

**Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem**

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

Vida Zoltán

***Szélessávú Elosztott Erősítők Újfajta  
Alkalmazásai***

TDK Dolgozat

KONZULENS

**Dr. Zólogy Attila**

*Egyetemi Docens*

BUDAPEST, 2011

# TARTALOMJEGYZÉK

<b>ÖSSZEFOGLALÓ</b> .....	<b>3</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>4</b>
<b>BEVEZETÉS</b> .....	<b>5</b>
<b>1. HORDOZÓ, TRANZISZTOR KIVÁLASZTÁSA</b> .....	<b>8</b>
1.1. HORDOZÓ KIVÁLASZTÁSA.....	8
1.2. TRANZISZTOR KIVÁLASZTÁSA.....	9
1.2.1. <i>Tranzisztor helyettesítő kép becslése S paramétereiből</i> .....	9
1.2.2. <i>Tranzisztor helyettesítő kép egzakt megadása</i> .....	12
<b>2. ALAPSÁVBAN MŰKÖDŐ ELOSZTOTT ERŐSÍTŐ TERVEZÉSE</b> .....	<b>15</b>
2.1. ANALITIKUS SZÁMÍTÁSOK.....	15
2.1.1. <i>Működési sávszélesség meghatározása</i> .....	15
2.1.2. <i>Erősítés közelítő megadása</i> .....	20
2.1.3. <i>Fokozatszám becslése</i> .....	20
2.2. SZÁMÍTÓGÉPES SZIMULÁCIÓ .....	22
2.2.1. <i>Kapcsolási rajz</i> .....	23
2.2.2. <i>Szimulációs eredmények</i> .....	24
2.3. LAYOUT TERV .....	25
2.4. MÉRÉSI EREDMÉNYEK.....	27
<b>3. FELSŐ ÁTVITELI SÁVBAN MŰKÖDŐ ERŐSÍTŐ TERVEZÉSE</b> .....	<b>28</b>
3.1. VESZTESÉG-, PARAZITAMENTES ELOSZTOTT ELEMŰ, ELOSZTOTT ERŐSÍTŐ VIZSGÁLATA .....	29
3.1.1. <i>Numerikus számítások</i> .....	29
3.1.2. <i>Számítógépes szimulációk</i> .....	36
3.2. FELSŐBB SÁVBAN MŰKÖDŐ ELOSZTOTT ERŐSÍTŐ SZÁMÍTÓGÉPES TERVEZÉSE .....	40
3.2.1. <i>Számítógépes szimuláció</i> .....	40
3.2.2. <i>Layout terv</i> .....	45
3.2.3. <i>Mérési eredmények</i> .....	46
<b>IRODALOMJEGYZÉK</b> .....	<b>51</b>

# Összefoglaló

A TDK dolgozatom első részében leírom egy 6 GHz-ig működőképes elosztott paraméterű elosztott struktúrájú erősítő teljes tervezési folyamatát, megépítését és mérési eredményeit. Az erősítő tervezése az alkalmazott aktív eszköz extrakciójával kezdődik, a szórási paraméterekből kiindulva jó közelítést adok a tranzisztor szélessávú helyettesítőképére. A tranzisztor modellt felhasználva a tervezés első lépései analitikus számításokkal történnek az 1. számú referenciában leírt módszerek alapján. Következő lépésként a másodlagos hatások figyelembevétele történik számítógépes szimuláció segítségével. Az erősítő nyomtatott áramköri legyártása és megépítése után annak mérési eredményeit ismertetem, melyek visszaigazolják a szimulált értékeket.

A dolgozat második része megvizsgálja, hogyan lehetne az erősítő struktúrájából következően elméletileg használható felső átviteli sávokon működő erősítőt létrehozni. A felsőbb átviteli sávokon történő működést ugyancsak az 1.-es referenciában vetették fel, ennek mélyrehatóbb vizsgálata ott nem történt meg. A dolgozatomban elkezdem ennek elméleti és gyakorlati vizsgálatát, továbbá célom, hogy egy ilyen elven működő elosztott erősítőt valósítsak meg. Numerikus módszerekkel közelítő számításokat végzek a felsőbb átviteli sávokban működő erősítők paramétereire. Továbbá konkrétan egy a második átviteli sávban működőképes elosztott erősítő tervezésével foglalkozok, az alapsávban működőképes – a dolgozat első felében leírt és megtervezett – erősítő eredményeiből kiindulva. A számítógépes szimulációk, optimalizáció, illetve a layout terv megrajzolása után az elkészült erősítő mérési eredményeit ismertetem.

A dolgozat lényegi része tehát a felsőbb átviteli sávokban működőképes elosztott erősítők tervezésével foglalkozik, továbbá egy ilyen elven működő erősítő konkrét tervezésével és méréseivel, melyre példát az általam ismert irodalmakban nem találtam.

## Abstract

This TDK paper describes the theory design process realization and measurements of a wideband distributed amplifier working up to 6 GHz. The design starts with the investigation and extraction of a wideband equivalent circuit model of the applied HEMT active device from the scattering parameters. Using the wideband model an analytical wideband distributed amplifier design approach described in reference [1] is applied. As a next step the secondary parasitic effects are taken into account by computer simulations and optimization techniques. The amplifier is realized and built and through fully tested. The test results show good agreement with simulated values.

The second part of the paper makes a theoretical investigation about the possibilities of usage of these types of these amplifiers at higher order passing bands. The first idea of working in higher order passbands was introduced in reference [1] as well. However, deep theoretical analysis was not presented there. The paper starts the theoretical investigation of these fields. The goals of this paper are to design, realize and test of an example amplifiers. As a first step I try to estimate the parameters of the amplifier working in higher order passing bands. These parameters are the follows: gain, input- and output return loss, starting and cut-off frequencies, bandwidth. The investigation of the noise figure is neglected. And as a next step, what is the main part of the paper, I design a distributed amplifier which can be operating at the second passing band. The design includes the previous numerical calculations, the computer aided simulations and optimizations. Finally I review the measurement results of the realized amplifier.

To summarize the main part of the TDK paper is how we can use a distributed amplifier in a higher order passing band, and the goal is to design, realize and test an example amplifier which as far as my knowledge goes cannot be found any references.

## Bevezetés

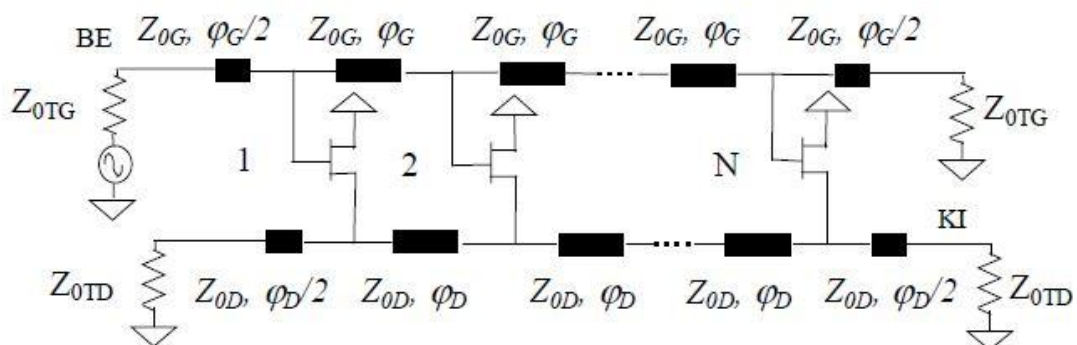
Napjainkban a folyamatosan növekvő telekommunikációs igények miatt egyre nagyobb adatátviteli kapacitás szükséges, melynek megvalósítására az optikai hordozó tűnik az optimális választásnak. Az optikai szál kapacitásának lehető legjobb kihasználásának egyik feltétele (optikai-elektromos, illetve elektromos-optikai átalakítás során) az elektromos oldalon lévő eszközök minél gyorsabb működése. Ennek megfelelően az igen nagy sávszélességű elemek (erősítők, multiplexerek, modulátorok, detektorok stb.) kutatása elsődleges jelentőségű. [1]

Egy ideális erősítő konstans, egyenletes erősítéssel rendelkezik a teljes működési frekvenciasávban, miközben az eszköz be-, illetve kimeneti reflexiója egy adott érték alatt marad mindvégig. Ezért célszerű az erősítők összehasonlítását az erősítés-sávszélesség szorzat alapján végezni. A cél tehát ezen szorzat maximalizálása, amely elosztott struktúrával érhető el.

Az elosztott erősítő alap gondolatát először Percival vetette fel 1936-ban. Forradalmi gondolata az volt, hogy az aktív eszközök bemeneteit és kimeneteit induktivitásokkal elválasztva, felhasználva azok parazita kapacitásait, aluláteresztő létra struktúrát hozott létre mind az erősítő bemenetén, mind a kimenetén. Ilyen módon az erősítő erősítés-sávszélesség szorzata meghaladta az egyes aktív elemek ezen paraméterét. [1]

Magasabb frekvenciákon a tranzisztorok közti kapcsolatot csak elosztott paraméterű tápvonalakkal lehet megvalósítani, így a koncentrált paraméterű induktivitásokat tápvonalakkal helyettesítünk.

Egy mikrohullámú félvezető tranzisztorokból felépülő N fokozatú elosztott erősítő elosztott elemű helyettesítőképe az 1. ábrán látható.



**1. ábra.** Félvezető tranzisztorokból felépített elosztott erősítő elosztott elemű helyettesítőképe

A generátor az erősítő bemeneti vonalához csatlakozik (gate oldal), amely az aktív eszközök bemeneti parazitáiból és az elválasztó induktivitásokból vagy tápvonalakból álló létrahálózat. A generátor belső ellenállása (ált. 50 ohm) megegyezik a vonal által mutatott karakterisztikus impedanciával, illetve a bemeneti vonal végén található lezárással. Az aktív eszközök kimenetei az erősítő kimeneti vonalához csatlakoznak (drain oldal), mely a bemeneti vonallal azonos struktúrájú.

A generátorból érkező jel végighaladva az erősítő bemeneti vonalán vezérli az aktív eszközök bemeneteit, a kimeneti vonal pedig elvileg fázisban összegzi az egyes aktív eszközök kimeneteiről érkező jeleket, majd a kimeneti illesztett lezárásra juttatja. Ezen elv alapján tehát additív erősítőt valósítunk meg. [1]

Mivel a gyakorlatban a keresztágban található kapacitások az egyes aktív elemek (térvezérelt tranzisztorok – FET-ek) parazitái, ezért az erősítő működési sávzélességét a választott tranzisztorok parazitái határozzák meg az adott lezárások között. A lezárások a mikrohullámú technikában elterjedt a teljes frekvencia tartományban 50 Ohm, a továbbiakban mindig ezt veszem figyelembe. Ráadásul a FET-ek bemeneti ( $C_{gs}$  gate-source kapacitás), illetve kimeneti ( $C_{ds}$  drain-source kapacitás) parazita kapacitásai eltérőek, általában a bemeneti kapacitás nagyobb, így az erősítő sávzélességét a bemeneti vonal korlátozza. Továbbá adott lezárások között biztosan fellép fázissebesség különbség is a két vonal között, mely fázisillesztetlenséghez vezet. Ezt az illesztetlenséget később fel lehet használni a levágási frekvencia környékén észlelhető kiemelés kompenzálására, így is egyenletesebbé téve az átvitelt.

A teljesítmény-erősítést a be-, illetve kimeneti vonalak hullámimpedanciája, a FET-ek transzkonduktanciája, illetve a fokozatszám (FET-ek száma) határozza meg. [2]

A fokozatszám növelésével elvileg növeljük az erősítés mértékét, de a veszteségek miatt akár az is előfordulhat, hogy nagy fokozatszám esetén a generátortól távolabb eső tranzisztorokra nem jut kellő mértékű vezérlőjel, így azok csak veszteségeket okozva szerepelnek az áramkörben. Így egy adott erősítés eléréséhez találhatunk egy optimális fokozatszámot, melyet leginkább a veszteségek határoznak meg. [3]

A gyakorlatban megvalósítható erősítők esetében a gate-, illetve drainvonalon lévő létra hálózat mind T-végződésű, ezért az ilyen struktúrájú elrendezésre koncentrálok a továbbiakban. Az ilyen típusú vonalak hullámimpedanciája a frekvencia növekedésével csökken, a levágási frekvencián nulla valós értékűvé válik. Ezért az adott lezárás esetén a frekvencia növekedésével romlik az illesztés mértéke, mely befolyásolja a működési sávzélességet. Kis mértékben növelhetjük a működési sávzélességet a lezáró

impedanciák megtartása mellett is, ha a be-, ill. kimeneti vonalak hullámimpedanciáját megnöveljük, oly mértékben, hogy a kisfrekvenciás illesztés még megfelelő értékű maradjon, ennek hatására viszont az erősítés megnő és a levágási frekvencia csökken.

Az eddig leírt problémák parazitamentes esetekben is fennállnak, viszont a különböző parazitákat, főleg magasabb frekvenciákon, nem hagyhatjuk figyelmen kívül. A csatlakoztatási parazita induktivitások hatását, a földelési parazita induktivitásokat, a visszaható kapacitást ( $C_{gd}$  gate-drain kapacitás), a soros-, illetve párhuzamos veszteségi ellenállások hatásait. A bondolási induktivitások csökkentik a levágási frekvenciát, melyek ellen védekezhetünk úgynevezett V-csatlakoztatással, mellyel a keresztágból a hosszágba juttatjuk a parazita induktivitást (struktúrájában megegyezik a parazitamentes esettel), így a FET-eket elválasztó induktivitásokhoz tudjuk korrigálni. Az ilyen bekötés esetében nem lesz drasztikus a sáv szélesség csökkenése a parazitamentes esethez képest, számítása egyszerűbb, illetve a számítógépes optimalizációja gördülékenyebb. Esetünkben V-bondolásra sajnos nem volt lehetőség, ezért a tranzisztorokat normál módon csatlakoztattam a gate-, ill. drain vonalakhoz. [1]

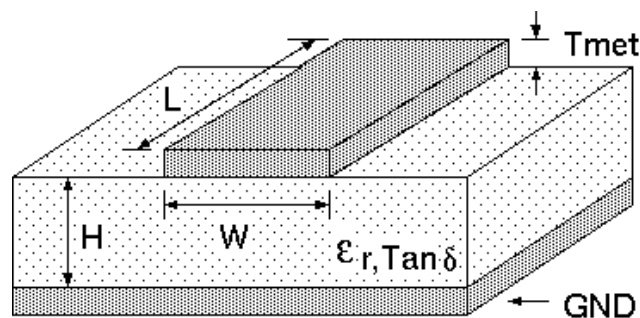
Nagyobb frekvenciákon minden földelés induktív jellegű parazitaként jelentkezik, melynek minél kisebb értéken tartása céljából, minél vékonyabb hordozóra, minél kisebb átmérőjű és több egymással parallel fémezett furatokkal (via) dolgozhatunk. A soros gate ellenállás csökkenti az erősítés mértékét (főleg kisebb frekvenciákon jelentkezik a hatása), illetve a visszaható kapacitás jelenléte erőteljesen elronthatja az átvitel egyenletességét. Ezen paraziták ellen nem tudunk hatékonyan védekezni, egyetlen lehetőségünk, hogy az erősítő tervezéséhez olyan tranzisztort válasszunk, melynek ezen parazita értékeik minél kisebbek. Természetesen a bemeneti, illetve kimeneti kapacitások esetében is ezt az utat kell követnünk, mivel az erősítő működési sáv szélességét a választott tranzisztor parazitái határozzák meg.

A mai monolit integrált technológiában elérhetjük akár a több 100 GHz-es oszcillációs frekvenciákat is, esetünkben az alkalmazott hibrid integrált technológián természetesen ennél jóval kisebb frekvenciák fordulnak elő, így jóval kisebb sáv szélességű áramkörök gyárthatóak.

# 1. Hordozó, tranzisztor kiválasztása

## 1.1. Hordozó kiválasztása

Az alap-, illetve felső átviteli sávban működő elosztott paraméterű, elosztott erősítőket mikro-szalagvonalas (továbbiakban microstrip – 2. ábra) struktúrában valósítottam meg. Egy szélessávú eszköz működését jelentősen befolyásolhatja, illetve korlátozhatja a hordozó vastagsága és anyagi tulajdonságai. Célszerű kis veszteségű, vékony, kis dielektromos állandójú hordozólemezt választani. A földelési fémezett furatok (via) parazita induktivitása miatt, főleg a magasabb frekvenciákon csökken az erősítés mértéke, illetve a levágási frekvencia. E romboló hatás minimalizálásának érdekében minél vékonyabb hordozót érdemes választani. Esetemben a megvalósíthatósági korlátok miatt (a tranzisztorok közti tápvonalak hossza nem csökkenthető 3-4 mm alá), kis dielektromos állandójú lemezt célszerű választani, mivel ekkor egy adott fizikai tápvonalhosszhoz kevésbé nagyobb elektromos hossz tartozik, így nagyobb működési sáv szélesség érhető el. Továbbá a magasabb módusok alsó határfrekvenciája vékonyabb, illetve kisebb dielektromos állandójú hordozón nagyobb.



2. ábra. Microstrip struktúra

A választott hordozó (GIL – GML 1000) paraméterei a következők:

- vastagsága:  $H = 762 \mu\text{m}$
- veszteségi tényezője:  $\tan\delta = 0,009$
- dielektromos állandója:  $\epsilon_r = 3,2$

A magasabb módusok megjelenése miatt a microstrip hullámvezetők csak egy bizonyos frekvenciáig használhatóak. Ökölszabályként elmondhatjuk, hogy a kritikus hullámhossz a hullámvezető vastagságának tízszerese. Így az alábbi képlettel kiszámítható az általam alkalmazott hullámvezető használhatóságának felső határfrekvenciája ( $f_c$ ), ahol  $c$  a vákuumbeli fénysebesség.

$$f_c = 0,1 \frac{c}{H\sqrt{\epsilon_r}} = 22 \text{ GHz} \quad (1.1)$$

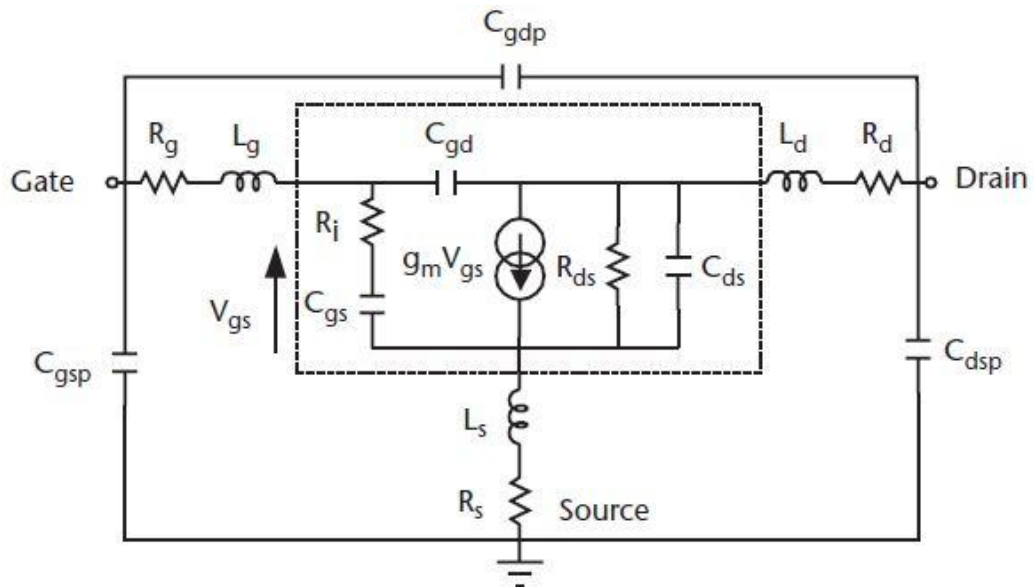


## 1.2. Tranzisztor kiválasztása

Egy erősítő működését alapvetően a használt tranzisztor tulajdonságai határozzák meg. Az elosztott struktúrájú erősítők működési sávzélességét (adott impedanciák között, általában 50 Ohm) a tranzisztor parazita kapacitásai korlátozzák. Az erősítés mértéke leginkább a tranzisztor transzkonduktanciájától függ, illetve kritikus az átvitel egyenletességére nézve a visszaható kapacitás nagysága is. Továbbá a tranzisztor tokozásából adódó paraziták is befolyásolják az erősítő sávzélességét. Az imént leírtak alapján egy széles sávban használható, kiszajú GaAs PHEMT eszközt, az „ATF-36163” típusú tranzisztort [10] választottam, melyet könnyedén be is tudtam szerezni és elfogadható paraméterekkel rendelkezik a megcélzott sávzélességben.

### 1.2.1. Tranzisztor helyettesítő kép becslése S paraméterekből

A tervezés során a választott tranzisztor kiszajú lineáris modelljéből, a tranzisztor szórési paramétereiből meghatározott kiszajú, általános, egyszerűsített hibrid- $\pi$  helyettesítő képéből indultam ki. A tranzisztor helyettesítő modellje, illetve a tokozási paraziták ismeretlenek voltak számomra, ezért azokat extrakcióval kellett meghatároznom a szórési (S) paraméterekből. Az extrakció lényege, hogy az Y-, illetve Z paraméterekből kiindulva eltávolítjuk a tokozásból fakadó parazitákat (párhuzamos tokparazita kapacitásokat, soros bondoló induktivitásokat, továbbá a soros veszteségi ellenállásokat), majd a kapott eredményből becsülhetjük meg a tranzisztor helyettesítő képében szereplő (intrinsic) elemek értékeit. Az alábbi képen láthatjuk a tranzisztor kiszajú, általános helyettesítő képét tokozási parazita elemekkel együtt. [3]



3. ábra. FET általános, egyszerűsített hibrid- $\pi$  helyettesítőképe

A FET általános helyettesítő kapcsolásának Y paraméterei az alábbi egyenletekkel írhatóak le. [6]

$$y_{11} = \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2} + j\omega \left( \frac{C_{gs}}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2} + C_{gd} \right) \quad (1.2)$$

$$y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (1.3)$$

$$y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega R_i C_{gs}} - j\omega C_{gd} \quad (1.4)$$

$$y_{22} = G_{ds} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (1.5)$$

Első lépésben a tranzisztor adatlapjában fellelhető S paramétereket Y paraméterekké kell konvertálni. Ezt a következőképp tehetjük meg.

$$Y_{11} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (1.6)$$

$$Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (1.7)$$

$$Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (1.8)$$

$$Y_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (1.9)$$

A következő lépésben a tokozás parazita kapacitásait kisorsoljuk ki az alábbi egyenletek alapján. Az extrakció első lépése: [7]

$$y'_{11} = Y_{11} - j\omega(C_{gsp} + C_{gdp}) \quad (1.10)$$

$$y'_{12} = Y_{12} + j\omega C_{gdp} \quad (1.11)$$

$$y'_{21} = Y_{21} + j\omega C_{gdp} \quad (1.12)$$

$$y'_{22} = Y_{22} - j\omega(C_{dsp} + C_{gsp}) \quad (1.13)$$

Sajnos a tokozás (SOT-363) parazitáit sem ismertem, ezért azok értékeit becsültem az alábbiak szerint.

$$L_g = 0,5 \text{ nH} \quad C_{gsp} = 0,07 \text{ pF}$$

$$L_d = 0,5 \text{ nH} \quad C_{dsp} = 0,07 \text{ pF}$$

$$L_s = 50 \text{ pH} \quad C_{gdp} = 5 \text{ fF}$$

$$R_g = 1 \text{ ohm} \quad R_s = 0,5 \text{ ohm}$$

Következő lépésként áttérünk  $Z$  paraméteres leírásra, és eltávolítjuk a veszteségi ellenállások, illetve a bondolási induktivitások hatásait.

Az 1.10 – 1.13 egyenletekből meghatározhatóak a  $Z$  paraméterek az alábbiak alapján.

$$[Z] = \begin{bmatrix} \frac{y'_{11}}{y'_{11}y'_{22} - y'_{12}y'_{21}} & \frac{y'_{12}}{y'_{11}y'_{22} - y'_{12}y'_{21}} \\ \frac{y'_{21}}{y'_{11}y'_{22} - y'_{12}y'_{21}} & \frac{y'_{22}}{y'_{11}y'_{22} - y'_{12}y'_{21}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Az extrakció második lépése: [7]

$$z_{11} = Z_{11} - R_g - R_s - j\omega(L_g + L_s) \quad (1.15)$$

$$z_{12} = Z_{12} - R_s - j\omega L_s \quad (1.16)$$

$$z_{21} = Z_{21} - R_s - j\omega L_s \quad (1.17)$$

$$z_{22} = Z_{22} - R_d - R_s - j\omega(L_d + L_s) \quad (1.18)$$

A tokozás nélküli tranzisztor helyettesítő képére vonatkozó  $Y$  paraméterek az alábbi egyenletekkel fejezhetőek ki.

$$[y] = \begin{bmatrix} \frac{z_{11}}{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}} & \frac{z_{12}}{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}} \\ \frac{z_{21}}{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}} & \frac{z_{22}}{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Végül ezen 1.19.-es  $Y$  paraméterek, illetve az 1.2 – 1.5 összefüggésekből kiszámíthatjuk a helyettesítő képben szereplő elemek értékeit az 1.20 – 1.26 egyenletek alapján. [6]

$$C_{gd} = -\frac{Im(y_{12})}{\omega} \quad (1.20)$$

$$C_{gs} = \frac{Im(y_{11}) - \omega C_{gd}}{\omega} \left( 1 + \frac{(Re(y_{11}))^2}{(Im(y_{11}) - \omega C_{gd})^2} \right) \quad (1.21)$$

$$C_{ds} = \frac{Im(y_{22}) - \omega C_{gd}}{\omega} \quad (1.22)$$

$$R_{ds} = \frac{1}{Re(y_{22})} \quad (1.23)$$

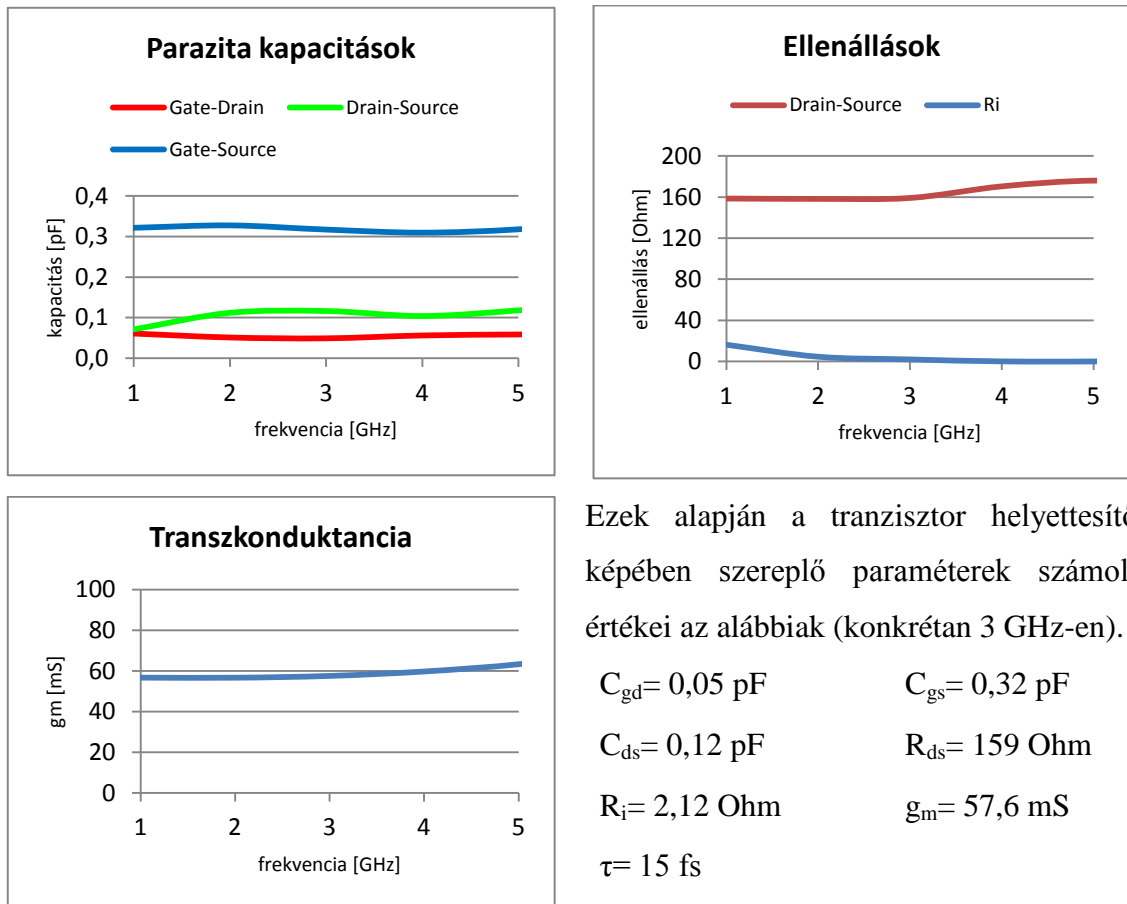
$$R_i = \frac{Re(y_{11})}{(Im(y_{11}) - \omega C_{gd})^2 + (Re(y_{11}))^2} \quad (1.24)$$

$$g_m = \sqrt{\left( (Re(y_{21}))^2 + (Im(y_{21}) + \omega C_{gd})^2 \right) (1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2)} \quad (1.25)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \arcsin \left( \frac{-\omega C_{gd} - Im(y_{21}) - \omega C_{gs} R_i Re(y_{21})}{g_m} \right) \quad (1.26)$$

Az erősítő választott DC munkapontja:  $V_{DS} = 1,5$  V és  $I_D = 10$  mA.

Az extrakció végeredménye különböző frekvenciákon az alábbiak szerint alakulnak.



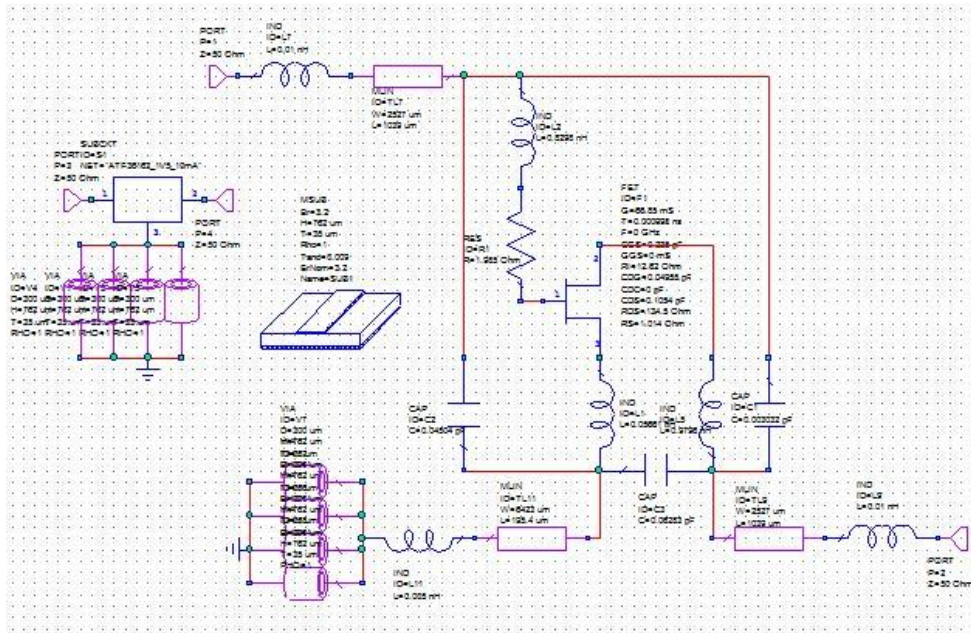
4. ábra. Extrakció eredményei

### 1.2.2. Tranzisztor helyettesítő kép egzakt megadása

Az előző alfejezetben az S paraméterekből kiindulva analitikusan meghatároztam a helyettesítő képben szereplő egyes elemek értékeit. A következő feladat e modell pontosítása. Számítógépes szimulátor segítségével a kiadódott modell S paramétereit ( $S'_{ij}$ ) kell optimalizálni az adatlapban szereplő S paraméterek ( $S_{ij}$ ) értékeihez, melyet az alábbi hibafüggvény minimalizálásával érhetjük el. ( $i, j = 1, 2$ )

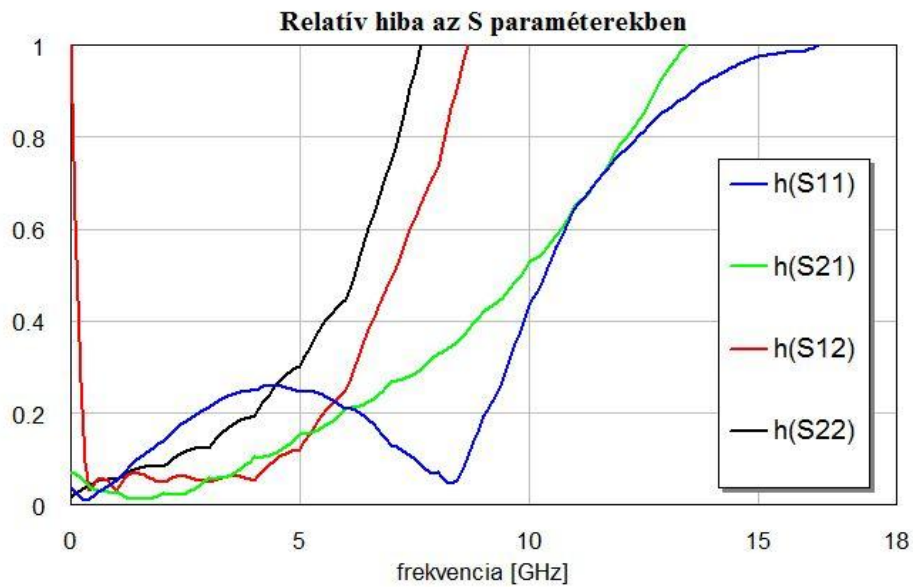
$$h = \left| \frac{S'_{ij} - S_{ij}}{S_{ij}} \right| \quad (1.27)$$

A számítógépes szimulációs modell az alábbi.



5. ábra. Tranzisztor helyettesítőkép megadása

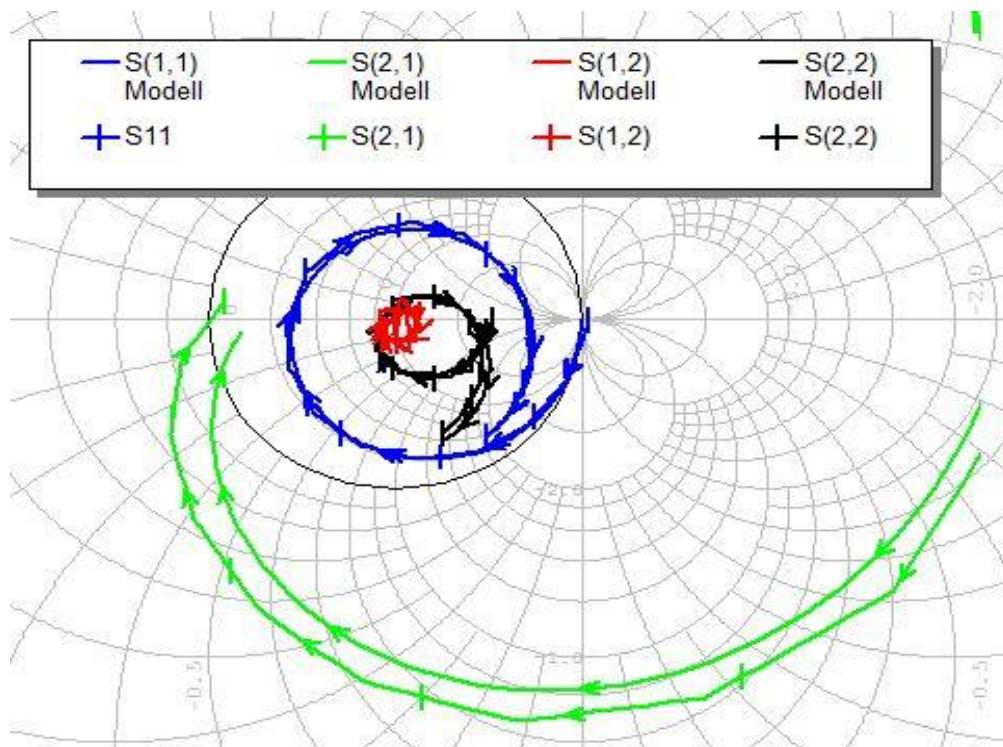
Az alábbi képen megfigyelhetjük a becsült, előző alfejezetben kiszámolt helyettesítő képpel reprezentált kétkapu szórási paraméterei relatív hibáját az adatlapban megadottak S paraméterekhez képest.



6. ábra. Relatív hiba, optimalizáció előtt

Láthatjuk, hogy a kisebb frekvenciákon már optimalizáció nélkül is viszonylag pontos helyettesítő modellt sikerült realizálni. Ekkor a négy-négy egymásnak megfelelő szórási paraméter a Smith diagramon közel együtt fut.

Az optimalizáció során a hibafüggvény értékét kell minél kisebb értékre szorítani. A  $h < 5\%$  határt vettem fel célfüggvénynek a teljes frekvenciasávban (0,1 – 18 GHz). Ekkor az S paraméterek az alábbiak szerint alakulnak (már az optimalizáció után).



**7. ábra.** S paraméterek, optimalizáció után

Az optimalizáció rövid alatt befejeződött, hiszen az extrakció során viszonylag jó kezdeti értékeket sikerült megadni. Az optimalizáció során nem csupán a helyettesítő kép elemeinek értékeit, hanem a tokozási parazitákat is kénytelen voltam változónak megadni, hiszen konkrétan azok értékeit sem ismertem. Természetesen az optimalizációt csak bizonyos korlátok között engedélyeztem, a reális végeredmény megtalálásának reményében. Végül az alábbi eredményeket kaptam a tranzisztor kiszelű, általános, szélessávú, egyszerűsített hibrid- $\pi$  helyettesítő kép elemértékeire.

A tokozási paraziták:

$$L_g = 0,83 \text{ nH}$$

$$C_{gsp} = 0,045 \text{ pF}$$

$$L_d = 0,98 \text{ nH}$$

$$C_{dsp} = 0,063 \text{ pF}$$

$$L_s = 57 \text{ pH}$$

$$C_{gdp} = 3 \text{ fF}$$

$$R_g = 2 \text{ ohm}$$

$$R_s = 1 \text{ ohm}$$

A helyettesítő modell paraméterei:

$$C_{gd} = 0,05 \text{ pF}$$

$$C_{gs} = 0,235 \text{ pF}$$

$$C_{ds} = 0,105 \text{ pF}$$

$$R_{ds} = 135 \text{ Ohm}$$

$$R_i = 12,6 \text{ Ohm}$$

$$g_m = 66,8 \text{ mS}$$

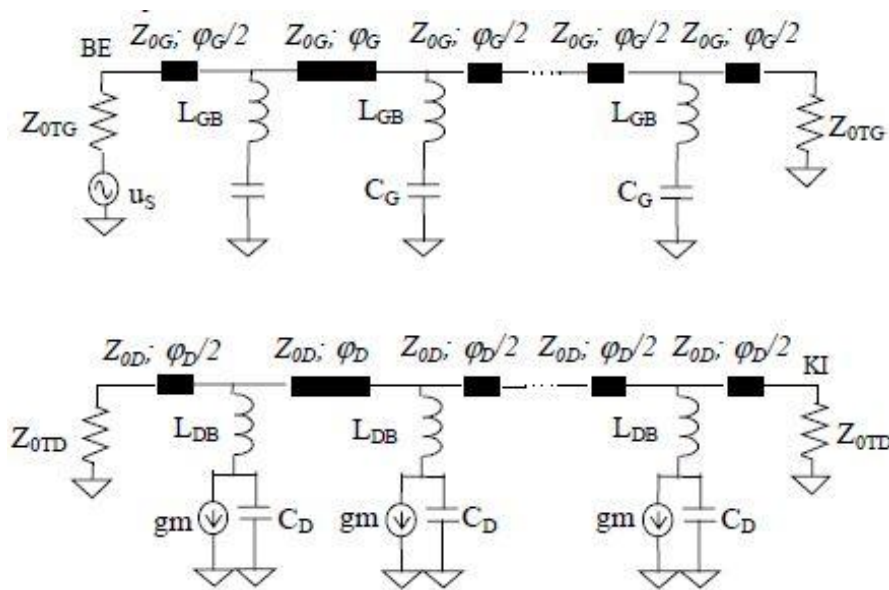
$$\tau = 1 \text{ ps}$$

## 2. Alapsávban működő elosztott erősítő tervezése

### 2.1. Analitikus számítások

#### 2.1.1. Működési sáv szélesség meghatározása

Esetünkben ún. V-bondolásra (lsd. [1]) nem volt lehetőség, ezért a tranzisztorokat normál módon csatlakoztattam a vonalakhoz. Az alábbi képen látható az erősítő be-, illetve kimeneti vonalának sematikus ábrája.



**8. ábra.** Parazita (bondoló) induktivitásokat tartalmazó elosztott erősítő

Ennek hátránya, hogy ilyenkor a bondolási parazita induktivitás a keresztágban helyezkedik el, és ez jelentősen csökkenti a levágási frekvencia értékét, amely az alábbi képlettel fejezhető ki [1].

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{4L_B C + k^2 C^2}} \quad (2.1)$$

Ahol  $L_B$ : a keresztágban lévő bondolási parazita induktivitás,  $k$ : a kisfrekvenciás (DC) hullámimpedancia,  $C$ : a tranzisztor parazita kapacitása.

Ez a levágási frekvencia a két vonalon az alábbiak szerint alakulnak.

- a bemeneti vonalon:  $f_{cG} = 10,5 \text{ GHz}$
- a kimeneti vonalon:  $f_{cD} = 15,2 \text{ GHz}$

Észrevehetjük, hogy a bemeneti vonal levágási frekvenciája jóval kisebb, mint a kimeneti vonalé. Ennek oka, hogy általában a tranzisztorok gate-source kapacitása nagyobb, mint a drain-source kapacitása. Tehát az erősítő működési sáv szélességét a



bemeneti vonal levágási frekvenciája korlátozza. Ha figyelembe vesszük a reflexiós korlátokat, miszerint az erősítő be-, illetve kimenetén a megengedett maximális reflexió -10 dB legyen, akkor az erősítő működési sávszélessége a levágási frekvencia körülbelül 85 % – a [1]. Ebből a sávszélesség 8,9 GHz-re adódik.

Az előbbi számítások koncentrált elemű elosztott erősítőkre érvényesek. Esetünkben azonban elosztott paraméterű elosztott erősítő kerül megvalósításra, ezért figyelembe kell vennünk a tápvonalak miatt fellépő sávszélesség csökkenést.

A könnyebb megvalósítás érdekében mind a gate-, illetve drainvonalon a létra hálózat T-végződését alkalmaztam, melyek hullámimpedanciája a teljes frekvenciasávban monoton csökken, a levágási frekvencián nulla valós értékűvé válik.

Az említett vonalak karakterisztikus impedanciái az alábbi képlettel írhatóak le, mely egy T-tagra felírt láncmátrix – ABCD paraméterek segítségével származtatható. [1]

$$Z_T = Z_0 \sqrt{\frac{2j \sin \varphi + Z_0 Y^B (\cos \varphi - 1)}{2j \sin \varphi + Z_0 Y^B (\cos \varphi + 1)}} \quad (2.2)$$

Ahol:

$$Y^B = \frac{j\omega C}{1 - \omega^2 L_B C}$$

$$\varphi = \frac{\omega l}{v}$$

Ahhoz, hogy konstans maradjon a be-, ill. kimeneti vonalak hullámimpedanciának kisfrekvenciás értéke (k), a 2.3-as képlettel leírható hullámimpedanciájú tápvonalakat kell alkalmazni a tranzisztorok összeköttetésére. Ez a képlet a 2.2-es egyenlet  $Z_0$ -ra rendezett DC határértéke alapján számítható.

$$Z_0 = \frac{1}{2l} \left( k^2 C v + \sqrt{k^4 C^2 v^2 + 4l^2 k^2} \right) \quad (2.3)$$

Ahol l: a tápvonal elektromos hossza, k: a DC hullámimpedancia (50 Ohm), C: a tranzisztor parazita kapacitása, továbbá v: a vákuumbeli fénysebesség.

A terjedési tényező az alábbi egyenlettel írható le.

$$\theta = \operatorname{arcosh} \left( \cos(\varphi) + j \frac{Y^B Z_0}{2} \sin(\varphi) \right) \quad (2.4)$$

A terjedési tényező segítségével felírhatjuk a levágási frekvenciát, hiszen ha az  $\operatorname{arcosh}$  argumentuma -1 alá csökken, akkor már nem csak képzetes része lesz a terjedési tényezőnek.



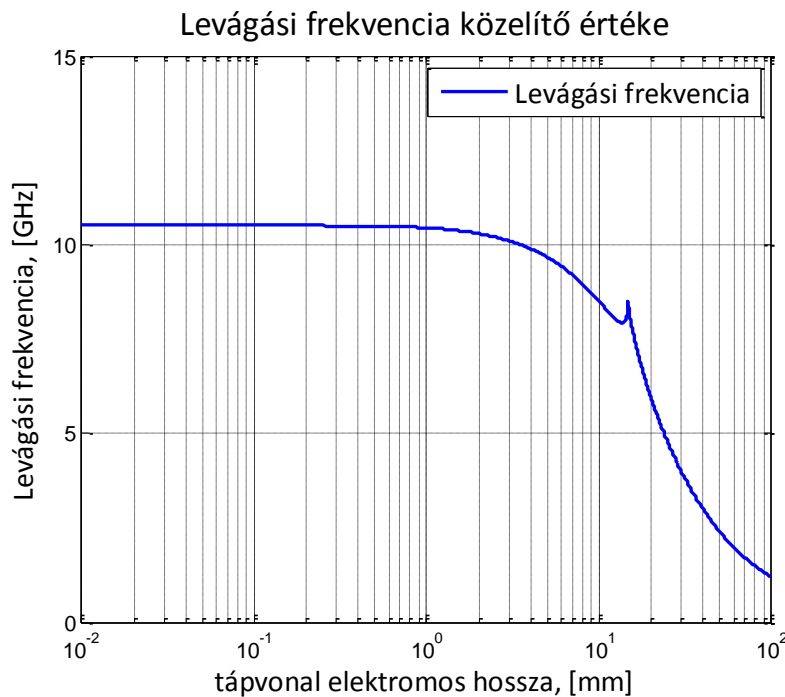
Ezek alapján a levágási frekvencia a tápvonalhossz függvényében kifejezhető az alábbi transzcendens egyenlet első megoldásának közelítésével.

$$\cos\left(\frac{\omega_c l}{v}\right) - \frac{Z_0}{2} \frac{\omega_c C}{1 - \omega_c^2 L_B C} \sin\left(\frac{\omega_c l}{v}\right) = -1 \quad (2.5)$$

A harmonikus függvények Taylor sorbafejtésével akár analitikusan is felírhatjuk a levágási frekvenciát a tápvonalhossz függvényében. A szinusz, illetve koszinusz függvények 0 körüli Taylor sorának első három elemével közelítve az alábbi egyenletet kapjuk a 2.5-ös kifejezésre (a megfelelő pontossághoz sajnos legalább 3 elem figyelembevétele szükséges).

$$(10l^4 CL_B v + l^5 CZ_0(l))\omega_c^6 - (120l^2 CL_B v^3 + 10l^4 v + 20l^3 CZ_0(l)v^2)\omega_c^4 + (480CL_B v^5 + 120l^2 v^3 + 120l CZ_0(l)v^4)\omega_c^2 - 480v^5 = 0 \quad (2.6)$$

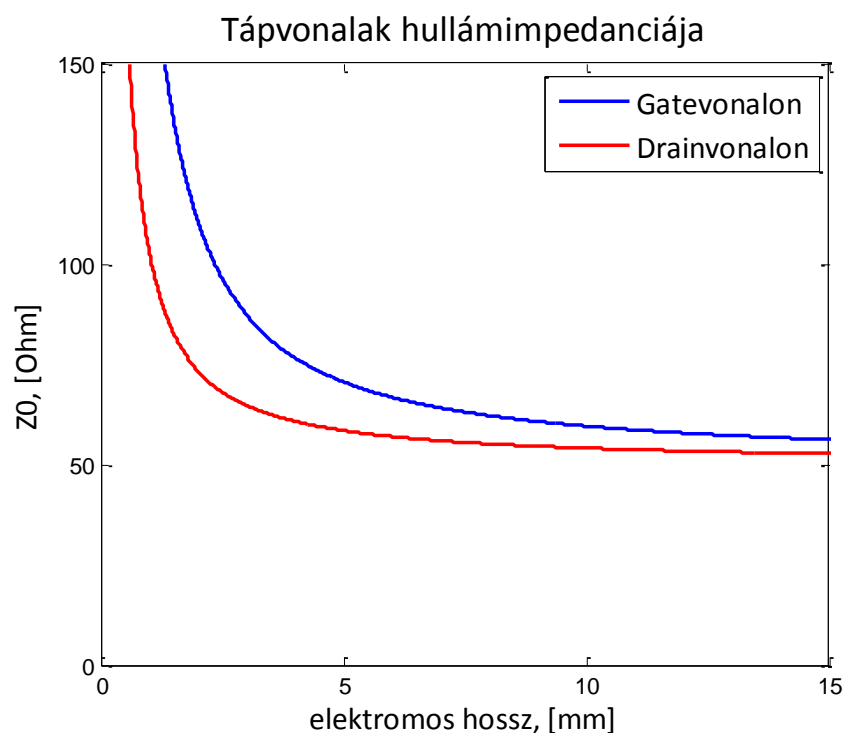
Továbbá a tápvonalak hullámimpedanciája a 2.3-as kifejezés alapján behelyettesíthető a 2.6-os egyenletbe. Így kapunk egy harmadfokúra visszavezethető egyenletet a levágási frekvenciára a tápvonalhossz függvényében, ahol a többi paraméter konstans (a tranzistor parazitái, vákuumbeli fénysebesség, DC hullámimpedancia). Erre akár adhatnánk egy analitikus megoldást is, de a kifejezés elég bonyolult lenne, ezért csupán a numerikus megoldást ábrázoltam MATLAB segítségével, mely a következő ábrán látható (egy numerikus hiba is észrevehető, de ezt figyelmen kívül hagyhatjuk).



9. ábra. Levágási frekvencia közelítése

Ahogy azt a 9. ábrán is láthatjuk, hosszabb tápvonal alkalmazásakor a levágási frekvencia, így a működési sáv szélesség is csökken. A levágási frekvencia értéke bizonyos tápvonalhosszig változatlanul tekinthető, azonban tovább növelve ezt a hosszat, az rohamosan csökkenni kezd. Továbbá figyelembe kell vennünk az alkalmazott hibrid integrált technológián fellépő bizonyos megvalósíthatósági korlátokat is, hogy például nem csökkenthetjük tetszőlegesen kicsinyre a tranzisztorok közti tápvonalak hosszát (minimum 4-5 mm fizikai hossz).

A tápvonalhossz függvényében ábrázolhatjuk a tranzisztorokat összekötő tápvonalak hullámimpedanciáját is a 2.3-as kifejezés alapján, melyet az alábbi képen figyelhetünk meg.



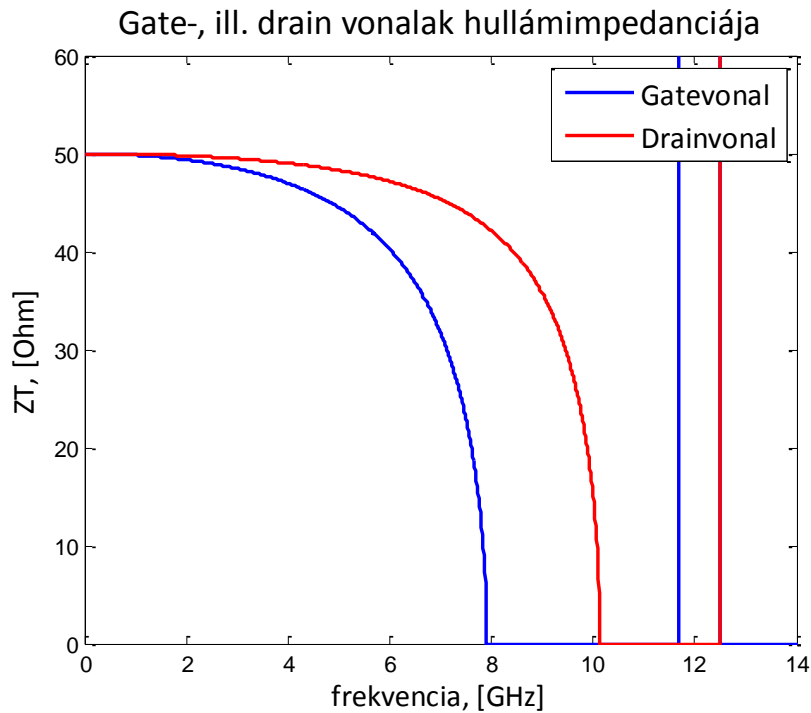
**10. ábra.** Tápvonalak hullámimpedanciája

Láthatjuk, hogy rövid tápvonalak alkalmazásakor igen nagy hullámimpedancia szükségeltetik, amely akár megvalósíthatósági korlátokba ütközhet (az igen nagy hullámimpedanciájú tápvonal szélessége is nagyon kicsi lesz, 200  $\mu\text{m}$  alá nem engedhetjük). Hosszabb tápvonalak alkalmazásakor, mint ahogyan azt láthattuk, a működési sáv szélesség csökken, így e paraméterek között kompromisszumos megoldást kell találni.

Ezek alapján a következő tápvezeték paramétereit választottam:

	<i>Gatevezeték</i>	<i>Drainvezeték</i>
elektromos hossz:	12 mm	12 mm
hullámimpedancia:	58 Ohm	53,4 Ohm

A gate-, illetve drainvezetékek hullámimpedanciája a frekvencia függvényében az alábbi ábrán láthatóak (2.2-es kifejezés alapján), adott tápvezeték hosszak, és ez által meghatározott tápvezeték hullámimpedanciák mellett.



**11. ábra.** Gate-, ill. drainvezetékek hullámimpedanciái

Láthatjuk, hogy tápvezetékek alkalmazásakor a levágási frekvencia csökken (a megvalósíthatósági korlátok, és a hordozó viszonylag nagy dielektromos állandója miatt a gatevezeték alkalmazott tápvezetékek elektromos hossza a kritikus érték feletti, mely hossz felett a sávzélesség már rohamosan csökken), a gatevezeték ezen 8 GHz, ráadásul figyelembe véve a reflexiós korlátokat (-10 dB-nél jobb illesztés) a működési sávzélesség 6,8 GHz-nek adódik.

A számítások során eddig figyelmen kívül hagytuk a visszaható kapacitás ( $C_{gd}$ ) jelenlétét, amely csökkenti a levágási frekvencia értékét, illetve erőteljes hullámzást visz az átvitelbe. Továbbá kis mértékben a tokozás parazita kapacitásai is korlátozzák a sávzélességet. Számítógépes szimulációval e hatások figyelembevételével a működési sávzélesség 6 GHz-re adódott.

### 2.1.2. Erősítés közelítő megadása

Az erősítés mértékét elsősorban a tranzisztor transzkonduktanciája és a fokozatszám határozza meg. Az erősítést csökkentik a tranzisztor veszteségei, például az  $R_{DS}$  ellenállás jelenléte a kisfrekvenciás tartományban okozhat erősítéscsökkenést, míg a source-, illetve a földelési parazita induktivitások a levágási frekvencia környezetében.

Az erősítés nagyságát veszteségmentes esetben a 2.7.-es kifejezéssel közelítettem. [1]

$$G = \frac{Z_{TG} Z_{TD} g_m^2 |Y_G^B|^2 |Y_D^B|^2 e^{-Re\{\theta_G - \theta_D\}} e^{-2NRe\{\theta_D\}} \sum_{K=1}^N e^{K(\theta_D - \theta_G)} \sum_{K=1}^N e^{K(\theta_D - \theta_G)^*}}{4|Y_G|^2 |Y_D|^2 \left| 1 + j \tan\left(\frac{\varphi_G}{2}\right) \frac{Y_G^B Z_{0G}}{2} \right| \left| 1 + j \tan\left(\frac{\varphi_D}{2}\right) \frac{Y_D^B Z_{0D}}{2} \right|} \quad (2.7)$$

Az így kiadódó erősítések értéke (G) különböző fokozatszámok (N) mellett az alábbiak.

N	1	2	3	4	5	6
G [dB]	4,4	10,4	14	16,5	18,4	20

A veszteségek jelenősen csökkentik az erősítés mértékét. Számítógépes szimulátor segítségével háromfokozatú erősítő esetében az erősítés 10 dB-nek adódott. Esetünkben a tranzisztor veszteségei viszonylag nagy értékűek ( $R_i$ ,  $G_{ds}$ ), ezért tapasztalhatjuk ezt a viszonylag nagy erősítéscsökkenést az ideális (számolt) esethez képest.

### 2.1.3. Fokozatszám becslése

Következő lépés a fokozatszám megállapítása. Adott működési sávzélesség (amit a lezárás milyensége, valamint a reflexiók előírás határoz meg), és adott  $q$  tényező (amit a kapacitások, lezárások és a parazita csatlakoztatási induktivitások határoznak meg) esetén egy előírt erősítés eltérés tartományhoz ( $\Delta P$ ) megengedhető fokozatszám tartomány a 2.8-as egyenlet segítségével határozható meg ideális, azaz veszteségmentes esetben. A  $q$  tényező a gate-, illetve drainvonalak közti fázisillesztetlenséget jelöli.

$$q = \frac{\omega_{cD}}{\omega_{cG}} = 1,446$$

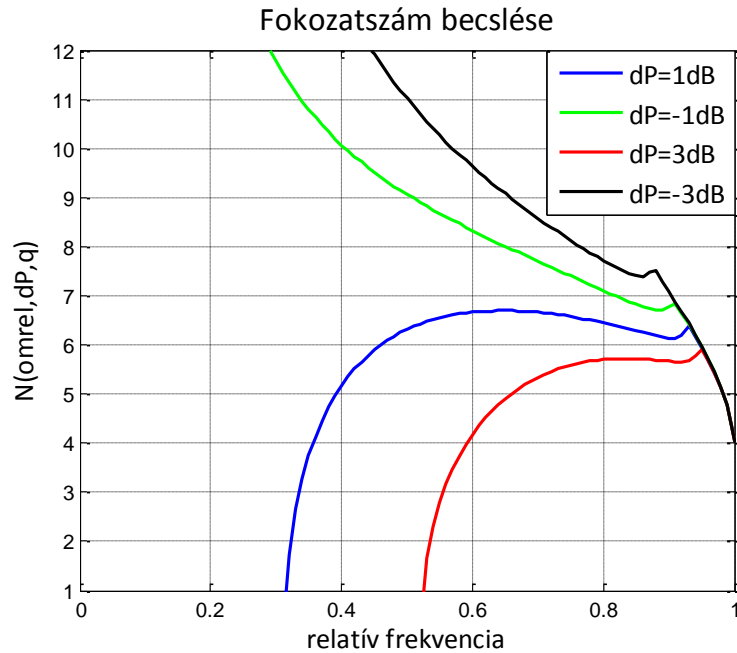
$$N = \sqrt{\frac{40 - \sqrt{-320 + (1920 - 80\Delta\theta^2 + \Delta\theta^4)(1 - \omega_{rel}^2)^{3/4} \left(1 - \frac{\omega_{rel}^2}{q^2}\right)^{3/4}} \sqrt{\Delta P}}{\Delta\theta^2}} \quad (2.8)$$

Ahol  $\omega_{rel}$  az adott működési sávzélesség a levágási frekvenciára normálva, az adott reflexiók korlátok figyelembevételével esetünkben ez 0,85.

Továbbá a fáziskülönbség, amely az átviteli sávban tisztán képzetes:

$$\Delta\theta = \theta_D - \theta_G = \operatorname{arcosh}\left(1 - 2\omega_{rel}^2 \frac{1}{q^2}\right) - \operatorname{arcosh}(1 - 2\omega_{rel}^2) \quad (2.9)$$

A kiadódott fázis illesztetlenséghez ( $q=1,446$ ), a különböző erősítés eltéréshez tartozó szükséges fokozatszám tartomány figyelhető meg az alábbi ábrán a relatív frekvencia függvényében.



**12. ábra.** Fokozatszám becslése az egyenletes átvitelhez

Adott  $q$ ,  $\omega_{rel}$  esetén az optimum fokozatszámnál nagyobb  $N$  alkalmazásakor túlzott levágást, míg kisebb  $N$ -nél túlzott kiemelést tapasztalhatunk az átvitelben. Ha egy adott sáv szélességen az egyenletes átvitel fennáll, akkor kis fokozatszám ( $N$ ) mellett nagy fázis illesztetlenség ( $q$ ), illetve nagy  $N$  esetén kis  $q$  érték engedhető meg. Adott  $q$  érték mellett a fokozatszám növelésével a levágási frekvencián tapasztalható kiemelést kompenzálhatjuk, viszont tovább növelve  $N$ -t a sáv szélesség radikálisan csökkenni kezd. [4]

A 12. ábra szerint a használt tranzisztortípus esetén, ha a veszteségeket elhanyagoljuk, a 0,85 relatív frekvencia közelében hatfokozatú erősítőt célszerű megvalósítani. Azonban a veszteségek jelenléte miatt érdemes kiemelést beletervezni az átvitelbe magasabb frekvenciákon, mivel főleg a source földelési induktivitás miatt, jelentős erősítés csökkenést tapasztalhatunk a levágási frekvencia környékén. Így a fokozatszámot radikálisan csökkenteni kell, hogy az egyenletes átvitelt biztosítani tudjuk. Az MWO hálózat analízátor programmal végzett vizsgálatok szerint a veszteségek, illetve parazita induktivitások figyelembe vétele esetén, az egyenletes erősítés eléréséhez szükséges

ideális fokozatszám:  $N=3$ . Négyfokozatú erősítő esetében a sávszélesség még nem csökken, viszont az erősítés nem nő meg kellő mértékben, mivel a tranzisztor veszteségei viszonylag nagyok, így a bemeneti kaputól távolabbi tranzisztorokra kis vezérlőjel jut, így azok nem erősítenek, hanem csupán veszteséggként szerepelnek a kapcsolásban.

## ***2.2. Számítógépes szimuláció***

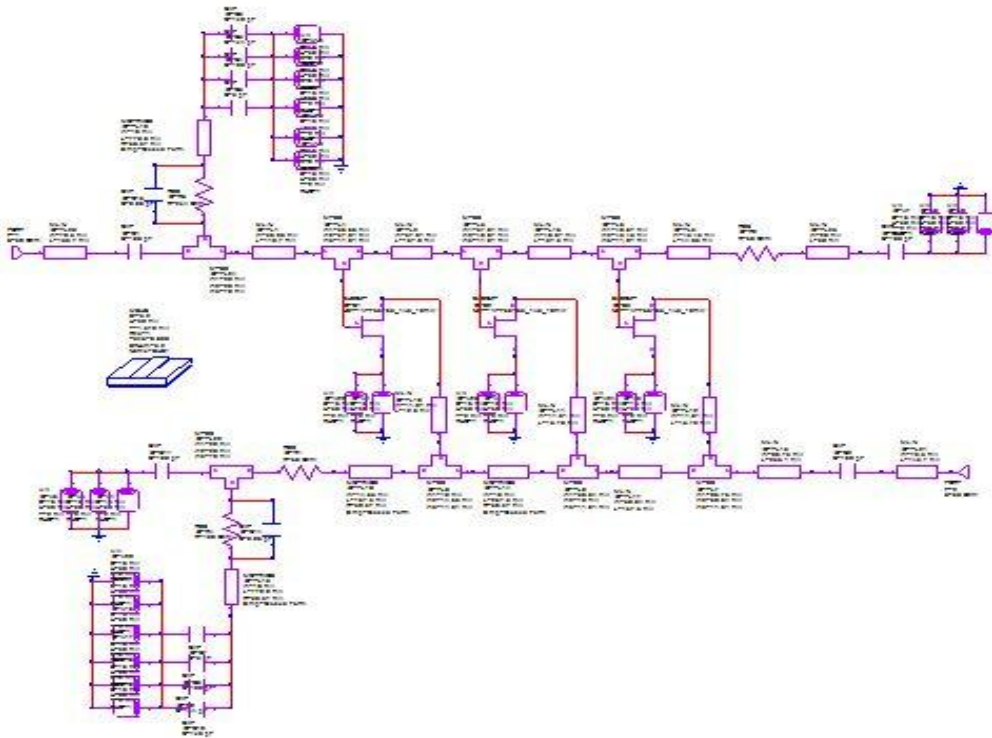
Ebben az alfejezetben az erősítő számítógépes tervezésével foglalkozok. Bemutatom az áramkörüi kapcsolást, a szimulációs eredményeket optimalizáció előtt, illetve után. A végleges erősítő paraméterei természetesen mindig az optimalizáció után kapott eredmények. Így az előző alfejezet, ahol analitikusan kiszámoltam az erősítő különféle paramétereit (a könnyebb számíthatóság érdekében elhanyagolva a veszteségeket és a visszaható kapacitás értékét), arra szolgál, hogy a számítógépes numerikus optimalizáció során minél jobb kezdeti értékeket, illetve célfüggvényt tudjak megadni.

A tápvonalak kezdeti paraméterei az előző alfejezetben szerepeltek, továbbá célfüggvénynek 10 dB-es erősítést, illetve -10 dB-nél jobb be-, és kimeneti illesztést írtam elő a 100 MHz – 6 GHz – es frekvenciasávban. Az optimalizáció során a tápvonalak szélessége és hosszúsága is szabadon változtathatóak voltak, természetesen a megvalósíthatósági korlátokon belül. A tervezés a tranzisztor (tokozással együtt) helyettesítő képéből indult ki, az előző alfejezetben e paraméterek segítségével számolhattam, továbbá a számítógépes szimuláció során is ebből indultam ki. Először a helyettesítő modellel megadott erősítőt szimuláltam, illetve optimalizáltam. Majd a pontosabb eredmények érdekében a helyettesítő képek helyére a tranzisztor adatlapjában megadott szórási paraméterekkel jellemzett kétkapukat helyeztem, és így optimalizáltam (ezzel együtt véglegesítettem) a kiadódott erősítőt. A végleges struktúrában a DC leválasztás 100 pF értékű SMD kondenzátorokkal történnek. A földelést fémezett, átvezető furatokkal (via) valósítottam meg, mint később látni fogjuk ez kritikus lesz a tervezés során, mivel a tranzisztorok source földelését megvalósító viák parazita induktivitása erősen befolyásolja a magasabb frekvenciákon az erősítés mértékét. Továbbá az átvitelt erősen befolyásoló tényező még a tranzisztorok DC előfeszítése, úgynevezett bias áramkörök. Feladata, hogy a tranzisztorokat előfeszítse egy adott munkapontba, mindezt az RF jel szivárgása nélkül; tehát egy DC szempontból rövidzárat, míg RF szempontból a teljes működési frekvenciasávban nagyimpedanciát mutató áramkörrel van szó. Ezen bias áramkörök megvalósítása szélessávban hibrid

integrált technológián nem egyszerű feladat, optimális megoldás nem is létezik. Bias áramkörnek egy középfrekvencián  $\lambda/4$  – es, végén kondenzátorokkal földelt, nagy hullámimpedanciájú tápvonalat használtam, melyek SMD ellenállásokon keresztül csatlakoznak gate-, illetve drainvonalakhoz, mely ellenállások hatására a jósági tényezők lecsökkenése miatt, az előfeszítő áramkörök viszonylag széles sávban közel azonos impedanciát mutatnak.

### 2.2.1. Kapcsolási rajz

Az alábbi képen láthatjuk az erősítő végleges kapcsolási rajzát. Ezen a képen már nem láthatjuk a tranzisztor helyettesítő képét a tokozási parazita elemeivel, mivel itt a tranzisztor már a kisjelű szórási paramétereivel jellemzett kétkapuként szerepel.



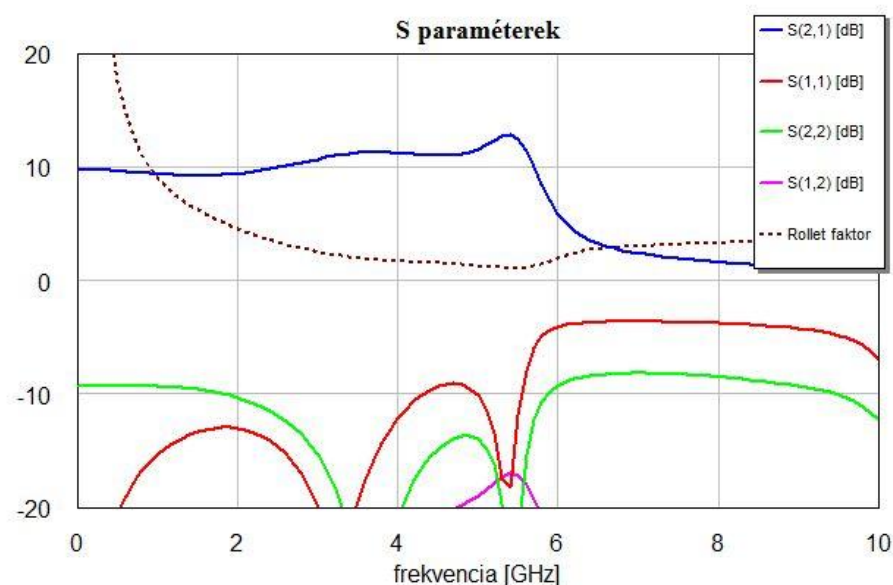
**13. ábra.** Az erősítő kapcsolási rajza

Az eltérő hullámimpedanciájú tápvonalak közé T-elágazásokat helyeztem, melyek valamelyest csökkentik a tápvonalak közötti, erősítőn belüli reflexiókat. Továbbá a DC leválasztó kondenzátorokon kívül 50 Ohmos tápvonalakkal csatlakoztatom a be-, illetve kimeneti kapukat, melyhez az SMA csatlakozók lesznek forrasztva. A gatevonalat előfeszítő áramkörben lévő ellenállás értéke több kOhm (20 kOhm-ot használtam) nagyságrendbe esik, mivel az erősítő gatevonalán nem folyik számottevő áram. Továbbá több sorba kötött ellenállást érdemes használni, mellyel csökkenthetjük az SMD ellenállások eredő parazita kapacitását, mely főleg a magasabb frekvenciákon

meghatározza az előfeszítő áramkör impedanciáját. A drainvonalon a kívánt munkapontot maximum pár száz Ohm nagyságú ellenállással állíthatjuk be, ami esetünkben tranzisztoronként 10 mA-es drain áramot (erősítő áramfelvétele: 30 mA), illetve 1,5 V-os drain-source feszültséget jelent (ehhez a munkaponthoz -0,24 V-os gate-source feszültség szükséges, amely megegyezik a gate oldali tápfeszültséggel). A vaklezáras 50 Ohm, a drainvonalat előfeszítő áramkörben lévő ellenállás értékét 100 Ohm-nak választva a szükséges drain oldali tápfeszültség 6 V-nak adódik.

### 2.2.2. Szimulációs eredmények

A számolt értékek alapján, optimalizáció nélkül megtervezett erősítő S-paramétereit láthatjuk a következő képen.



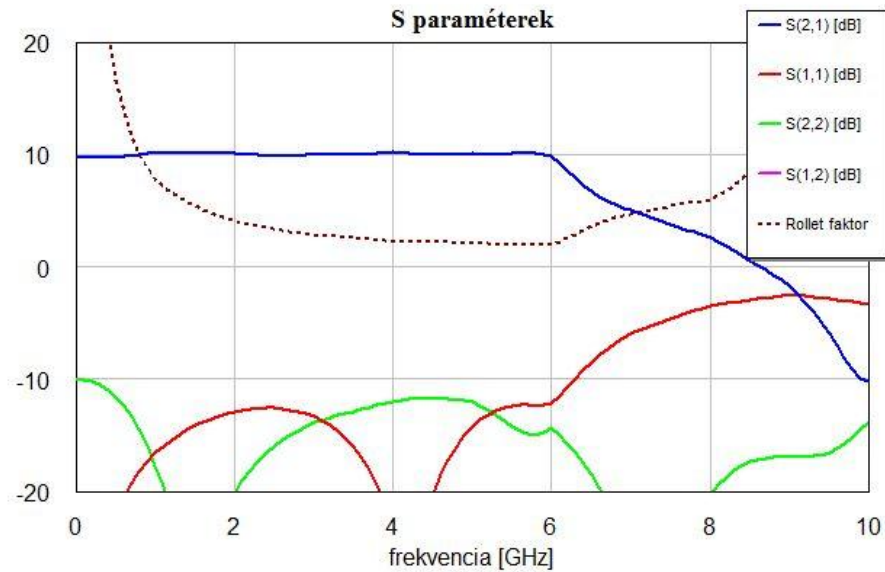
**14. ábra.** Erősítés, reflexiók optimalizáció előtt

Az alkalmazott tranzisztor visszaható ( $C_{gd}$ ) kapacitása viszonylag nagy értékű, körülbelül 50 %-a a drain-source kapacitásnak, és mivel a számítások során ezt elhanyagoltam, ezért az átvitelben jelentős hullámzást észlelhetünk. Számítógépes optimalizációval valamelyest kompenzálni tudjuk ezt a hatást és egyenletesebbé tudjuk tenni az átvitelt. Továbbá ábrázoltam az erősítőre jellemző ún. Rollet stabilitási tényezőt, mely a teljes működési frekvenciasávban 1-nél nagyobb értékű, ezáltal a megtervezett erősítő feltétel nélkül stabil [5], vagyis bármilyen lezárasra stabil marad.

A következő képen azt a szimulációs eredményt láthatjuk optimalizáció után, amikor a kapcsolásban csupán a tranzisztor szórési paramétereivel adott kétkaput helyeztem a tranzisztor és tokozási helyettesítő kép helyére, meghagyva az addigi tápvonal paramétereiket az optimalizáció kezdeti értékeinek.



A szórási paraméterek alapján optimalizált erősítő szimulációs eredményei a 15. ábrán láthatóak, ahol az elért eredmények az elvárásainknak teljes mértékben megfelelnek.

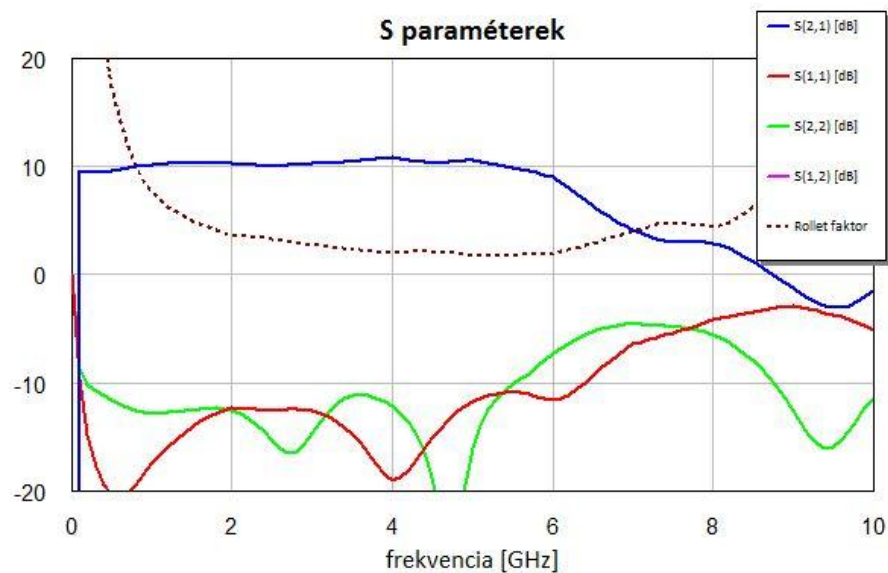


**15. ábra.** Erősítés, reflexiók optimalizáció után

### 2.3. Layout terv

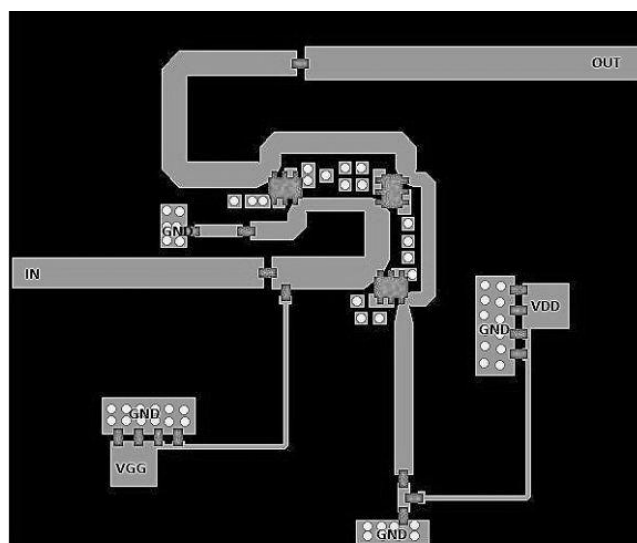
A tranzisztor tokozása SOT-363, tehát az egy gate és az egy drain lábán kívül még négy source lábbal rendelkezik, melyeket mind külön le kell földelni. Mikrohullámú szempontból a jó földet csak több egymással párhuzamosan kötött átmenő fémezett furatokkal biztosíthatunk. Ellenben, amint már említettem a viák parazita induktivitása erősítés csökkenést okoz a magasabb frekvenciákon, és az esetünkben a levágási frekvencia környékén kiemelés tapasztalható. Ezt a kiemelést nem tudtam csökkenteni a fokozatszám növelésével, csak abban az esetben, ha már a működési sáv szélesség is jelentősen lecsökkent; illetve a gate-, és drainvonal közti fázis illesztetlenség ( $q$ ) növelésével is csak akkor tudtam egyenletes átvitelt biztosítani, ha nem vettem figyelembe a tranzisztorok közti távolságára vonatkozó megvalósíthatósági korlátokat. Ezért kénytelen voltam a viák kompenzáló hatását kihasználni a levágási frekvencián történő kiemelés elsimítására. Sajnos ez nem szerencsés helyzet, mivel így erősen függ a tervezés hatékonysága a használt szoftver számítási pontosságától. Az MWO program a via geometriai adataiból az adott hordozón kiszámítja azok parazitáit és a szimuláció során azt figyelembe veszi. A 15. ábrán látható szimulációs eredmény akkor áll fenn, ha a tranzisztor source lábait csupán egy-egy viával földeljük le. A layout tervben a FET-ek source lábainak földelésénél viszont biztosítottam további viákat, ha esetleg a mérés során azt látnánk, hogy túl nagy az erősítés és a magasabb frekvenciákon, akkor

javíthatunk a földelésen további viák bekötésével. További nehézségekbe ütköztem a tranzisztor tokozásából adódóan, mivel mind a négy source lábat földelnünk kell, hogy a tranzisztor modell érvényes maradjon, amiből a tervezés során kiindultam. Ezért megfelelő layout csak akkor volt megvalósítható, ha a gate-, illetve drainvonalakat derékszögben megtörtem a tranzisztorok csatlakoztatásakor. Így a gatevonal belül, míg a drainvonal kívül csatlakozik közel négyzet alakban. Továbbá a belső reflexiók elkerülése érdekében a különböző szélességű – impedanciájú – tápvonalak közé lineárisan keskenyedő, vagy szélesedő vonalakat helyeztem. Az így kiadódó végleges erősítő S paraméterei a 16. ábrán láthatóak, ahol megfigyelhetjük, hogy kissé csökkent a működési sávszélesség (5,8 GHz), és az erősítésben kis hullámzás is fellép.



16. ábra. Erősítés, reflexiók

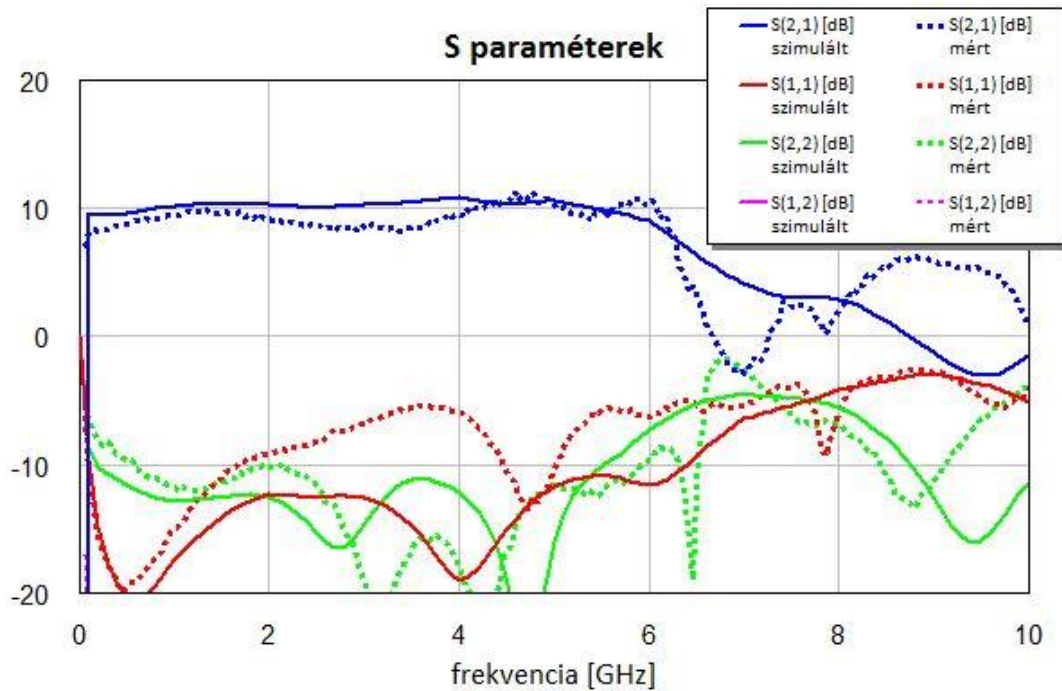
Layout terv: (39x41 mm)



17. ábra. Layout terv

## 2.4. Mérési eredmények

Az alábbi képen láthatjuk a megtervezett és megépített erősítő szimulált, illetve mért szórási paramétereit a frekvencia függvényében.



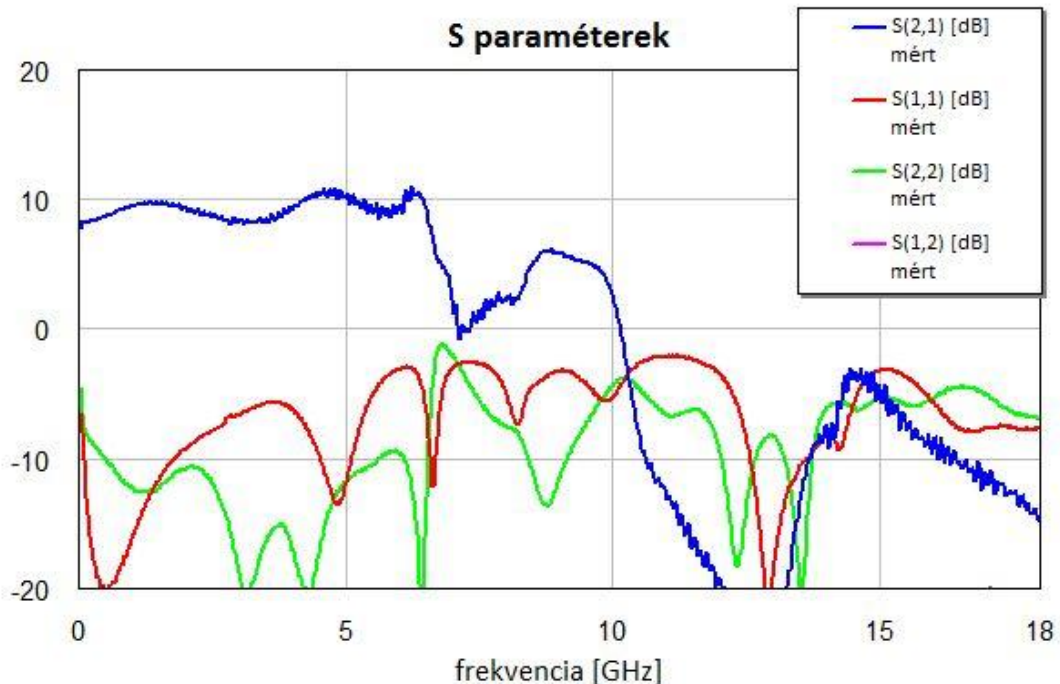
**18. ábra.** Szimulált és mért eredmények

Megfigyelhetjük, hogy az erősítő a célkitűzésnek megfelelően működik. A mért és szimulált eredmények jellegre megfelelően követik egymást. Sajnos a mért bemeneti reflexió viszonylag nagymértékben eltér a várt értéktől, de -6 dB alatt marad a teljes működési frekvenciasávban. Talán jobb megoldás lett volna, ha a gatevonali betáplálást, hasonlóan a drain oldalihoz, a vonal végére helyezzük az 50 Ohm-os vaklezárást és a DC leválasztó kondenzátor közé, így a bias áramkör kevésbé lenne hatással közvetlen a bemeneten. Ezt egy 200  $\mu\text{m}$  széles vonallal átkötéssel meg is valósítottam, de ezzel a megoldással nem kaptam jobb eredményt. Ellenben a kimeneti reflexió mért értékei rendkívül jók (a teljes sávban -10 dB alatti). Továbbá az erősítés megfelelően egyenletes, 8,5 – 10,5 dB közötti és a működési sávszélesség 6,2 GHz, melyek helyesen visszaadták a szimulált eredményeket. Az erősítő áramfelvétele is megfelel a beállított munkapontnak (30 mA). Végül érdemes megjegyezni, hogy az erősítő a teljes frekvenciasávban stabil marad, nem gerjed (a bemeneti- és kimeneti reflexiók végig 0 dB alatt maradnak).

### 3. Felső átviteli sávban működő erősítő tervezése

Az [1]–es számú irodalomban elméletileg igazolásra került az elosztott elemű, elosztott erősítők felsőbb átviteli sávjainak létezése, miszerint az aktív eszközök kapacitásai és a tápvonalak által alkotott be-, illetve kimeneti művonal több átviteli sávval rendelkezik hasonlóan, mint az elosztott paraméterű mikrohullámú szűrők. Érdeemes megjegyezni, hogy ilyen tulajdonsággal a koncentrált elemű elosztott erősítők nem rendelkeznek.

Kiindulásként az előző fejezetben bemutatott erősítő szórási paramétereinek mérését ismételttem meg, ahol már a mérési frekvencia tartományt kiterjesztettem az első felső átviteli sáváteresztő sávra is. A mérést a tranzisztor határfrekvenciájáig (18 GHz-ig) végeztem, melybe elvileg már bőven belefér az első felső sáváteresztő átviteli sáv is, az adott tápvonalhosszak esetében. A mérési eredményeket a 19. ábra mutatja. Láthatjuk, hogy egy felsőbb átviteli sáv megjelenik 13 GHz környékén, mely az első sáváteresztő átviteli sáv létezését valamelyest bizonyítja. Természetesen e frekvencián nem működik megfelelően az eszköz, mivel a tervezés során itt csupán az erősítő alapsávi működésre volt optimalizálva. Ennek a fejezetnek a célja, egy a felsőbb sávra optimalizált erősítő tervezése, ahol viszont az alapsávi működés tökéletességét hagyom figyelmen kívül.



19. ábra. Mért eredmények

### 3.1. Veszteség-, parazitamentes elosztott elemű, elosztott erősítő vizsgálata

#### 3.1.1. Numerikus számítások

Veszteség-, és parazitamentes esetben a tranzisztorokat veszteség nélküli ideális tápvonalak kötik össze, és a gate-, illetve drainvonalban a söntölő admittancia csupán egy kapacitás, ellentétben az előző fejezetben, ahol a bondolási parazita induktivitás miatt ez a söntölő admittancia egy soros  $L_B$ -C rezgőkör. A vizsgálat során a 2.1-2.7 egyenletek  $L_B=0$  helyettesítéssel ugyanúgy érvényesek ebben az esetben is. Továbbá érdemes megvizsgálni a levágási frekvenciára kiadódott transzcendens függvényt, hiszen már a 11. ábrán, amelyről közelítőleg leolvashatjuk a levágási frekvenciát adott tápvonalhosszak esetén (ahol a bemeneti vonal karakterisztikus impedanciája zérus valós értékűvé válik), láthatunk valamilyen periodicitást. A 2.4-es kifejezés alapján, ahhoz hogy a terjedési tényező tisztán képzetes legyen az  $\text{arcosh}$  argumentumának 1 és -1 közé kell esnie, melyet a 3.1-es egyenlőtlenség ír le.

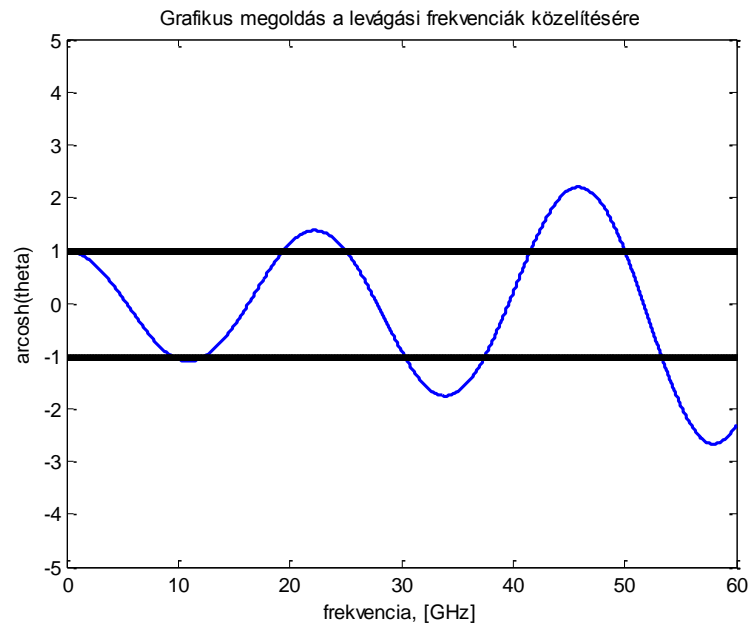
$$\left| \cos(\varphi) + j \frac{YZ_0}{2} \sin(\varphi) \right| \leq 1 \quad (3.1)$$

Így a levágási frekvenciára egy transzcendens egyenlet adódik, amely csak közelítéssel vagy grafikusan oldható meg. Az 3.1 egyenlőtlenség közvetlen grafikus megoldását mutatja a 20. ábra, ahol közelítőleg leolvashatjuk az egyes átviteli sávok kezdeti-, és levágási frekvenciáit. Látható, hogy az aluláteresztő jellegű alapsávi átviteli sávot végtelen sok felsőbb sáváteresztő jellegű átviteli sáv követi, amelyek között zárósávok helyezkednek el. A görbe amplitúdója a frekvenciával egyre növekszik, így a magasabb átviteli sávok egyre keskenyednek. Megfigyelhető az is, hogy az áteresztő sávok kezdeti frekvenciáján a tápvonalak elektromos hossza  $\pi$ -nek egész számú többszöröse (ez egyébként a 3.1 egyenlőtlenségből is megkapható). Ezek alapján kiszámolható az áteresztő sávok kezdeti frekvenciái: [1]

$$f_n = \frac{nv}{2l}, n = 0,1,2 \dots \quad (3.2)$$

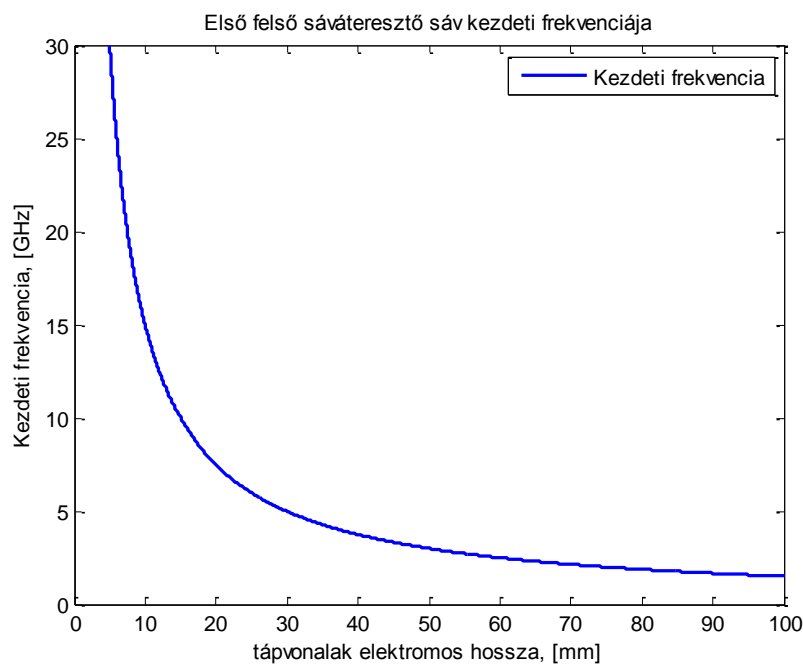
Észrevehetjük, hogy a felsőbb sáváteresztő jellegű átviteli sávok kezdeti frekvenciái csupán csak a tranzisztorok között alkalmazott tápvonalak elektromos hosszának ( $l$ ) függvénye. A továbbiakban tehát fontos lesz, hogy a gate-, illetve drainvonalakon alkalmazott tápvonalak elektromos hossza azonos legyen, hogy a be-, és kimeneti vonalakon a felsőbb átviteli sávok kezdeti frekvenciái ne csússzanak el egymáshoz képest. ( $v$  a vákuumbeli fénysebesség)

A 3.1 egyenlőtlenség grafikus megoldása látható az alábbi ábrán (parazita kapacitás értéke 0,235 pF, tápvonal elektromos hossza 12 mm esetén).



**20. ábra.** A 3.1 egyenlőtlenség grafikus megoldása

Az első felső sáváteresztő jellegű átviteli sáv kezdeti frekvenciája az alkalmazott tápvonalhossz függvényében a 21. ábrán látható görbével írható le, amely a 3.2 egyenlet megoldása  $n=1$  esetben. A tápvonalak elektromos hosszának növelésével – ahogy azt láttuk az előzőekben – csökken az alapsávi levágási frekvencia, illetve láthatjuk, hogy csökken az első felsőbb átviteli sáv kezdeti frekvenciájának értéke is.



**21. ábra.** Kezdeti frekvencia

Az áteresztő sávok levágási frekvenciáit az előzőekben leírtaknak megfelelően nem lehet zárt alakban kifejezni. Hasonlóan az alapsávi levágási frekvenciára adott megoldás alapján itt is adhatunk egy közelítő megoldást a felsőbb átviteli sávok levágási frekvenciáira.

Az első felsőbb átviteli sávhoz tartozó levágási frekvenciát az alábbiak alapján adhatjuk meg. Megoldandó az alábbi 3.3 transzcendens egyenlet.

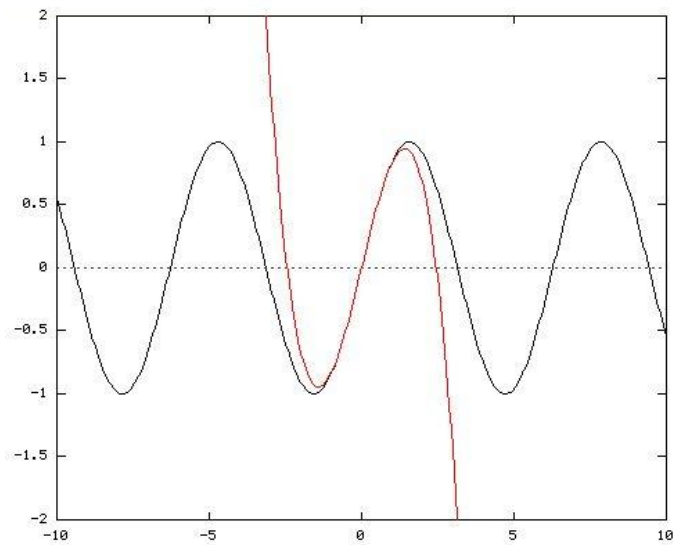
$$\cos(\varphi) + j \frac{YZ_0}{2} \sin(\varphi) = 1 \quad (3.3)$$

Ahol:

$$Y = j\omega C \text{ és } \varphi = \frac{\omega l}{v}.$$

Továbbá  $n=1$  (első felsőbb átviteli sáv) esetében:  $\varphi = \frac{\omega l}{v} = 2\pi f_n \frac{l}{v} = 2\pi \frac{1}{2} \frac{v}{l} \frac{l}{v} = \pi$

Tehát célszerű a 3.3 egyenletben szereplő harmonikus függvényeket  $\pi$  körüli Taylor sorba fejteni, és ekkor elegendő a sor első két elemét helyettesíteni a 3.3-as egyenletbe, melyet a 22. ábra igazol, hogy a számunkra fontos tartományokban a sorfejtéssel kapott eredmény jól igazodik a harmonikus függvényhez.



**22. ábra.** Harmonikus függvény és 2 elemű Taylor sora

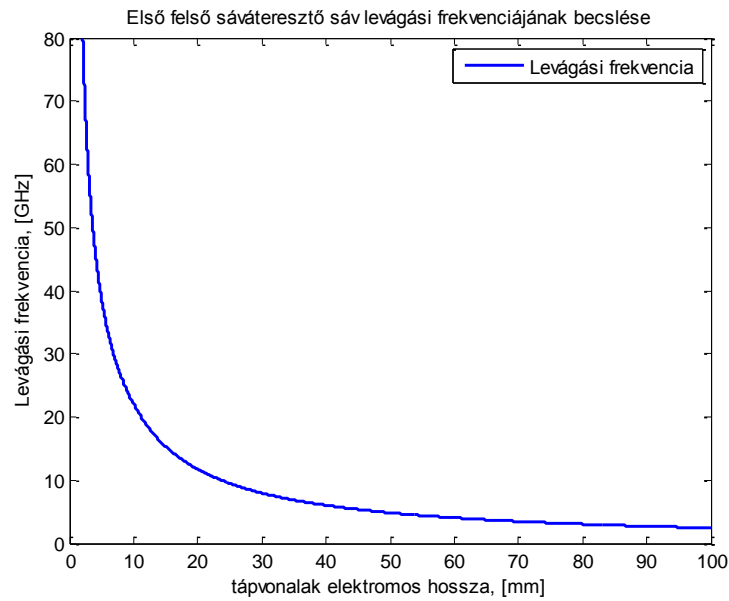
A sorfejtés után az alábbi egyenletet kapjuk az első felső sáváteresztő átviteli sáv levágási frekvenciájára parazitamentes esetben.

$$(l^3 CZ_0)\omega_c^4 - (3l^2 v \pi CZ_0)\omega_c^3 + (3lv^2 \pi^2 CZ_0 - 6l^2 v - 6lv^2 CZ_0)\omega_c^2 + (12lv^2 \pi + 6v^3 \pi CZ_0 - v^3 \pi^3 CZ_0)\omega_c + 24v^3 - 6v^3 \pi^2 = 0 \quad (3.4)$$

Ahol  $C$  a tranzistor parazita kapacitása,  $Z_0$  pedig a 2.3 egyenlettel leírható (ugyancsak a tápvonalak hosszától függő) tápvonalak hullámimpedanciája.



A 3.4 egyenlet numerikus megoldása az alábbi ábrán látható ( $C=0,235 \text{ pF}$ ).



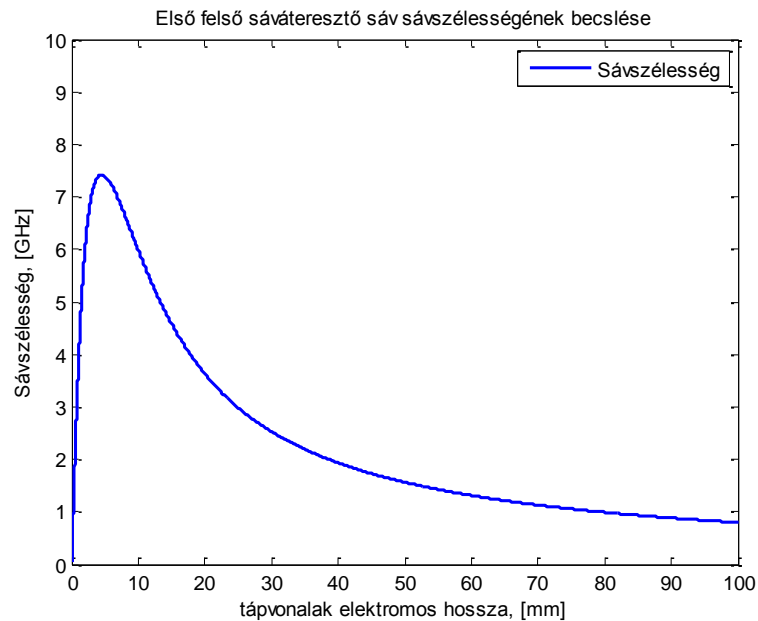
**23. ábra.** Levágási frekvencia

Láthatjuk, hogy a tranzisztorok között alkalmazott tápvonalak hosszának növelésével az első felső sáváteresztő átviteli sáv levágási frekvenciája rohamosan csökken. Továbbá a felső átviteli sávok kezdeti frekvenciáival ellentétben, ahol a kezdeti frekvenciát csupán a tápvonalak hossza határozza meg, a levágási frekvenciát a tápvonalak hossza és a tranzisztor parazita kapacitásai korlátozzák. Tehát az egyes felsőbb átviteli sávok levágási frekvenciáit is a bemeneti vonal fogja korlátozni, mivel a tranzisztorok gate-source kapacitása nagyobb, mint a drain-source kapacitása.

Ezekből következik, hogy a felsőbb átviteli sávok sáv szélességét a tápvonalak hossza és a tranzisztor gate-source kapacitása fogja meghatározni. A 24. ábrán látható a tápvonalak elektromos hosszának függvényében az első felső sáváteresztő átviteli sáv sáv szélessége ( $0,235 \text{ pF}$  mellett). Érdemes megfigyelni, hogy létezik egy optimális tápvonalhossz (az adott kapacitás mellett), ahol a sáv szélesség maximális. Mivel a kezdeti frekvenciát csak a tápvonal hossza határozza meg, míg a levágási frekvenciát a tápvonal hossza mellett a parazita kapacitás is, így csökkentve a tápvonalak hosszát elérünk egy olyan hosszat, melyet tovább csökkentve nem kapunk nagyobb sáv szélességet, mert a kezdeti frekvencia nagyobb léptékben nő tovább, mint ahogy a levágási frekvencia, mivel azt a kisebb tápvonal hosszak esetén inkább a hosszától független és konstans parazita kapacitás fog korlátozni. Az optimálisnál nagyobb tápvonalhosszak esetén már a levágási frekvencia nagyobb mértékben csökken, mint a kezdeti frekvencia, így a nagyobb tápvonal hosszak esetén a sáv szélesség csökken.

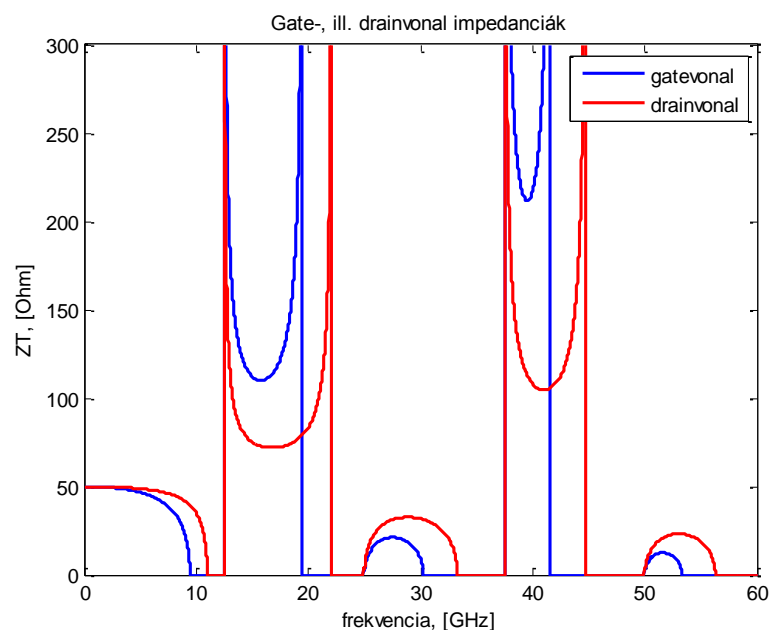


A tápvonalak elektromos hosszának függvényében az első felső sáváteresztő átviteli sáv sávzélessége az alábbi ábrán látható  $0,235 \text{ pF}$  kapacitás mellett, figyelembe véve a reflexiós korlátokat, mely szerint a  $-10 \text{ dB}$ -nél jobb illesztés esetén a sávzélesség a levágási és kezdeti frekvenciák különbségének 85%-a.



**24. ábra.** Sávzélesség

A felsőbb átviteli sávok létezését a terjedési tényező vizsgálata mellett (20. ábra, illetve a 3.1 egyenlőtlenség) a 2.2 kifejezés segítségével a be-, illetve kimeneti vonalak karakterisztikus impedanciájának frekvenciamenetén is megfigyelhetjük, melyet az alábbi ábra illusztrál. ( $L_B=0$ ,  $C_{GS}=0,235 \text{ pF}$ ,  $C_{DS}=0,105 \text{ pF}$ ,  $l=12 \text{ mm}$ )



**25. ábra.** Gate-, ill. drainvonalak karakterisztikus impedanciái

A 25. ábrán láthatjuk a be-, illetve kimeneti vonalak hullámimpedanciáit a frekvencia függvényében, melyen észrevehetjük, hogy a vonalak impedanciái valós értéket vesznek fel, mikor a terjedési tényező tisztán képzetes, amit viszont a 20. ábrán figyelhetünk meg, mikor a 3.1 egyenlőtlenség fennáll.

A diplomatervem célja egy az első felsőbb sáváteresztő átviteli sávban működőképes erősítő megvalósítása, ezért erre az áteresztő átviteli sávra kell optimalizálni a vonalak hullámimpedanciáit is, melyet a tranzisztorok közti tápvonalak hullámimpedanciáinak megfelelő beállításával érhetjük el a 2.2 egyenlet alapján. Megoldandó az alábbi 3.5 egyenlet.

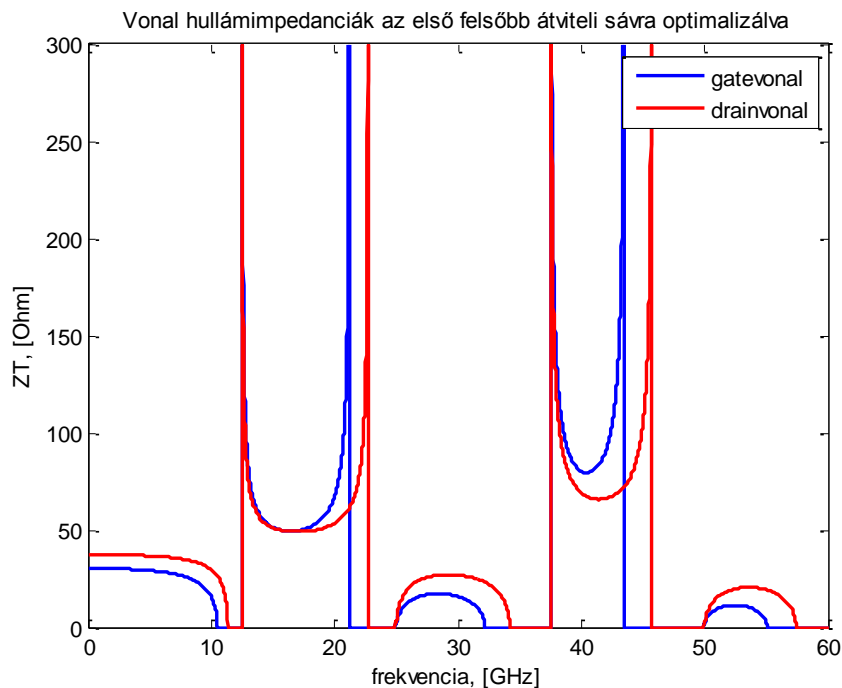
$$Z_T = Z_0 \sqrt{\frac{2 \sin \varphi + Z_0 \omega C (\cos \varphi - 1)}{2 \sin \varphi + Z_0 \omega C (\cos \varphi + 1)}} = k = 50 \text{ Ohm} \quad (3.5)$$

Ahol  $\varphi = \frac{\omega l}{v}$ , és  $\omega$  a kezdeti és levágási körfrekvencia számtani közepe.

Tehát a tranzisztorok közti tápvonalak hullámimpedanciáját úgy állítjuk be, hogy a be-, illetve kimeneti vonalak karakterisztikus impedanciája 50 Ohm legyen az első felső sáváteresztő átviteli sáv sávközepén. Ehhez az 3.6 egyenletet kell megoldani  $Z_0$ -ra.

$$Z_0^3 \omega C (\cos \varphi - 1) + Z_0^2 2 \sin \varphi - Z_0 k^2 \omega C (\cos \varphi + 1) - k^2 2 \sin \varphi = 0 \quad (3.6)$$

Az így kiadódott tápvonal hullámimpedanciák alapján a be-, illetve kimeneti vonalak karakterisztikus impedanciáinak frekvenciamenete látható a következő ábrán.



**26. ábra.** Vonalimpedanciák felsőbb sávra optimalizálva

A 26. ábrán megfigyelhetjük, hogy az első felső sáváteresztő átviteli sávban a be-, ill. kimeneti vonalak által mutatott impedancia 50 Ohm. Továbbá érdemes megemlíteni, hogy miközben a kezdeti frekvencia nem változik (mivel az csak a tápvonal hosszának függvénye), a levágási frekvencia kissé megnő azáltal, hogy megváltoztattuk a tápvonalak hullámimpedanciáját. Ez annak köszönhető, hogy a levágási frekvencia függ a tápvonalak hullámimpedanciájától is, ahogy azt láthatjuk a 3.4-es kifejezésben is. Az előzőekben viszont a tápvonalak hullámimpedanciája is csak a tápvonal hosszától volt függő, mivel ott az alapsávi működésre volt optimalizálva, vagyis a 2.2-es kifejezés DC határértéke alapján volt kiszámítva, amit a 2.3-as egyenlet adott meg. Itt viszont a tápvonalak hullámimpedanciája külön kerül kiszámításra a 3.6-os egyenlet alapján, ami persze szintén függ a tápvonalak hosszától, a kapacitásoktól, illetve hogy melyik sávra, vagyis milyen frekvenciára optimalizáljuk a vonalak impedanciáját. Természetesen ezek alapján pontosan ki tudjuk számolni a levágási frekvenciát ebben az esetben is, az új tápvonal impedancia értékek alapján a 3.4-es kifejezés segítségével. Továbbá észrevehetjük, hogy azzal, hogy az első felső sáváteresztő átviteli sávra optimalizáltuk a be-, ill. kimeneti vonalak karakterisztikus impedanciáját a be-, ill. kimeneti vonalakon lévő tápvonalak hullámimpedanciájának változtatásával, az alapsávi működés romlik el, hiszen a be-, ill. kimeneti vonalak által mutatott impedancia az alapsávon 50 Ohm alá csökken (esetünkben 30 Ohm körüli értékekre). Tehát az erősítő tökéletes működése egyszerre a két átviteli sávban nem valósítható meg, ha mégis ez a feladat, akkor kompromisszumos megoldást találhatunk a két sávban mutatott vonalimpedanciák között, ahol még mindkét sávban elfogadhatóak a reflexiók tulajdonságok. Ebben a dolgozatban az alapsávi működést ekkor nem veszem figyelembe, csupán az első felső sáváteresztő átviteli sávra optimalizálom a vonalimpedanciákat.

Az erősítést az alábbi 3.7-es egyenlet alapján számolhatjuk, ahol  $Z_T$  a be-, ill. kimeneti vonalak karakterisztikus impedanciái,  $Z_0$  a tápvonalak hullámimpedanciái,  $g_m$  a tranzisztor transzkonduktanciája,  $Y$  a söntölő admittancia (egy soros kapacitás),  $N$  a fokozatszám,  $\Theta$  a terjedési tényező,  $\varphi$  a fázis.

$$G = \frac{Z_{TG}Z_{TD}g_m^2 e^{-Re\{\theta_G - \theta_D\}} e^{-2NRe\{\theta_D\}} \sum_{K=1}^N e^{K(\theta_D - \theta_G)} \sum_{K=1}^N e^{K(\theta_D - \theta_G)^*}}{4 \left| 1 + j \tan\left(\frac{\varphi_G}{2}\right) \frac{Y_G Z_{0G}}{2} \right| \left| 1 + j \tan\left(\frac{\varphi_D}{2}\right) \frac{Y_D Z_{0D}}{2} \right|} \quad (3.7)$$

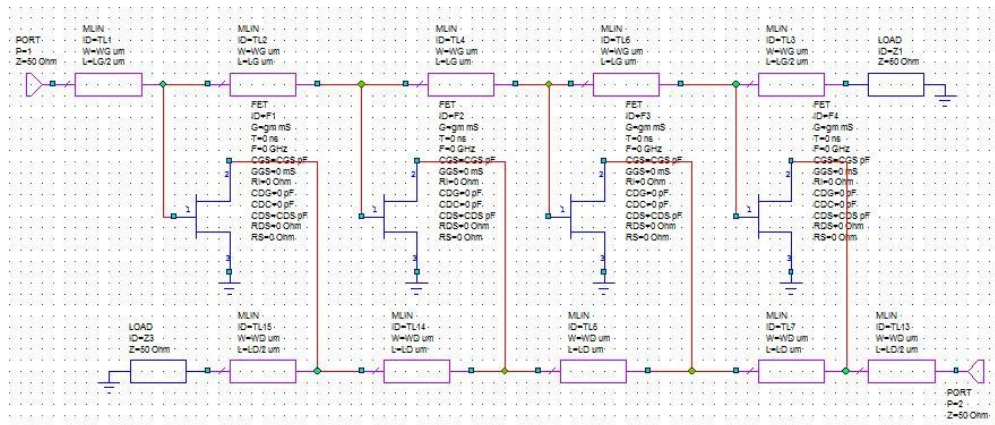
### 3.1.2. Számítógépes szimulációk

Ebben a részben számítógépes szimulációk segítségével támasztom alá az előző alfejezetben leírt elméleti, numerikus módszerekkel számolt eredményeket a veszteség-, illetve parazitamentes elosztott elemű, elosztott erősítők tulajdonságaira.

A szimulációkat az alábbi paraméterek mellett végeztem:

- tápvonalak elektromos hossza: 12 mm
- gate-source kapacitás: 0,235 pF
- drain-source kapacitás: 0,105 pF
- bondoló induktivitások: 0 nH (parazitamentes vizsgálat)
- tranzisztorok transzkonduktanciája: 66,8 mS
- fokozatszám: 4

A számítógépes szimulációs modell a következő ábrán látható, ahol a tranzisztorok veszteség- és parazitamentesek, csupán a kapacitásaik, illetve a transzkonduktanciáik adottak.

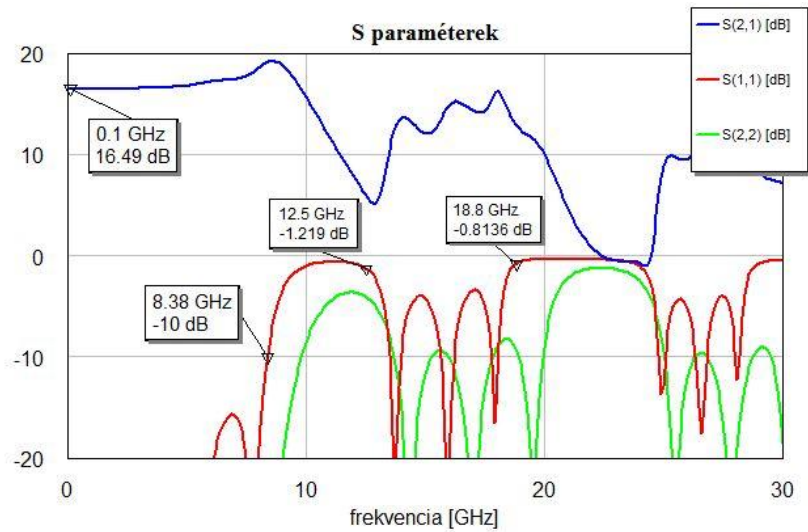


27. ábra. Szimulációs modell

Első lépésben az alapsávra optimalizált tápvonal hullámimpedanciákkal mutatom be a számítások, illetve szimulációk eredményeit, melyek az alábbiak.

A 2.3 egyenlet alapján a gatevonali tápvonalak hullámimpedanciája 57,88 Ohm, a drainvonali tápvonalaké 53,39 Ohm. A 2.6-os kifejezés szerint az alapsávi levágási frekvencia 9,68 GHz, ha figyelembe vesszük a reflexiók korlátokat (-10 dB-nél jobb illesztés), akkor a működési sáv szélesség ennek 85%-a, mely 8,23 GHz. A 2.7 egyenlet alapján az erősítés az alapsávban 16,5 dB, továbbá a 2.8-as kifejezés szerint az optimális fokozatszám 4. Az első felső sáváteresztő átviteli sáv kezdeti frekvenciája a 3.2-es egyenlet szerint 12,5 GHz, és levágási frekvenciája a 3.4-es kifejezés alapján 18,81 GHz. A szimulációs eredmény a 28. ábrán látható.

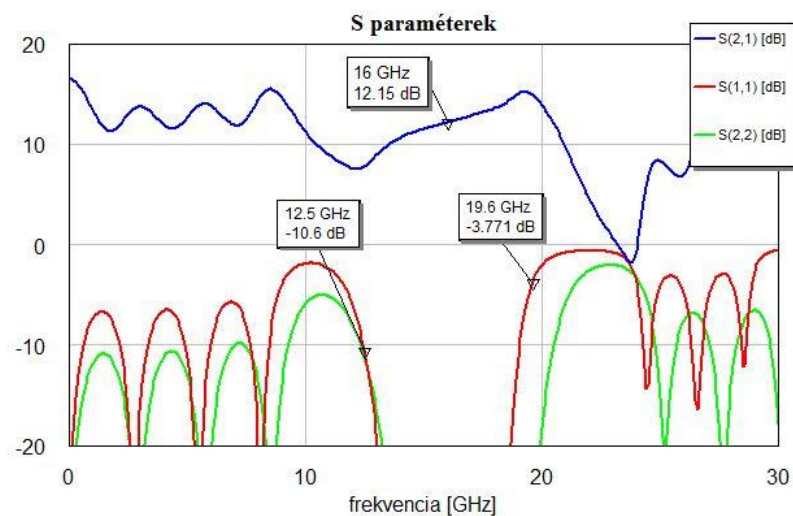
A 28. ábráról jól leolvashatjuk a számítások pontosságát, miszerint a szimulációs eredmények hűen tükrözik az előzetesen kiszámolt értékeket.



**28. ábra.** Alapsávra optimalizált szimulációs eredmény

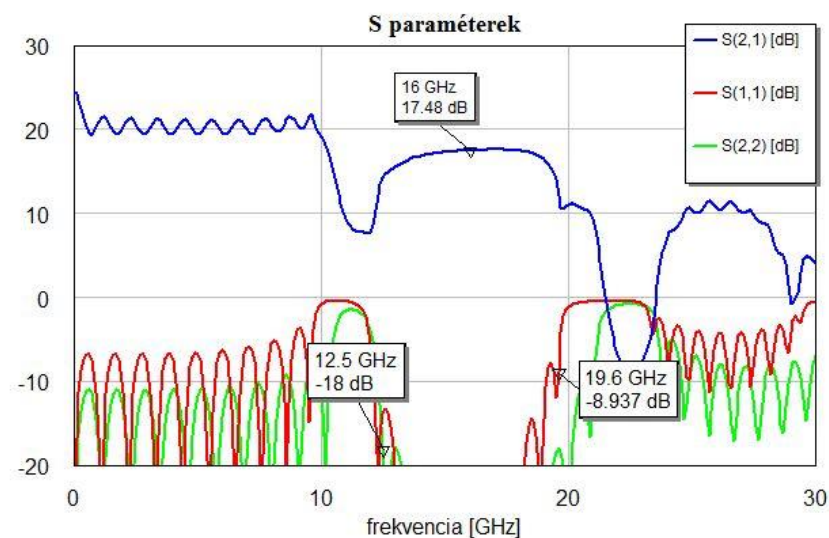
A következő lépésben az első felső sáváteresztő átviteli sávra optimalizált tápvonal hullámimpedanciákkal modellezett erősítő eredményeinek vizsgálata következik.

A 3.6-os kifejezés alapján a gatevonali tápvonalak hullámimpedanciája 33,12 Ohm, a drainvonali tápvonalaké 39,26 Ohm. Az első felső sáváteresztő átviteli sáv kezdeti frekvenciája az előzőekhez képest nem változik, a 3.2-es egyenlet szerint 12,5 GHz, míg a levágási frekvenciája a 3.4-es kifejezés alapján 19,6 GHz-re módosul. Továbbá a 3.7-es egyenlet szerint az első felső sáváteresztő átviteli sáv közepén (16 GHz) az erősítés négyfokozatú erősítő esetén 12,1 dB. A szimulációs eredményeket a 29. ábra mutatja, ahol láthatjuk, hogy az előzetesen numerikusan kiszámolt eredmények megfelelnek a szimulációs eredményeknek.



**29. ábra.** Felsőbb sávra optimalizált szimulációs eredmény

Ellenben a felsőbb sávra optimalizált esetben csupán az optimális fokozatszám nem került kiszámításra, és ezt a szimulációs eredményen is észrevehetjük, hogy az első felső sáváteresztő átviteli sávra az optimum fokozatszám nem egyezik meg az alapsávi működésre optimalizált esettel. Megállapítható, hogy parazitamentes esetben a felsőbb sávra az optimális fokozatszám nagyobb, mint az alapsávi esetben, mivel a felsőbb sávban a levágási frekvencia környékén kiemelést tapasztalhatunk az erősítésben. A 2.8-as kifejezés, az alapsávi fokozatszám optimumot megadó egyenlet, koncentrált elemű közelítéssel volt kiszámítva az 1. számú referenciában, ezért felsőbb átviteli sávokra ez alapján nem lehet optimális fokozatszámot megadó egyenletet létrehozni, mivel a koncentrált elemű elosztott erősítők nem is rendelkeznek felsőbb átviteli sávokkal. Ellenben számítógépes szimulátorral megállapítható az optimális fokozatszám a felsőbb átviteli sávokra is, melyet az alábbi szimulációs eredmény mutat a 30. ábrán, ahol az optimális fokozatszám 10-nek adódott (alapsávban ez 4 volt).



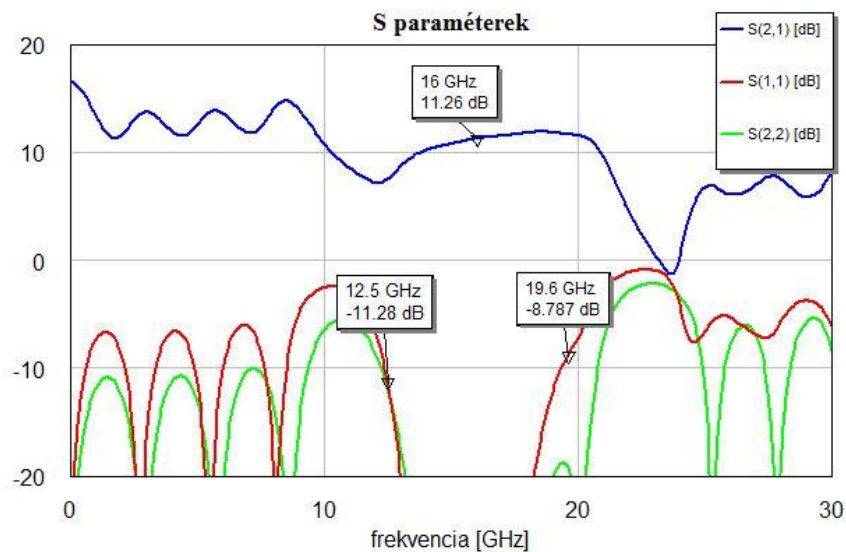
**30. ábra.** Felsőbb sávra optimalizált fokozatszámú szimulációs eredmény

Láthatjuk, hogy az erősítés az első felső sáváteresztő átviteli sávban egyenletes, továbbá hogy a sáv kezdeti és levágási frekvenciái nem változtak, de természetesen az erősítés nagyobb lett.

Érdeemes megemlíteni, hogy ez mind veszteség- és parazitamentes esetben áll fenn. Ugyanis ha figyelembe vesszük a tranzisztorok source lábainak földelési parazita induktivitásainak hatásait, miszerint főleg a magasabb frekvenciákon erősítésesést okoznak, akkor az optimális fokozatszámot radikálisan csökkenteni kell a veszteségmentes esethez képest. Ez a hatás a felsőbb átviteli sávokon még erőteljesebb, mint az alapsávi működésnél, mivel ekkor jóval nagyobb frekvenciák fordulnak elő.

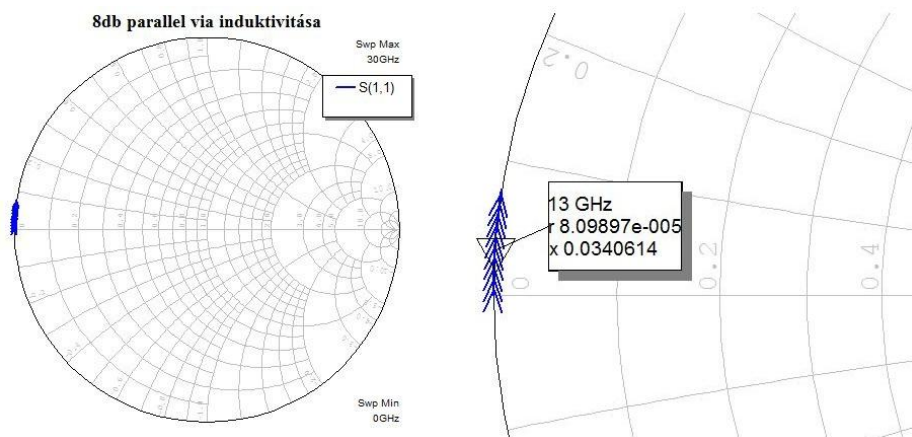


Ezek alapján az optimális fokozatszámot analitikusan megadni nagyon nehéz feladat lenne még veszteség- és parazitamentes esetben is, továbbá a különböző paraziták miatt fellépő változások igen radikálisak, és így igazán haszna se lenne. A 31. ábra azt a szimulációs eredményt mutatja, mikor a négyfokozatú, felsőbb sávra optimalizált erősítőben a tranzisztorok source lábait 8 db, egymással parallel viákkal földeltem le. Ekkor láthatjuk, hogy az átvitel egyenletessé válik a viák parazita induktivitásai miatt – mivel annak hatásai a frekvencia növekedésével egyre erőteljesebbek –, továbbá, hogy a teljes átviteli sávban csökken az erősítés mértéke.



**31. ábra.** Felsőbb sávra optimalizált, földelési induktivitással

A 32. ábrán látható a 8 db, egymással párhuzamos kapcsolásban lévő via parazita induktivitása a Smith diagramon, mely azt demonstrálja, hogy milyen kicsi az a földelési parazita induktivitás – ez a 8db egymással párhuzamos kapcsolásban lévő via eredő induktivitása a használt 762  $\mu\text{m}$  vastag GIL hordozón 0,021 nH –, amely ekkora változásokat képes okozni az átvitelben 10 GHz feletti áramkörökben.



**32. ábra.** Viák induktivitása

### ***3.2. Felsőbb sávban működő elosztott erősítő számítógépes tervezése***

Ebben a fejezetben az alapsávban működőképes elosztott paraméterű, elosztott erősítő eredményeiből kiindulva egy az első felső sáváteresztő átviteli sávban működő elosztott erősítő konkrét számítógépes tervezésével foglalkozok. Bemutatom a szimulációs eredményeket, a layout tervet, továbbá a mérési eredményeket. Az ilyen elven működő erősítő elvárt paraméterei az alábbiak.

- frekvencia tartomány: 12-13 GHz
- erősítés: legalább 5 dB
- be-, ill. kimeneti reflexiók: -10 dB alattiak

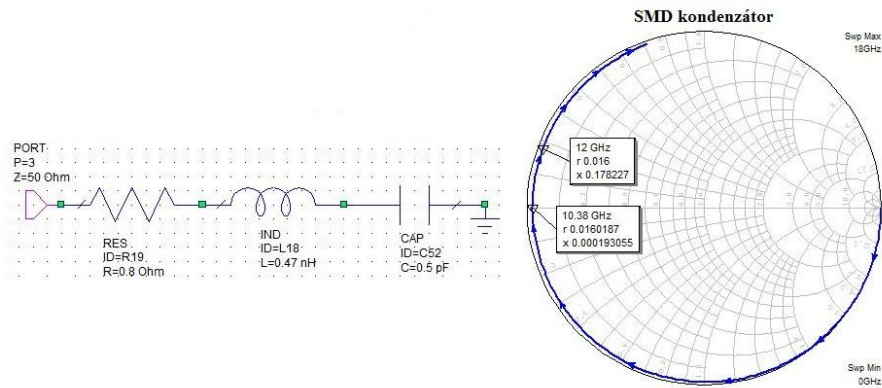
#### **3.2.1. Számítógépes szimuláció**

Ebben az alfejezetben az erősítő számítógépes tervezésével foglalkozok. Bemutatom az áramkörüi kapcsolást és a számítógépes optimalizáció utáni szimulációs eredményeket.

A számítógépes optimalizáció célfüggvényét az alapsávban működőképes elosztott erősítő mérési eredményeire, továbbá a 3.1. fejezetben leírt elméleti, numerikus számítások eredményeire – természetesen szem előtt tartva, hogy az alkalmazott tranzisztor nem veszteségmentes és bondolási parazita induktivitással is rendelkezik – alapozva adtam meg. Célfüggvénynek 7 dB egyenletes erősítést, illetve -12 dB-nél jobb be-, illetve kimeneti illesztést írtam elő a 12-14 GHz-es frekvenciasávban. Az optimalizáció során a tápvonalak szélessége és hosszúsága is szabadon változtathatóak voltak, természetesen a megvalósíthatósági korlátokon belül. Továbbá a szimuláció során a tranzisztorokat az adatlapjukban az adott munkapontban megadott szórási paraméterek – itt érdemes utána nézni, hogy a tranzisztorok S paramétereinek mérésekor hol van a referencia sík, esetünkben a tranzisztorok lábainak végénél, melyet a szimuláció során így kell figyelembe venni – alapján jellemzett kétkapukkal modelleztem. A végleges struktúrában a DC leválasztás 0,5 pF értékű 0402-es méretű SMD kondenzátorokkal történnek, mivel egyrészt nem követelmény a szimultán működés az alap- és felsőbb átviteli sávban egyszerre, továbbá a felsőbb sávban már e kis értékű kondenzátor is induktív jellegű lesz, melyet a szimuláció során a tápvonalak hosszához kell kompenzálni. Az SMD kondenzátor helyettesítő képét [8] – mely egy soros RLC rezgőkör –, illetve S11 paraméterét a 33. ábrán figyelhetjük meg, ahol láthatjuk, hogy a kondenzátor 10,38 GHz-en rövidzár, és a felsőbb átviteli sávban már induktív jellegű.

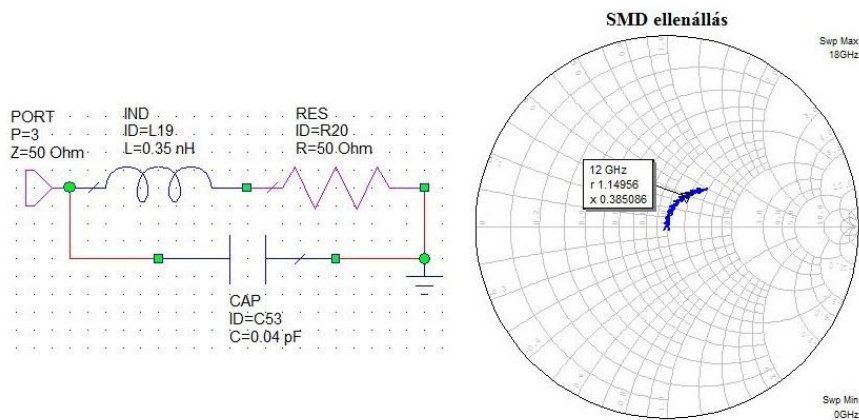


Az SMD kondenzátor helyettesítő modellje és S11 paramétere az alábbi.



**33. ábra.** SMD kondenzátor

A be-, illetve kimeneti vonalak végén található 50 Ohm-os vaklezáráások 0402-es méretű SMD ellenállásokkal történnek, melyek parazitáit sem hagyhatjuk figyelmen kívül az erősítő tervezésekor. Az SMD ellenállás helyettesítő modellje [9] – mely lényegében egy soros RL kör – és S11 paramétere a 34. ábrán látható, melyen megfigyelhetjük, hogy az ellenállásnak is induktív jellege van, melyet szintén a tápvonalak hosszával kell majd kompenzálni a szimuláció során.



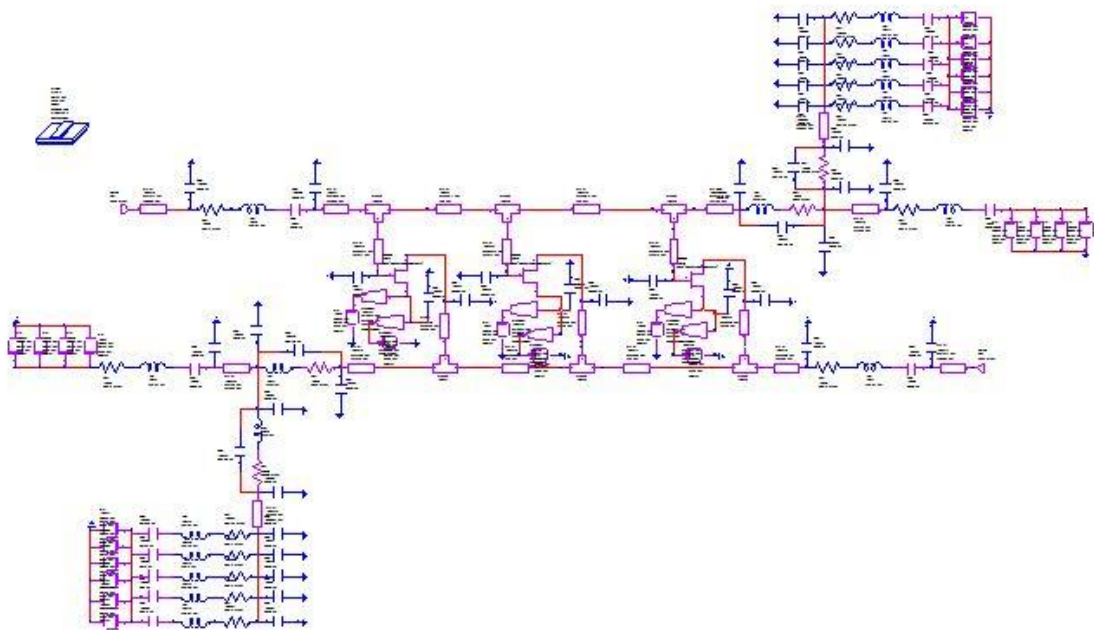
**34. ábra.** SMD ellenállás

Továbbá érdemes figyelembe venni az úgynevezett pad-kapacitásokat is, melyek az SMD alkatrészek forrasztásainál lépnek fel (mivel a tápvonalként a forrasztásnál, csupán egy kapacitásként a föld felé), melyek értékei kb. 50-100 fF közöttiek.

A földelést fémezett, átvezető furatokkal (via) valósítottam meg, melyek jelen esetben sajnos kritikusan befolyásolják a tervezés robusztusságát, mivel a tranzisztorok source földelését megvalósító viák parazita induktivitása erősen befolyásolja a magasabb frekvenciákon az erősítés mértékét, illetve az erősítő stabilitását.

Továbbá az átvitelt erősen befolyásoló tényező még a tranzisztorok DC előfeszítése, úgynevezett bias áramkörök. Feladata, hogy a tranzisztorokat előfeszítse egy adott munkapontba, mindezt az RF jel szivárgása nélkül; tehát egy DC szempontból rövidzárat, míg RF szempontból a teljes működési frekvenciasávban nagyimpedanciát mutató áramkörrel van szó. Ezen bias áramkörök megvalósítása szélessávban hibrid integrált technológián nem egyszerű feladat, optimális megoldás nem is létezik. Bias áramkörnek egy a középfrekvencián (13 GHz-en)  $\lambda/4$  – es, végén kondenzátorokkal földelt, nagy hullámimpedanciájú tápvonalat használtam, melyek SMD ellenállásokon keresztül csatlakoznak gate-, illetve drainvonalakhoz, mely ellenállások hatására a jósági tényezők lecsökkenése miatt, az előfeszítő áramkörök viszonylag széles sávban közel azonos impedanciát mutatnak.

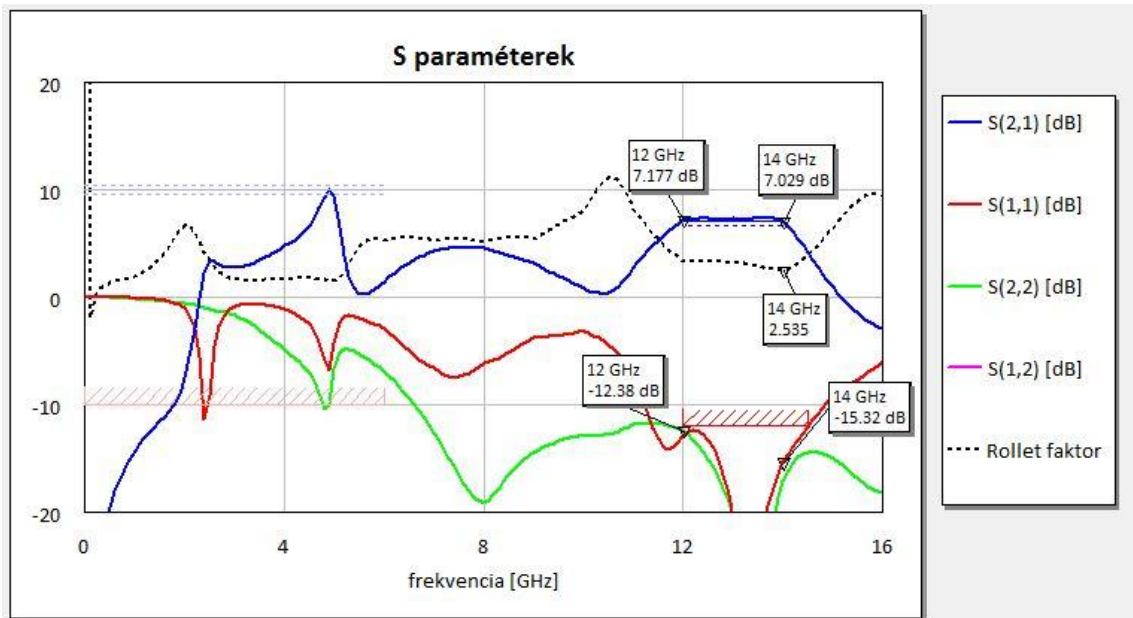
Az eddig leírtak alapján az első felső sáváteresztő átviteli sávban működőképes elosztott paraméterű elosztott erősítő számítógépes kapcsolási rajza az alábbi képen látható.



**35. ábra.** Kapcsolási rajz

Az eltérő hullámimpedanciájú tápvonalak közé T-elágazásokat helyeztem, melyek valamelyest csökkentik a tápvonalak közötti, erősítőn belüli reflexiókat, továbbá figyelembe veszi a tranzisztorok vonalakhoz történő csatlakozásának referencia síkját. Továbbá a DC leválasztó kondenzátorokon kívül 50 Ohmos tápvonalakkal csatlakoztatom a be-, illetve kimeneti kapukat, melyhez az SMA csatlakozók lesznek forrasztva. A gatevonalat előfeszítő áramkörben lévő ellenállás értéke több kOhm (20 kOhm-ot használtam) nagyságrendbe esik, mivel az erősítő gatevonalán nem folyik

számottevő áram. Továbbá több sorba kötött ellenállást érdemes használni, mellyel csökkenthetjük az SMD ellenállások eredő parazita kapacitását, mely főleg a magasabb frekvenciákon meghatározza az előfeszítő áramkör impedanciáját. A drainvonalon a kívánt munkapontot maximum pár száz Ohm nagyságú ellenállással állíthatjuk be, ami esetünkben tranzisztoronként 10 mA-es drain áramot (erősítő áramfelvétele: 30 mA), illetve 1,5 V-os drain-source feszültséget jelent (ehhez a munkaponthoz -0,24 V-os gate-source feszültség szükséges, amely megegyezik a gate oldali tápfeszültséggel). A vaklezárás 50 Ohm, a drainvonalat előfeszítő áramkörben lévő ellenállás értékét 100 Ohm-nak választva a szükséges drain oldali tápfeszültség 6 V-nak adódik. A számítógépes optimalizáció után az alábbi szimulációs eredményt kaptam az erősítő várható S paramétereire.



**36. ábra.** Szimulációs eredmény

A szimulációs eredményeken láthatjuk, hogy az erősítő viselkedése a megcélzott frekvencia tartományban teljes mértékben kielégíti elvárásainkat. Teljesül a 7 dB-es egyenletes erősítés, a be-, ill. kimeneti reflexiók jobbak, mint -12 dB, továbbá az erősítőre jellemző Rollet stabilitási tényező a teljes működési frekvenciasávban 1 feletti, így az erősítő feltétel nélkül stabil [5], vagyis bármilyen lezárásra stabil marad. Az optimalizációs folyamán az alapsávi működést figyelmen kívül hagytam, a cél csak az első felső sáváteresztő átviteli sávban történő működés volt. Ellenben a DC leválasztó kondenzátornak nagyobb értéket választva – néhány 10 pF – visszakaphatjuk az alapsávi helyes működést is, de akkor a felsőbb átviteli sáv átviteli tulajdonságai romlanak el.

Az alábbi táblázat az első felső sáváteresztő átviteli sávra vonatkozó érzékenység vizsgálatot foglalja össze, oly módon, hogy az erősítő egyes paramétereinek viszonylag kis megváltozása mekkora mértékben befolyásolja annak működését.

Rövidítések:

L: tranzistorokat összekötő tápvonalak hossza

$Z_0$ : tranzistorokat összekötő tápvonalak hullámimpedanciái

CP: pad kapacitások

CTP: tranzistorok pad kapacitásai

LT: tranzistorok vonalához történő csatlakoztatási keresztági tápvonalak hossza

$Z_{0T}$ : tranzistorok vonalához történő csatlakoztatási keresztági tápvonalak impedanciái

LR: 50 Ohm-os vaklezárás parazita induktivitása

LG: 50 Ohm-os vaklezárás és DC leválasztó, földelő kondenzátor közti tápvonal hossza

$Z_{0G}$ : vaklezárás és DC leválasztó, földelő kondenzátor közti tápvonal impedanciája

CR: előfeszítő ellenállások parazita kapacitása

LS: tranzistorok source lábait és a viákat összekötő tápvonalak hossza

$Z_{0s}$ : tranzistorok source lábait és a viákat összekötő tápvonalak impedanciái

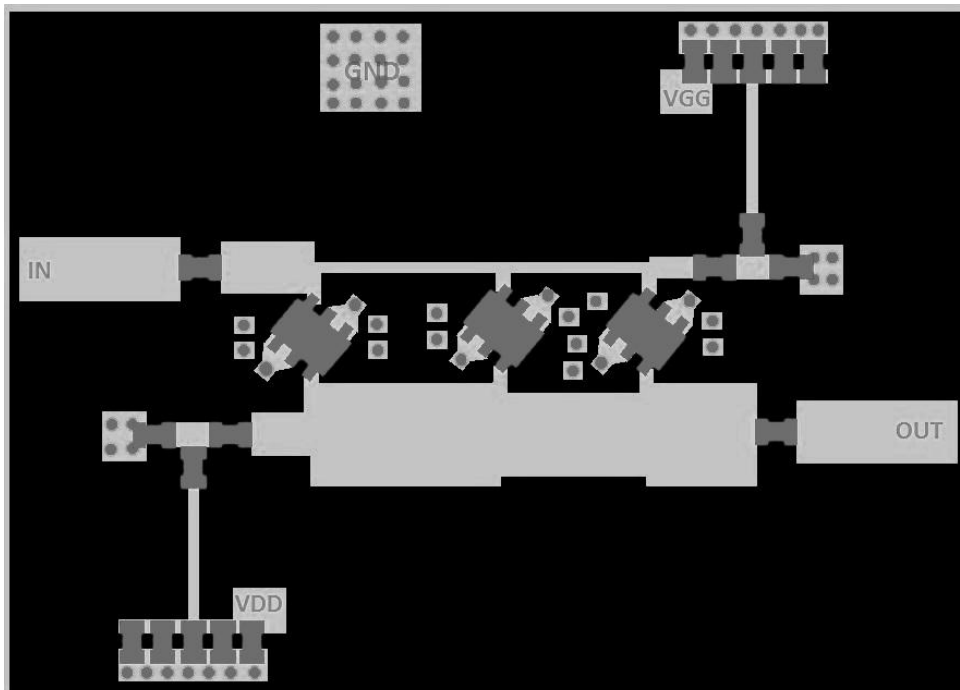
VS: tranzistorok source lábait földelő viák száma

<b>Paraméter</b>	<b>Erősítés</b>	<b>Kezdeti frekvencia</b>	<b>Levágási frekvencia</b>	<b>Sávszélesség</b>	<b>Stabilitásra kritikus</b>
<b>L</b>	kis	nagy	nagy	közepes	nem
<b><math>Z_0</math></b>	nagy	közepes	kis	közepes	nem
<b>CP</b>	nem	kis	kis	közepes	nem
<b>CTP</b>	közepes	kis	kis	kis	nem
<b>LT</b>	kis	kis	kis	kis	nem
<b><math>Z_{0T}</math></b>	nem	nem	nem	nem	nem
<b>LR</b>	nem	kis	kis	kis	nem
<b>LG</b>	nagy	közepes	nagy	közepes	nem
<b><math>Z_{0G}</math></b>	nem	nem	nem	nem	nem
<b>CR</b>	nem	nem	kis	kis	nem
<b>LS</b>	nagy	kis	közepes	kis	igen
<b><math>Z_{0s}</math></b>	nem	nem	nem	nem	nem
<b>VS</b>	kis	nem	kis	kis	igen

**1. táblázat.** Érzékenység vizsgálat

### 3.2.2. Layout terv

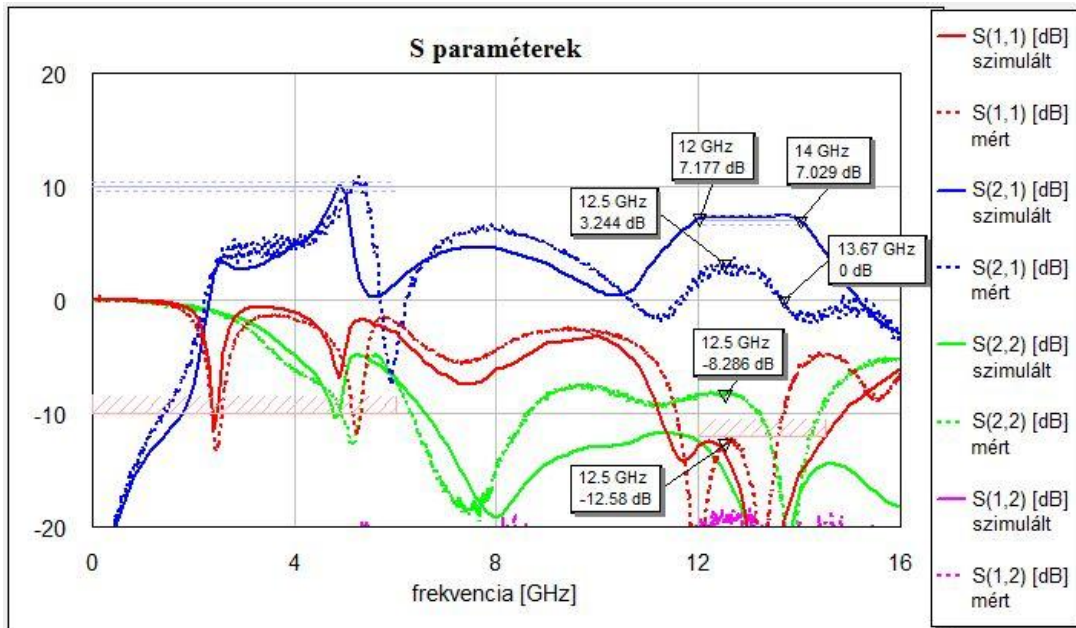
A tranzisztor tokozása SOT-363, tehát az egy gate és az egy drain lábán kívül még négy source lábbal rendelkezik, melyeket mind külön le kell földelni, hogy a tervezés során figyelembevett tranzisztor modell érvényben maradjon. Mikrohullámú szempontból a jó földet csak több egymással párhuzamosan kötött átmenő fémezett furatokkal biztosíthatunk. Ellenben, ahogy azt az 1. táblázatban láthatjuk, az erősítő stabilitására nézve kritikus a tranzisztor source lábait földelő viák száma. Több viát alkalmazva az erősítő gerjedhet. Ezért a tranzisztorok két-két source lábát egy-egy viával földeltem le egy-egy nagyon rövid, keskenyedő tápvonalon keresztül, melyet természetesen a szimulációkban is figyelembevettem. A layout tervben a FET-ek source lábainak földelésénél viszont biztosítottam további viákat, ha esetleg a mérés során azt látnánk, hogy túl nagy az erősítés és a magasabb frekvenciákon, akkor javíthatunk a földelésen további viák bekötésével. Továbbá az 1. táblázatból láthatjuk, hogy a tranzisztorok be-, ill. kimeneti vonalakhoz történő csatlakoztatási, keresztági tápvonalak hossza csak kis mértékben befolyásolja az erősítő működését, melyet ki is használtam a layout tervezésénél, így a tranzisztorokat kb. 45°-os szögben elforgatva csatlakoztattam az egyenes be-, ill. kimeneti vonalakhoz. A layout terv (28x20 mm) a 37. ábrán látható.



37. ábra. Layout terv

### 3.2.3. Mérési eredmények

Az alábbi képen láthatjuk a megtervezett és megépített erősítő szimulált, illetve mért szórási paramétereit a frekvencia függvényében.



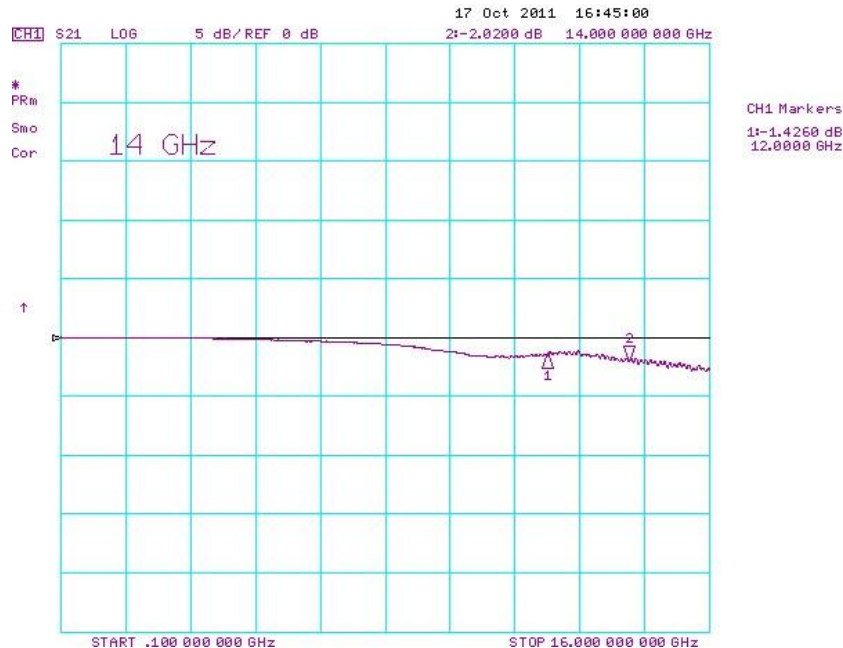
38. ábra. Mért eredmények

A mért eredményeken láthatjuk, hogy azok jellegre megfelelően követik a szimulált eredményeket, de az eltérés köztük 10 GHz felett már nem mondható elfogadhatónak. A megcélzott felsőbb átviteli sávban a bemeneti reflexió igen jónak mondható (kisebb, mint -12 dB) és a kimeneti reflexió is jobb, mint -8 dB. Ellenben az erősítés csak épp, hogy nagyobb, mint 3 dB, ez a szimulált 7 dB-hez képest nagyon elmarad, továbbá a mért sávszélesség is durván fele a szimuláltnak. Még érdemes megjegyezni, hogy az erősítő a teljes működési frekvenciasávban stabil marad, nem gerjed, továbbá a beállított munkapontban az erősítő áramfelvétele a várt 30 mA volt.

A következő feladat tehát az volt, hogy kiderítsem, miért marad el ekkora mértékben az erősítés nagysága az elvárthoz képest. Első lépésben a DC leválasztó kondenzátorokat 100 pF-os értékekre cseréltem, mellyel bebizonyosodott, hogy mivel a működés az alapsávban elfogadható paraméterekkel rendelkezett (5,5 GHz sávszélesség, 10 dB erősítés), a tranzistorok megfelelően erősítenek. Továbbá a munkaponti feszültség szintek is megfeleltek. Következő lépésben a szabadon hagyott viákat kötöttem be a tranzistor source lábainak földelésénél, de ezzel a megoldással sem kaptam jobb eredményt. Harmadik lépésben az adott hordozón kialakítottam egy egyszerű, az erősítő méretével közel egyező 50 Ohm-os tápvonalat, melynek két végére ugyanolyan SMA



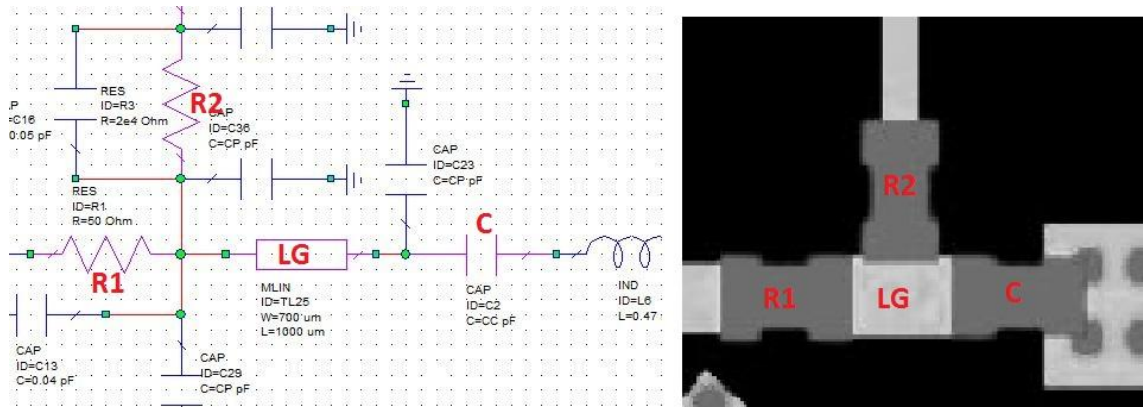
csatlakozókat forrasztottam, mint magára az erősítőre. Majd ennek az 50 Ohm-os tápvonalnak mértem meg az átvitelét. A mérési eredmény 39. ábrán látható.



**39. ábra.** 50 Ohm-os vonal átvitele SMA csatlakozókkal

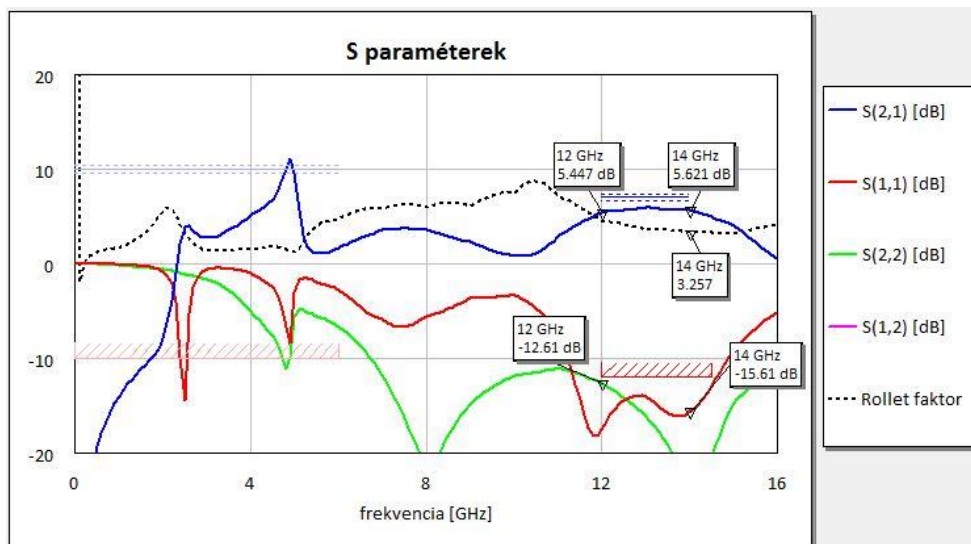
Láthatjuk, hogy 10 GHz felett az 50 Ohm-os vonalnak az SMA csatlakozókkal együtt már van nem elhanyagolható mértékű csillapítása (12 GHz-en kb. 1,5 dB). A tápvonal és az SMA csatlakozó melegérének átmeneténél fellépő ugráskapacitás miatt nagyon nehéz hibrid integrált technológián jó csatlakoztatást létrehozni. Ezt megpróbáltam kompenzálni az említett átmenethez forrasztott rézcsíkokkal, de nem kaptam jobb megoldást. Ezért a következő lépésben csak magára az erősítőre, mint áramkörü elemre koncentráltam, amit pontosan a szimulációban megadtam, ezért a hálózat analizátort a csatlakoztatások figyelembe vételével együtt kalibráltam be és ismételt meg a mérést. A mérés során az erősítés már meghaladta a 4,5 dB-t a 12,5 GHz-es középfrekvencián, ami megfelelt a várakozásoknak, hogy durván 1,5 dB-el kapuk jobb eredményt az eddigiekhez képest. Végül az 1. táblázat alapján próbáltam kitalálni, hogy melyik az a paraméter, amelyik nagy mértékben befolyásolja az erősítés nagyságát, és azt megváltoztatva kaphatok e nagyobb erősítést. Ez a paraméter az 50 Ohm-os vaklezáras és a DC leválasztó, földelő kondenzátor közti tápvonal hossza, ami lényegében az ellenállás és a kondenzátor közti tápvonal induktivitása. A szimuláció során e tápvonal elosztott induktivitását, illetve fázisforgatását figyelembe vettem, ellenben a megvalósításakor ezt nem lehet tápvonalként kivitelezni az alkalmazott technológián, mivel a forrasztás után ez a rövid tápvonal nem tápvonalként fog működni, csak egy kapacitásként fog jelen lenni a föld felé.

Az alábbi képen láthatjuk a szimulált áramköri kapcsolást és a layout tervet az említett rövid tápvonalnál.



40. ábra. Kapcsolási rajz vs. Layout

Láthatjuk, hogy a kapcsolási rajzban feltüntetett elrendezés különbözik a layout tervben neki megfelelő résszel, miszerint az R2 ellenállás betáplálási pontja különbözik a megvalósított és a szimulációban figyelembevett esetekben. Továbbá a valóságban az LG tápvonal a három SMD alkatrész forrasztása után létrejövő forrasztó ón „paca” miatt nem is vehető tápvonallá. Hasonló a helyzet a tranzisztorok source lábainál levő igen rövid tápvonalak (LS) esetében is, hogy a megvalósított áramkörben azok sem vehetők tápvonallá a forrasztás után. Ezért ezeket a tápvonalakat kivettem a szimulációból, és az LG tápvonalakat mind a gate-, illetve drainoldalán a megvalósított áramkörből is kivágtam, és csupán összeforrasztottam a három SMD alkatrészt. Így a következő szimulációs és mérési eredményeket kaptam.

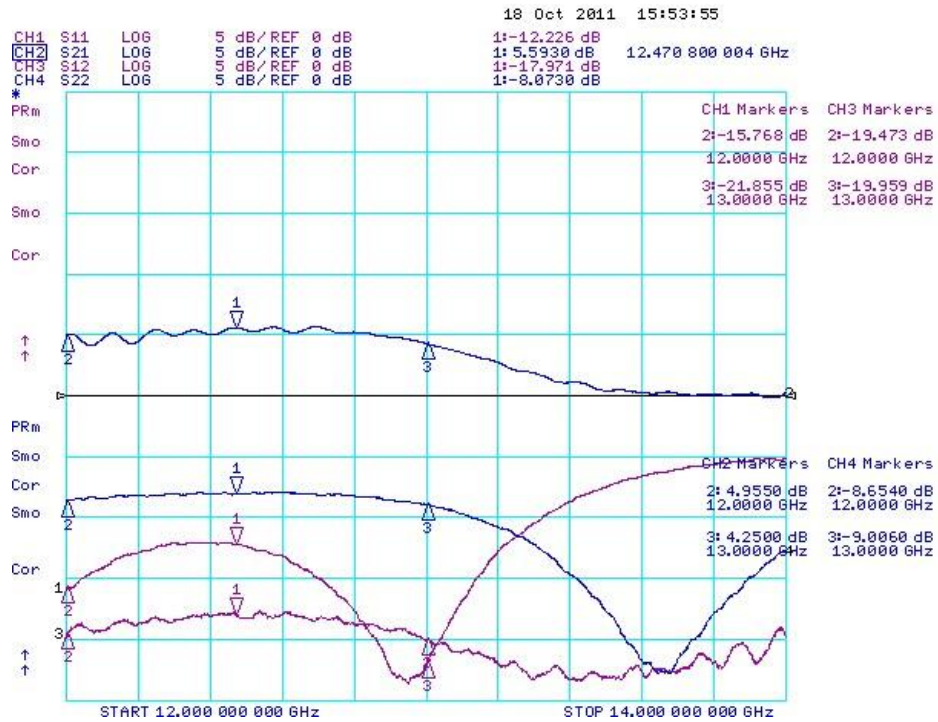


41. ábra. Szimulált eredmény

Észrevehetjük, hogy az LG, illetve LS tápvonalak hiányában fellépő fázisviszonyok romlása miatt az erősítés nagysága 5,5 dB – 6 dB közöttire csökkent a szimulációban.

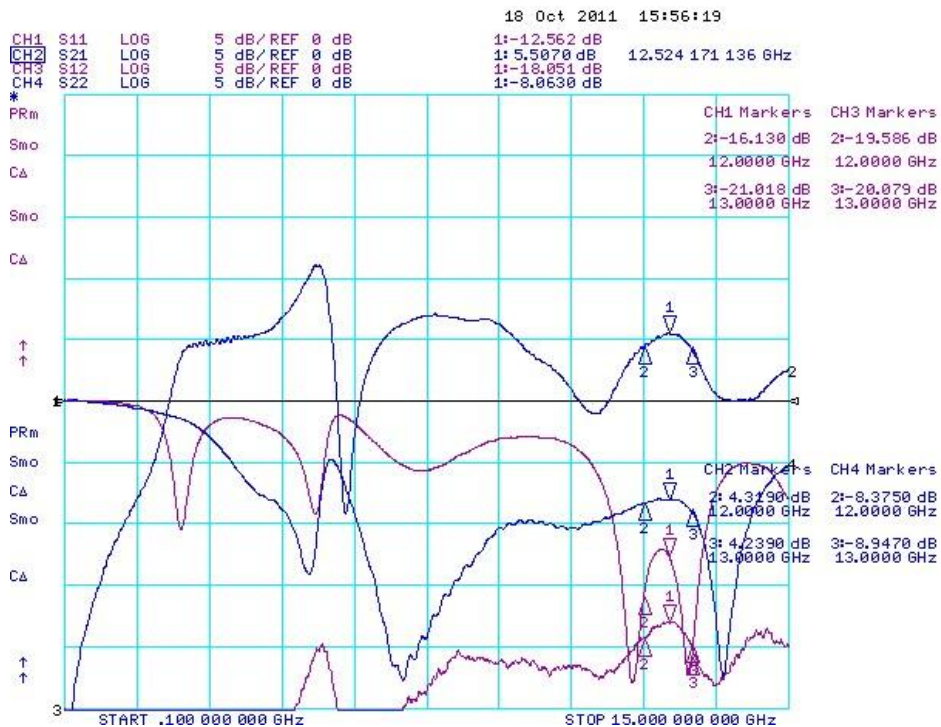


A kapott mérési eredményen pedig megfigyelhetjük, hogy elérjük az 5,5 dB nagyságú erősítést a 12,5 GHz-es középfrekvencián, amely már megfelel a szimulált értéknek.



42. ábra. Mért eredmény 12 – 14 GHz

A teljes működési frekvenciasávra az alábbi mérési eredményt kaptam.



43. ábra. Mért eredmény 100MHz – 15 GHz

Végezetül tehát kijelenthető, hogy sikerült megépíteni egy olyan elosztott paraméterű elosztott erősítőt, amely az első felső sáváteresztő átviteli sávban működik. A megépített erősítő a 12-13 GHz-es frekvenciasávban egyenletes 4,5 – 5,5 dB közötti erősítéssel, illetve -12 dB-nél jobb bemeneti- és -8 dB-nél jobb kimeneti reflexióval rendelkezik. A mérési eredmények szinte teljes mértékben megfelelnek a szimulált értékeknek, kivéve a működési sáv szélességet. A szimulációban látott 2 GHz-es sáv szélesség mellett a mért eredmények csupán kb. 1 GHz-es sáv szélességet mutatnak. Áramköri szinten nem találtam erre a sáv szélesség csökkenésre magyarázatot, a szimulált és a megépített áramkör között különbséget már nem lehetett felfedezni. A magasabb módusok még elvileg nem jelennek meg ebben a tartományban az 1.1 egyenlet szerint, hiszen annak alsó határfrekvenciája 22 GHz az adott hordozón. Továbbá a hordozó dielektromos állandója sem valószínű, hogy különbözne a szimulációban figyelembevett értéktől, hiszen ha megnézzük a 38. ábrát, láthatjuk, hogy a kezdeti frekvencia megegyezik a szimulált és mért eredmény között, csupán a sáv szélesség lesz a mért esetben kisebb. Ellenben az áramkörön sugárzott, teljes EM szimulációt nem hajtottam végre a tervezés folyamán, és előfordulhat, hogy 13 GHz felett a megépített áramkör tápvonalai sugároznak, illetve mivel a gate- és a drainvonalak viszonylag közel vannak egymáshoz, lehet, hogy csatolódnak is. Továbbá az egyes fokozatok közti csatolás veszélye is fennáll, mivel azok közel helyezkednek el egymáshoz képest.

Összegezve tehát, a sáv szélesség csökkenést kivéve, a szimulációs eredményeknek megfelelően, az első felső sáváteresztő átviteli sávban – újfajta elven – működő elosztott erősítőt sikerült megtervezni, illetve megépíteni.

## Irodalomjegyzék

- [1] Zólomy Attila: „Nagysebességű optikai vevőberendezések áramköreinek új megoldásai”, Doktori (PhD) értekezés, 2003.
- [2] Thomas T.Y. Wong: “Fundamentals of Distributed Amplification”, Artech House, Boston, London, 1993.
- [3] Bal S. Virdee, Aftar S. Virdee, Ben Y. Banyamin: “Broadband Microwave Amplifiers”, Artech House, Norwood, 2004.
- [4] Zólomy Attila: Extrém sáv szélességű elosztott erősítők tervezése, 2003.
- [5] David M. Pozar: Microwave Engineering, John Wiley & Sons, 1998.
- [6] Mazhar Tayel, Amr Elgandy: Extraction of HEMT intrinsic elements from S-parameter measured values
- [7] Mark C. Lau: Small signal equivalent circuit extraction from a Gallium Arsenide MESFET device, Chapter IV. Extraction methodology
- [8] Murata Chip Capacitor Characteristics Data Library  
[http://www.murata.com/products/design\\_support/mccdl/index.html](http://www.murata.com/products/design_support/mccdl/index.html)
- [9] High frequency (up to 20 GHz) Resistor, Thin Film Surface Mount Chip – Vishay Thin Film - <http://www.vishay.com/docs/60093/fcseries.pdf>
- [10] 1.5 – 18 GHz Surface Mount Pseudomorphic HEMT  
<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/hp/ATF-36163.pdf>

## Számítógépes szimulátor:

AWR Design Environment – Microwave Office