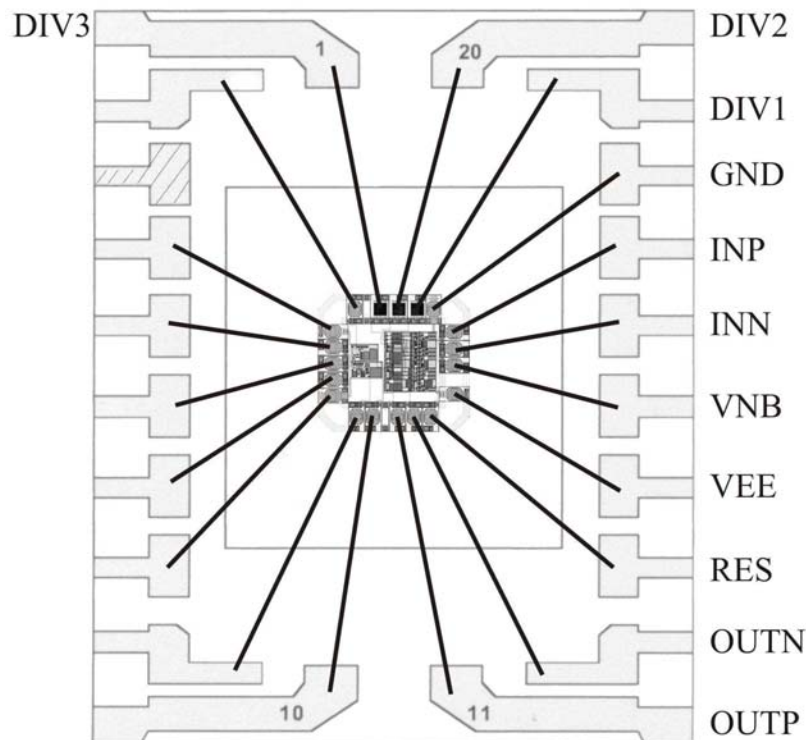
### 5.2. A frekvenciaosztó integrált áramkör tokozása, lábkiosztása

A frekvenciaosztó integrált áramkör TSSOP-20 jelű fröccs-sajtolt tokba került. Mivel ez a tokozott integrált áramkör csak tesztelési célokat szolgál, ezért helytakarékoság és gyártási költségek csökkentése céljából a frekvenciaosztó áramkör mellé felkerült egy másik tesztelendő áramkör is. Természetesen a két áramkör megfelelően elválasztott, így egymás működését nem befolyásolják.



17. ábra – A teljes chip layout terve

TSSOP-20 tokba maximum 110 x 118 mil (2794 $\mu$ m X 2998 $\mu$ m) nagyságú integrált áramkört (*chip*) lehet behelyezni. A teljes chip (17. ábra) mérete 46 x 43 mil (1175 $\mu$ m X 1080 $\mu$ m). Így ha az integrált áramkört a tok közepére helyezzük, akkor az chip kontaktus felületeit (pads) és a kivezető lábakat összekötő 1 mil (25.4 $\mu$ m) átmérőjű aranyhuzal hossza körülbelül 1.6 és 2.0 mm között lesz.



18. ábra – Az integrált áramkör lábkiosztása

A TSSOP-20 tok 20 kivezető lábbal rendelkezik. Ezek a lábak egymástól 25mil távolságra helyezkednek el. Ennek a rendkívül kicsi rászter-osztásnak (*pitch size*) köszönhetően rendkívül nagy integráltsági fok érhető el. A tokozott integrált áramkör lábkiosztása a 18. ábrán látható.

Az INN és INP differenciális ECL bemenetek. Mindkét aszimmetrikus jelnek  $V_{EE}$  (2.2V) és  $V_{EE}-0.3V$  (1.9V) között kell változnia, így az egyes aszimmetrikus jelek amplitúdója 150mV, az eltolási feszültségük 2.05V. Az OUTN és OUTP differenciális ECL kimenetek. A kimeneteken megjelenő – egy nyitófeszültséggel eltol – aszimmetrikus jelek jelszintje  $V_{EE} - U_{BE}$  (kb. 1.6V) és  $V_{EE}-0.3V-U_{BE}$  (kb. 1.3V) között változik.

DIV1	DIV2	DIV3	Osztásarány
0	0	0	<b>64</b>
0	0	1	<b>65</b>
0	1	0	<b>66</b>
0	1	1	<b>67</b>
1	0	0	<b>68</b>
1	0	1	<b>69</b>
1	1	0	<b>70</b>
1	1	1	<b>71</b>

6. táblázat – Az osztásarány beállítása

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

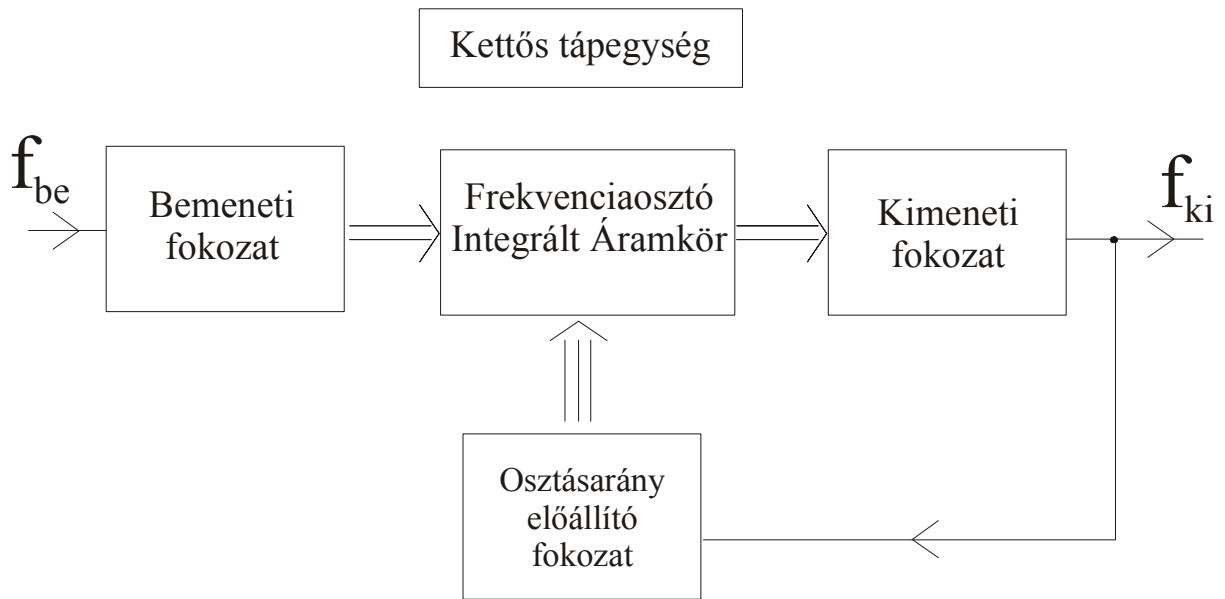
---

A DIV1, DIV2 és DIV3 a frekvenciaosztó integrált áramkör frekvencia-osztásarány beállító CMOS bemenetei. A bemenetek 0V (logikai alacsony) és 2.2V (logikai magas) között változhatnak. Az integrált áramkör osztásaránya a DIV osztásarány beállító bemenetek függvényében a 6. táblázatban látható módon alakul.

VEE bemenet a 2.2V tápfeszültségre, míg a GND bemenet a földre csatlakozik. A VNB bemenetre az áramtükör referencia oldaláról hiányzó referencia ellenállást kell ( $R_{ref}$ ) kötni. A referencia áram értéke  $10\mu A$ , de az áramtükör referencia oldalára az integrált áramkörön két – párhuzamosan kötött – MOS tranzisztor került. Így az áramtükör a tükrözést pontosabban végzi, de a referencia áramnak  $20\mu A$  kell lennie. A VNB kimenet feszültsége a hőmérséklettől és a technológiai szórástól függően körülbelül 1.2V. A tápfeszültség (2.2V) és a VNB kimenet közé egy  $R_{ref} = \frac{U_{ref}}{I_{ref}} = \frac{V_{EE} - U_{VNB}}{I_{ref}} = \frac{2.2V - 1.2V}{20\mu A} \approx 50k\Omega$  értékű ellenállást kell kötni, így biztosítható a  $20\mu A$  referenciaáram.

A nagy technológiai szórás miatt az integrált áramkörben szereplő ellenállások értéke egy viszonylag széles tartományban változhat. Az ECL logikában használt  $R_C$  kollektor körű ellenálláson (12. ábra)  $I_E$  áram  $U_{KI} = V_{CC} - I_E \cdot R_C = V_{CC} - U_{ref} \cdot \frac{R_C}{R_{ref}}$  feszültséget ejt ( $U_{ref}$  a referencia ellenálláson eső feszültség). Ebből következik, hogy ha  $R_C$  ellenállás értéke a technológiai szórások miatt megváltozik, akkor az  $R_{ref}$  értékének is ugyanolyan mértékben kell változnia, hogy  $I_E$  referencia áram ne változzon, azaz a kimeneti feszültség szint a kívánt  $V_{CC}-0.3V$  maradjon. Az ellenállások tervezett értéktől való eltérésének arányában kell módosítani a VNB bemenetre kapcsolt referencia ellenállás értékét. Az eltérés arányának megállapítására az integrált áramkörön belül a RES kimenet és a föld közé egy  $R_{RES}=1k\Omega$  értékű ellenállás került. Ennek az ellenállásnak az  $1k\Omega$  ellenállás értéktől való százalékos eltéréséből már pontosan kiszámítható a referencia ellenállás pontos értéke. Az ellenállás mérése egy egyszerű feszültségosztó kapcsolással válik lehetővé. Ha a RES kimenet és a táp közé egy  $1k\Omega$  értékű ellenállást kapcsolunk, akkor a RES kimenet feszültsége  $U_{RES} = V_{CC} \frac{R_{RES} \cdot \sigma}{R_{RES} \cdot \sigma + R_7} = 2.2V \frac{1k\Omega \cdot \sigma}{1k\Omega \cdot \sigma + 1k\Omega}$  lesz, ahol  $\sigma$  az ellenállás tervezett értéktől való eltérésének aránya.

### 5.3. A mérőáramkör felépítése



19. ábra – A mérőáramkör blokkvázlat szintű felépítése

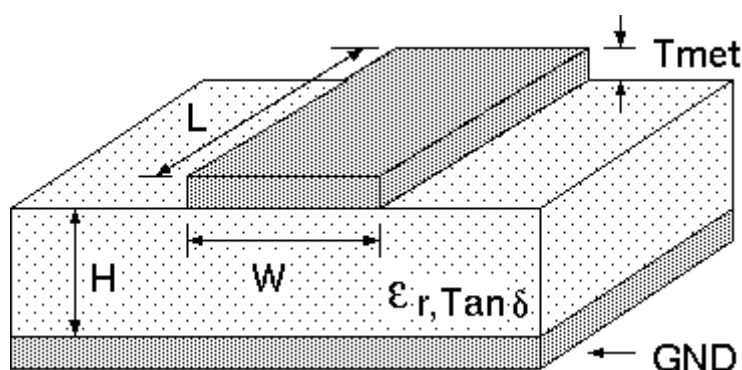
A mérőáramkör blokkvázlat szintű felépítése a 19. ábrán látható. A bemeneti fokozat feladata az 1GHz bejövő jelnek 2.05V feszültséggel való eltolása, és differenciális formába való átalakítása. Ez a fokozat szolgáltatja az integrált áramkör bemenő jelét (INP - INN). Ezt a bemenő jelet osztja le a frekvenciaosztó integrált áramkör az osztásarány bemenetén (DIV1 – DIV2 – DIV3) beállított osztásarányának megfelelően. Az osztásarány előállításáért és periódusonként egyszeri megváltoztatásáért az osztásarány előállító fokozat felelős. Az IC kimenetén tehát a beállított osztásarány (64-71) megfelelően leosztott differenciális ECL jel jelenik meg (OUTN - OUTP). Ezt a jelet alakítja át a mérőáramkör kimeneti fokozata aszimmetrikus CMOS szintű jellé. Ez a kimeneti jel vezérli az osztásarányt beállító fokozatot.

A mérőpanelen szereplő aktív alkatrészek működtetéséhez eltérő tápfeszültségre van szükség. A bemeneti fokozat és a frekvenciaosztó integrált áramkör tápfeszültsége +2.2V, míg a kimeneti fokozat és az osztásarány beállító fokozat tápfeszültsége +3.3V kell, hogy legyen. Így az áramkör tápellátásához kettős tápegységre van szükség.

### 5.3.1. A bemeneti fokozat

A bemeneti fokozat kapcsolási rajza a 21. ábrán látható. A bemeneti fokozat egy nagyfrekvenciás jelgenerátor felől érkező 1 GHz frekvenciájú 300mV amplitúdójú szinusz jelet kap. A generátort a mérőpanellel egy  $50\Omega$  hullámimpedanciájú koax tápvonal köti össze, melynek mindkét végén egy-egy SMA csatlakozó található. A mérőáramkörön egy ugyancsak  $50\Omega$  hullámimpedanciájú mikroszalag-tápvonalon keresztül jut el az 1GHz frekvenciájú szinusz jel a csatoló kondenzátoron át a  $Q_5$  tranzisztorig. Fontos, hogy a mikroszalag-vonal és a koax tápvonal hullámimpedanciája megegyezzen egymással, hogy reflexiós csillapítás ne lépjen fel az átvitel során. A mikroszalag-vonal hullámimpedanciája a hordozó permittivitásától ( $\epsilon_r$ ), vastagságától ( $H$ ) valamint a felső vezetőrétegen lévő huzal szélességétől ( $W$ ) és vastagságától ( $T_{met}$ ) függ [11]. Az értéke megközelítőleg:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln\left(\frac{5.98 H}{0.8W + T}\right) \Omega \text{ ha } 0.1 < \frac{W}{H} < 3.0 \text{ és } 1 < \epsilon_r < 15.$$

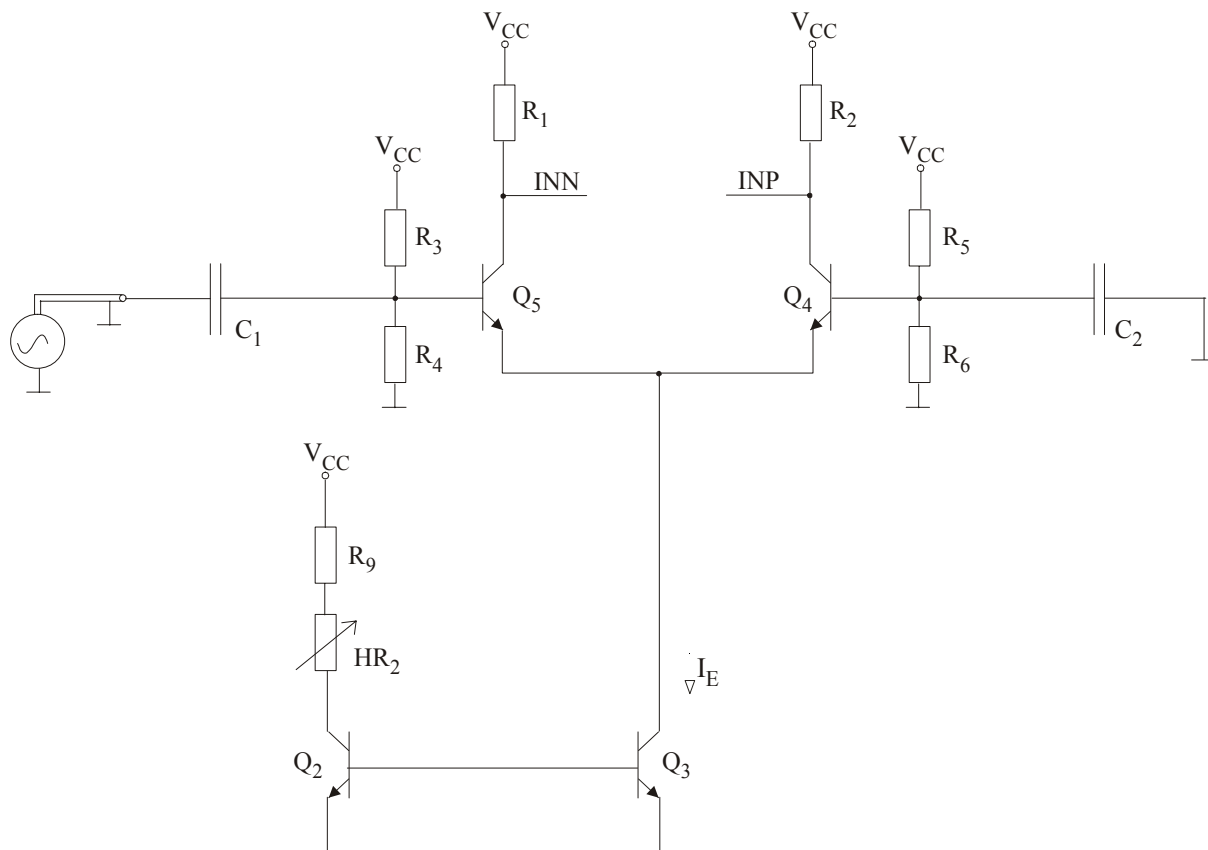


20. ábra – Egy mikroszalag-vonal keresztmetszeti képe

A mérőáramkört egy  $H=60\text{mil}$  vastag, FR4 hordozón valósítottam meg. Ennek a hordozónak a permittivitása  $\epsilon_r=4.5$ . A felső vezetőréteg rézhuzaljainak vastagsága  $T_{met}=1.4\text{mil}$ . A megvalósítandó tápvonal hullámimpedanciája  $50\Omega$ . Ezekből az adatokból kiszámítottam a mikroszalag-vonal szélességét, amely kb.  $W=110\text{mil}$ re adódott. Azonban a mérőáramkörön  $110\text{mil}$  szélességű vezetékkel nem lehet összekötni az egyes alkatrészeket (tranzisztorokat, frekvenciaosztó integrált áramkört), mert az integrált áramkörök átlagos raszter osztása  $25\text{mil}$ . Ezért a mérőáramkörön a nagyfrekvenciás vonalakat a lehetőségekhez képest maximális szélességgel próbáltam megvalósítani. Így az SMA csatlakozó és a csatoló

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

kondenzátor között az összekötő vezeték szélessége 50mil, a csatoló kondenzátor és Q<sub>5</sub> tranzisztor között 24mil. Ugyan a hullámimpedancia így nem lesz pont 50Ω, de a reflexiócsillapítás még mindig kisebb, mintha a nagyfrekvenciás vonalakat 10mil vezeték szélességgel valósítottam volna meg.



21. ábra – A bemeneti fokozat kapcsolási rajza

A reflexiómentesség, így a torzulásmentes jelátvitel szempontjából nagyon fontos, hogy az áramkör bemeneti impedanciája és az összekötő vezeték hullámimpedanciája közelítőleg egyenlő legyen. Az 50Ω Thevenin illesztett lezárást az R<sub>3</sub> és R<sub>4</sub> ellenállás valósítja meg. A föld és a táp nagyfrekvenciás szempontból egyen-potenciálnak tekinthető, így *lényegében* párhuzamosan vannak kötve egymással. Így a bemeneti lezárás értéke:

$$Z_{IN} = R_3 \times R_4 = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} = \frac{56 \cdot 360}{56 + 360} = 48.46 \approx 50.00\Omega, \text{ ami jó közelítéssel teljesíti a}$$

kívánalmakat. A mérőáramkör tervezésekor azért választottam ezt a lezárási technikát, mert így az R<sub>3</sub> és R<sub>4</sub> ellenállások értékével a Q<sub>5</sub> tranzisztor munkapontja beállítható:

$$U_{Q_{5B}} = 2.2V \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 2.2 \cdot \frac{360}{56 + 360} = 1.90V.$$

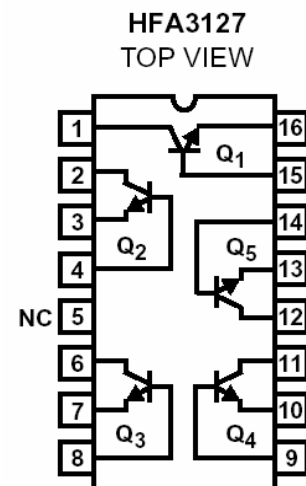
## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

A  $C_1$  csatoló kondenzátor az alacsonyabb frekvenciás jelek kiszűrését végzi, gyakorlatilag egy felül áteresztő szűrőként viselkedik. Értékének meghatározásakor törekedtem arra, hogy 1GHz frekvencián az ellenállása  $3\Omega$  alatt legyen

$$(R_C^{1GHz} = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi \cdot 1GHz \cdot 1nF} = 0.159\Omega).$$

A bejövő 1GHz-es jelből kell a mérőpanel bemeneti fokozatának a frekvenciaosztó integrált áramkör számára két 150mV amplitúdójú és +2.05V eltolással rendelkező ellentétes fázisú, differenciális jelet előállítani. A differenciális jelalak előállítását két, egymással differenciál erősítő kapcsolásban lévő tranzisztorpár végzi. Az egymáshoz képest pontosan  $180^\circ$  fokkal eltolt, ellentétes fázisú jelek előállításának alapfeltétele, hogy a két tranzisztor szinte teljes mértékben, minden technológiai és elektronikai paraméterében megegyezzen egymással. Két tranzisztor paramétereiben akkor egyezik meg egymással, ha egymás mellett, egy Si hordozón valósítják meg.

Az elektronikai piacon számos egy tokban, egy szilícium-hordozón megvalósított tranzisztor-pár található, de ezek legtöbbje maximum 125 MHz frekvencián képes csak működni. 1GHz frekvencián működő, egy szilícium-hordozón megvalósított tranzisztorokat csak az Intersil cég kínálatában találtam. Az Intersil HFA3127 (22. ábra) elnevezésű integrált áramköre 5 darab  $f_T=9.72GHz$  határfrekvenciájú npn bipoláris tranzisztort tartalmaz. A differenciál erősítő kapcsolást a  $Q_4$  és  $Q_5$  tranzisztorokkal, az áramtükör kapcsolást pedig a  $Q_2$  és  $Q_3$  tranzisztorokkal valósítottam meg. Az áramtükör  $I_E=20mA$  referencia áramot juttat a differenciál kapcsolásban lévő tranzisztorok



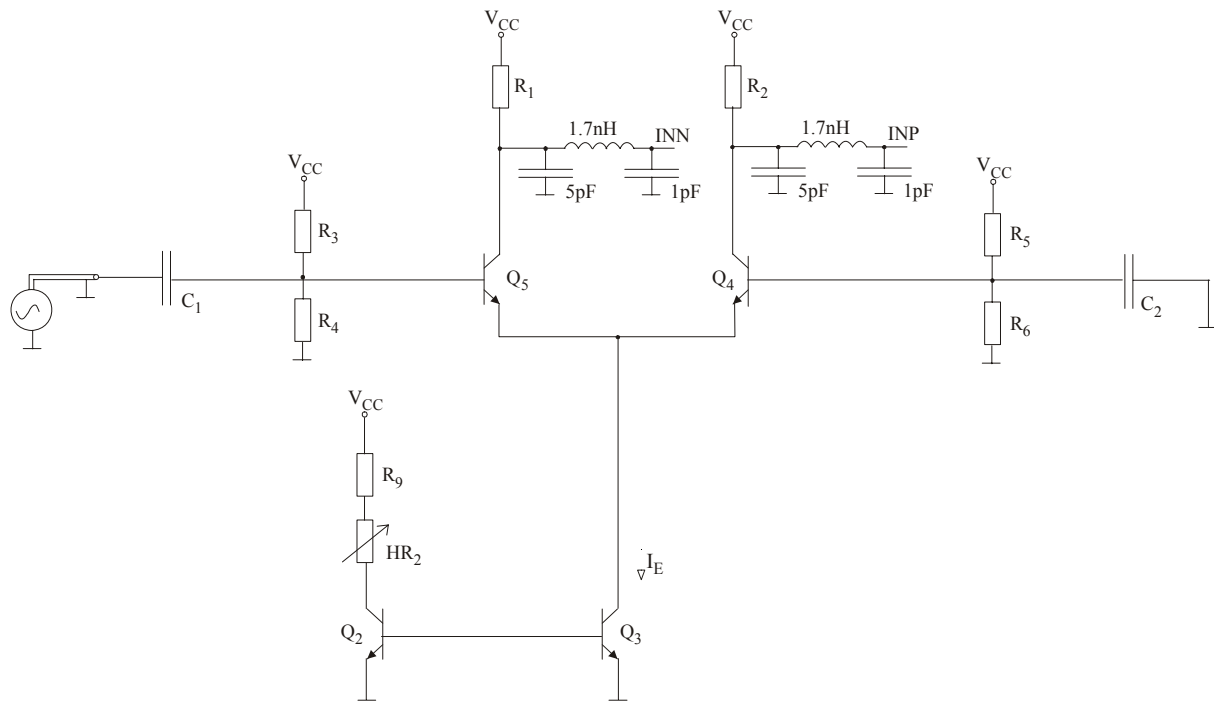
22. ábra - Intersil HFA3127

közös emitter pontjára. A  $Q_5$  tranzisztor bázisára beérkező jel függvényében ez az áram, vagy az  $R_1$  vagy az  $R_2$  ellenálláson ejt feszültséget. Ha az  $R_1$  ellenálláson át folyik az áram, akkor az INN értéke  $V_{CC} - (I_E \cdot R_1) = 2.2V - (20mA \cdot 15\Omega) = 1.9V$ , míg INP értéke  $V_{CC}=2.2V$ . Ha az  $R_2$  ellenálláson át folyik az áram, akkor az INN értéke  $V_{CC}=2.2V$  míg INP értéke  $V_{CC} - (I_E \cdot R_2) = 2.2V - (20mA \cdot 15\Omega) = 1.9V$ .

A viszonylag nagy  $I_E$  áramra azért van szükség, mert a bemeneti fokozat  $Q_4$  és  $Q_5$  tranzisztorainak nagyon nagy frekvencián kell kapcsolgatniuk (1GHz). Ezért, fontos, hogy egy félperiódusnyi idő elég legyen ahhoz (0.5ns), hogy a különböző parazita kapacitások (terhelés, összekötő vonalak, tranzisztor parazita kapacitásai) feltöltődjenek, illetve kisüljenek.

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

A bemenő fokozat differenciál erősítő kapcsolása a Q5 bázisára beérkező 1GHz-es szinusz jelet négyszögesíti (meredekebb felfutó élek), azaz a bejövő szinusz hullámhoz hozzáadódnak nagyobb frekvenciájú felharmonikusai. Ha a rezgőkör rezonanciafrekvenciája és az egyik ilyen felharmonikus egybeesik, akkor az a felharmonikus frekvenciakomponens amplitúdóban felerősödik és így torzítja a jelet. Ezért a chip tokban való elhelyezése és a tok választása során törekedni kellett arra, hogy az RLC rezgőkör rezonanciafrekvenciája két felharmonikus közé essen, mert így torzítja a bejövő jelet a legkevésbé.



23. ábra – A bemeneti fokozat kiegészítése a tokozás parazita elemeivel

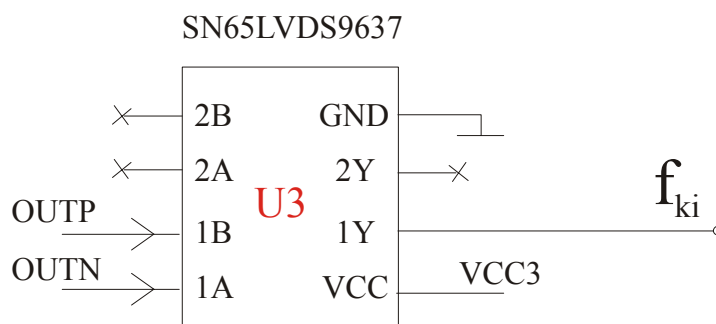
Ezeknek a jelenségeknek a figyelembevételével, az IC kapcsolási rajzát kiegészítve a TSSOP-20 tokmodellel és újbóli tranziens szimulációval (Cadence Opus 443) győződtem meg arról, hogy az IC tokozott formában is megfelelően működik-e. A mérőpanel bemeneti fokozatának (23. ábra) működését a bekötővezeték hosszának – így a soros parazita induktivitás értékének – változtatásával szimuláltam (Cadence Orcad v9.2 – PSpiceA/D). Az INN és az INP bemenetek az integrált áramkör egy-egy bipoláris tranzisztorának bázisára kapcsolódnak. Arra az eredményre jutottam [Függelék 8-11], hogy ha a bekötő vezeték hossza 1.6mm és 2.0mm között van, akkor a nagyfrekvenciás jel szinte torzításmentesen fog az integrált áramkör bemenetére jutni. Mivel a frekvenciaosztó integrált áramkör TSSOP 20 jelű tokba került, így teljesül ez a feltétel, hiszen a leghosszabb vezeték is maximum 2.0mm lehet.



## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

### 5.3.2. A kimeneti fokozat

Az áramkör kimeneti fokozata a 24. ábrán látható. A frekvencia-osztó integrált áramkör differenciális kimeneti jelei (OUTP, OUTN) közvetlenül csatlakoznak az U3 (Texas Instruments SN65LVDS9637) jelű integrált áramkör 1A és 1B bemenetére. Ennek az integrált áramkörnek a feladata, hogy a bejövő differenciális jelet 0V és 3.3V között változó CMOS aszimmetrikus logikai jellé alakítsa. Ez az integrált áramkör 100mV és 600mV közötti logikai *szvinggel* rendelkező, ofszetben



24. ábra – A kimeneti fokozat kapcsolási rajza

maximum 2.6V feszültséggel eltolt ECL differenciális jelet képes átalakítani CMOS jellé. A frekvenciaosztó integrált áramkör kimenetén lévő (OUTP, OUTN) 300mV amplitúdójú és kb. 1.45V ofszetű jelek teljesítik a kívánalmakat. Az átalakító áramkör megválasztásakor figyelembe kellett venni, hogy a frekvenciaosztó integrált áramkör kimenő jelének frekvenciája az osztásaránytól függően 14.085MHz és 15.625MHz között változhat. Az U3 jelű jelátalakító integrált áramkör maximális késleltetése 3ns, azaz akár 300MHz-es frekvenciával is képes működni.

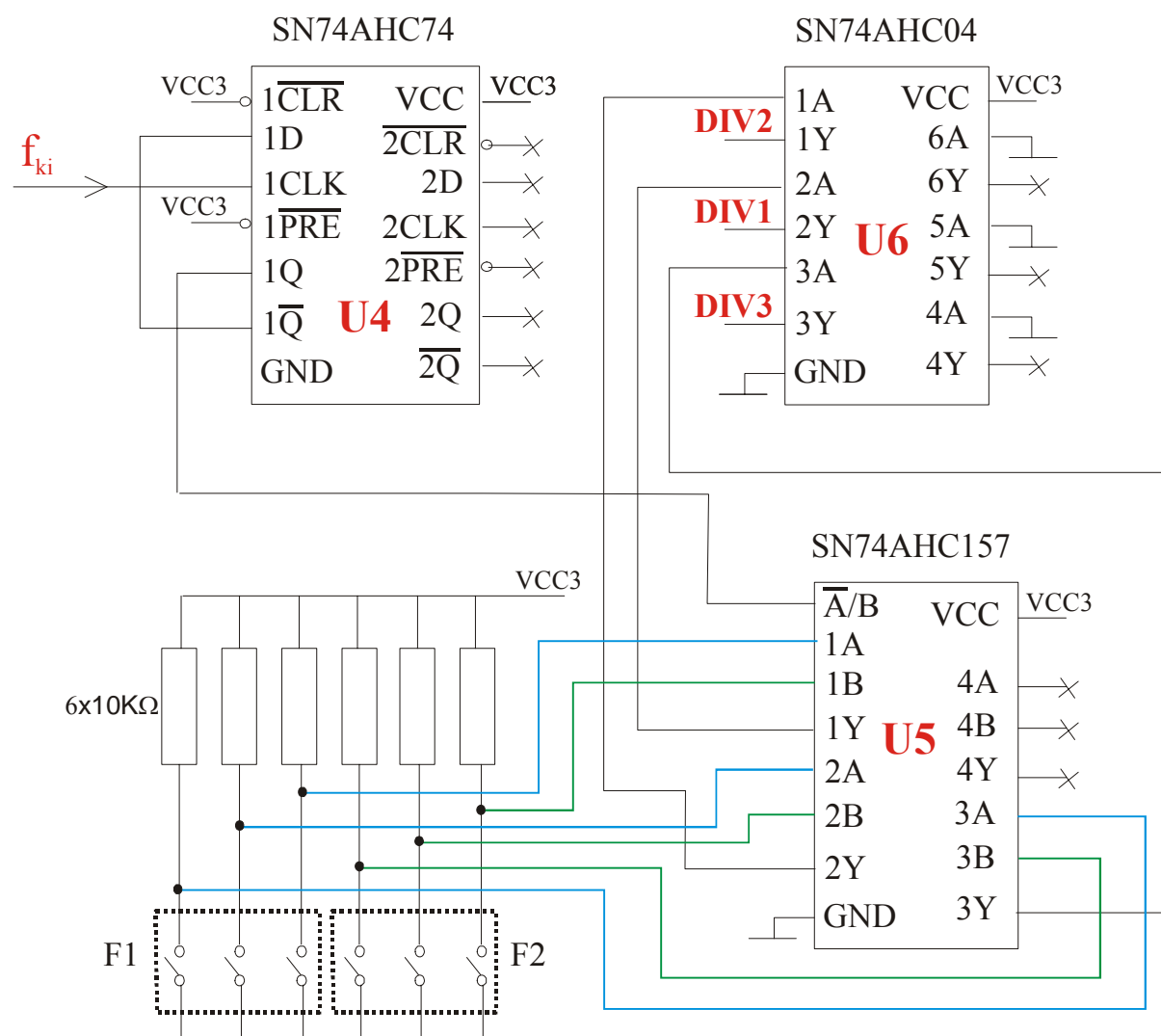
### 5.3.3. Az osztásarány előállító fokozat

A kimeneti fokozat (25.ábra) által előállított aszimmetrikus CMOS jel vezérli az osztásarány előállító fokozatot. Az U4 jelű integrált áramkör feladata, hogy a mérőáramkör kimeneti fokozata felől érkező jel frekvenciáját kettővel leosztja. Ez az integrált áramkör egy Texas Instruments SN74AHC74 jelű élvezérelt D tároló, melynek a negált kimenetét kötöttem vissza a D bemenetére. Ennek az integrált áramkörnek a kimenete vezérli a Texas Instruments SN74AHC157 jelű multiplexer vonalválasztó bemenetét. Így a multiplexer kimenetén periódusonként egyszer az egyik, egyszer a másik bemeneti érték fog megjelenni.

Az osztásarány értékét egy 6 kapcsolóval rendelkező ún. DIP kapcsoló segítségével lehet beállítani. Az első három (1,2,3 kapcsolók), illetve másik három kapcsolóval (4,5,6) beállított osztásarányok közül a multiplexer vonalválasztó bemenetétől függően vagy az első ( $F_1$ ), vagy a második osztásarány ( $F_2$ ) lesz az aktív. Tehát ha az első három kapcsolóval beállított osztásarány megegyezik a másik három kapcsolóval beállított osztásarányal

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

( $F_1=F_2$ ), akkor az osztásarány végig állandó ( $DIV=F_1=F_2$ ). Amennyiben ez a két beállított osztásarány különböző ( $F_1 \neq F_2$ ), akkor a frekvenciaosztó integrált áramkör egy periódusig az első, egy periódusig a második beállított osztásarányal oszt, így lényegében olyan mintha az osztásarány pontosan a két beállított érték között lenne ( $\frac{F_1 + F_2}{2}$ ). Tehát így az osztásarány 64 és 71 között öttizedenként változtatható.



25. ábra – Az osztásarány előállító fokozat kapcsolási rajza

Ha a kimeneti fokozat jelének frekvenciáját nem osztanánk le kettővel, akkor a multiplexer félperiódusonként váltana osztásarányt, ami a frekvenciaosztó integrált áramkör hibás működéséhez vezetne.

A multiplexer vonal választó áramkör bemenetei alap esetben – a DIP kapcsolók zárt állapotában – egy 10 K $\Omega$  ellenállásokon keresztül tápra (3.3 V) kötődnek. Ha az első DIP

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

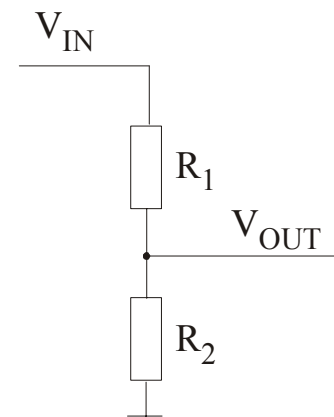
kapcsolót átkapcsoljuk, akkor a multiplexer 3A bemenete föld potenciálra kerül. A viszonylag nagy ellenállásra azért van szükség, mert így a kapcsolók nyitott állapotában kisebb áram fog folyni a táp és a föld között  $I = \frac{V_{CC3}}{R_{Sor}} = \frac{3.3V}{10k\Omega} = 0.33mA$ , mintha egy kisebb értékű ellenállást alkalmaztam volna.

A vonalválasztó integrált áramkör kimeneti jelei 0V és 3.3V –  $V_{CC3}$  tápfeszültség – között változnak. Azonban a frekvenciaosztó integrált áramkör osztásarány kiválasztó bemenetei maximum 0V és 2.2V között változó jelet kaphatnak. Ezért szükségessé válik a szintillesztés. Ennek megoldására számos lehetőség kínálkozik.

Az egyik megoldás esetén egy ellenállásokkal megvalósított feszültségosztó kapcsolást lehetett volna alkalmazni. (26. ábra) Az  $R_1$  és  $R_2$  ellenállás értéket úgy kell megválasztani, hogy

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 3.3V \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2.2V .$$

Ennek a kapcsolásnak az egyik legnagyobb hátránya az, hogy logikailag magas állapotban (3.3V) statikus áramfelvétele van a kapcsolásnak:  $I = \frac{3.3V}{R_1 + R_2}$ .



26. ábra – Feszültségosztó kapcsolás

A megvalósított mérőáramkörön a szintillesztést a Texas Instruments SN74AHC04 integrált áramkörrel oldottam meg. Ez az áramkör hat darab egymástól független invertert tartalmaz, amelyek a bemenetükön nagyobb feszültséget is kaphatnak, mint a tápfeszültségük, azaz túlhúzhatóak a bemenetükön. Előnyük, hogy áramfelvétel csak a kapcsolás pillanatában történik, azaz csak dinamikus áramfelvételtől beszélhetünk.

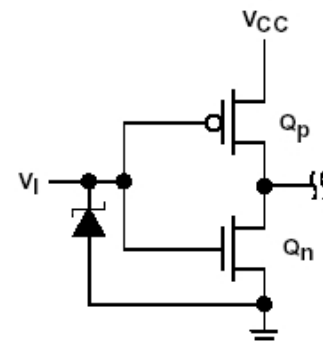
A Texas Instruments cég AHC (Advanced High-Speed CMOS) családba tartozó integrált áramkörei széles hőmérséklettartományban ( $-40^\circ\text{C}$  és  $+85^\circ\text{C}$  között), 2V-5V közötti tápfeszültséggel működnek. Egy AHC áramköri családba tartozó integrált áramkörnek az átlagos késleltetési ideje 5.2ns.

Egy AHC áramkör általános CMOS bemeneti fokozata a 26. ábrán látható. A bemeneti fokozat egy puffert valósít meg. Ha  $V_I$  logikai alacsony szinten van (GND és  $V_{CC}/2$  között) akkor a  $Q_n$  tranzisztor kinyit és  $Q_p$  tranzisztor zárva marad, így a bemeneti fokozat kimenete

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

logikai magas szintre kerül. Ha a  $V_I$  logikai magas szinten van ( $V_{CC}/2$  és  $V_{CC}$  között) akkor  $Q_p$  nyit ki és  $Q_n$  zárva marad, így a kimenet logikai alacsony szintre kerül.

A bemeneti túlfeszültség elleni védelmet a föld és a bemenet közé – záró irányba – kapcsolt dióda látja el. Ha a bemeneti feszültség egy meghatározott érték felé ( $U_Z$  letörési feszültség) kerül, akkor a záró irányba előfeszített dióda visszárama meredeken megnő, nem engedi a feszültség értéket tovább nőni a bemeneten. Ennek a bemeneti védelemnek köszönhetően az AHC áramköri család integrált áramköreinek a bemeneteire tápfeszültség értékénél nagyobb feszültség is köthető.



27. ábra – Egyszerűsített AHC bemenet

### 5.4. A kapcsolási rajz tervezése

A mérőáramkör kapcsolási rajzát Cadence Orcad v9.2 tervezőrendszer Capture CIS programjával terveztem meg [Függelék 6] A tervezés folyamán új alkatrészeket (sorellenállás, helio-potméter, SMA csatlakozó, mérendő frekvenciaosztó integrált áramkör, HFA3127 nagyfrekvenciás tranzisztor, SN65LVDS9637 IC) definiáltam, határoztam meg be-, illetve kimenetüket, majd elkészítettem a kapcsolási rajzot, ügyelve az egyes alkatrészek helyes összeköttetésére. A kapcsolási rajz tervezése során kellett meghatározni az egyes ellenállások, illetve kondenzátorok (csatoló- és hidegítő kondenzátorok) értékét.

Az áramkör egyes paramétereinek (áramok, feszültségek) mérését az áramkör alkatrészeinek beültetése után is lehetővé kell tenni. Ezért a mérendő pontokra mérőtűket, sorkapcsokat helyeztem el. Az áramok mérése úgy történik, hogy a kéttűs sorkapocsról az ún. jumper rövidzárat eltávolítjuk. Az árammérőt a kéttűs sorkapocsra csatlakoztatva a mérés lehetővé válik. A feszültségek mérése a RES illetve VNB mérőtűk és a föld potenciál között lehetséges. A kimeneti jel frekvenciáját az OUT mérőtűre kapcsolt oszcilloszkóppal illetve spektrum analízátorral mérhetjük meg. Oszcilloszkóp alkalmazása esetén a kimeneti jelalak is tanulmányozható.

A teljes mérőáramkör működését nem szimuláltam, mivel a legtöbb alkatrésznek (frekvenciaosztó áramkör, Texas integrált áramkörei) nem volt Spice modellje. Csak a bemeneti fokozat működését ellenőriztem szimulációval, mivel ez a mérőáramkör legkritikusabb része. Ha a bemeneti fokozat működésében történik hiba, azaz a bemenő

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

---

1GHz-es szinusz jel, nem jut el differenciális jelalakban a frekvenciaosztó integrált áramkör bemenetére, akkor az integrált áramkör működését nem lehet ellenőrizni. A bemeneti fokozat szimulációjához szükség volt az Intersil cég HFA3127 tranzisztorainak Spice modelljére, amit a cég honlapjáról tölthettem [12] le. Így már lefutathattam a szimulációt, amelynek eredményét a 5.3.1 fejezetben már részleteztem.

### 5.5. A mérőpanel layout tervezése

Az elektronikus áramkörök diszkrét aktív és passzív alkatrészeinek a hordozására, valamint a szükséges villamos összeköttetések megvalósítására leggyakrabban nyomtatott huzalozású lemezt használunk. A nyomtatott huzalozású lemez egy szigetelő hordozón kialakított vezetőhálózat, amit a szigetelőanyagra felvitt rézfólia valósít meg.

A nyomtatott huzalozású lemez layout tervét a Cadence Orcad v9.2 tervezőrendszer Layout Engineer Edition programjának segítségével készítettem el.

#### 5.5.1. A hordozó és a technológia kiválasztása

A mérőpanel layout tervének, alkatrész elrendezésének és huzalozásának elkészítése előtt szükséges, hogy különböző szempontok alapján kiválasszuk a megfelelő hordozót, a kívánt rétegszámot és a rajzolat finomságot.

A hordozó anyagának kiválasztásakor két fő szempontot kell figyelembe venni: a hordozó ára és az áramkör megvalósíthatósága. Nagyfrekvenciás szempontból nagyon fontos a hordozó anyag  $\epsilon_r$  relatív permittivitása és a hordozó  $d$  vastagsága. Nyomtatott huzalozású lemez megvalósításához számos hordozó közül lehet választani. Nagyfrekvenciás alkalmazásokhoz a legmegfelelőbb – *kis veszteségi tényezője miatt* – a PTFE (teflon) hordozó. Azonban a teflon hordozó felhasználásának számos hátránya is van: a teflon anyag nagyon drága és a hőtágulási tényezője  $24 \frac{ppm}{^\circ C}$  nagyon magas. A legolcsóbb és egyben legelterjedtebb hordozó típus az FR4 elnevezésű epoxi alapanyagú hordozó. A  $\epsilon_r = 4.5$  permittivitása viszonylag magas, hőtágulási tényezője  $14 \frac{ppm}{^\circ C}$  közepesnek mondható. A mérőáramkört végül is FR4 hordozón valósítottam meg.

Az alkalmazott rétegszámot általában az áramkör bonyolultsága határozza meg. A rétegszám növelésével természetesen a gyártási költség is nő, de nagyfrekvenciás alkalmazások esetén, ha az áramkör bonyolultsága nem is kívánja, érdemes legalább

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

---

kétoldalas nyomtatott huzalozású lemezt alkalmazni. Ebben az esetben ajánlatos az alsó huzalozási réteget teljesen befedni rézfóliával és a föld potenciálra kötni. Így lényegében egy úgynevezett „teleföld” (*ground plane*) réteget hoztunk létre. Természetesen, ha az áramkör bonyolultsága megkívánja, akkor ezen rétegre is tervezhetünk huzalozási pályákat. Arra viszont figyelni kell, hogy a nagyfrekvenciás vonalak alatt a „teleföldet” ne szakítsuk meg. A „teleföld” alkalmazásának számos **technológiai, tervezési** előnye van, amely főleg a nagyfrekvenciás áramkörök zavarvédeltségét növeli [18]:

- Gyakorlatilag egy átmenőfurat (VIA) segítségével, a legrövidebb úton tudunk a földre csatlakozni.
- A föld potenciálra csatlakozásnak – az átmenőfuratokon keresztül – csökken az impedanciája, ami elősegíti a nem kívánatos jelek – zajok – legrövidebb úton való, gyors földbe vezetését.
- Minden egyes – az áramkör felső rétegén lévő – csomóponthoz szórt kapacitás adódik, így segítve a nagyfrekvenciás zajok szűrését, földbe vezetését.
- Védelmet nyújt az egyéb nagyfrekvenciás sugárzott zajok ellen.
- Növeli a hordozó lemez mechanikai szilárdságát.

A fentiek figyelembevételével a mérőáramkört egy kétoldalas – alul földelt összefüggő vezetőréteges – nyomtatott huzalozású lemez használatával valósítottam meg.

### 5.5.2. Az alkatrészek elrendezése

Először az egyes alkatrészek láb kiosztását és beültetési rajzát (*footprint*) kellett definiálni a Part Manager alprogram segítségével.

Ezután az alkatrész elrendezést kellett megterveznem. Az alkatrészek elhelyezésekor a jelvezetékek hosszának minimalizálására törekedtem. Így az egymással szoros kapcsolatban álló áramköri elemeket egymáshoz közel helyeztem el, az áramkör elvi illetve kapcsolási rajzának megfelelően logikus, áttekinthető elrendezésre törekedtem. Az egymáshoz funkcionálisan kapcsolódó elemekből csoportokat próbáltam kialakítani, a 19. ábrán szereplő blokkvázlatnak megfelelően. Az áramköri szempontok mellett ergonómiai szempontok is befolyásolták a tervezést. A tápellátás csatlakozóját és a nagyfrekvenciás jel SMA csatlakozóját természetesen a mérőpanel szélére kellett elhelyeznem, a jobb elérhetőség, a jobb csatlakoztathatóság végett. Az állítható ellenállásokat, a sorkapcsokat, a mérőtűket és a DIP kapcsolót hozzáférhetővé kellett tennem. A végleges alkatrész elrendezési, beültetési rajz a 30. ábrán látható. Minden alkatrész a hordozó felső oldalára került.

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

---

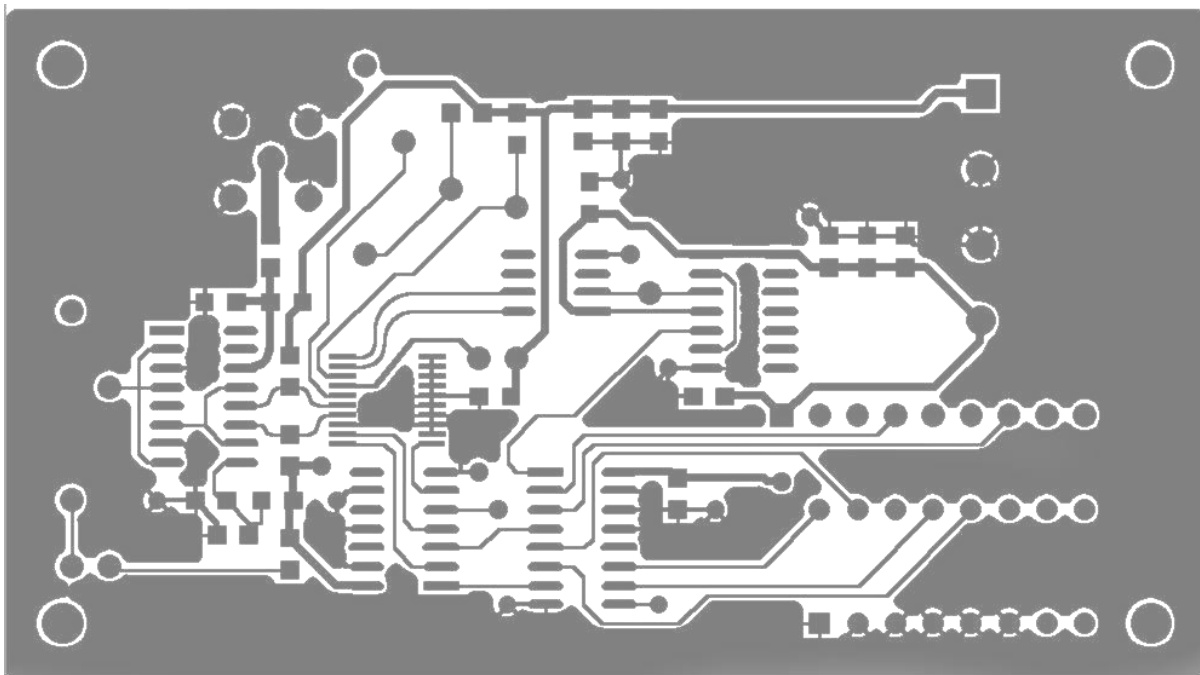
### 5.5.3. A rajzolat kialakítása, huzalozás tervezés

Az alkatrészek elrendezése után kellett a nyomtatott huzalozású lemez layout rajzát megtervezni. A tervezés során a nyomtatott huzalozású lemez gyártáshoz szükséges maszkok tervei Gerber formátumban állnak elő.

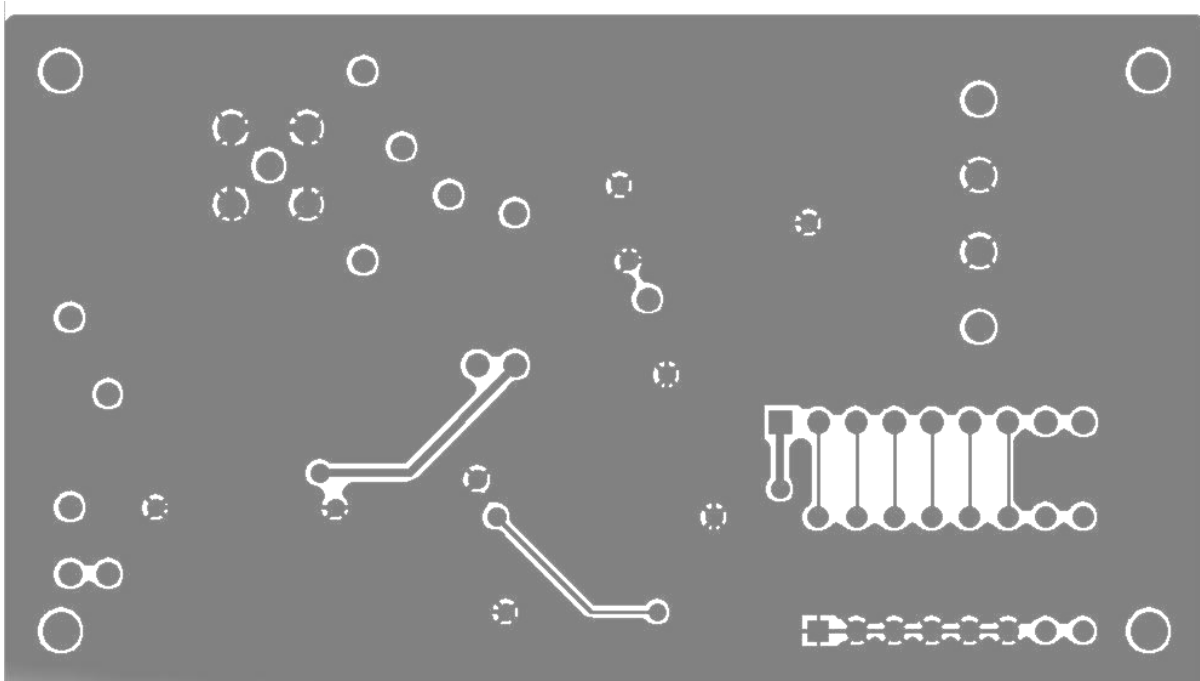
A huzalozás tervezésekor először ki kellett választanom az áramkör működése szempontjából kritikus vezetéseket. Az áramkör működése szempontjából legkritikusabb vezetések természetesen a nagyfrekvenciás 1GHz-es vonalak. Ezeknek a vezetéseknek (Generátor felől érkező jel, INN, INP) a hosszát kellett minimalizálnom. Ezen kívül figyelembe kellett venni, hogy a huzalozás tervezésekor derékszögű irányváltoztatás (sarok) nem alkalmazható, ugyanis ennek megvalósítása nagy reflexiót okoz. Ezért célszerű a huzalozást ívben hajlítani a vonalszélességnél legalább kétszer nagyobb közepes görbületi sugárral. Ezek figyelembevételével először az 1GHz összekötéseket terveztem meg. Ezt követte a frekvenciaosztó integrált áramkör kimenő vonalainak (OUTP, OUTN) a bekötése. A differenciális ECL jeleknél (INP, INN, OUTP, OUTN) figyelni kellett arra, hogy a vezetések a lehetőségekhez képest (minimális rajzolatfinomság) minél közelebb kerüljenek egymáshoz, hogy a külső zavarok egyformán hassanak rájuk. Ugyanis ha mindkét aszimmetrikus jelhez ugyanaz a zavarkomponens, ugyanolyan mértékben adódik hozzá, akkor a differenciális érték nem változik:  $U_{DIFF} = (U_P + U_{zaj}) - (U_N + U_{zaj}) = U_P - U_N$ .

A következő lépés az áramkörök tápellátásának bekötése volt. A bemeneti fokozat és a frekvenciaosztó integrált áramkör tápfeszültsége 2.2V, míg a kimeneti fokozat és az osztásarány előállító fokozat tápfeszültsége 3.3V. A tápellátást biztosító vezetések áramterhelhetőségének nagyobbak kell lennie, mint bármely más jelvezetéknek, ezért a tápvonalak vonalszélességét 24 milre választottam.

A huzalozás tervezés utolsó fázisában a többi vezeték rajzolatának a megtervezése következett. Ezeken a vonalakon már csak DC, vagy kis frekvenciás jelek vannak, így ezen vonalak huzalozás tervezésénél derékszögű irányváltoztatás is megengedett, sőt ha szükséges akár az alsó huzalozási rétegre is át lehet menni. Ennek ellenére próbáltam kerülni a hosszú jelutakat, a vezetések keresztezését és csak sarokban lecsapott (135°-os) irányváltoztatást alkalmaztam. Legvégül a felső réteget is befedtem „telefölddel”, ahol legalábbis lehetett. Így készült el a mérőpanel felső, illetve alsó rétegének huzalozás terve. (28. és 29. ábra). A layout tervezés legvégén 3mm átmérőjű felerősítő furatokat helyeztem el a mérőpanel négy sarkában.



28. ábra – TOP huzalozási réteg (2× nagyítás)



29. ábra – BOTTOM huzalozási réteg (2× nagyítás)



### 5.5.4. Az alkatrészek beültetése, stencil maszk tervezés

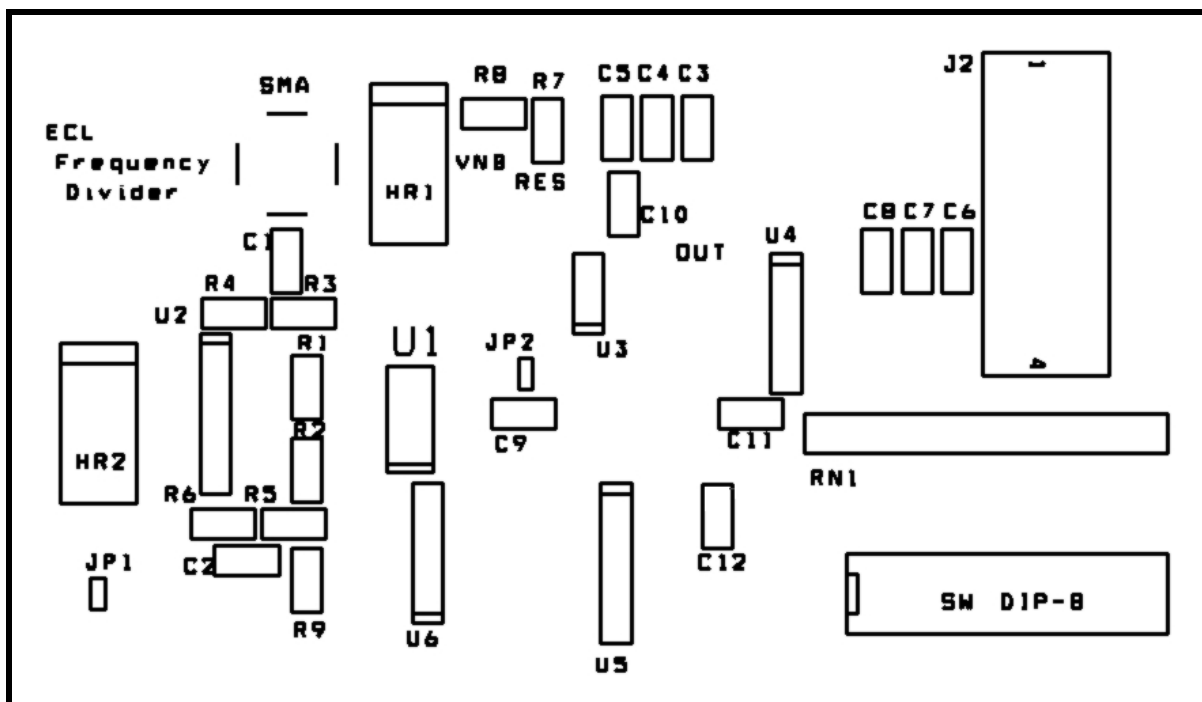
A felület szerelt alkatrészek szakszerű beültetése mindig egy igen nehéz feladat. A feladatot külön bonyolítja, hogy a frekvenciaosztó integrált áramkör egy 0.65mm raster osztású TSSOP-20 tokba került. Ennek az integrált áramkörnek a kézi beforrasztása szinte lehetetlen vállalkozás. A felületszerelt alkatrészek beültetéséhez egy ún. stencil maszkot kellett gyártatni, így ennek a maszknak a tervét is el kellett készítenem.

A stencil maszk lényegében egy nagyon vékony (100  $\mu\text{m}$  -200  $\mu\text{m}$ ) fémlemez, amely a felületszerelt alkatrészek kontaktusainak (pad) a helyén – a kontaktus méreténél egy picit kisebb – nyílások vannak. A stencil maszkot az elkészült nyomtatott huzalozású lemezre, pontosan ráillesztik. Majd forraszpasztát kennek fel a stencil maszk felületére, így a forraszpaszta – a nyílásokon keresztül – rákerül a kontaktusfelületekre. Ezután eltávolítják a stencilmaszkot, majd egy vákuum szivattyús beültető gép segítségével egyenként minden egyes felületszerelt alkatrészt pozícionálnak, beforgatnak és beültetnek a helyére. Miután minden felületszerelt alkatrész a helyére került az egész panelt egy ún. több zónás beégető kemencébe helyezik. A kemencében a forraszpasztát megömlesztik, majd lehűtik.

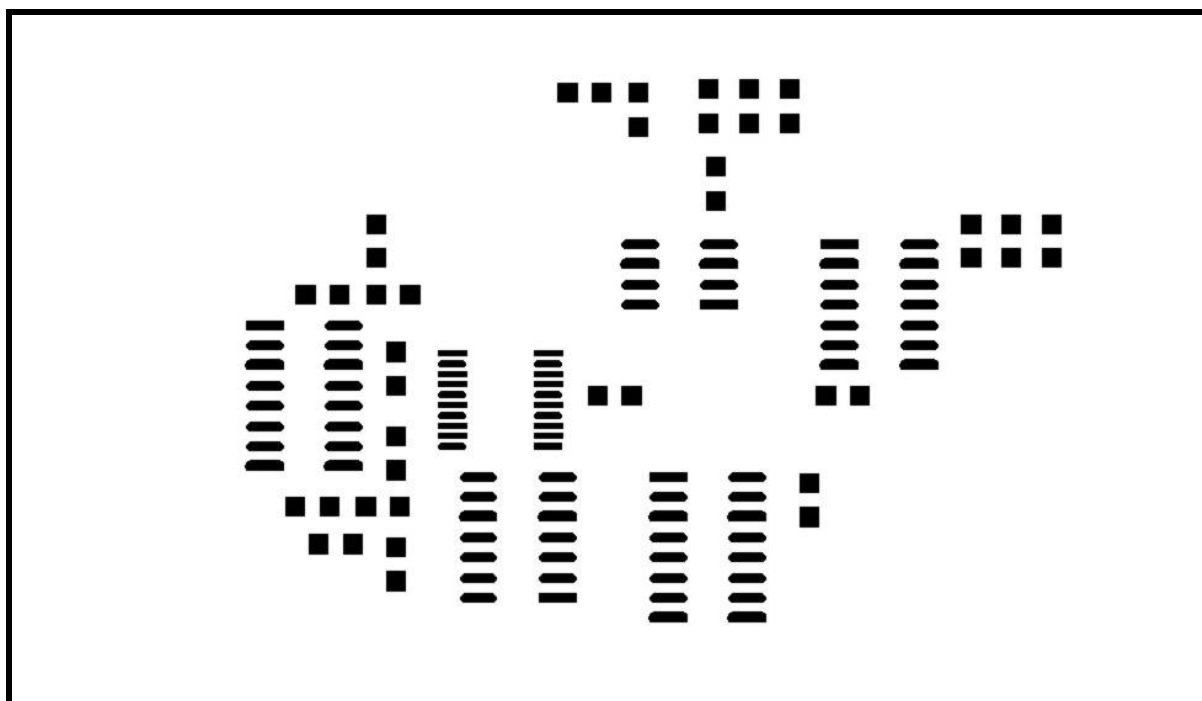
A stencil maszk gyártásakor a marási idő csökkentése – így az alámaródás csökkentése érdekében – a vékony fémlemezt – a *pad*-ek helyén – egyszerre két oldalról maratják. Ezért magának a stencil maszknak az előállításához kettő darab – egymás tükörképei – negatív film maszkra van szükség (31. ábra). A stencil maszk megtervezése lényegében e két film maszk megtervezését, rajzolat kialakítását jelenti. Valójában elég csak az egyik film maszk tervét elkészíteni, hiszen a másik film maszk egyszerű tükrözéssel előállítható. A stencil maszk gyártásakor, a stencil maszkra felvitt fotólakk réteget e két filmen keresztül megvilágítják. A megvilágítás hatására a fotólakk megszilárdul, így marásálló védelmet nyújt. Azokon a helyeken – kontaktusfelületek helyén – ahol a fotólakk nem szilárdult meg, történik a nyílás kimaratása.

A megtervezett kétoldalas, furatfémezett, fényes ónbevonattal, forrasztásgátló lakkal és szitanyomtatott pozíciórajzzal ellátott, 10 mil rajzolatfinomságú nyomtatott huzalozású lemez gyártása a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetemen történt.

A stencil maszk gyártásához szükséges filmek előállítása ugyancsak a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetemen történt. A stencil maszkot a BHG Elektromechanika Kft. gyártotta le terveink alapján. Az alkatrészek beültetése a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem Elektronikai Technológia Tanszékén történt.



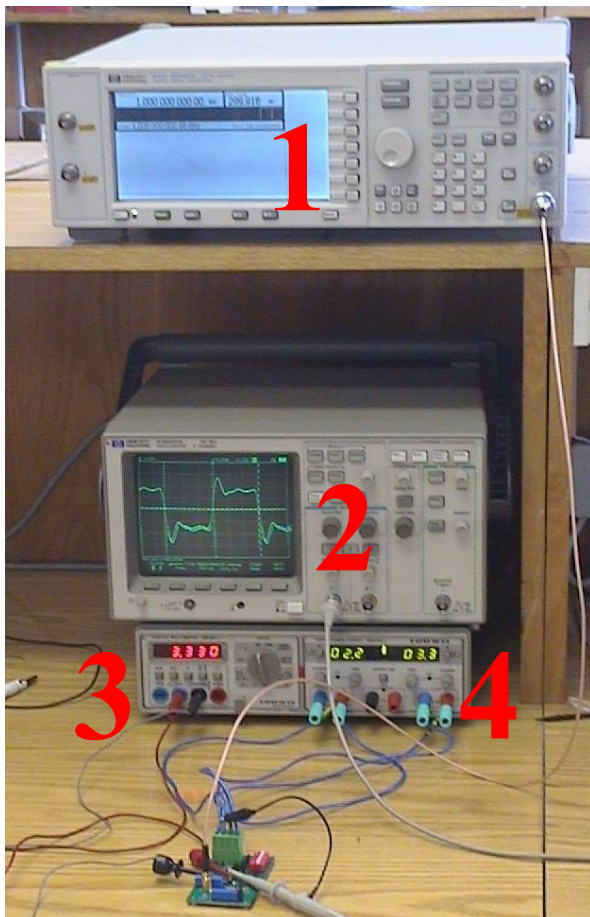
30. ábra – A mérőáramkör alkatrész elrendezése (2× nagyítás)



31. ábra – A stencil maszk terve (negatív maszk) (2× nagyítás)

### 5.6. A mérési összeállítás, a mérés eredménye [15]

A mérési összeállítás a 32. ábrán látható. A mérés során két beültetett mérőpanel állt rendelkezésemre, így két frekvenciaosztó integrált áramkör mérését tudtam elvégezni.



#### A méréshez használt műszerek

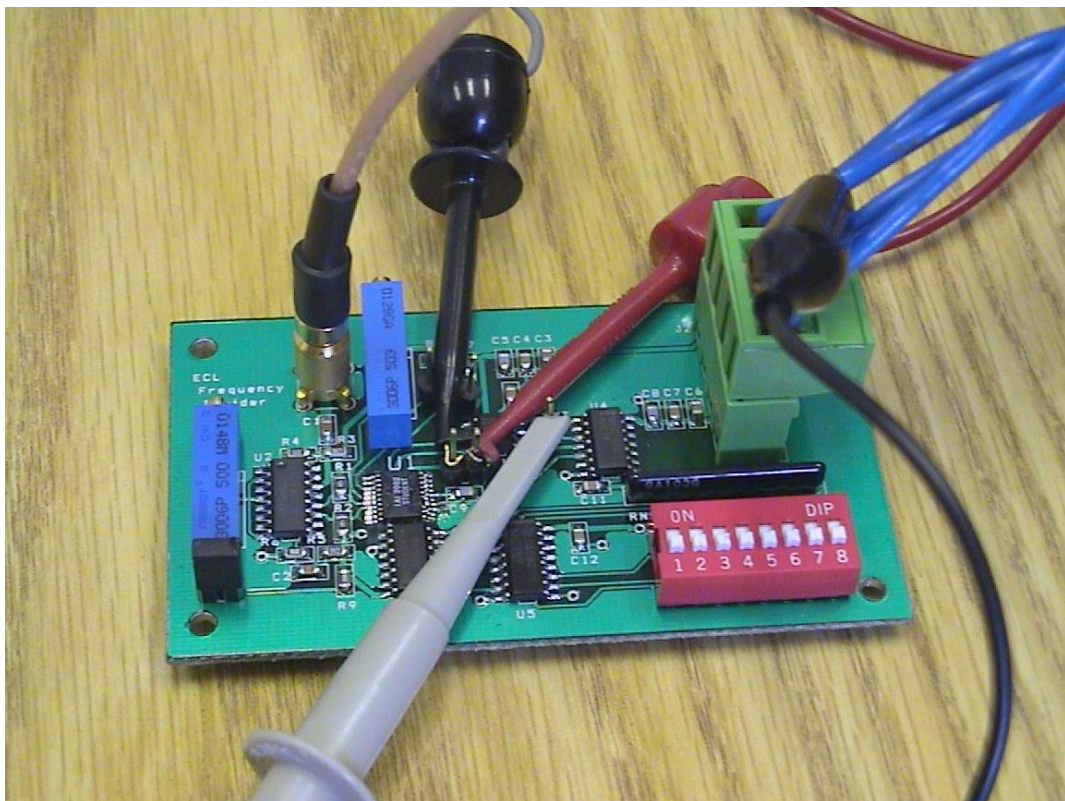
1. **HP ESG-D2000A** Digitális jelgenerátor 250KHz–2000MHz (123-7629)
2. **HP 56400A** 100MHz 2 csatornás digitális oszcilloszkóp HP 54658A „Measurement and Storage” kiegészítő modullal (FFT) (123-5768)
3. **Hameg HM 8040-2** Hármás tápegység (123-8332)
4. **Hameg HM 8011-3** Digitális multiméter (123-5905)

32. ábra – A mérési összeállítás

- I. Először az integrált áramkörön lévő ellenállás pontos értékét határoztam meg, az  $U_{res}$  pont feszültségének mérésével. A mért feszültség ismeretében és az  $U_{RES} = V_{CC} \frac{R_2}{R_2 + R_7} = 2.2V \frac{R_2}{R_2 + 1k\Omega}$  összefüggés alapján meghatároztam az  $R_2$  pontos értékét ( $R_2$  az integrált áramkörön található  $1K\Omega$  névleges értékű ellenállás,  $R_7$  a mérőpanelen található  $1K\Omega$  0.1% szórású 0805 SMD felületszerelt ellenállás,  $V_{CC}$  a tápfeszültség). A mért feszültségek:  $U_{RES_1} = 1.14V$ , illetve  $U_{RES_2} = 1.14V$ . Így az első integrált áramkörön lévő ellenállás értéke  $R_{2_1} = 1075.5\Omega$ , és a második integrált áramkörön lévő ellenállás értéke  $R_{2_2} = 1083.3\Omega$ . Így a névleges értéktől való eltérések:  $\sigma_1 = 7.55\%$  illetve  $\sigma_2 = 8.33\%$ .

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

II. A második lépésben a referencia áram beállítását végeztem el. Az integrált áramkörön elhelyezett  $R_2$  ellenállás konkrét értékének ismeretében – a névleges  $1\text{K}\Omega$  értéktől való százalékos eltérése alapján – lehetővé válik az eltérés arányában az integrált áramkör referenciaáramának beállítása. A referenciaáram nagysága az integrált áramköri ellenállás névleges értékétől való eltéréseivel fordított arányban kell, hogy változzon. Így  $I_{ref_1} = 20\mu\text{A} \cdot (1 - \sigma_1) = 20\mu\text{A} \cdot 0.9245 = 18.49\mu\text{A}$  illetve  $I_{ref_2} = 20\mu\text{A} \cdot 0. = 18.33\mu\text{A}$  kell beállítani. Az integrált áramkör referenciaáramának beállítása a VNB kimenet és a táp közé kötött referencia-ellenállás állításával oldható meg. A referencia-ellenállást egy  $24\text{K}\Omega$  0.1% szórású 0805 SMD felületszerelt ellenállás ( $R_3$ ) és egy vele sorba kapcsolt 0-50 $\text{K}\Omega$  közötti értéktartományban állítható potméter ( $HR_1$ ) alkotja. Ha a referenciaáram szükséges értéke  $I_{ref}$ , a tápfeszültség  $V_{CC}$ , akkor az  $R_3$  és  $HR_1$  ellenállás között lévő mérőponton ( $U_{VNB}$ ) a mérhető feszültség:  $U_{VNB} = V_{CC} - R_3 \cdot I_{ref} = 2.2\text{V} - 24\text{K}\Omega \cdot I_{ref}$ . Ezek alapján az egyes mérőpanelokon  $U_{VNB_1} = 1.75624\text{V}$ , illetve  $U_{VNB_2} = 1.7601\text{V}$  feszültségeket állítottam be, így biztosítva a megfelelő  $I_{ref}$  referencia áramot. A mérőpanel tápellátását egy **Hameg HM 8040-2** hármas tápegység szolgáltatta (+2.2V és +3.3V). A feszültségmérést minden esetben **Hameg HM 8011-3** digitális multiméterrel végeztem.



33. ábra – A teljesen bekötött mérőpanel

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

III. A mérés legvégén a frekvenciaosztó integrált áramkör helyes működését ellenőriztem. A mérőpanelt egy  $50\Omega$  hullámellenállású koax kábellel kötöttem össze a **HP ESG-D2000A** nagyfrekvenciás jelgenerátorral. Ez a jelgenerátor adja a frekvenciaosztó integrált áramkör nagyfrekvenciás bemenő jelét. A mérőpanelen lévő OUT mérőtűskére pedig, a **HP 56400A** digitális oszcilloszkópot csatlakoztattam (33. ábra). A nagyfrekvenciás jelgenerátor kimenő jelét 1GHz frekvenciára (1ns periódusidő) és 300mV amplitúdóra (34. ábra), a digitális oszcilloszkóp időalapját 10ns/DIV osztásra állítottam. A mérés során, az oszcilloszkópon megjelenő jel periódusidejét olvastam le. A leolvasott periódusidő és a bejövő jel periódusidejének ismeretében meghatározható az aktuális osztásarány. Ha ez az osztásarány megegyezik a mérőpanelen beállítottal, akkor a frekvenciaosztó integrált áramkör megfelelően működik.



34. ábra – HP ESG-D2000A nagyfrekvenciás jelgenerátor

a. A frekvenciaosztó integrált áramkör kimenő jelének mért periódusidejét a különböző beállított osztásarányok mellett ( $F_1=F_2$ ) a 7. táblázatban foglaltam össze. Az osztásarány értékét egy 6 kapcsolóval rendelkező DIP kapcsoló segítségével lehet beállítani. Először az első három kapcsolóval beállított osztásarány ( $F_1$ ) megegyezett a másik három kapcsolóval beállított osztásarányal ( $F_2$ ). A mérést mindkét mérőpanellel elvégeztem; a mért periódusidők a két áramkörnél azonosak voltak. Az oszcilloszkópon – különböző osztásarány beállítása mellett – megjelenő jelalakok a 35. ábrán láthatóak.

Beállított osztásarány	Mért periódusidő
64	64.10 ns
65	64.95 ns
66	66.05 ns
67	67.03 ns
68	67.97 ns
69	68.95 ns
70	69.90 ns
71	70.95 ns

7. táblázat – Mérési eredmények  
A kimenő jel periódusideje az osztásarány függvényében

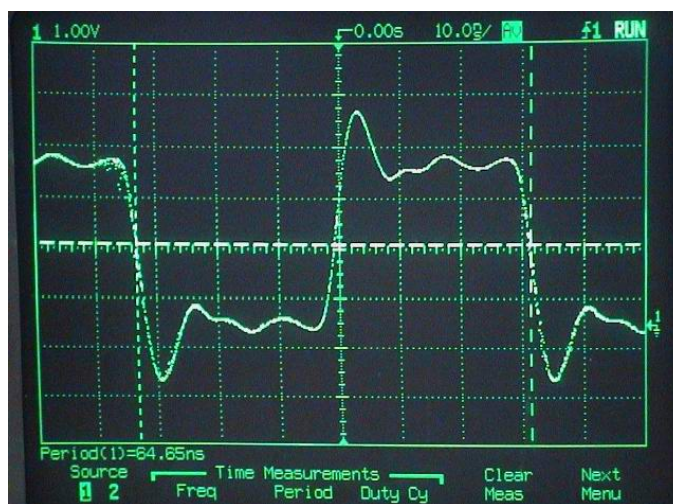
## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz



35. ábra –Mérési eredmények (Frekvencia osztásarány 64-71 között állítva)

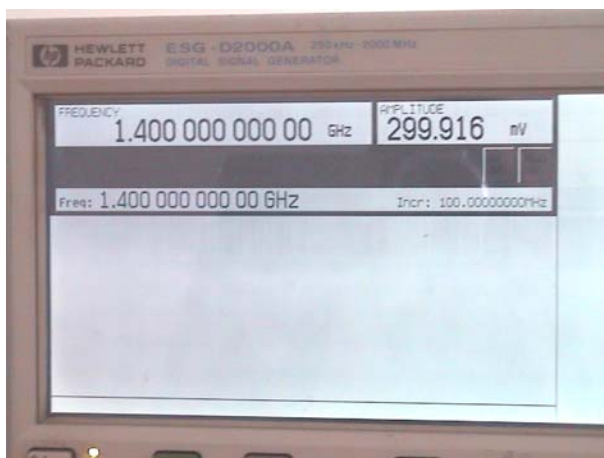
## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

- b. A következő lépésben a dinamikus működést teszteltem. Ez azt jelenti, hogy a DIP kapcsolók segítségével két különböző osztásarányt állítok be, így a frekvenciaosztó integrált áramkör egy periódusig az egyik (F1), egy periódusig a másik (F2) beállított osztásaránnal fog osztani ( $F1 \neq F2$ ). Így a bemenő jel látszólagosan a két beállított érték számtani közepével lesz leosztva. Ha  $F1=64$  és  $F2=65$ , akkor az osztásarány látszólag  $64.5$  lesz. Az áramkör dinamikus üzemben is megfelelően működött, a  $64.5$  osztásaránynak megfelelő jelalak a 36. ábrán látható.

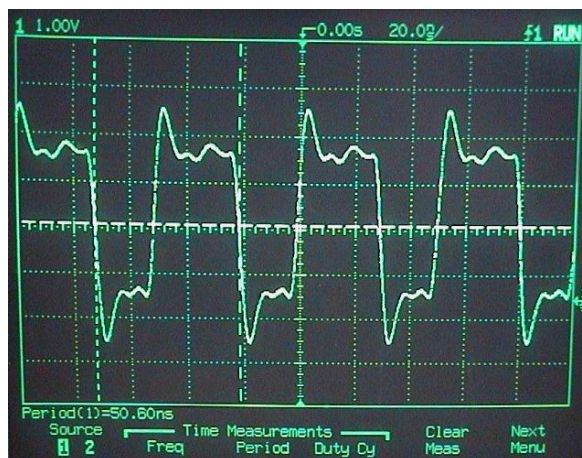


36. ábra – 64.5 osztásarány

- c. A frekvenciaosztó integrált áramkör működését magasabb frekvenciákon is teszteltem. Az integrált áramkör 1.4GHz frekvenciájú bejövő jelet még az osztásaránynak megfelelően osztott le (37, 38. ábra), de a bemenő frekvencia további emelésével a frekvenciaosztó már nem működött megfelelően.



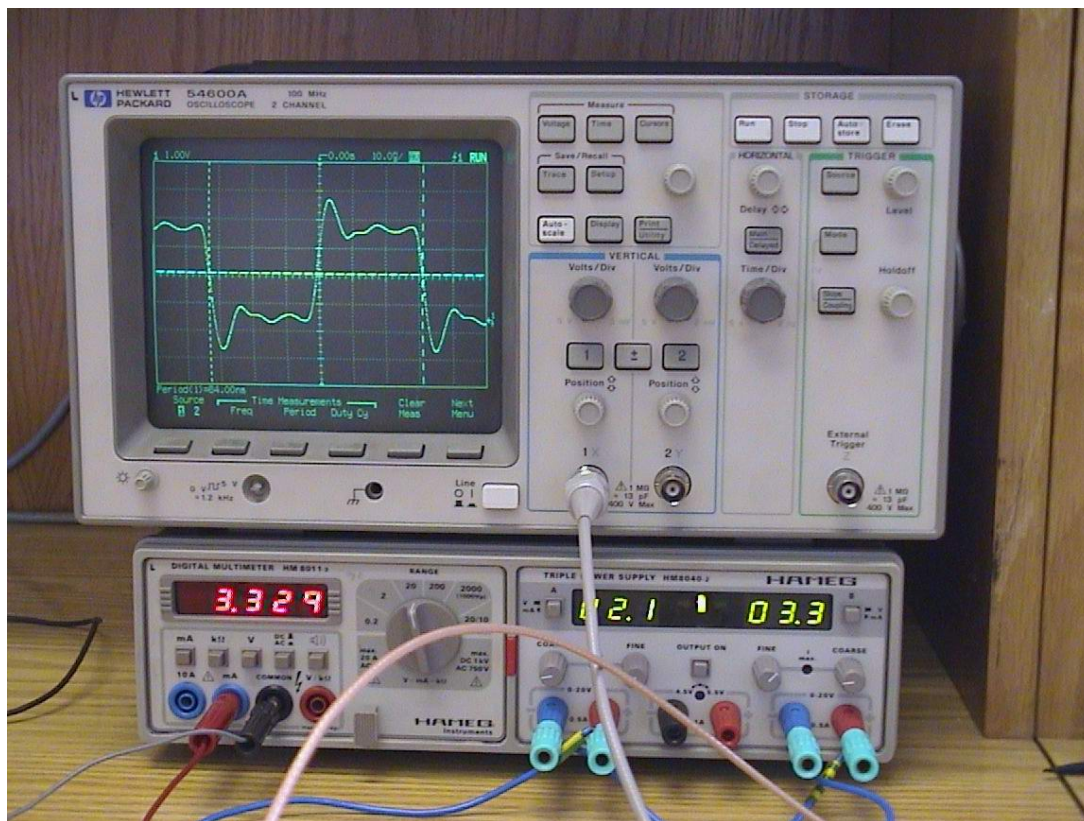
37. ábra – Nagyfrekvenciás jelgenerátor kijelzője (Kimeneti jel 1.4GHz frekvenciájú és 300mV amplitúdójú)



38. ábra – 1.4GHz frekvenciájú bejövő jel, és 71 osztásarány esetén a kimeneti jelalak (50.60ns periódusidő)

## Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz

A mérések során az áramfelvételt az áramkör működése közben folyamatosan mértem. Az áramfelvétel  $21^{\circ}\text{C}$  hőmérsékleten függetlenül a beállított osztásaránytól  $3.182\text{ mA}$ , azaz a frekvenciaosztó integrált áramkör fogyasztása  $6.364\text{ mW}$  lett. (39. ábra)



39. ábra – Az áramfelvétel mérése

A frekvenciaosztó működését különböző hőmérsékleti viszonyok között is ellenőriztem. A méréseket egy Heraeus fűtőkamrában és egy Brabender klímazsekrényben végeztem el. A fűtőkamra hőmérséklete szobahőmérséklettől  $+250^{\circ}\text{C}$ -ig állítható, a klímazsekrény hőmérséklete  $-20^{\circ}\text{C}$ -tól szobahőmérsékletig állítható. Így a frekvenciaosztó integrált áramkör működését  $-20^{\circ}\text{C}$  -  $+85^{\circ}\text{C}$  közötti hőmérséklet tartományban tudtam ellenőrizni. A frekvenciaosztó ebben a hőmérséklet tartományban is megfelelően működött. A tápáram-felvétel  $3.016\text{ mA}$  ( $-20^{\circ}\text{C}$ ) és  $3.262\text{ mA}$  ( $+85^{\circ}\text{C}$ ) között változott.

A mérések igazolták az előzetes – szimulációkkal már alátámasztott – várakozásokat. A frekvenciaosztó integrált áramkör széles frekvenciatartományban ( $100\text{ MHz}$  –  $1.4\text{ GHz}$ ) a beállított osztásarányának megfelelően osztotta le a bejövő nagyfrekvenciás jelet. A tervezett maximális  $1\text{ GHz}$  frekvenciánál jóval magasabb frekvencián is működőképes volt. Az osztásarányt  $64$  és  $71$  között  $0.5$  tizedes pontossággal lehetett beállítani.



### 7. Összefoglalás

A diplomamunkám elkészítése során megismerkedtem az ECL frekvenciaosztó integrált áramkörök különböző típusaival, felépítésükkel és működésükkel, amit a 2. fejezetben taglaltam. A feladat legoptimálisabb megvalósításához a 3. fejezetben választottam egy általam legjobbnak ítélt architektúrát. Ezt az architektúrát részletesen megvizsgáltam, megterveztem a kapcsolási rajzát. Ezek alapján készült el az integrált áramkör layout rajza, került gyártásba, tokozásra.

A 4. fejezetben a nagyfrekvenciás áramkörök mérése, tervezése során fellépő problémákat foglaltam össze, melyek nagyban befolyásolták a mérőpanel tervezésének egyes lépéseit.

A frekvenciaosztó integrált áramkör helyes működésének ellenőrzésére mérőáramkört készítettem. A mérőáramkör felépítésének, a mérőpanel tervezésének részleteivel foglalkozik az 5. fejezet. Mivel a frekvenciaosztó integrált áramkör a tényleges mérés során is igazolta az elvárásaimat, teljesítette a kívánalmakat, ezért a későbbiekben tényleges felhasználásra kerülhet egy mobil kommunikációt lehetővé tevő komplett integrált áramkörben.

### 8. Köszönetnyilvánítás

Köszönettel tartozom belső konzulensemnek Benedek Zsoltnak és külső konzulensemnek Erdélyi Jánosnak, akik szakmai forrásokkal, tanácsokkal láttak el és biztosították az integrált áramkör tervezésének, kivitelezésének és gyártásának feltételeit.

Szeretnék köszönetet mondani dr. Székely Vladimir professzor úrnak és Kollár Ernő doktorandusznak, akik szakmai tapasztalataikkal, észrevételeikkel támogatták munkámat, és a diplomamunka összeállítását segítették.

Külön köszönettel tartozom Tímárné Horváth Veronikának, aki észrevételeivel, tanácsaival nagyban hozzájárult a diplomamunka elkészítéséhez.

### 9. Irodalomjegyzék

- [1] Patrik Larsson, "High-Speed Architecture for a programmable Frequency Divider and a Dual-Modulus Prescaler", *IEEE J. of Solid-State Circuits* vol. 31. no. 5. p. 744-748, May 1996
- [2] Wei-Zen Chen and Jieh-Tsorg Wu, "A 2-V, 1.8-GHz BJT Phase-Locked Loop", *IEEE Journal of Solid-State Circuits* vol. 34. no. 6. p.784-789, June 1999
- [3] Turgut S. Aytur, "A 2-Ghz, 6mW BiCMOS Frequency Synthesizer", *IEEE Journal of Solid-State Circuits* vol. 30. no. 12. p. 1457-1462, December 1995
- [4] Moriaki Mizuno, Kirokayu Suyuki, "A 3-mW 1.0-GHz Silicon-ECL Dual-Modulus Prescaler IC", *IEEE Journal of Solid-State Circuits* vol. 27. no. 12. p. 1794-1798, Dec. 1992
- [5] N.-H. Sheng, L. Pierson, K.-C. Wang and M.-C. F. Chang, "High Speed Multimodulus HBT Prescaler for Frequency Synthesizer Applications", *IEEE Journal of Solid-State Circuits* vol. 26. no. 10. p. 1362-1367, October 1991
- [6] Michael H. Perrot, Theodore L. Tewksbury III and Charles G. Sodini, "A 27-mW CMOS Fractional-N Synthesizer Using Digital Compensation for 2.5-Mb/s GFSK modulation", *IEEE Journal of Solid-State Circuits* vol. 32. no. 12. p. 2048-2059, December 1997
- [7] Dr Tarnay Kálmán, "Mikroelektronikai berendezés orientált áramkörök tervezése", *Műszaki Könyvkiadó*, 273-280 oldal, 1984
- [8] Dr Mojzes Imre, "Mikroelektronikai és elektronikai technológia", 77-177 oldal, *Műszaki Könyvkiadó*, 1994
- [9] Dr. Székely Vladimír, "Elektronika I. Félvezető eszközök", *Műegyetemi Kiadó*, 2001
- [10] Kása István, "Mikrohullámú integrált áramkörök", 35-63 oldal, *Műszaki Könyvkiadó*, 1978
- [11] E. H. Fooks and R. A. Zakarevicius, "Microwave Engineering using Microstrip Circuits", *Prentice-Hall*, 1990
- [12] Géher Károly, "Híradástechnika", 201-212 oldal, *Műszaki Könyvkiadó*, 2000

## **Mérőáramkör tervezése ECL nagyfrekvenciás frekvenciaosztóhoz**

---

- [13] Simonyi Károly, Zombory László, **”Elméleti villamosságtan”**, *Műszaki Könyvkiadó*, 2000
- [14] Bognár György, Szombathy Gergő, **”Nagyfrekvenciás BiCMOS ECL frekvenciaosztó”**, TDK dolgozat, 2001. November
- [15] Szombathy Gergő, **”Nagyfrekvencián (1GHz-en) működő ECL frekvenciaosztó bemérése (tesztelése)”**, Diplomamunka, 2002
- [16] <http://www.intersil.com> – **Intersil cég honlapja**
- [17] <http://www.mit.edu/people/mcmahill/software/mstrip/mscalc.htm> – **Microstrip Calculator**
- [18] <http://www.ti.com> – **Texas Instruments cég honlapja**
- [19] <http://www.bluetooth.com> – **BlueTooth Technológia szabványleírásai**