



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar

TDK DOLGOZAT 2011

Tranzisztoros Clapp-oszcillátor tervezése

Készítette:

Mészáros Gergely Zoltán

(VP50IH)

Villamosmérnök V. évfolyam

gerimeszi@gmail.com

Konzulensek:

Dr. Ladvánszky János

Ericsson R&D

janos.ladvanszky@ericsson.com

Füzy Csaba

Szélessávú Hírközlés és villamosságtan tanszék

csaba.fuzy@mht.bme.hu

1 Tartalomjegyzék

2	Bevezetés:.....	3
3	Oscillátorok:.....	4
3.1	Colpitts oszcillátor [1]:.....	4
3.2	Clapp oszcillátor [1]:.....	6
4	Ebers-Moll modell [2]:.....	8
4.1	Kísérlet az Ebers-Moll modell nagyfrekvenciás leírófüggvényekkel történő analizisére:.....	9
4.2	Ebers-Moll paraméterek mérése:.....	11
4.2.1	Az áramerősítési tényezők meghatározásához szükséges mérése és számítások:.....	11
4.2.2	I_{ES} , I_{CS} , V_{termE} és V_{termC} meghatározásához szükséges mérések, és számítások:.....	14
4.2.3	V_{be} - I_c karakterisztika felvétele és a modell ellenőrzése.....	18
5	Az oszcillátor részáramköreinek megtervezése:.....	22
5.1	Munkapont beállító áramkör elemeinek méretezése:.....	22
5.2	Rezgőkör méretezése.....	23
5.3	Transzformátor készítése:.....	25
6	A szimuláció pontosítása:.....	28
7	Összefoglaló, távlati célok:.....	33
8	Irodalomjegyzék:.....	34

2 Bevezetés:

A Tudományos Diákköri konferencia dolgozat keretein belül bemutatásra kerül egy 90 MHz-en működő bipoláris tranzisztoros oszcillátor tervezése, szimulációja, realizálása és a mért illetve szimulált eredmények összehasonlítása. Az oszcillátor típusának választását annak széleskörű alkalmazási köre indokolja, melyet az irodalomkutatáson túl ipari és egyetemi konzulensem szakmai véleménye is alátámaszt. A mindenkori célunk az, hogy az oszcillátor tervezés és szimulációs vizsgálatok során mellőzzünk mindennemű linearizált modellt és elméleti alkalmazást. Az oszcillátorok, mint (referencia)jelforrások igen kritikus elemeit képezik a modern telekommunikációs rendszereknek. Ezért indokolt, hogy az említett komponensek jellemző paramétereit a lehető legjobb mértékben tudjuk optimalizálni. Erre az ipari viszonylatokban/irodalomkutatás során/a fejlődő telekommunikációs rendszerekben tipikus példa az érzékenység növelése, azaz a jel-zaj-viszony javítása. Ennek egy triviális módszere a zaj teljesítményének csökkentése. A speciális esetektől eltekintve a híradástechnikában Gaussi fehérzaj modellt alkalmazunk, mely pesszimális tulajdonsága (pesszimista jellegű, azaz negatívan túlbecsült) egy felső becslést ad a mérnökök számára.

Az elkészített és bemért oszcillátor alapvetően egy vizsgálati áramkörként szolgál a jelenlegi és további egyetemi tanulmányaim során. A zajanalízis ipari konzulensem Dr. Ladvánszky János aktuális publikációs eredményein alapulnak, aminek alkalmazási lehetőségeit kutatjuk Füzy Csaba egyetemi konzulensemmel. A vizsgálat célja különböző jelforrások zajparamétereinek meghatározása.

Mivel a zajanalízis időtartományban történik, így a vizsgálandó jelforrások jeleit digitalizálni kell. A további adatfeldolgozást Matlab környezetben történik, melyek implementálást későbbi tanulmányaim során tervezem. A jelenlegi dolgozatban egy, a gyakorlatban tipikusan előforduló jelgenerátor tervezése kerül bemutatásra.

A dolgozatban kísérletet teszünk a tranzisztor Ebers-Moll modelljének nagyfrekvenciás leírófüggvényekkel történő analizésére, majd megmutatjuk, hogy matematikai nehézségek miatt ez az út nem járható. Ehelyett azt az utat követjük, hogy nagyon magas határfrekvenciájú tranzisztort választunk, melynek modellje a tervezett oszcillátorfrekvencián tisztán rezisztív, ezért a klasszikus Ebers-Moll modellel is leírható, a reaktív komponensek, paraziták figyelembe vétele nélkül. Mérésekkel meghatározzuk az Ebers-Moll modell paramétereit, majd a tervezést az AWR Microwave Office programmal hajtjuk végre.

A dolgozat első fejezetében röviden bemutatjuk a Clapp-oszcillátort, és tervezési egyenleteit. Ezt követően az oszcillátor lényeges elemének, a tranzisztornak a modellezésére térünk ki. Először ismertetjük a használt Ebers-Moll modellt, majd bemutatjuk a modell 6 paraméterének (szaturációs áramok, áramerősítések, és a termikus feszültségek) mérési, illetve számítási módszereit. Az Ebers-Moll modell paramétereit a tranzisztor mért DC leírófüggvényeiből határozzuk meg.

A modellt felhasználva az első fejezet alapján bemutatjuk az általunk használt tranzisztoros Clapp-oszcillátor tervezésének menetét a tranzisztor munkapontjának beállításától az oszcilláció frekvenciájának meghatározásáig. Ezek után AWR Microwave Office-ban összeállítjuk a megtervezett oszcillátort, és elvégezzük a szükséges szimulációkat. Ezt követően elkészítjük az oszcillátort. Az elkészült oszcillátornak megfelelően módosítjuk a szimulációban használt alkatrészek értékeit, majd összehasonlítjuk az így kapott szimulációs eredményeket a mérési eredményekkel. Célunk, hogy egy olyan tervezési módszert dolgozzunk ki, amely minél jobb pontossággal mutatja, az így készített oszcillátor frekvenciáját és amplitúdóját is.

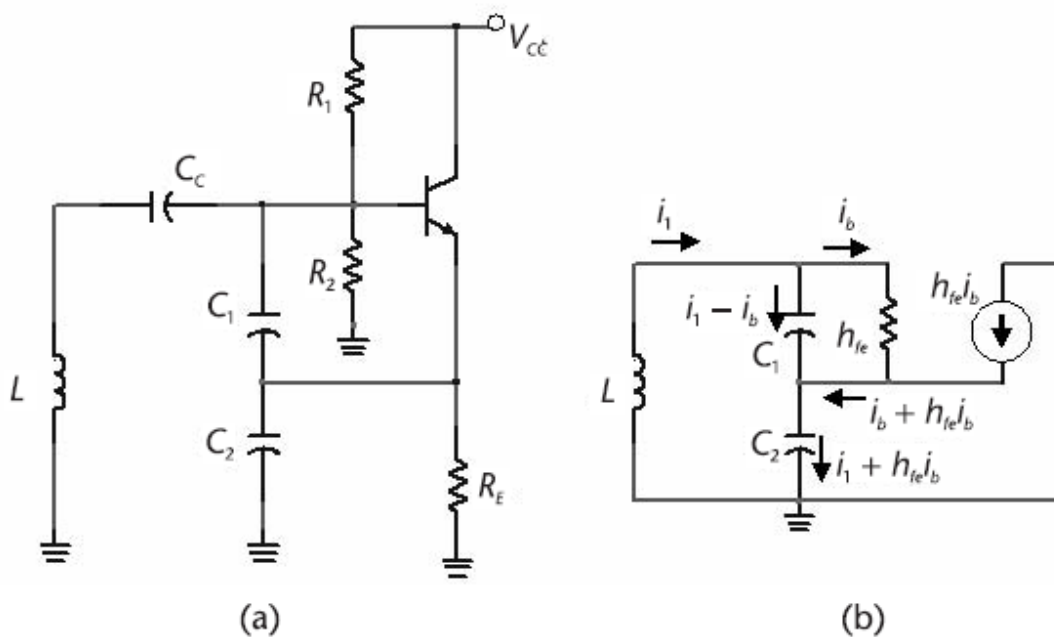
3 Oszcillátorok:

A dolgozat első fejezetében r bemutatam a használni kívánt oszcillátor típust, amelyben az aktív eszközt a széleskörben elterjedt lineáris h-paraméteres helyettesítőképpel van figyelembe véve [1]. A mi célunk, hogy a bemutatásra kerülő modellt úgy módosítsuk, hogy abban az aktív eszközt nemlineáris helyettesítőképpel szerepeljen.

A jobb érthetőség érdekében a dolgozat következő fejezetében előbb kitérek a Colpitts oszcillátorra, mely elméleti ismertetése után a Clapp oszcillátor működése kerül bemutatásra. Ezt az indokolja, hogy a Clapp oszcillátor a Colpitts oszcillátor egy speciális eseteként tekinthető.

3.1 Colpitts oszcillátor [1]:

Egy bipoláris tranzisztort használó Colpitts oszcillátor vázlatja látható a 3-1./(a) ábrán, míg a váltakozó áramú helyettesítőképe a 3-1./(b) ábrán. A C_c csatolókapacitás szerepe ebben az oszcillátor típusban az, hogy szétválassza az egyenáramú munkapont beállító hálózatot és a nagyfrekvenciás rezonanciafrekvenciát beállító párhuzamos rezgőkört, azaz a rezgőkörben használt induktivitás egyenáramú szempontból ne földelje a tranzisztor bázisát. Értékét úgy kell megválasztani, hogy a rezonancia frekvencián (ω_0) rövidzár legyen, ezért rövidzárral van helyettesítve a nagyfrekvenciás helyettesítőképen. Amennyiben nincs fojtótekerics sorosan az R_1 , R_2 és R_E ellenállással, akkor azoknak az értékei is figyelembe kell venni a helyettesítőképen. Ilyenkor az aktív eszköz bemeneti ellenállása $Z_{in} = h_{ie} = R_1 \times R_2 \times (h_{fe} \cdot R_E)$.



3-1. ábra: Colpitts oszcillátor vázlatja és váltakozó áramú helyettesítőképe

Ahhoz, hogy a tranzisztor bázis-emitter kapacitása ne módosítsa a visszacsatoló áramkört szükséges feltétel, hogy C_1 sokkal nagyobb legyen nála. Abban az esetben, ha nincs fojtótekerics az emitter-ellenállással sorosan, akkor a megfelelő működéshez szükséges, hogy R_E sokkal nagyobb legyen, mint $X_{C_2} = 1/(\omega \cdot C_2)$.

A helyettesítőképre felírva a hurokegyenleteket a következő egyenletrendszeret kapjuk:

$$i_1 \cdot (Z_1 + Z_2 + Z_3) + i_b \cdot (h_{fe} \cdot Z_2 - Z_1) = 0 \quad (3-1)$$

$$i_1 \cdot Z_1 - i_b \cdot (Z_1 + h_{ie}) = 0, \quad (3-2)$$

ahol $Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}$, $Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2}$, és $Z_3 = j\omega L$.

Az oszcilláció létrejöttéhez az szükséges, hogy a fenti egyenletrendszer együtthatómátrixának determinánsa 0 legyen.

$$\begin{vmatrix} Z_1 + Z_2 + Z_3 & h_{fe} \cdot Z_2 - Z_1 \\ Z_1 & -(Z_1 + h_{ie}) \end{vmatrix} = 0$$

Ezt kifejezve:

$$(Z_1 + Z_2 + Z_3) \cdot (-Z_1 - h_{ie}) - Z_1 \cdot (h_{fe} \cdot Z_2 - Z_1) = 0$$

$$Z_1 \cdot (Z_2 + Z_3) + h_{ie} \cdot (Z_1 + Z_2 + Z_3) + h_{fe} \cdot Z_1 \cdot Z_2 = 0$$

Behelyettesítve Z_1 -et, Z_2 -t és Z_3 -at, és rendezve az egyenletet:

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_2} \right) - h_{fe} \cdot \left(\frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_2} \right) + j \cdot h_{ie} \cdot \left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_1} - \frac{1}{\omega_0 C_2} \right) = 0 \quad (3-3)$$

Az egyenlet képzetes részéből megkapjuk a frekvencia feltételt (felhasználva, hogy $h_{ie} \neq 0$):

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_1} - \frac{1}{\omega_0 C_2} = 0,$$

melyből az oszcilláció frekvenciája:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{eredő}}},$$

ahol

$$\frac{1}{C_{eredő}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}.$$

A (3-3) egyenlet valós részéből kapjuk az oszcillátor amplitúdó feltételét:

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_2} \right) - h_{fe} \cdot \left(\frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_2} \right) = 0$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_2} - h_{fe} \cdot \left(\frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_2} \right) = 0$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_2} \cdot (1 + h_{fe}) = 0,$$

melyből a kezdeti feltétel:

$$1 + h_{fe} > \omega_0 L \cdot \omega_0 C_2 = 1 + \frac{C_2}{C_1}$$

$$h_{fe} > \frac{C_2}{C_1}.$$

Ha figyelembe vesszük a tekercs soros veszteségi ellenállását (R_s), akkor $Z_3 = R_s + j\omega L$, valamint a levezetések mellőzésével a képzetes részre vonatkozó feltétel:

$$h_{ie} \cdot \left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_1} - \frac{1}{\omega_0 C_2} \right) - \frac{R_s}{\omega_0 C_1} = 0$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{eredő}}},$$

$$\frac{1}{C_{eredő}} = \frac{1}{C_1'} + \frac{1}{C_2},$$

ahol

$$C_1' = \frac{C_1}{1 + \frac{R_s}{h_{ie}}}.$$

A valós részre vonatkozó feltétel a következő szerint módosul:

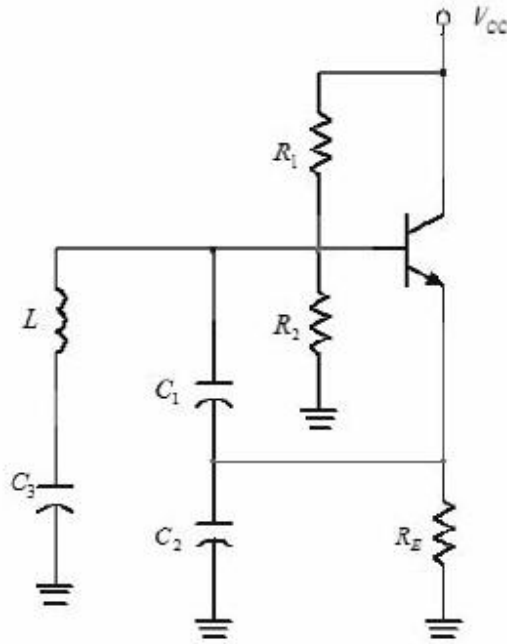
$$R_s \cdot h_{ie} + \frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_2} \cdot (1 + h_{fe}) = 0$$

Figyelembe véve, hogy $h_{fe} > 1$, valamint, hogy $h_{fe} \cdot X_{C_2} > X_L$ a $\frac{1}{\omega_0 C_1} \cdot \omega_0 L$ tag elhagyható, és a transzkonduktanciát felhasználva ($g_m = h_{fe}/h_{ie}$) az amplitúdó feltétel:

$$\frac{g_m}{\omega_0^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_s} > 1.$$

3.2 Clapp oszcillátor [1]:

Ez az oszcillátor típus nagyon hasonlít a korábban bemutatott Colpitts oszcillátorhoz. Az oszcillátor vázlata látható a 3-2. ábrán. Összehasonlítva a Colpitts oszcillátorral első ránézésre nem biztos, hogy szembetűnik a különbség. A két oszcillátor típus között az egyetlen különbség a visszacsatoló hálózat induktivitásával sorosan kapcsolt kapacitásba van. Amíg a Colpitts oszcillátor esetén az ezen a helyen lévő kapacitásnak csak annyi volt a feladata, hogy a kívánt rezonanciafrekvencián szétválassza az egyenáramú és a váltakozó áramú részáramköröket (váltakozó áramú szempontból rövidzár legyen), addig a Clapp oszcillátor típus esetén nem kifejezetten ez a célja. Ugyan minimálisan bonyolítja/nehezíti a tervezéshez szükséges egyenletek levezetését, de végül megkönnyíti az oszcillátor tervezését.



3-2. ábra: Clapp oszcillátor vázlatja

Mivel az említett C_3 kapacitásnak nem csak az egyenáramú leválasztás a célja így rezonanciafrekvencián nem lesz rövidzárral helyettesíthető. A Colpitts oszcillátorhoz hasonlóan felrajzolható a nagyfrekvenciás helyettesítőkép, melyben szerepelni fog C_3 is. Erre a helyettesítőképre az előzőhöz hasonlóan felírható két hurokegyenlet, melyből megkapható a frekvencia feltétel és az amplitúdó feltétel. A levezetés mellőzésével a frekvencia feltétel:

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_1} - \frac{1}{\omega_0 C_2} - \frac{1}{\omega_0 C_3} = 0, \quad (3-4)$$

melyből az oszcilláció frekvenciája:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{eredő}}},$$

ahol

$$\frac{1}{C_{eredő}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}. \quad (3-5)$$

Az amplitúdó feltétel pedig

$$\frac{g_m}{\omega_0^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_s} > 1. \quad (3-6)$$

Összehasonlítva a Clapp oszcillátor és a Colpitts oszcillátor frekvencia, és amplitúdó feltételeit láthatjuk, hogy az amplitúdó feltétel megegyezik a két esetben, míg a frekvencia feltételben megjelenik a C_3 kapacitás is. Ezen egyenletek összehasonlításából látszik a Clapp oszcillátor előnye. A C_3 kapacitás egy további szabadságfokot biztosít a tervezéshez, mert a C_1 és C_2 kapacitás értékeinek szabad megválasztásával továbbra is biztosítható az amplitúdó feltétel, míg a C_3 kapacitás értékével hangolható/beállítható az oszcilláció frekvenciája. Ezen kívül a

C_3 kapacitásnak hatása van a frekvenciastabilitásra is. A Clapp oszcillátor eredő kapacitástól függő frekvenciastabilitása:

$$\Delta\omega_0 = -\frac{1}{2} \cdot \omega_0 \cdot \frac{\Delta C_{ered\ddot{o}}}{C_{ered\ddot{o}}}$$

Amennyiben C_1 és C_2 kapacitás értéke kellően nagy, akkor $C_{ered\ddot{o}} \approx C_3$, azaz a stabilitás a C_3 kapacitástól függ, és ezt a függést az aktív eszköz sem befolyásolja.

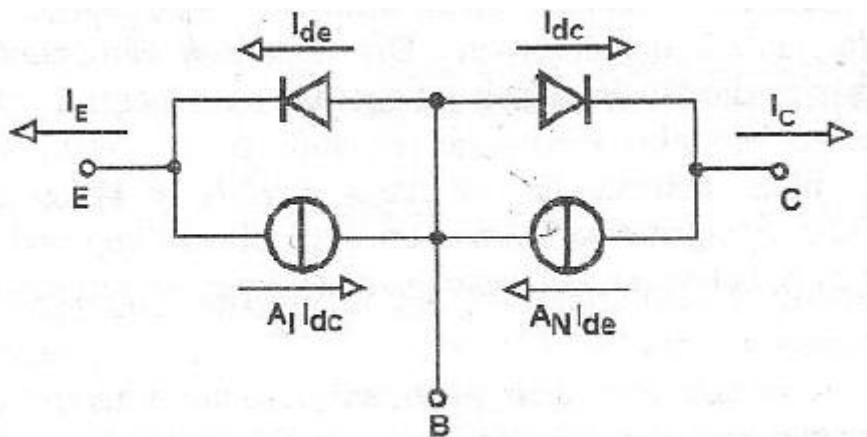
A későbbiekben az oszcillátor rezgőkörének tervezése a fenti egyenleteket alapján fog történni. A következőkben a tranzisztort az Ebers-Moll modelljével fogom helyettesíteni. Először bemutatom a használni kívánt modellt és a fontosabb paramétereit.

4 Ebers-Moll modell [2]:

Az n-p-n bipoláris tranzisztort a rétegszerkezete alapján legegyszerűbben két diódával lehet modellezni, melyeknek közös az anódja (bázis), azonban a bipoláris tranzisztor ennél több. Normál aktív tartományban a tranzisztorhatás miatt a kollektorkörben lévő kollektor-bázis dióda saját záróárama mellett a nyitott emitter-bázis dióda áramának A_N -szerese is megjelenik. A_N a normál aktív áramerősítési tényező.

Hasonlóan beláthatjuk az inverz aktív üzem esetén is. Ebben az esetben az emitter-bázis dióda lesz lezárt állapotban, míg a kollektor-bázis dióda nyitott állapotban, valamint az emitterkörben megjelenik a kollektor-bázis dióda áramának A_I -szerese (A_I az inverz áramerősítési tényező).

Az Ebers-Moll modell a közösített anódú emitter-bázis diódát és kollektor-bázis diódát tartalmazza, valamint a diódákkal párhuzamosan egy-egy áramgenerátort, amellyel a tranzisztorhatást is megfelelően figyelembe veszi. Az Ebers-Moll modell látható a 4-1. ábrán.



4-1. ábra: Ebers-Moll modell

Az ábra alapján felírható a tranzisztor emitter áramának (I_E) és a kollektor áramának (I_C) egyenletei.

$$I_E = I_{de} - A_I \cdot I_{dc} \quad (4-1)$$

$$I_C = -A_N \cdot I_{de} + I_{dc} \quad (4-2)$$

Az egyenletekben I_{de} és I_{dc} áramok a modellben szereplő ideális diódák áramai. Ezek az áramok kifejezhetők a dióda karakterisztikából az egyes diódák szaturációs áramaival (I_{ES} és I_{CS}), a diódák feszültségével, és a termikus potenciállal (V_{termE} és V_{termC}).

$$I_{de} = I_{ES} \cdot (e^{V_{BE}/V_{termE}} - 1) \quad (4-3)$$

$$I_{dc} = I_{CS} \cdot (e^{V_{BC}/V_{termC}} - 1). \quad (4-4)$$

Behelyettesítve (4-1) és (4-2) egyenletekbe megkapjuk, hogy

$$I_E = I_{ES} \cdot (e^{V_{BE}/V_{termE}} - 1) - A_I \cdot I_{CS} \cdot (e^{V_{BC}/V_{termC}} - 1), \quad (4-5)$$

$$I_C = -A_N \cdot I_{ES} \cdot (e^{V_{BE}/V_{termE}} - 1) + I_{CS} \cdot (e^{V_{BC}/V_{termC}} - 1). \quad (4-6)$$

A (4-5) és (4-6) egyenletekből is látszik, hogy a modell megfelelő használatához összesen hat paraméter ismerete szükséges:

- I_{ES} : A emitter- bázis dióda szaturációs árama.
- I_{CS} : A kollektor-bázis dióda szaturációs árama.
- A_N : A normál aktív tartománybeli működéshez tartozó nagyjelű áramerősítési tényező (földelt bázisú kapcsolás esetén).
- A_I : Az inverz aktív tartománybeli működéshez tartozó nagyjelű áramerősítési tényező (földelt bázisú kapcsolás esetén).
- V_{termE} : emitter-bázis dióda termikus feszültsége.
- V_{termC} : kollektor-bázis dióda termikus feszültsége.

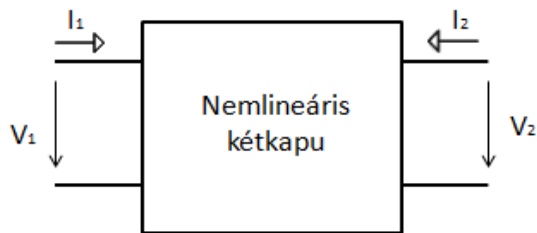
4.1 Kísérlet az Ebers-Moll modell nagyfrekvenciás leírófüggvényekkel történő analizésére:

A leírófüggvényes analízis egyfajta kiterjesztése a lineáris rendszerek esetén használt frekvenciaválasz analízisnek a nemlineáris rendszerekre. Lineáris rendszereknél az átviteli függvény csak a bemeneti jel frekvenciájától függ, azaz a lineáris rendszer viselkedését a ráadott gerjesztő jel frekvenciájának függvényében jellemezzük. Nemlineáris rendszereknél az előbbihez hasonló az alapelv. A leírófüggvényes analízis egyik fajtája, amikor bemeneti gerjesztő jelnek egyetlen szinuszos jelet használunk. Ebben az esetben a nemlineáris rendszert, illetve elemet jellemezhetjük a szinuszos jel frekvenciájával és amplitúdójával. A legegyszerűbb esetben a leírófüggvény a szinuszos gerjesztés, és a válasznak az azonos frekvenciájú szinuszos összetevőnek kapcsolatát jellemzi. Egy nemlineáris kétkapura a következő általános leírófüggvény írható fel:

$$I_1 = Y_{input}(|V_1|, |V_2|, \varphi) \cdot V_1$$

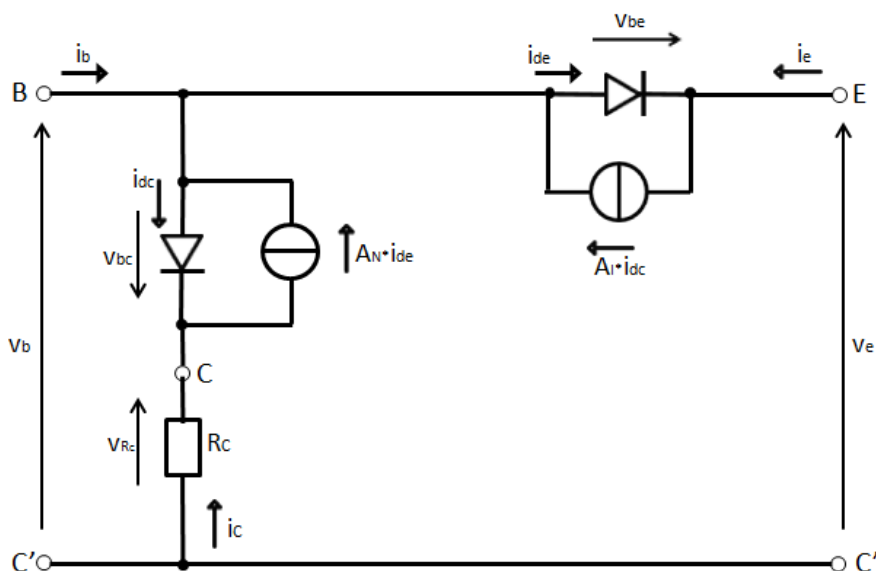
$$I_2 = Y_{transfer}(|V_1|, |V_2|, \varphi) \cdot V_1,$$

ahol I_1 , V_1 , I_2 és V_2 az első harmonikus komplex amplitúdói, φ a fáziskülönbség V_1 és V_2 feszültségek között. A komplex amplitúdók referenciáirányai a 4-2. ábrán láthatók. [3]



4-2. ábra: Általános nemlineáris kétkapu a referencia irányokkal

A mi esetünkben ez a nemlineáris kétkapu megfelel egy közös kollektoros (földelt kollektoros) Ebers-Moll modellnek azzal a kiegészítéssel, hogy a tranzisztor kollektorával sorosan kapcsolunk egy ellenállást (kollektor ellenállás: R_C). Ennek a kollektor ellenállásnak az a szerepe, hogy egy adott (általunk megválasztott) feszültségnél nagyobb bemeneti feszültség esetén telítésbe vigye (korlátozza) a kollektor áramot. Az előző ábrának megfelelően felrajzolt tranzisztor modell és kollektor ellenállás a 4-3. ábrán látható.



4-3. ábra: Az általunk használt kétkapu a leírófüggvényekhez

Az ábra alapján az általános esethez hasonlóan felírható a bemeneti, és az átviteli leírófüggvény:

$$I_b = Y_{input}(|V_b|, |V_e|, \varphi) \cdot V_b$$

$$I_e = Y_{transfer}(|V_b|, |V_e|, \varphi) \cdot V_b,$$

Az egyenletek felírása előtt az ábrán jelölt v_b és v_e feszültségeket tartományokra osztom, amelyek kijelölik a leírófüggvényekben használandó integrációs tartományokat.

- v_b tartományai:
 - $0 < v_b$: kollektor-bázis dióda lezárt állapotban van
 - $v_b < 0$: kollektor-bázis dióda nyitott állapotban van
- v_E tartományai:
 - $v_b < v_e$ ($0 \leq v_{be}$): emitter-bázis dióda nyitott állapotban van
 - $v_e < v_b$ ($v_{be} \leq 0$): emitter-bázis dióda lezárt állapotban van

A tartományokra osztásból látható, hogy az Ebers-Moll modell mind a négy működési tartománya figyelembe van véve, továbbá előre látható az is, hogy nem választható szét egymástól a bemeneti, és a tranzfer leírófüggvény. Megpróbálhatjuk az áramkört két párhuzamos blokkra bontani. Az egyik blokkban a bázis és kollektor között lévő R_c ellenállás, kollektor-bázis dióda és a kollektor-bázis diódával párhuzamosan kapcsolt vezérelt áramgenerátor, valamint az emitter kimenet felé egy szakadás szerepel, míg a másik blokkban a bázis és emitter közötti dióda és vezérelt áramgenerátor szerepel. Így látszólag kezelhetőnek tűnik a probléma, azonban a blokkokban szereplő vezérelt áramgenerátorok miatt a két blokk közötti kapcsolat megmarad.

Az előre látható akadály miatt nem a nagyfrekvenciás leírófüggvényeket használom, hanem helyette egy szimulációs tervezési eljárást szeretnék megvalósítani. A szimuláció során a használni kívánt tranzisztort az Ebers-Moll helyettesítőképével veszem figyelembe, majd összeállítom a 3-2. ábrán szereplő áramköri kapcsolást a telítődést okozó kollektorellenállással. Ahhoz, hogy a tranzisztor modellt megfelelően használhassuk, ahhoz meg kell ismernünk a hozzá szükséges korábban említett paraméterek értékeit. Ezek ismeretéhez először is választanunk kell egy nagy határfrekvenciájú tranzisztort, hogy az általunk meghatározott 90 MHz-es rezonanciafrekvencián rezisztív jelleget mutasson. Ehhez a BFP420-as bipoláris tranzisztort választottuk. Ennek a tranzisztornak a tranzitfrekvenciája minimálisan 18 GHz, átlagosan 25 GHz. Ez az érték jóval az általunk kívánt érték felett van. A következőkben bemutatom a választott tranzisztor Ebers-Moll paramétereire szükséges méréseket, majd ennek a modellnek a felhasználásával a Clapp-oszcillátor tervezésének menetét a tranzisztor munkapontjának beállításától az oszcilláció frekvenciájának meghatározásáig.

4.2 Ebers-Moll paraméterek mérése:

4.2.1 Az áramerősítési tényezők meghatározásához szükséges mérése és számítások:

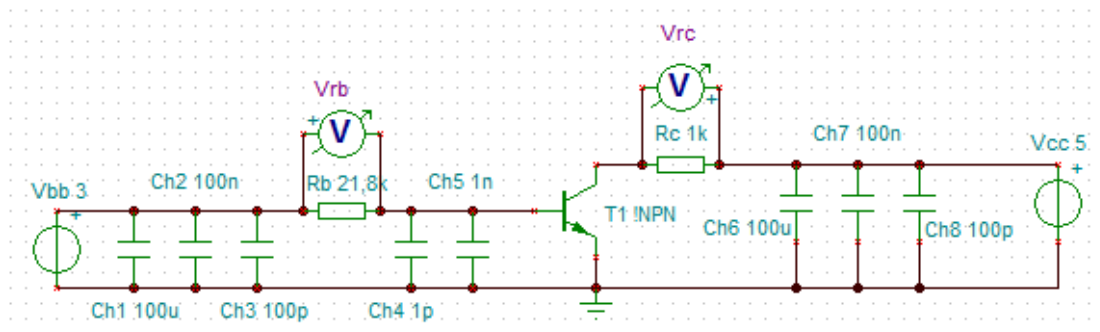
A földelt bázisú kapcsolás áramerősítési tényezőjét (A) a földelt emitteres alapkapsolás áramerősítésével (B) fejezzük ki a következő képlettel:

$$A = \frac{B}{1 + B}, \quad (4-7)$$

ahol

$$B = \frac{I_C}{I_B}. \quad (4-8)$$

Ezek alapján az áramerősítési tényező meghatározásához két áram ismerete szükséges. A mérés során nem közvetlenül az áramokat mérjük, hanem egy-egy ismert értékű ellenálláson a feszültségeket. Az ehhez szükséges mérési elrendezést mutatja a 4-4. ábra a tranzisztor normál aktív működési tartománya esetén. A Ch-val jelölt kondenzátorok a hidegítés miatt szükségesek, azaz, hogy a zajt, és a gerjedést megszüntessék. Hidegítő kondenzátorokat a további mérések esetén is használni fogunk.



4-4. ábra: I_B és I_C mérése

A mérés során V_{cc} feszültséget 5 V-ra állítottuk be, majd a V_{bb} -vel jelölt generátor feszültségét növelve általunk választott értékeknél mértük a bázis- és kollektorellenálláson eső feszültségeket, majd belőlük számítottuk az áramértékeket.

Az így mért adatokat Matlabban grafikonon ábrázoljuk, és a mérési pontokra egyenest illesztünk a legkisebb négyzetes hiba szerint. Az illesztéshez egy külön függvényt használunk, hogy a későbbi mérések is könnyebben kiértékelhetőek legyenek. A függvény bemenő adatai a mért pontok x és y adatai, és kimenő adatai az illesztett egyenes meredeksége (slope), az y tengellyel való metszéspontja (intercept) és a korrelációs tényező (R^2), amely az illesztés pontosságát jellemzi. Az elkészített függvény a következő:

```
function [slope,intercept,Rsquared]=curvefit(x,y)
% x: data in the x axis
% y: data in the y axis
% slope: the slope of the straight line
% intercept: the y value @ x=0
% Rsquared: correlation coefficient (R^2=1 -> perfect; (the closer to 1 the
% better)

n=length(x); %number of data point

sumx=0;
sumy=0;
sumxy=0;
sumx2=0;

for i=1:n
    sumx=sumx+x(i);
    sumy=sumy+y(i);
    sumxy=sumxy+x(i)*y(i);
    sumx2=sumx2+x(i)*x(i);
end

meanx=sumx/n;
meany=sumy/n;

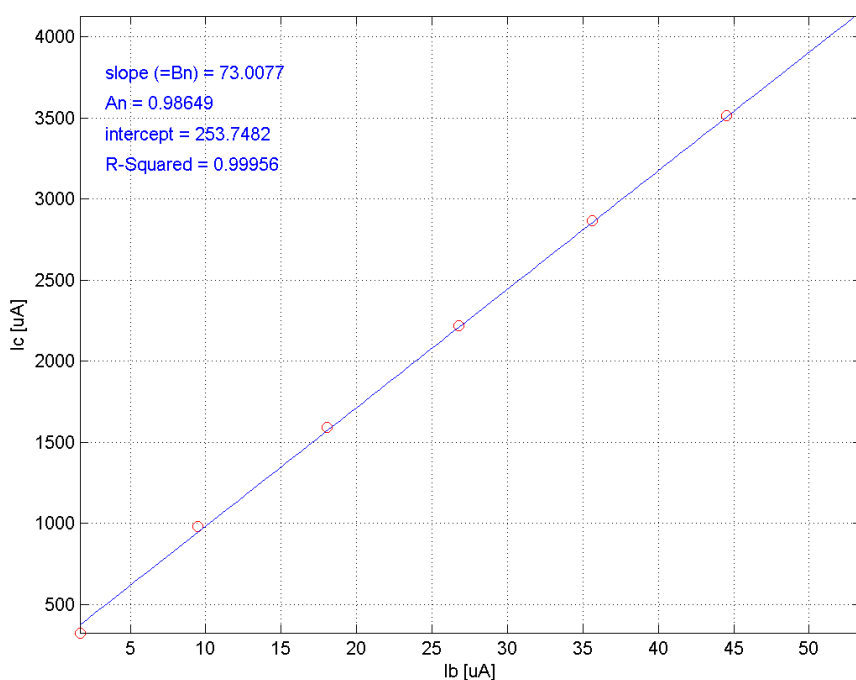
slope=(n*sumxy-sumx*sumy)/(n*sumx2-sumx*sumx);
intercept=meany-(slope*meanx);

sst=0; % Total Sum of Squares
ssr=0; % Residual Sum of Squares

for i=1:n
    sst=sst+(y(i)-meany)^2;
    ssr=ssr+(y(i)-intercept-slope*x(i))^2;
end

Rsquared=1-(ssr/sst);
```

Az említett függvénnyel kapott egyenes, és a mért pontok láthatók a 4-5. ábrán.

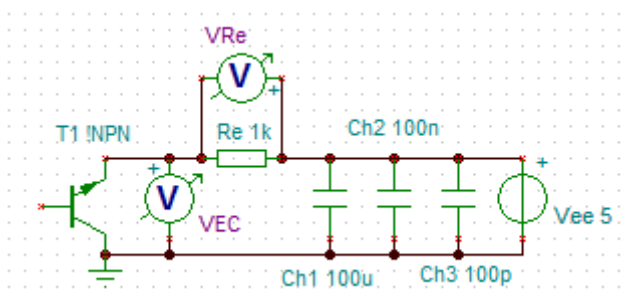


4-5. ábra: I_B - I_C mérés eredménye

Az ábrán feltüntettük a görbeillesztéssel meghatározott B_N értéket (73.0077, amely megfelel az adatlapon szereplő intervallumnak (min: 50; max: 150; SPICE paramétereknél megadott értéke: 72.534), és az általa meghatározott földelt bázisú áramerősítést a (4-7) képletbe: $A_N = 0.98649$.

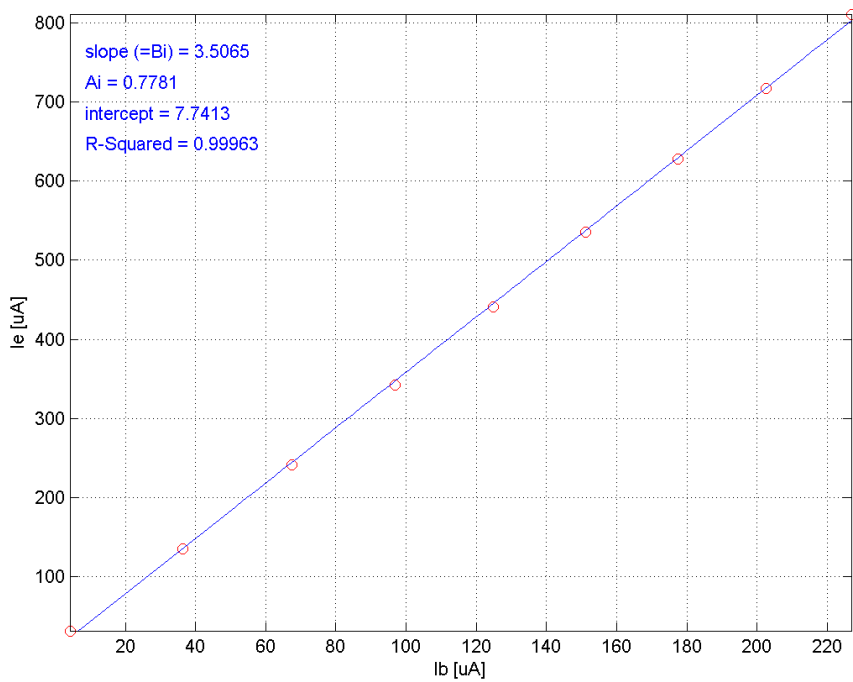
Ennél a mérésnél egy harmadik feszültségmérővel mértem a bázis-emitter feszültséget (V_{BE}) is, a később szükséges V_{BE} - I_C karakterisztika felvételéhez.

Az inverz aktív tartományban működtetett tranzisztor esetén a mérési elrendezés az előzővel majdnem teljesen megegyezik. A különbség annyi, hogy az inverz aktív tartomány biztosításához a tranzisztor emitterét és kollektorát fel kell cserélni. Ehhez a méréshez szükséges egy másik mérés elvégzése is, mert az általunk használt tranzisztor gyárilag beépített védődiódát tartalmaz az emitter és a kollektor között (az emitter az anódja). Először a beépített dióda nyitóirányú karakterisztikáját kell megmérnünk a 4-6. ábrán látható elrendezéssel. A B_1 „mérésével” kapott emitter áram értékeiből ki kell vonni az azonos V_{CE} feszültségekhez tartozó emitter-kollektor diódán folyó áramértékeket, így csak a tranzisztoron folyó áramok lesznek figyelembe véve.



4-6. ábra: Az emitter-kollektor dióda karakterisztikájának mérési elrendezése

Az így elvégzett bázis-, emitteráram mérésének eredménye látható a 4-7. ábrán.

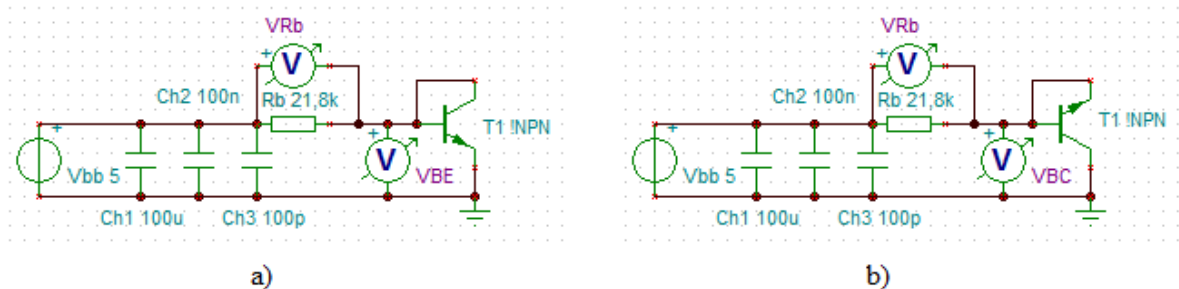


4-7. ábra: I_B - I_E mérés eredménye

Ebben az esetben is az illesztett egyenes meredekségével azonos az áramerősítési tényező, melynek értéke: $B_I \approx 3.5$, és a hozzá tartozó földelt bázisú áramerősítési tényező: $A_I \approx 0.77$. Ezek az értékek is a várt nagyságrendbe esnek.

4.2.2 I_{ES} , I_{CS} , V_{termE} és V_{termC} meghatározásához szükséges mérések, és számítások:

A szaturációs áramok ismeretéhez külön-külön vizsgáltuk a bázis-emitter és bázis-kollektor P-N átmeneteket. Mivel a szaturációs áramértékek nagyon kicsik (fA nagyságrendűek), ezért ezeket az áramokat nem tudom közvetlenül mérni, hanem matematikai úton fogom meghatározni. A mérési módszerhez a (4-5)-ös és a (4-6)-os egyenleteket használom fel, valamint az előzőekben meghatározott földelt bázisú áramerősítési tényezőket. A (4-5)-ös egyenletből, ha a $V_{BC} = 0$ feltételt biztosítjuk, azaz a kollektort és a bázist rövidzárjuk, akkor visszavezethető a mérés egy dióda mérésére. A (4-6)-os egyenletnél hasonló eredményt kapunk a $V_{BE} = 0$ feltétel biztosításával. Ezek alapján a szükséges mérési elrendezések a 4-8. ábrán láthatók. Az a) esetben a tranzisztor kollektorát és bázisát összekötjük, így fel tudjuk venni a bázis-emitter átmenethez tartozó feszültség-áram karakterisztikát. A b) esetben az elv ugyanez, csak ott az emittert és a bázist kötjük össze, és a bázis-kollektor átmenethez tartozó karakterisztikát vesszük fel.

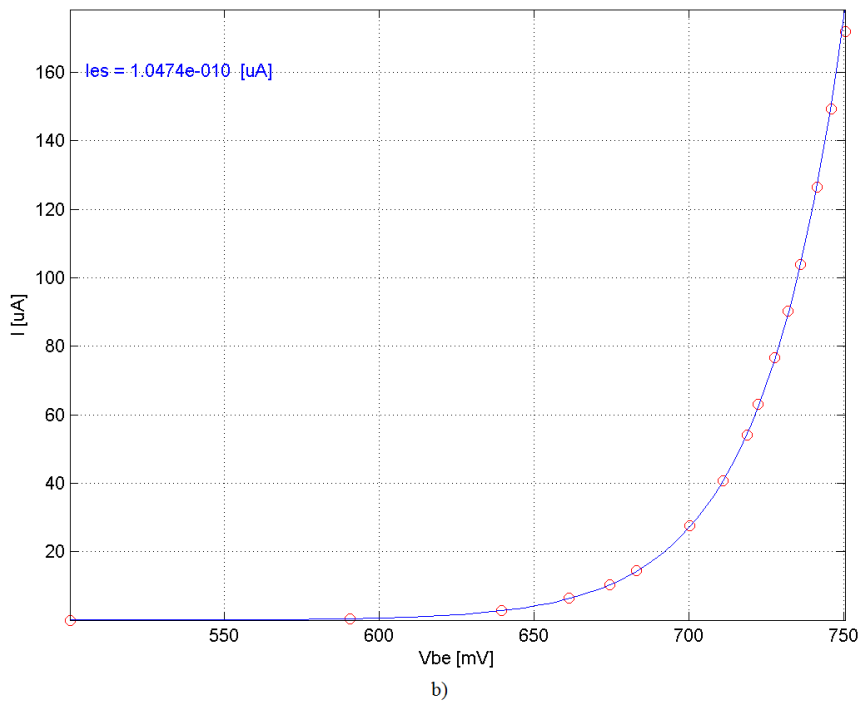
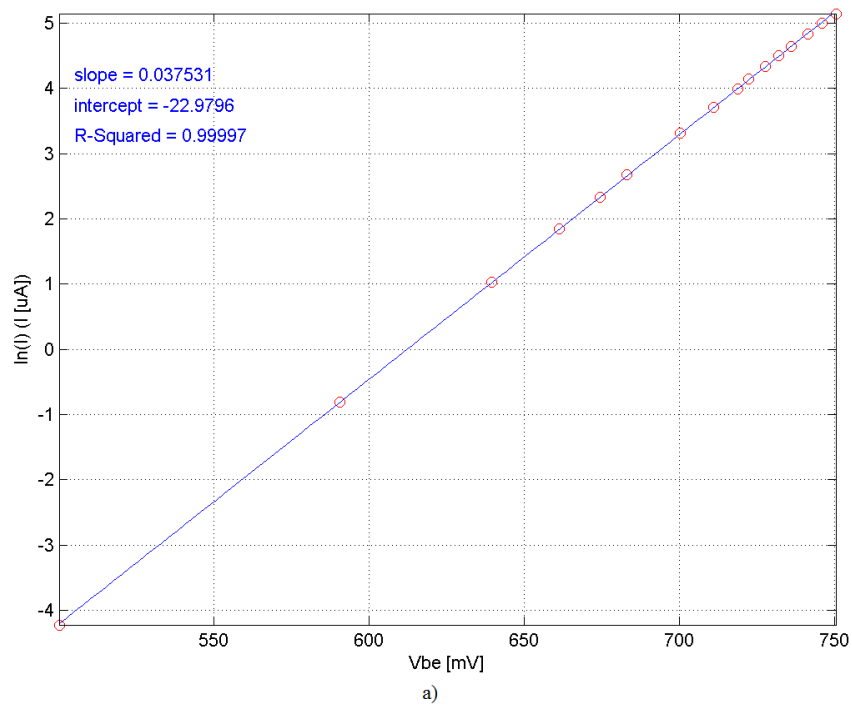


4-8. ábra: Mérési elrendezések a bázis-emitter és a bázis-kollektor átmenetek méréséhez

A mérések során a P-N átmenetek nyitóirányú karakterisztikáját mérjük, majd az ideális dióda karakterisztikákat felhasználva (a (4-3)-as és a (4-4)-es egyenletek) görbe illeszthető a kapott pontokra.

Szobahőmérsékleten az egyenletekben szereplő V_{term} potenciál 26 mV. Amennyiben a használt V_{BE} és V_{BC} feszültségek ennél nagyobbak, akkor az egyenletekből az exponenciális tag mellett szereplő (-1)-es konstansok elhagyhatók, és így két paraméterrel rendelkező exponenciális függvényeket kapunk ($y = A \cdot e^{\lambda \cdot x}$, ahol $A = I_{ES}$, illetve $A = I_{CS}$; $x = V_{BE}$, illetve $x = V_{BC}$; és $\lambda_E = 1/V_{termE}$, illetve $\lambda_C = 1/V_{termC}$). Az $y = A \cdot e^{\lambda \cdot x}$ kifejezésnek a természetes alapú logaritmusát véve a következő egyenletet kapjuk: $\ln(y) = \ln(A) + \lambda \cdot x$, ami már lineárisan függ x -től. Ezt a kifejezést felhasználva már nem exponenciális görbét kell illeszteni a mért adatokra, hanem egy egyenest (mint a korábbi illesztések esetén), azaz ebben az esetben is használható a már ismertetett görbeillesztő függvény.

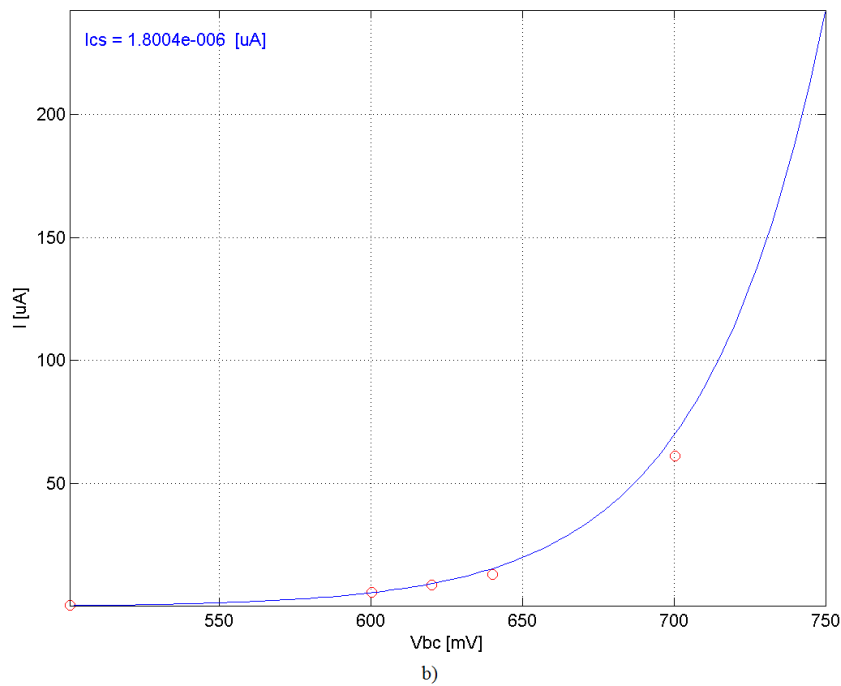
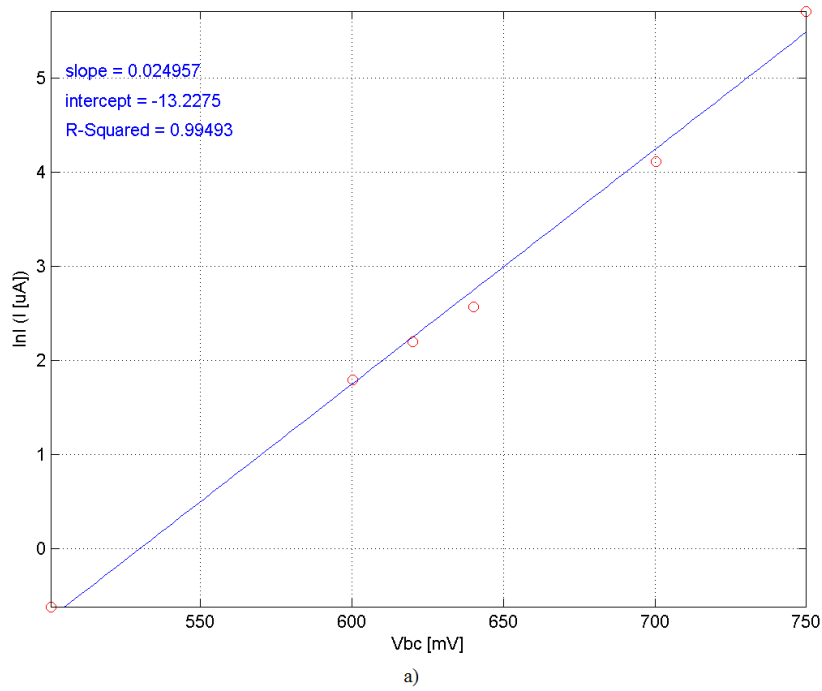
A 4-9. ábrán látható a bázis-emitter átmenethez tartozó eredmények. Az a) ábrán a függőleges tengelyen a mérésből származó áramértékek természetes alapú logaritmusai látható, így linearizálva az eredetileg exponenciális görbét. Az ábrán látható még az illesztett egyenes paraméterei. Ezek közül számunkra az y tengellyel való metszéspont, azaz az intercept értéke és a meredekség, azaz a slope értéke a fontos. Az egyenes meredeksége λ_E -vel egyezik meg, azaz ebből az értékből kiszámítható V_{termE} . A metszéspont értékéből meghatározható a mért P-N átmenet szaturációs árama. Az így meghatározott szaturációs áram, valamint a mért nyitóirányú karakterisztika látható a 4-9. ábra b) részén. A modellhez szükséges még a dióda termikus feszültsége is, melyet meghatározhatunk az illesztett egyenes meredekségéből.



4-9. ábra: -emitter átmenet mérési eredményei, nyitóirányú karakterisztikája és szaturációs árama

A bázis-kollektor átmenet mérésénél a 4-8. ábrán látható mérési elrendezés esetén figyelembe kell venni, hogy így a beépített védődióda is kinyit, ezáltal nem a kívánt áram lesz mérhető, hanem a két áram összege. Ahhoz, hogy megkapjuk az átmeneten folyó áramot a B_1 méréshez hasonlóan, most is ki kell vonni a mért áramértékből az azonos V_{CE} feszültséghez tartozó emitter-kollektor diódán folyó áramértéket. Ezek alapján, a bázis-kollektor P-N átmenet karakterisztikája látható a 4-10. ábrán. Az előzőhöz hasonlóan az a) ábrán a függőleges tengely logaritmikus skálázással szerepel, és látható még rajta az illesztett egyenes adatai. A b) ábrán az átmenet

nyitóirányú karakterisztikája látható már lineáris skálázású függőleges tengely esetén, valamint a mért adatokból meghatározott szaturációs áram értéke.



4-10. ábra: bázis-kollektor átmenet mérési eredményei, nyitóirányú karakterisztikája és szaturációs árama

A következő táblázat foglalja össze a modellhez szükséges paramétereket.

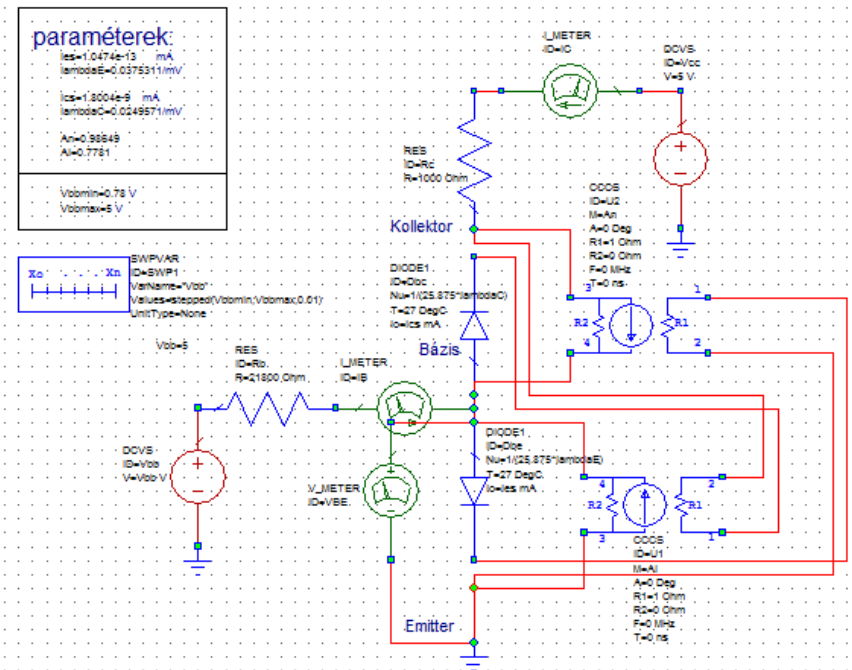
I_{ES}	$1.0474 \cdot 10^{-16} A$
I_{CS}	$1.8004 \cdot 10^{-12} A$

A_N	0.98649
A_I	0.7781
V_{termE}	26.6446 mV
V_{termC}	40.0689 mV

4-1. táblázat: A használt tranzistor Ebers-Moll helyettesítőkép paraméterei

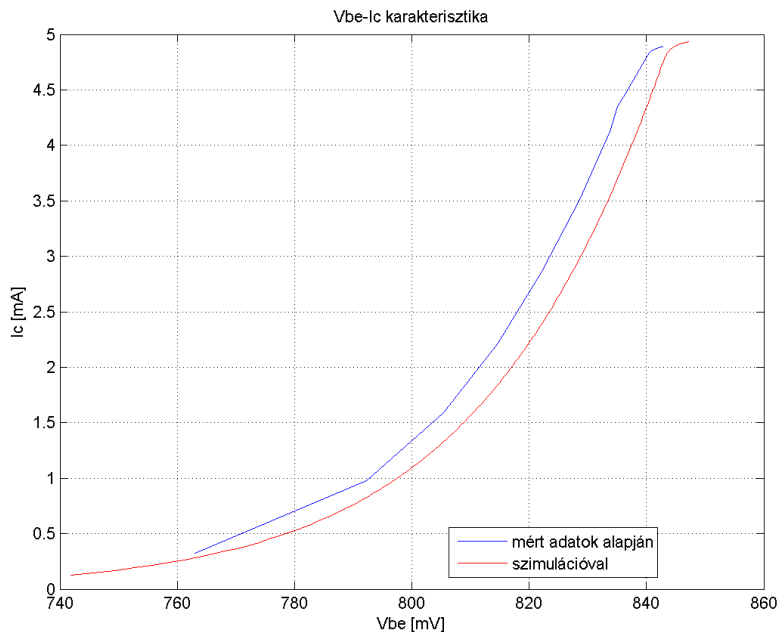
4.2.3 V_{be} - I_c karakterisztika felvétele és a modell ellenőrzése.

Az előzőekben megkapott Ebers-Moll paraméterek alapján az AWR Microwave Office programban összeállítottuk a 4-11. ábrán látható áramkört, mellyel a V_{be} - I_c karakterisztikát szimuláljuk. Az így kapott karakterisztikát összehasonlítjuk az A_N normál aktív áramerősítési tényező meghatározásánál végzett méréssel együtt felvett V_{be} - I_c karakterisztikával.



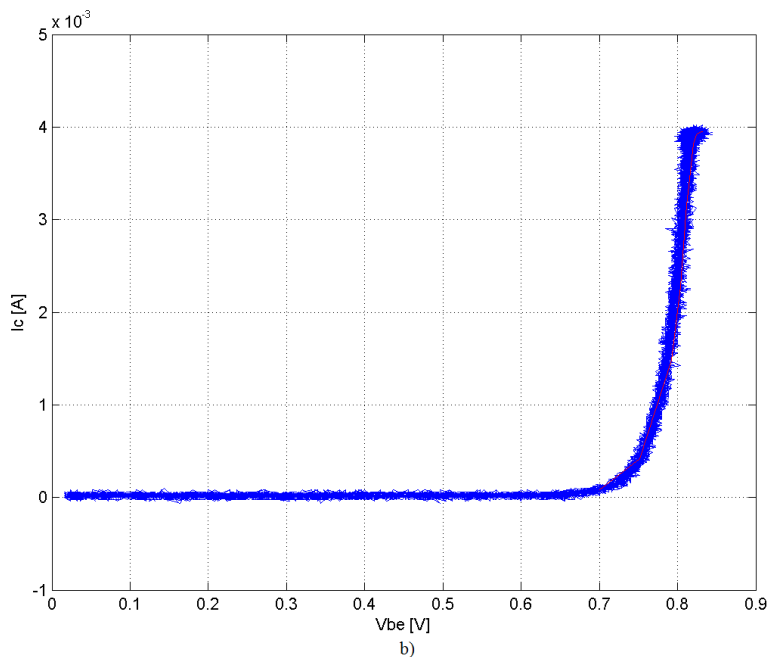
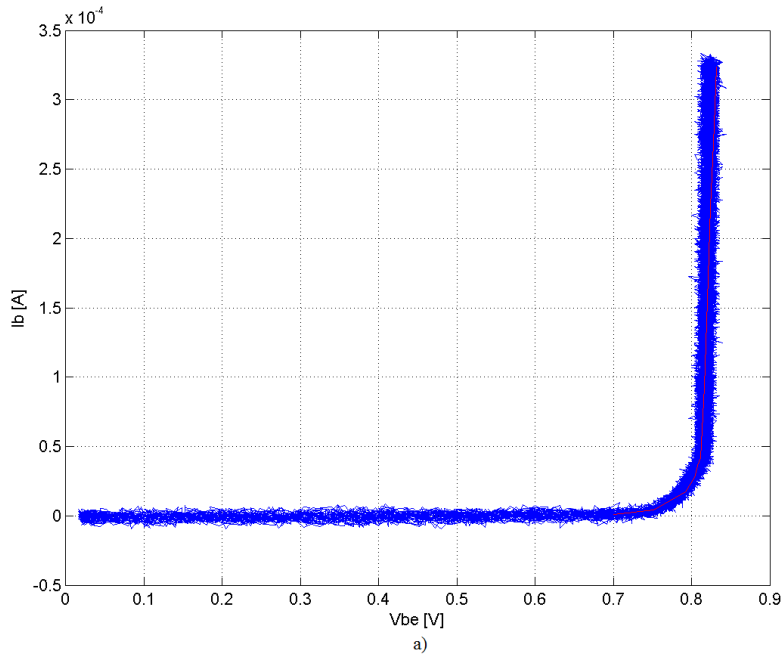
4-11. ábra: Szimuláció a V_{be} - I_c karakterisztikához

A 4-12. ábrán látható a két görbe. Mindkét görbén jól látható a telítési szakasz kezdete. A telítési áram értéke 5 mA közelében van, amely megfelel a mérésnél, és a szimulációnál használt 1 k Ω -os kollektorellenállásnak, valamint az állandó értéken tartott $V_{cc} = 5$ V-os feszültségnek. A görbék a várt exponenciális jelleget mutatják.



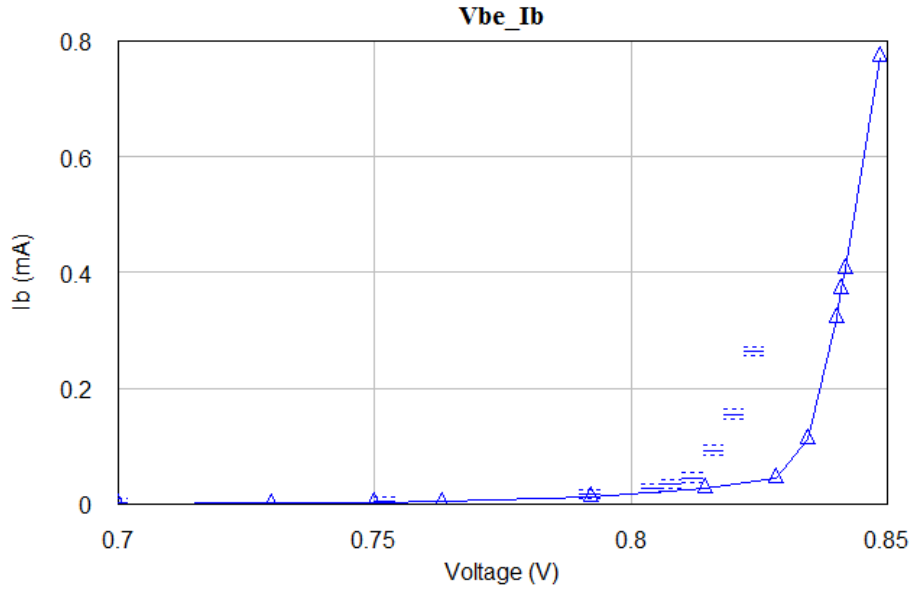
4-12. ábra: V_{be} - I_c karakterisztika (kék: mérés alapján; piros: szimuláció alapján)

Mivel a két görbe nem fedí egymást ezért a szimulációban további optimalizálás szükséges az Ebers-Moll paraméterekre. Az optimalizáláshoz elvégeztünk egy újabb mérést. Az összeállítás a 4-4. ábrán látható elrendezéshez hasonlít azokkal a különbségekkel, hogy most nem multimétereket használunk, hanem egy négycsatornás oszcilloszkópot. A négy csatornával folyamatosan mérjük a bázis-emitter feszültséget, a kollektor-emitter feszültséget, a V_{cc} tápfeszültségét (4 V), és a V_{bb} feszültséget. A V_{bb} feszültséget most nem mi állítjuk be az előre meghatározott értékekre, hanem egy 100 Hz-es háromszögjellel vezéreljük. A háromszögjel csúcstól-csúcsig feszültsége 4 V, ofszet feszültsége 2 V, így a számunkra szükséges amplitúdó értékeket veszi fel. A négy csatornáról lementett adatokból Matlabbal kiszámítjuk a szükséges áramértékeket az ismert ellenállásokat felhasználva. Az így kapott eredmények a 4-13. ábrán láthatók. A kék vastag görbe mutatja a mérési eredményt. A kék görbe mellett található egy piros görbe is, amely néhány 700 mV-nál nagyobb bázis-emitter feszültséghez tartozó átlagát mutatja a bázisáramnak, illetve a kollektoráramnak. Ezeket az értékeket felhasználva végeztünk az AWR Microwave Office szimulátorban optimalizálást.

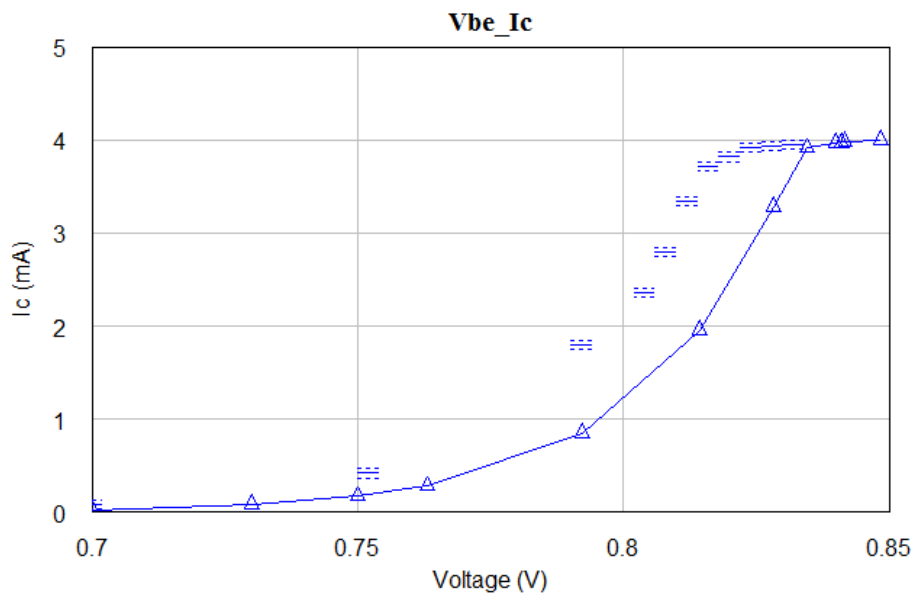


4-13. ábra: Mérési eredmény az optimalizációhoz

Az optimalizáláshoz tíz bázis-emitter feszültségérték közelében (kis tartományokra) adtuk meg az áramértékeket (a kívánt áramértékekhez közeli alsó és felső határt) mind a V_{be} - I_b és mind a V_{be} - I_c karakterisztika esetén. Az optimalizáláshoz megadott céltartományok láthatók a 4-14. ábrán. Ahhoz, hogy minden optimalizálási célt egyformán vegyen figyelembe az egyes bázis-emitter feszültség értékekhez súlyokat is megadtam az adott feszültséghez tartozó áramértékek alapján. Az optimalizáláshoz az AWR MWO szimulációs program Simplex Optimizer algoritmusát használtam. Az optimalizálás előtti és utáni paraméterértékeket a 4-2. táblázat mutatja.



a)



b)

4-14. ábra: Optimalizáláshoz megadott tartományok

	Optimalizálás előtt	Optimalizálás után
I_{ES} [mA]	1.0474e-13	1.497e-13
λ_E [1/mV]	0.037531	0.03787
A_N	0.98649	0.9842
I_{CS} [mA]	1.8004e-9	9.45e-5
λ_C [1/mV]	0.024957	0.02593
A_I	0.7781	0.853

4-2. táblázat: Optimalizálás előtti, és optimalizálás utáni paraméterértékek

5 Az oszcillátor részáramköreinek megtervezése:

5.1 Munkapont beállító áramkör elemeinek méretezése:

Az optimalizáció után már egy megfelelő tranzisztormodell áll a rendelkezésünkre, amellyel már összeállíthatjuk a szimulátorban a készíteni kívánt oszcillátor kapcsolási rajzát. Az áramkör tervezésének első lépése az aktív eszköz munkapontjának beállítása. A választott BFP 420-as tranzisztor adatlapja alapján a maximális kollektor-emitter feszültség 4.5 V, és a maximális kollektoráram 35 mA. A tervezés során a kollektor-emitter feszültséget a maximálisan megengedett érték felére, azaz 2 V-ra, és 2 mA-es kollektoráramra méretezem a munkapont beállító ellenállásokat. A tranzisztor modellezésénél a mérések során, és a szimulációban is figyelembe vettem a kollektoráram telítődését biztosító 1 k Ω -os kollektorellenállást, ezért ezt az értéket használom a tranzisztor munkapont beállításához is. Még egy szabad paraméterem van a tervezésben, és ez a tápfeszültség megválasztása. Adott tápfeszültség esetén ki tudjuk számítani az általunk szükséges emitterellenálláson eső feszültséget az

$$U_{táp} = U_{CE} + U_{RC} + U_{RE} \quad (5-1)$$

képlettel.

Az általunk választott kollektoráram, és a már meglévő kollektorellenállás értékeiből Ohm törvényéből adódik $U_{RC} = I_C \cdot R_C = 2 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = 2 \text{ V}$. A tápfeszültség megválasztásával már az emitterellenálláson eső feszültség értéke is adódik. A kollektoráram megválasztása, és az Ebers-Moll paraméterek mérésénél kiszámított normál aktív közösemmitteres áramerősítési tényező értékét ($B_N=73$) figyelembe véve a (4-8)-as képlet alapján meghatározhatjuk a bázisáram értékét:

$$I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{2 \text{ mA}}{73} \approx 27.4 \mu\text{A}, \quad (5-2)$$

és így az emitteráram értéke:

$$I_E = I_C + I_B \approx I_C = 2 \text{ mA}. \quad (5-3)$$

Ezt figyelembe véve már az emitterellenállás értékét is kiszámíthatjuk Ohm törvényével megválasztott tápfeszültség esetén. Az U_{RE} feszültséggel, valamint átlagos bázis-emitter nyitófeszültséggel számolva (0.8 V) meghatározhatjuk az R_{b2} -es bázisosztón eső feszültség értékét. Ha a rajta folyó áramot a bázisáram tízszeresére választom ($I_{R_{b2}} = 274 \mu\text{A}$). Az R_{b1} értékét többféle módon is kiszámíthatjuk. Egyik egyszerű módja, ha felír az R_{b2} és R_{b1} ellenállások soros kapcsolásából a már ismert U_{R2} értéket az $U_{táp}$ ismeretében:

$$U_{R_{b2}} = U_{táp} \cdot \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}. \quad (5-4)$$

Ebből az egyenletből kifejezhető a még meg nem határozott bázisosztó ellenállás értéke:

$$R_{b1} = R_{b2} \cdot \left(\frac{U_{táp}}{U_{R_{b2}}} - 1 \right). \quad (5-5)$$

A tápfeszültséget 5 V-nak megválasztva, az ismert feszültség értékek, valamint az (5-1) képlet alapján az emitterellenálláson eső feszültség értéke 1 V. A már kiszámított emitteráram értékét felhasználva az emitterellenállás értéke 500 Ω . Az emitterellenálláson eső feszültségből következik, hogy a bázisosztó R_{b2} -es ellenállásán 1.8 V-nak kell lennie. Az előzőekben kiszámított $I_{R_{b2}}$ áramérték alapján az R_{b2} ellenállás értéke

6.569 kΩ. Így már a bázisosztó másik ellenállásának értéke is meghatározható, amely 11.555 kΩ. A rendelkezésre ellenállások közül ezekhez az értékekhez a 6.8 kΩ, 12 kΩ értékek állnak közel, míg az 500 Ω-ot egy 470 Ω-os és egy 33 Ω-os ellenállás sorba kapcsolásával érjük el.

A tranzisztor munkapontjának beállítása után a következő feladat az oszcillátor rezgőkörének méretezése.

5.2 Rezgőkör méretezése

A méretezendő rezgőkörnek a 3.2 fejezetben bemutatott (3-4) és (3-6) frekvencia- és amplitúdó feltételeket kell teljesítenie. A (3-6)-os amplitúdó feltételben szerepel a rezgőköri tekercs soros veszteségi ellenállása, ezért először a használni kívánt tekercset kell elkészíteni, hogy utána kiszámíthatók legyenek a szükséges kapacitás értékek.

Az induktivitás méretezéséhez a szolenoidra vonatkozó

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot A}{l} \quad (5-6)$$

képlet használható, ahol μ_0 a vákuum permeabilitása, μ_r a relatív permeabilitás, N a menetszám, A a tekercs keresztmetszete, és l a tekercs (mágneses erővonalak) hossza. Mivel légmagos tekercset szeretnénk használni, ezért $\mu_r = 1$. $L = 100 \text{ nH}$ induktivitás értékhez a 3.3 mm-es átmérő és 13 mm-es hosszúság esetén $N = 11$ menet szükséges. Az így elkészített induktivitást az Almost All Digital Electronics L/C Meter IIB induktivitás mérőjével ellenőrizve az elkészített induktivitás 101 nH értékű

Az említett műszerrel sajnos a jósági tényezőjét nem tudtam közvetlenül mérni az elkészült tekercsnek, ezért egy kézi multiméterrel mértem meg a soros veszteségi ellenállását (R_s), amely 0.1 Ω értékű.

A visszacsatoló kapacitások (C_1 és C_2) meghatározáshoz a Clapp oszcillátornál bemutatott (2-6) amplitúdó feltételt használjuk fel. Ebben a feltételben szerepel a transzkonduktancia, amely kifejezhető a normál aktív földelt emitteres alapkapcsolás áramerősítésével és az előfeszített tranzisztor bemeneti ellenállásával. Az előfeszített tranzisztor bemeneti ellenállása:

$$Z_{in} = R_{b1} \times R_{b2} \times (B_N \cdot R_E) = 12000 \Omega \times 6800 \Omega \times (73 \cdot 500 \Omega) = 3879 \Omega. \quad (5-7)$$

így a transzkonduktancia értéke:

$$g_m = \frac{B_N}{Z_{in}} = \frac{73}{3879 \Omega} = 0.0188 \text{ S}. \quad (5-8)$$

Így már minden szükséges adat rendelkezésünkre áll, hogy az amplitúdó feltételből meghatározzuk a két kapacitás szorzatát. Átrendezve a (3-6)-os képletet:

$$\frac{g_m}{\omega_0^2 \cdot R_s} > C_1 \cdot C_2, \quad (5-9)$$

amelybe behelyettesítve az szükséges értékeket:

$$\frac{0.0188 \text{ S}}{(2 \cdot \pi \cdot 90 \cdot 10^6 \text{ Hz})^2 \cdot 0.1 \Omega} = 5.87 \cdot 10^{-19} > C_1 \cdot C_2,$$

Ez a feltétel teljesül, ha mind a két kapacitást 100 pF-nak választjuk ($C_1 \cdot C_2 = 10^{-20}$).

Az induktivitással soros C_3 kapacitás értékének meghatározásához a Clapp oszcillátorra vonatkozó (3-4)-es frekvencia feltételt használjuk. Az említett feltétellel a kívánt frekvenciához, és az elkészített induktivitáshoz meghatározható a szükséges eredő kapacitás:

$$C_{eredő} = \frac{1}{L \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_0)^2}. \quad (5-10)$$

Behelyettesítve a készített induktivitás és a kívánt frekvencia értékét:

$$C_{eredő} = \frac{1}{114.8 \text{ nH} \cdot (90 \cdot 10^6 \text{ Hz})^2} = 27.2 \text{ pF}.$$

A szükséges eredő- és a visszacsatoló kapacitások ismeretében a (3-5)-ös képlettel meghatározhatjuk C_3 kapacitás értékét:

$$\frac{1}{C_3} = \frac{1}{C_{eredő}} - \frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2}, \quad (5-11)$$

azaz

$$C_3 = \frac{1}{\frac{1}{C_{eredő}} - \frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2}} = \frac{1}{\frac{1}{27.2 \text{ pF}} - \frac{1}{100 \text{ pF}} - \frac{1}{100 \text{ pF}}} = 59.6 \text{ pF}.$$

Ehhez a számított értékhez az 56 pF-os kapacitás van a legközelebb.

Az oszcillátor szimulációjában első közelítésként a használni kívánt kapacitások névleges értékét használtam (így 91.4 MHz a rezonanciafrekvencia), majd az induktivitás mérésénél említett L/C Meter IIB műszerrel megmértem a használni kívánt kapacitásokat, hogy a szimulációban a pontos kapacitásértékek legyenek figyelembe véve. A mért kapacitás értékeket a következő táblázat tartalmazza.

C_1	101.5 pF
C_2	95.6 pF
C_3	55.8 pF

5-1. táblázat: Rezgőköri kapacitások

Az oszcillátor további részét képzik a közvetlenül a bemenetnél elhelyezett hidegítő kondenzátorok, valamint a kimeneten elhelyezett csatoló kondenzátor. Az előbbi kondenzátorok úgy lettek megválasztva, hogy viszonylag széles frekvenciatartományban szűrjék a tápfeszültséget biztosító generátor esetleges zavarait. A kimeneti csatoló kondenzátor értékét úgy választottuk meg, hogy az általunk választott rezonanciafrekvencián (90 MHz-en) rövidzárként viselkedjen. Ehhez az

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{ki}} \quad (5-12)$$

képlet alapján $X_C = 10 \Omega$ estén $C_{ki} = 17.68 \text{ nF}$ értékű kapacitás szükséges.

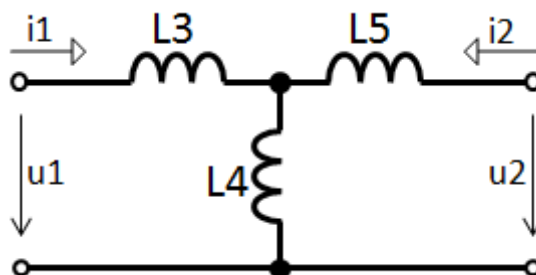
A szimulációs eredmények láttán megterveztük az áramkör layoutját, majd egy egyoldalas hordozón realizáltuk az áramkört. Sajnos az elkészített oszcillátor a tervezett tápfeszültség rákapcsolása esetén nem jött rezgésbe, ezért számba vettük a legvalószínűbb lehetséges okokat. A legvalószínűbbnek azt találtuk, hogy a kimenetre csatlakoztatott spektrum analízátor bemeneti ellenállása terheli le annyira, hogy nem jön létre az oszcilláció. Ennek a kiküszöbölésére egy transzformátort terveztünk a már elkészített oszcillátor kimenetére. A transzformátor primer és szekunder oldali tekereseinek menetszámát úgy választottuk meg, hogy az oszcillátorra kapcsolt műszer impedanciáját nagyobb értékre transzformálja. Ezzel együtt kihasználjuk, hogy az oszcillátor kimenetén a kimeneti csatoló kondenzátor és a transzformátor primer tekerese egy soros rezgőkört alkot. Mivel a transzformátor impedancia áttételével létrehozzuk a nagyimpedanciás lezárást, ezért a kimeneti csatoló kondenzátor értékét módosíthatjuk úgy, hogy a kimeneti soros rezgőkör rezonanciafrekvenciája 90 MHz legyen. Ezzel elérhetjük, hogy az alapharmonikust minimálisan csillapítsa, a többi komponenst pedig a frekvencia függvényében csillapítsa.

5.3 Transzformátor készítése:

A transzformátor primer oldali (oszcillátor felőli) tekerését $N_1=12$ menetesre, míg szekunder oldali tekerését $N_2=2$ menetesre terveztük, így a szekunder oldalra kapcsolt impedanciát n^2 -szer nagyobbak mutatja a primer oldal felé, ahol n a menetszámok aránya:

$$n = \frac{N_1}{N_2}. \quad (5-13)$$

Esetünkben ez az érték 6, azaz a szekunder oldali impedanciát 36-szor nagyobbak mutatja a primer oldal felé. Az elkészített transzformátort a szimulációban is figyelembe kell vennünk, ezért azt a T-helyettesítő képpel modellezzük. A modell az 5-1. ábrán látható.



5-1. ábra: Transzformátor modell

A modell paramétereinek meghatározásához fel kell írunk a transzformátornak mint kétkapunak az egyenleteit:

$$u_1 = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (5-14)$$

$$u_2 = M \cdot \frac{di_1}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_2}{dt}, \quad (5-15)$$

ahol L_1 a primer oldali induktivitás értéke, L_2 a szekunder oldali induktivitás értéke és M a kölcsönös induktivitás. Ha felírjuk a modellre vonatkozó egyenleteket:

$$u_1 = (L_3 + L_4) \cdot \frac{di_1}{dt} + L_4 \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (5-16)$$

$$u_2 = L_4 \cdot \frac{di_1}{dt} + (L_4 + L_5) \cdot \frac{di_2}{dt}. \quad (5-17)$$

A modell és a transzformátor egyenleteit összehasonlítva felírható a modell és a transzformátor közötti kapcsolat:

$$L_4 = M \quad (5-18)$$

$$L_3 + L_4 = L_1 \quad (5-19)$$

$$L_4 + L_5 = L_2. \quad (5-20)$$

Ebből az egyenletrendszerből már kifejezhetők a modell paraméterei, ha ismerjük a transzformátor primer oldali, szekunder oldali és kölcsönös induktivitását. A kölcsönös induktivitást felírhatjuk a primer és szekunder oldali induktivitásokkal, valamint a köztük lévő csatolási tényezővel (k):

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}, \quad (5-21)$$

ahol $0 \leq k \leq 1$.

A modell paramétereinek meghatározásához meg kell mérnünk a primer és szekunder oldali induktivitás értékét, és meg kell határoznunk a csatolási tényező értékét is. Az induktivitások méréséhez az (5-14)-es és (5-15)-ös egyenleteket használjuk fel. Az (5-14)-es egyenlet alapján, ha a szekunder oldalt szakadással zárjuk le ($di_2=0$), és úgy mérjük a primer oldalt, akkor közvetlenül az L_1 primer oldali induktivitást mérjük. Ehhez hasonlóan az (5-15)-ös egyenlet alapján, ha a primer oldalt zárjuk le szakadással ($di_1=0$), akkor az L_2 szekunder oldali induktivitást mérjük. Mivel három egyenlet van, ezért kell még egy mérést végeznünk. A harmadik mérésnél a szekunder oldalt rövidre zártuk, így az (5-15)-ös egyenletből u_2 értéke nulla lesz, és így kifejezhetjük az egyenletből $\frac{di_2}{dt}$ -t:

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{M}{L_2} \cdot \frac{di_1}{dt}, \quad (5-22)$$

amelyet behelyettesíthetünk az (5-14)-es egyenletbe:

$$u_1 = \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right) \cdot \frac{di_1}{dt}. \quad (5-23)$$

Azaz az így elvégzett méréssel $\left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right)$ értékét mérjük. Ha a mért értéket X -el jelöljük, és behelyettesítjük a kölcsönös induktivitás helyére az (5-21)-es képletet, akkor kifejezhetjük a csatolási tényező értékét:

$$k = \frac{\sqrt{L_1 \cdot L_2 - X \cdot L_2}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}. \quad (5-24)$$

A mért értékeket a következő táblázat mutatja:

L_1	2 μ H
L_2	175 nH

k	0.4868
---	--------

5-2. táblázat: Transzformátor paraméterei

Sajnos még így is jelentős eltérés volt a mért és a szimulációs eredmények között, ezért a tanszék hallgatói laboratóriumában lévő Hewlett Packard 4191A Rf impedancia analízátorral is megmértem 90 MHz-en az oszcillátoron használt kapacitásokat és induktivitásokat. A mérésekből kiderült, hogy jelentős eltérés van a két műszer között. A legjelentősebb különbségek az induktivitások esetén jelentkeztek. A transzformátoron végzett új mérések alapján a csatolási tényező még kisebb értéket mutatott, ezért készítettünk egy újabb transzformátort, ami a menetszámokon kívül a tekercsek hosszában is különbözött és átmérőjében is különbözött. A legjelentősebb különbséget a rezgőköri induktivitás mutatta. Amíg az L/C Meter IIB műszerrel a mért érték jól közelítette azt az értéket, amelyre terveztük, addig az impedancia analízátorral 90 MHz-en negatív induktivitást mértünk, ami azt jelenti, hogy a számunkra lényeges frekvencián a tekercs kapacitív jellegűt mutat. A szimuláció során azért mutatta ennek ellenére, hogy létrejön az oszcilláció, mert a szimulációban használt induktivitások ideálisak, azaz a frekvenciától függetlenül konstans induktitásúak.

Az eredmények miatt a rezgőkörhöz szükséges tekercset úgy módosítottuk, hogy 90 MHz-en legyen közel 100 nH értékű. Ez az impedancia analízátor már nem pusztán az induktitás értékét méri, hanem a jósági tényezőjét is. A behangolt 11 menetes tekercsnek nagyon rossz, mindössze 14-es értékű volt a jósági tényezője, ezért készítettünk egy újabb tekercset. Az új tekercsnek az átmérője sokkal nagyobb az előzőnél (3.3 mm helyett 12 mm), hossza és menetszáma viszont sokkal kisebb (hossza 13 mm helyett csak 3 mm, menetszáma 11 helyett 2.25), így várhatóan a tekercsnek sokkal kisebb lesz a szórt tere, és így a jósági tényezője is megnő. Az újonnan készített rezgőköri tekercs induktivitása 114.8 nH 90 MHz-en, azaz egy kicsit megváltoztatja az eddigi elméleti rezonancia frekvenciát, de a jósági tényezője 92, amely már közel nyolcszor akkora, mint a korábbi tekercs esetén. Mivel az új rezgőköri tekercsnek meg tudjuk mérni az induktivitását és a jósági tényezőjét, így ki tudjuk számítani a soros veszteségi ellenállását, amely a

$$R_s = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{L}{Q} \quad (5-25)$$

képlet alapján 0.7 Ω. Ezzel az értékkel újra megvizsgáljuk az oszcillátor erősítésére vonatkozó feltételt, mivel arra hatással van a soros veszteségi ellenállás értéke. Az (5-9)-es képlettel kiszámolva az új értékekre:

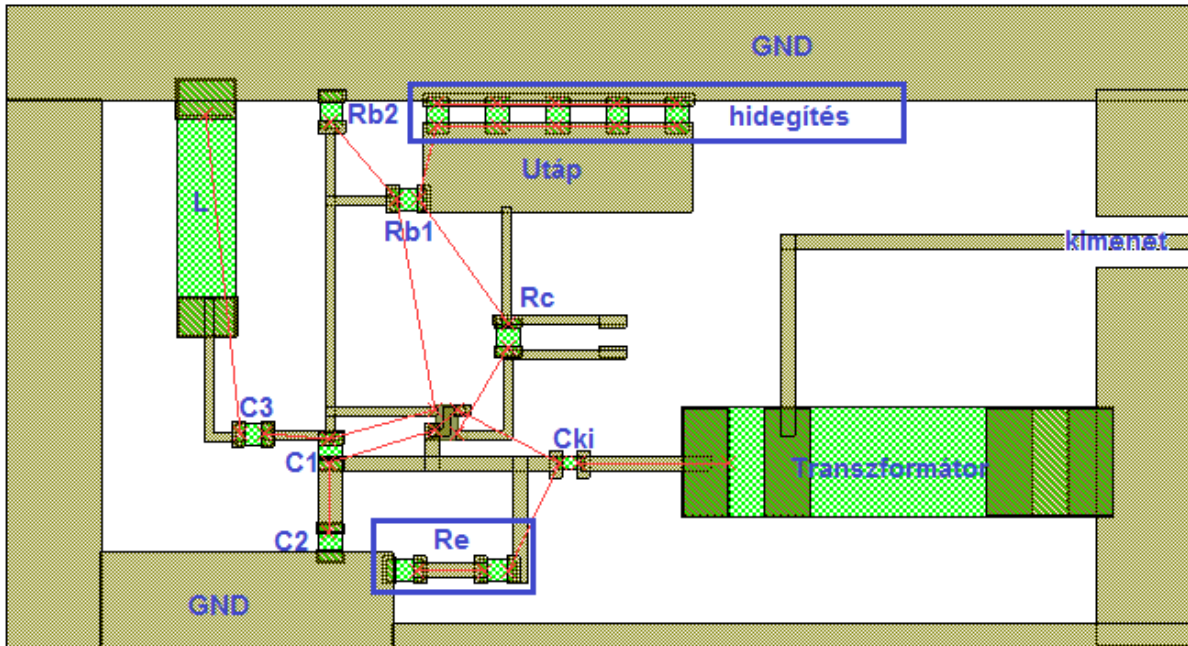
$$8.4 \cdot 10^{-20} > C_1 \cdot C_2$$

feltétel vonatkozik, amelyet az eddigi kapacitások teljesítenek. Az 5-3. táblázatban látható a HP impedancia analízátorral mért induktivitás és kapacitás különbségek 90 MHz-es frekvencián és 1 MHz-es frekvencián.

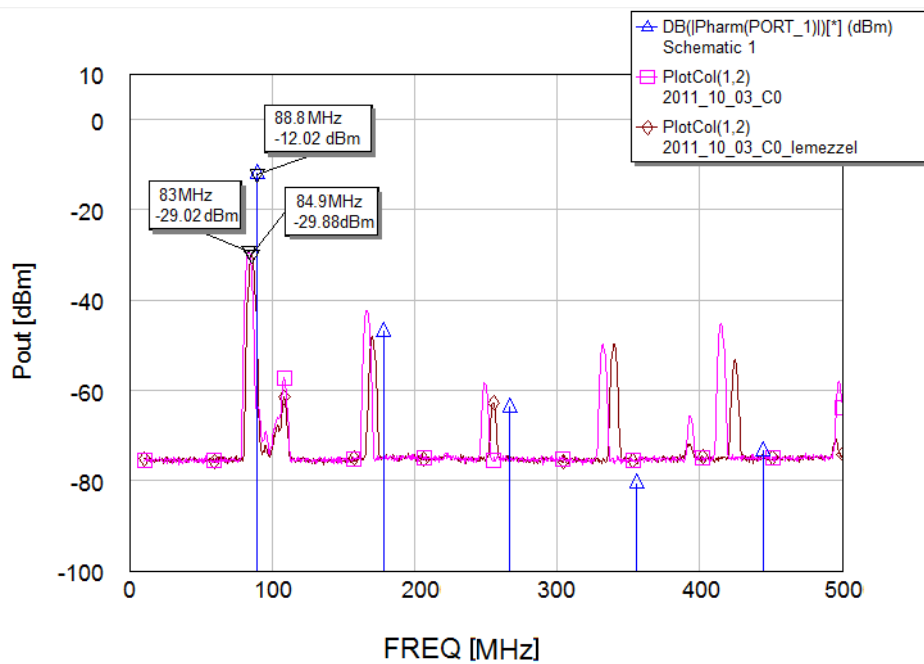
frekvencia	1 MHz	90 MHz
L	110 nH	114.8 nH
C ₃	54.8 pF	55.73 pF
C ₁	97.29 pF	100.12 pF
C ₂	101.6 pF	105.58 pF
L ₁	733 nH	1.382 μH
L ₂	57.6 nH	59.2 nH
X	534 nH	892 nH

5-3. táblázat: 1 MHz-en és 90 MHz-en mért induktivitás és kapacitás értékek

A megépített oszcillátor layoutját az 5-2. ábrán láthatjuk, míg a táblázatban szereplő értékkel a mért és szimulációs eredményeket az 5-3. ábra mutatja.



5-2. ábra: Az oszcillátor layoutja



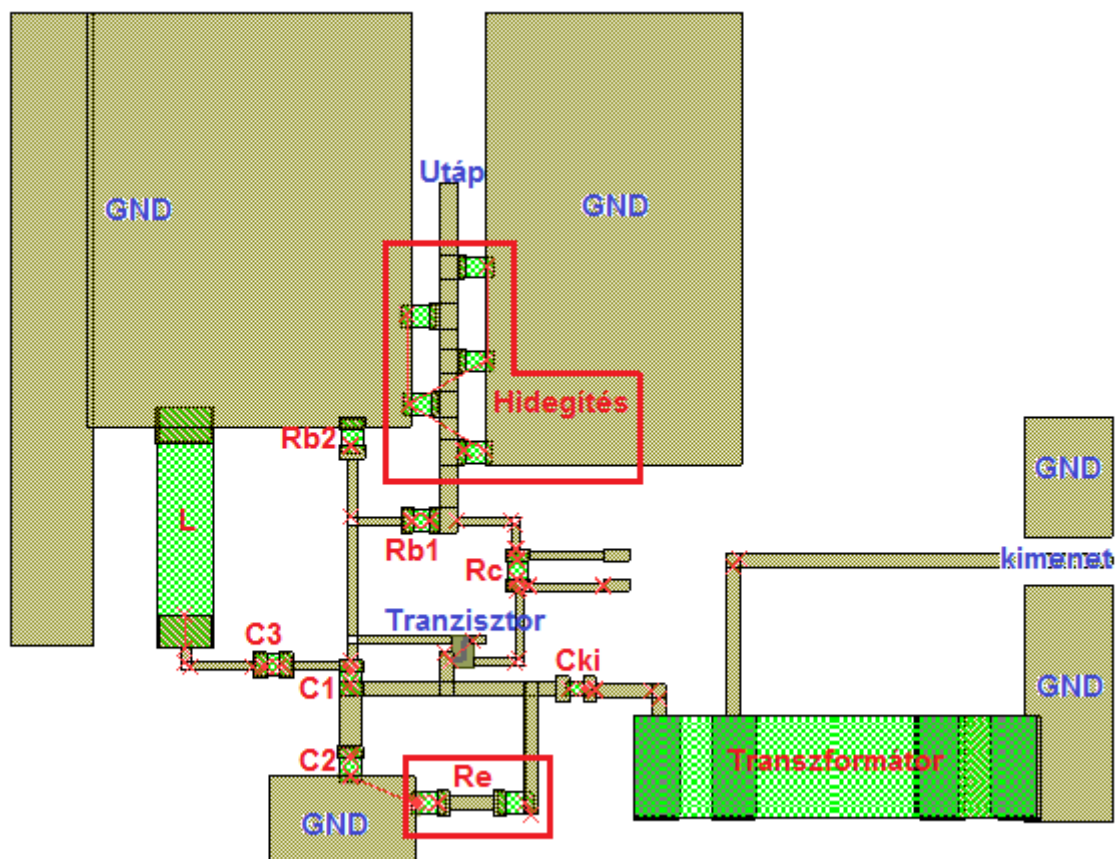
5-3. ábra: Mérési és szimulációs eredmények összehasonlítása.

6 A szimuláció pontosítása:

Az ábrán jól látszik, hogy a késsel jelzett szimulációs eredmény frekvenciában és amplitúdóban is eltér a mértől, de már sokkal nagyobb a hasonlóság, mint a korábbi esetekben. Az ábrán két mérési eredmény is látható. A rózsaszín színű az új oszcillátor spektruma normál nyugalmi esetben, míg a barna színű mérésnél egy leföldelt fémlemez helyeztem a rezgőköri tekercs és a transzformátor közé, hogy elszigeteljem az elektromos tereket. A méréseken jól látszik, hogy a lemez egy kis mértékben befolyásolta a frekvenciát, és a magasabb felharmonikusok esetén az amplitúdóra is hatással volt. mindkét mérés esetén jól látható az alapharmonikus

közelében az FM rádiósáv is. A szimulációs és mérési eredmények eltérését megpróbáltuk kompenzálni az egyes parazita hatások figyelembe vételével. Az 5-3. táblázatban szereplő értékek mérésekor megmértem az egyes elemek saját rezonanciáját is. Ezt úgy tudtuk meghatározni, hogy nem az induktivitás, illetve kapacitás értékeket mértük, hanem az impedancia abszolút értékét és fázisát. A frekvencia változtatása esetén figyeltük a fázis változását, és megkerestük azt a frekvenciát, amely esetén a fázis 0° . A sajátrezonanciák meghatározása után a Thomson képlettel ki lehet számolni a megfelelő parazita induktivitásokat, illetve parazita kapacitásokat. A kapacitások esetén a parazita induktivitásokat egy-egy soros induktivitással modelleztem, míg a tekercsekhez tartozó parazita kapacitásokat a tekercsekkel párhuzamosan elhelyezkedő kapacitásokkal vesszük figyelembe. Mivel a használt ellenállásokat nem mértük meg az impedancia analízissal, ezért azok parazitáit a szimulációban egy-egy hangolható értékű soros induktivitással, és párhuzamos kapacitással vettük figyelembe. Az együttes hatásuk (a hangolásokkal együtt) minimális volt a szimulációs eredményre.

A parazitákon kívül megvizsgáltuk az oszcillátort körülvevő földelt hurkot is. A hurokhoz érintett fém felület esetén a harmonikusok frekvenciája 1-2 MHz-cel megváltozott, míg amplitúdójuk minimálisan módosult. A hurok frekvenciaérzékenysége miatt készítettünk egy újabb layoutot, amely immár kétoldalas hordozón lett megvalósítva. A felső oldalon található föld PAD-ek mindegyike több vián keresztül csatlakozik az alsó oldalon lévő teli föld lemezhez. Az új layout a 6-1. ábrán látható.

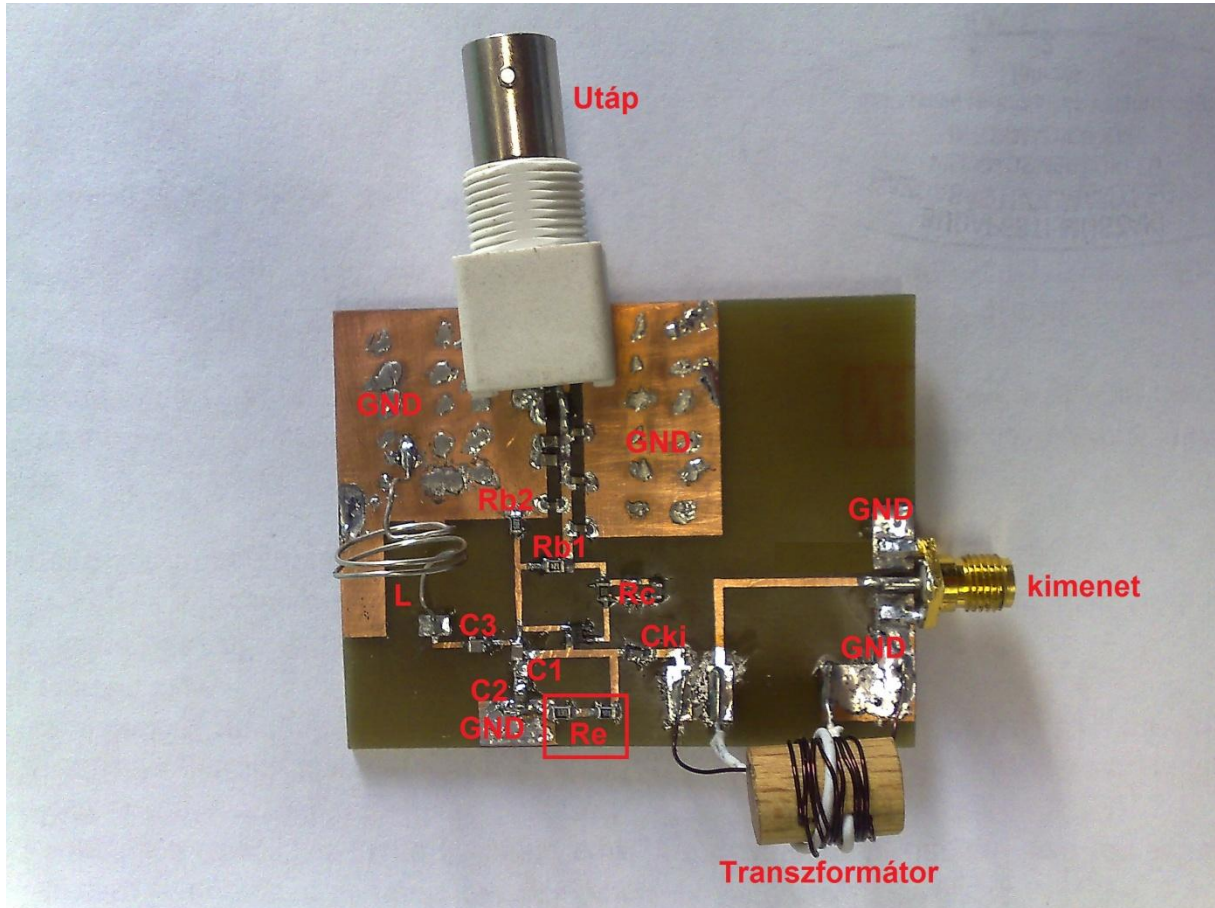


6-1. ábra: Új kétoldalas layout

Az új layouton nem csak a földelést módosítottuk, hanem a tápellátást is úgy alakítottuk ki, hogy azt az előző modellel ellentétbe ne két egy eres kábellel biztosítsuk, hanem árnyékolt koaxiális kábellel tudjuk biztosítani. Ehhez az szükséges, hogy BNC csatlakozót helyezünk el a hordozóra, emiatt kellett megnövelni a hordozó méretét.

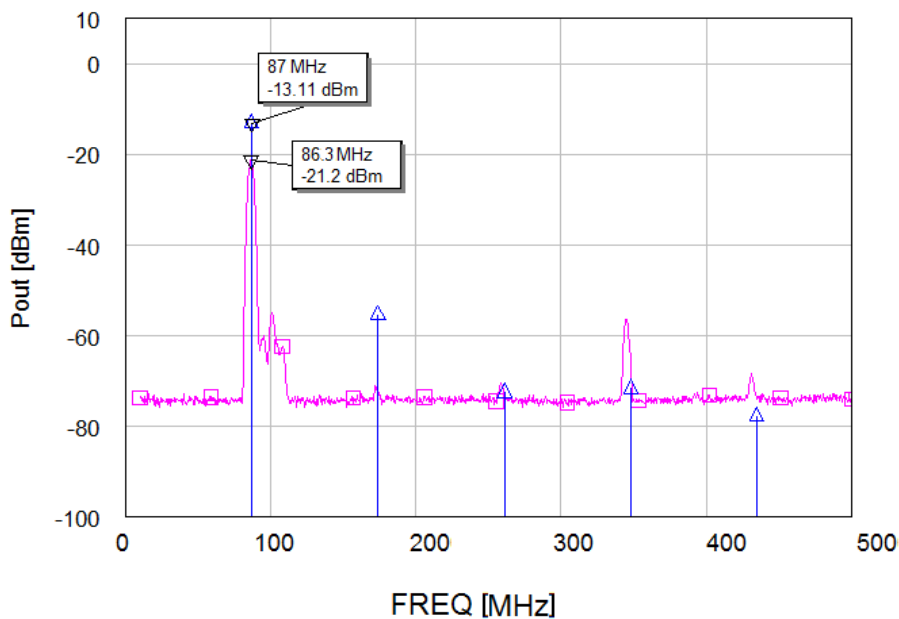
Az árnyékolt kábel használatára azért volt szükség, mert a korábban használt egy eres kábelek egyéb zavaró jelet is produkáltak (antennaként viselkedtek). Ez a hatás látható az 5-3. ábrán a 390 MHz-nél lévő közel -70 dB-es csúcson.

Az új áramkör a 6-2. ábrán látható.



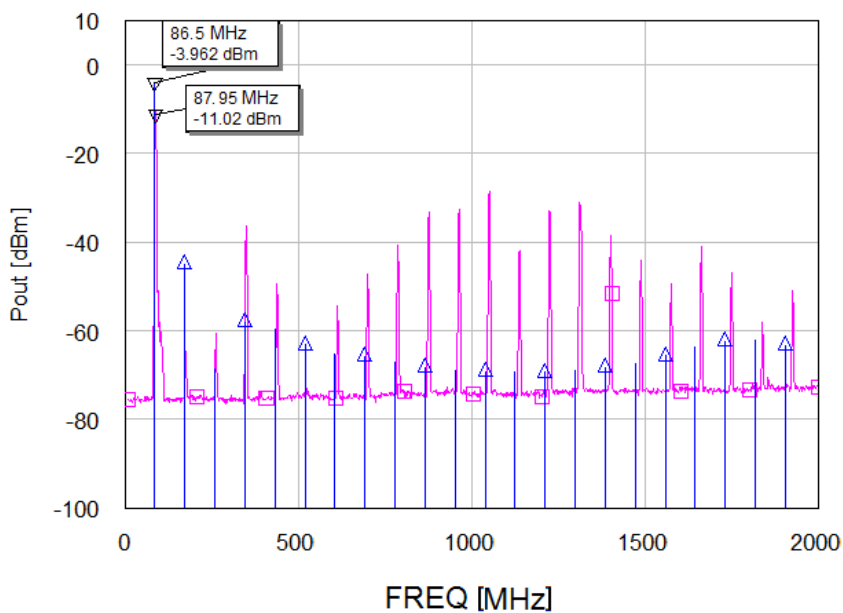
6-2. ábra: Az elkészített oszcillátor

A képen jól megfigyelhetők az egyes felületszerelt alkatrészek, és a földfelületeken elhelyezett átvezetések is. Az új oszcillátor spektruma látható a 6-3. ábrán. Összehasonlítva az 5-3. ábrával láthatjuk, hogy a mért és szimulált harmonikusok frekvenciái már szinte azonosak. A szimuláció szerint 87 MHz az alapharmonikus frekvenciája, a mérésből származó alapharmonikus frekvenciája 86.3 MHz, azaz már 1 MHz-en belüli az eltérés. Sajnos az amplitúdóbeli eltérés továbbra is fenn áll, igaz most már a korábbi eredményhez képest 10 dB-en belüli az eltérés az alapharmonikus esetén. Az első és harmadik felharmonikusoknál jól látszik, hogy jelentősebb amplitúdóbeli eltérés van a két eredmény között.



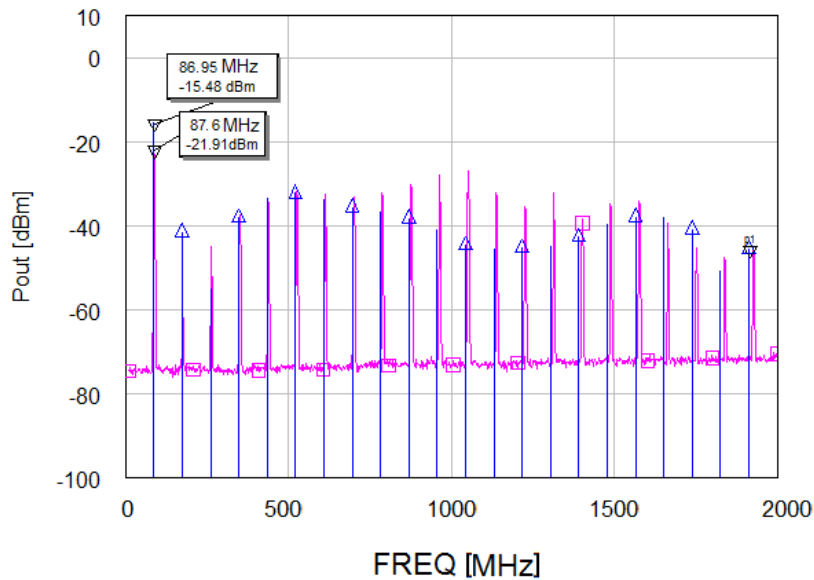
6-3. ábra: Az újonnan készített oszcillátor spektruma 500 MHz-ig

Az új oszcillátoron megvizsgáltuk, hogy milyen hatást gyakorol a kollektorellenállással párhuzamosan elhelyezett 10 pF értékű kapacitás, illetve a rövidre zárt kollektorellenállás. Ez utóbbi esetben azonban ügyelnünk kell a mérésnél, hogy nem adhatunk rá akármekkora feszültséget. Ezt korlátozza a tranzisztor maximálisan megengedett kollektor-emitter feszültsége, ezért ezeket a vizsgálatokat 3 V-os tápfeszültség esetén végeztük, és ennek megfelelően a szimuláció paramétereit is változtattuk. A kollektorellenállással párhuzamosan elhelyezett kapacitással végzett mérés eredménye látható a 6-4. ábrán, de ebben az esetben már nem 500 MHz-es felső határfrekvenciát használtunk, hanem 2 GHz-et, hogy a jóval távolabbi felharmonikusokat is megvizsgáljuk.



6-4. ábra: Oszcillátor spektruma 2 GHz-ig kollektorköri kapacitással

Az ábrán jól látszik, hogy a kollektorkörbe elhelyezett 10 pF-os kapacitás 9-10 dB-lel megnöveli az alapharmonikus amplitúdóját, de a szimulációs és mérési eredmények között továbbra is megmarad az eddigi amplitúdóbeli különbség. A távolabbi felharmonikusok burkolója éppen ellentétesen alakul, szimuláció esetén, a mért eredményhez képest. A nagyfrekvenciás komponensekre a kimeneti csatoló kondenzátor, és a transzformátor lehet nagy hatással. Mivel a szimulációban a felharmonikusok amplitúdója csökkenő (nagyfrekvenciák esetén állandósuló) burkoló szerint változik, ezért a transzformátor nélkül is végeztünk mérés és szimulációt, melynek eredményét a 6-5. ábra mutatja.



6-5. ábra: Oszcillátor Spektruma 2 GHz-ig transzformátor nélkül

Az ábrán jól látszik, hogy a transzformátor nélkül végzett mérés esetén felharmonikusok sokkal jobban egybeesnek a szimulációs eredményekkel. Összehasonlítva az előző ábrával jól látszik, hogy a transzformátor és a kimeneti csatoló kondenzátor által létrehozott kimeneti soros rezgőkör tényleg csillapította a felharmonikusokat, valamint a rezonanciafrekvenciája miatt tényleg kiemelte az alapharmonikusot. Az ábrán jól látszik az is, hogy az alapharmonikus amplitúdójának szimulációs és mérési eredményei ez esetben is hasonló irányba és közel azonos mértékkel változtak, azaz még folytatnunk kell az amplitúdóbeli eltérést okozó hatás felkutatását.

7 Összefoglaló, távlati célok:

A dolgozat elején bemutatásra került az a széleskörűen elterjedt oszcillátor tervezési módszer, amely az oszcillátor aktív elemét lineáris modellel helyettesíti, így könnyítve meg a tervezéshez szükséges számításokat. A dolgozatban ezt a modellt mellőzzük, helyette a tranzisztor Ebers-Moll modelljét használjuk. Bemutattuk, hogy a tranzisztor Ebers-Moll modelljének nagyfrekvenciás leírófüggvényekkel történő analízise matematikai nehézségekbe ütközik, ezért a tisztán analitikus tervezési módszer helyett egy olyan szimulációval támogatott tervezési módszer került bemutatásra, amely magas határfrekvenciájú tranzisztort igényel, hogy a tranzisztor a rezisztív viselkedést mutasson, és így az Ebers-Moll modellel megfelelően helyettesíthető legyen.

A dolgozatban részletesen bemutattuk a használni kívánt tranzisztor modell paramétereinek mérését, valamint a mérési pontatlanság korrigálásához szükséges optimalizálását a paramétereknek. Ezek után bemutatásra került egy 90 MHz-en üzemelő Clapp-oszcillátor tervezésének lépéseit a már említett szimulátoros tervezési módszerrel.

A bemutatott szimulációs és mérési eredmények összehasonlításával bemutattuk, hogy hogyan pontosítjuk a szimulációt, azaz, hogy milyen további fizikai hatásokat kell még figyelembe venni, hogy minél inkább egyezzen a mérés és a szimuláció. Ez a folyamat még jelenleg is tart. Az egyik további célunk, hogy a mért és szimulált eredmények amplitúdó szintbeli eltérései hasonlóan kicsi eltérést mutassanak, mint a harmonikusok frekvenciái közötti eltérések.

A továbbiakban a szimuláció pontosítása mellett tervezünk egy aluláteresztő szűrőt az oszcillátor kimenetére, hogy a dolgozatban bemutatott oszcillátoron is elvégezhessük ipari konzulensem Dr. Ladvánszky János zajanalízisét.

8 Irodalomjegyzék:

- [1] Guillermo Gonzalez: Foundations of Oscillator Circuit Design, Artech House, 2007
- [2] Székely V.: Elektronika I. Félvezető eszközök (Ötödik utánnyomás), Műegyetemi kiadó, 2007
- [3] Ladvánszky J., Ericsson R&D: „Oscillator design using two-port describing functions: A case study”
Research report, 21 April 2011