

Optikai vevőberendezések áramköreinek új megoldásai

Doktori értekezés tézisei

Zólomy Attila

Témavezetők:

Dr. Baranyi András

Dr. Berceli Tibor

2003. augusztus
Budapest

Bevezetés

Az elmúlt évtizedben kibontakozó és napjainkban is tartó új ipari forradalom két "húzóágazata" a telekommunikáció illetve az informatika. A két terület szorosan összekapcsolódva fejlődik, ami nem is történhet másképp, hiszen az információ gyors feldolgozásának igénye szorosan összekapcsolódik az információ gyors továbbításának az igényével. Az új technikai lehetőségek új igényeket, alkalmazásokat szültek, melyekre a gazdaság egészének állapotát alapvetően meghatározó új iparágak épülnek. Nem kell hangsúlyozni például a nagysebességű számítógépes hálózatok jelentőségét, amelyek nélkül a modern társadalom megbénulna. Hasonlóképpen jellemezhetjük az Internetet is, amely amellett, hogy a szabad véleménynyilvánítás és így a demokrácia közvetlen eszközeként funkcionál, számos területen (műszaki- és természettudományok, gazdaság, kereskedelem) a professzionális felhasználók számára ma már a mindennapi munkához szükséges elsődleges információforrást jelenti.

A felsorolt alkalmazások közös tulajdonsága, hogy az igények folyamatos növekedése miatt egyre gyorsabb adatátviteli kapacitást követelnek meg. Ezt megvalósítani hagyományos, vezetett elektromos átvitellem nem lehet. A rádió linkek segítségével történő átvitel pedig korlátozza az elérhető szabad frekvenciasávok egyre kevesebb száma és keskeny sáv szélessége, nem is beszélve az egyre nagyobb problémát jelentő interferenciás zavarokról. Így a technika mai állása szerint a nagy távolságra történő, nagysebességű adatátvitel egyetlen gazdaságos módja a vezetett optikai adatátvitel. Ennek megfelelően az optikai távközlési rendszereknek, illetve azok építőelemeinek kutatása igen nagy erővel folyik.

A kutatások egyik célja az üvegszálak máig kihasználatlan hatalmas kapacitásának minél jobb kiaknázása. A probléma általában az elektromos optikai (E/O), az optikai elektromos (O/E) konverzió során, illetve az elektromos oldalon jelentkezik, mivel az optikai tartományban igen kis relatív sáv szélességek is rendkívül nagysebességű áramköröket követelnek meg elektromos tartományban. Ennek megfelelően az extrém sáv szélességű elemek (erősítők, multiplexerek, demultiplexerek, optikai modulátorok, lézerek, detektorok) kutatása elsődleges jelentőségű. Különös jelentősége lehet a szélessávú E/O vagy O/E átalakítóknak a közeljövő intelligens, optikai kapcsolású, hullámhosszosztású (WDM) rendszereiben, ahol két végfelhasználó között esetlegesen szükséges rendkívüli sáv szélesség igényt (>40 Gbit/sec) több szabványos WDM csatorna (40 Gbit/sec) összekapcsolásával lehet csak kielégíteni.

Nagy erővel folyik optikával kombinált mobil hírközlő rendszerek kutatása is. A mobil kommunikáció a telekommunikáció egyik legdinamikusabban fejlődő és ezért igen fontos területe. A felhasználók és a szolgáltatások számának rohamos növekedése, az adatátvitel színvonalának emelkedése, valamint a frekvencia sávok telítettsége három tendenciát vetít előre a jövőre vonatkozólag:

- A cellák számának növekedése, méretük csökkenése
- A cellák kapacitásának növekedése
- A felhasznált frekvenciasávok eltolódása a milliméteres, illetve szubmilliméteres hullámhosszú frekvenciák irányába (a nagy atmoszférikus csillapítás miatt ezen frekvenciasávok használata előnyös pikócellás rendszerekben, mivel csökkentik az interferencia problémákat a szomszédos cellák között).

Ennek megfelelően a jövő mobil rendszereiben a bázisállomásokat várhatóan optikai szálon fogják ellátni, valamint a milliméter hullámhosszú vivőt optikai jelekből, optikai módszerekkel, vagy optikán átvitt elektromos referencia segítségével fogják előállítani.

A disszertáció témája elsősorban az optikai vevőkben alkalmazott elektronikus áramkörökre terjed ki, azonban az eredmények felhasználhatóak optikai adók áramköreinek tervezésénél is.

A disszertáció két alapvető részre tagolható.

- Az első öt fejezet nagysebességű optikai vevőkben alkalmazott extrém sáv szélességű elosztott erősítők analízisével és szintézisével foglalkozik. A cél az egyenletes erősítés karakterisztika létrehozása, illetve az elérhető erősítés-sáv szélesség szorzat maximalizálása.

A disszertációnak nem célja az erősítő a zaj-, illetve nemlineáris tulajdonságaival foglalkozni, egyrészt terjedelmi korlátok miatt, másrészt a témákat igen részletesen kielemezték a fellelhető szakirodalomban, illetve számos PhD disszertáció foglalkozott vele, mint ahogy azt az első fejezet részletesen bemutatom.

A hatodik fejezet témája a témavezetőm által javasolt újszerű segédvivős optikai rendszerekben alkalmazott harmonikus oszcillátorok tervezése, amely segítségével milliméteres hullámhosszúságú vivőfrekvencia állítható elő mobil alkalmazások számára.

A disszertáció első része a következő további fejezetekre tagolódik. Az első fejezet átfogó ismertetést ad az irodalomban fellelhető elosztott erősítő vizsgálati és tervezési módszerekről. A fejezet ezáltal képet ad a következő fejezetekben általam bemutatott eredmények újszerűségéről.

A disszertáció második fejezete olyan elosztott erősítők analízisével foglalkozik, ahol koncentrált induktivitások biztosítják a tranzistorok közötti csatolást. Ezen legegyszerűbb modellből levont következtetések nagy része jól használható a későbbi bonyolultabb eseteknél.

A harmadik fejezetben a vizsgált erősítők tranzistorai között tápvonalak helyezkednek el.

A negyedik fejezet elején a tápvonal tulajdonságok erősítés-sávszélesség szorzatra gyakorolt hatásának vizsgálata található meg. Az itt bemutatott vizsgálati eredmények teszik lehetővé, hogy az erősítő maximális erősítés-sávszélesség szorzattal rendelkezzen. A fejezet második felében az előző két fejezet eredményeit felhasználva bemutatom az általam kifejlesztett tervezési módszert, amely adott valós lezáró impedanciák között előírt reflexiós korlát betartása, adott aktív eszköz, fokozatszám és tranzistor csatlakoztatási parazita induktivitás esetén képes olyan lapos átvitelrel rendelkező elosztott erősítő megalkotására, amely a maximális erősítés-sávszélesség szorzattal rendelkezik. A módszer hatékonyságát tervezési példa demonstrálja.

Az ötödik fejezet az Európai Unió Copernikus kutatási programjának keretében kifejlesztett és megépített elosztott erősítők tulajdonságaival igazolja az előzőekben levont következtetések egy részét.

A disszertáció második része a hatodik fejezetből áll.

A 6.1. fejezet bemutatja az Európai Unió FRANS kutatási programjának keretében, a kutatócsoportunk által megvalósított segédvivős optikai rendszert, amely az optikán átvitt kisfrekvenciás referencia segítségével állítja elő a milliméter hullámhosszú vivőfrekvenciát. A megkívánt frekvenciasokszorozást egyrészt egy PLL hurok segítségével, másrészt a felhasznált VCO harmadik harmonikusának felhasználásával éri el.

A további alfejezetek részletesen foglalkoznak olyan MESFET mikrohullámú oszcillátorok analízisével, illetve tervezésével, ahol a harmadik harmonikus teljesítményének maximalizálása a cél. Bíró Viktor könyvében [60] kifejtett elméletét továbbfejlesztve analizálja az oszcillátor működését, majd a következtetéseket felhasználva bemutat egy tervezési módszert. A megtervezett és megépített oszcillátoron mért harmonikus szinteket összehasonlítja az elmélet segítségével kiszámított értékekkel.

Alkalmazott vizsgálati módszerek

A disszertáció a bevezetésben leírtaknak megfelelően a nagysebességű optikai átalakítóknak (elsősorban vevőkben), illetve milliméter hullámhosszú jelek optikai generálására alkalmas rendszerek vevőoldalán alkalmazott szélessávú erősítőket, illetve oszcillátorokat vizsgálja. A disszertációban alkalmazott vizsgálati módszerek;

- lineáris és nemlineáris áramkörök vizsgálata,
- visszacsatolt rendszerek analízise,
- áramkörök modellezése, számítógépes hálózatanalízis,
- mikrohullámú aktív eszközök modellezése.

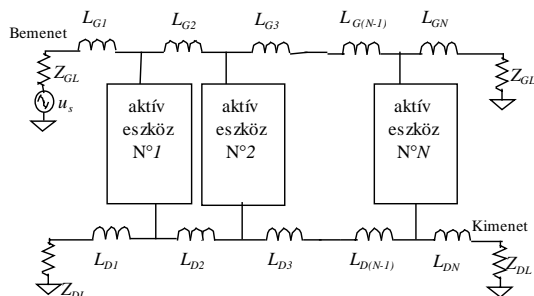
A kísérleti áramkörök és vizsgálatuk során alkalmazott területek;

- mikrosztríp és koplánár áramkörök tervezése és vizsgálata,
- hibrid integrált áramkörök tervezése, kivitelezése és vizsgálata,
- kis és nagyfrekvenciás (25 GHz) optikai és elektromos mérés technika.

Elosztott erősítő

Az elosztott erősítő jellemző tulajdonsága az igen szélessávú működés (több dekád). Ezen tulajdonsága, valamint viszonylag alacsony zaja miatt ($F=2-5$ dB) ideálisan használható optikai vevőkben első erősítő fokozatnak. Az elosztott erősítő alapgondolatát 1936-ban Percival vettette fel. Forradalmi gondolata az volt, hogy az aktív eszközök (akkoriban vákuumcsövek) 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.

Egy N fokozatú elosztott erősítő sematikus ábrája az 1. ábrán látható. A generátor az erősítő bemeneti vonalához csatlakozik, amely az aktív eszközök bemeneti parazitáiból és az elválasztó induktivitásokból vagy tápvonalakból álló létrahálózat. A generátor belső ellenállása megegyezik a vonal által mutatott Z_{GL} karakterisztikus impedanciával. A bemeneti vonal végén ugyancsak Z_{GL} nagyságú lezárást találunk. Az aktív eszközök kimenetei az erősítő kimeneti vonalához csatlakoznak, amely a bemeneti vonallal megegyező struktúrájú.



1. ábra. Elosztott erősítő koncentrátelemű sematikus ábrája

Az erősítő működése a következő: a generátorból érkező jel végighaladva az erősítő bemeneti vonalán, megvezérli az aktív eszközök bemeneteit, majd disszipálódik a vonal végén lévő illesztett lezáráson. A kimeneti vonal az egyes aktív eszközök kimeneteiről érkező jeleket fázisban összegzi, és a kimeneti illesztett lezárásra juttatja. Ezen az elven tehát additív erősítőt valósítunk meg, vagyis a kimeneti jel amplitúdója az aktív eszközök kimeneti amplitúdóinak összege. Így a feszültség-erősítés a fokozatszámmal, a teljesítmény-erősítés pedig a fokozatszám négyzetével arányos. Az elosztott erősítő a bemenetén, illetve a kimenetén a külvilág felé a vonalai Z_{OT} vagy Z_{OI} karakterisztikus impedanciáit mutatja, attól függően, hogy az adott vonal T-tagban vagy Π -tagban végződik-e. Veszteségmentes esetben a karakterisztikus impedanciák frekvenciafüggő, valós impedanciák, a terjedési tényező -amit θ jelöl a további képletekben- pedig tisztán képzetes a vonal áteresztő sávjában. A levágási frekvencia fölött a karakterisztikus impedanciák tisztán képzetessé válnak, a vonal pedig csillapítani fog, így az erősítő működésképtelenné válik.

1. TÉZISCSOPORT

1. téziscsoport a koncentrált elemű, veszteségmentes elosztott erősítők analízisével foglalkozik.

Az erősítő vonalainak karakterisztikus impedanciái, a terjedési tényezője, levágási frekvenciája a vonalak egy T- vagy, Π -tagjának láncmátrixából számítható ki hálózatelméleti eszközökkel. A k -ik jelűt feszültség-, vagy áramerősítése a benne lévő T-tagok erősítéseinek szorzataként számolható, amely ugyancsak a láncmátrixból egyszerűen számolható. Itt figyelembe kell venni, hogy a k -ik T-tag, amelynek aktív eszközén keresztül átmegy a jel a bemeneti vonalról a kimenetire, úgynevezett transzfer T-tag. Az egész erősítő feszültség vagy áramerősítését az egyes jelutak erősítéseinek összegeként lehet felírni. A teljesítmény-erősítést a feszültség-, illetve áramerősítés ismeretében lehet kiszámolni.

Ideális esetben a tranzisztor csak a ki- és bemeneti kapacitásokból és a transzkonduktanciából áll. Ekkor a vonalak LC létra struktúrájúak. Az áteresztő sávban a Z_{OT} impedancia monoton csökken, Z_{OI} impedancia monoton nő a frekvenciával. Az előbbi zérussal, az utóbbi pólussal rendelkezik a levágási frekvencián. Ideális esetben a karakterisztikus impedanciák arányosak az L/C hányados gyökével, a levágási frekvencia valamint a terjedési tényező pedig fordítottan arányos az LC szorzat gyökével.

A megvalósítási nehézségek miatt az erősítő vonalait legtöbbször konstans impedanciával (általában 50 Ohm) zárják le a karakterisztikus impedanciák helyett, aminek hatására illesztetlenség lép fel az áteresztő sáv felső részén. Emiatt, előírt reflexiók esetén ($pI \leq 20dB$), a működési frekvencia jóval a levágási frekvencia alá csúszik. A működési sáv szélesség definíciószerűen az a frekvenciasáv, ahol az illesztetlenség mértéke egy előírt határértéket nem halad meg. Az altézisben új eljárásokat javasolok elosztott erősítők konstans impedanciával történő lezárása esetén fellépő illesztetlenségi problémák csökkentésére és így a gyakorlatban használható működési sáv szélesség vagy az erősítés-sáv szélesség szorzat növelésére. A bevezetett módszereket a 1.1. táblázat összegzi. A disszertációban megadom az előírt impedancia csökkentés vagy növelés számításához szükséges formulákat, valamint a működési erősítés-sáv szélesség szorzat változását az eljárások alkalmazása esetén.

T-tagra végződő vonalak esetén:	Π-tagra végződő vonalak esetén:
1) lezáró impedancia lecsökkentése	3) lezáró impedancia növelése
2) Z_{OT} karakterisztikus impedancia növelése	4) $Z_{OΠ}$ impedancia csökkentése

1.1 Táblázat

Például az 1. eljárás hatását demonstrálja a 1.2. táblázat, aminek az első sora a karakterisztikus impedancia kisfrekvenciás értékével történő lezárás esetén adja meg a működési frekvencia levágási frekvenciára vonatkoztatott relatív értékét (ω_{rel}), különböző reflexiós előírások esetén. A második sor a lecsökkentett lezárás esetén adja meg ugyanezt. Az utolsó sorban a működési erősítés-sáv szélesség (MES) szorzat becslést új értéke látható.

	$\omega_{\Gamma rel} _{\Gamma=-10dB}$	$\omega_{\Gamma rel} _{\Gamma=-16dB}$	$\omega_{\Gamma rel} _{\Gamma=-20dB}$
ω_{rel} ha $Z_L=Z_0$	0.854	0.67	0.575
ω_{rel} ha $Z_L = Z_0 \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}$	0.963	0.835	0.741
$\Sigma \alpha$ ütközési	0.9 dB	0.212 dB	0.086 dB
Erősítés relatív értéke %	81.3	95	98
MES szorzat becslést új értéke %	91.7	118	126

1.2. Táblázat

Megmutatom, hogy a 2., illetve 4. eljárások előnyösen alkalmazhatóak olyan esetekben, mikor eltérő vonalakkal rendelkező koncentrált elemű erősítőben kell módosítani a fázisillesztetlenség mértékét.

1.1. altézis. Bővebb kifejtése a 2.2. és 2.4. fejezetekben található meg. **Ezekben ismertetek egy számítási módszert, amely segítségével bármely unilaterális tranzisztormodell esetén kiszámíthatóak az elosztott erősítők különféle átviteli. Emellett javaslok egy illesztési módszert, amely elosztott erősítők konstans impedanciával történt lezárása esetén csökkenti az illesztetlenségi problémákat és így megnöveli a gyakorlatban használható működési sáv szélességet. [S4, S5, S20, S11].**

Egy N fokozatú, veszteségmentes, ideális elosztott erősítő teljesítmény-erősítésének normalizált értékét az 1. kifejezés adja meg.

$$\Delta P(\omega_{rel}) = \frac{P(\omega_{rel})}{P(0)} = \frac{1}{N^2} \frac{1}{\left(\sqrt{1 - \frac{2}{q^2}} \right)^* \sqrt{1 - \omega_{rel}^2}} \left| \frac{\sin\left(\frac{N}{2} \Delta\theta\right)}{\sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)} \right|^2 \quad 1.$$

Ahol a q jelöli a fázisillesztetlenség mértékét, amely a kimeneti- (drain-), illetve a bemeneti- (gate-) vonalak levágási frekvenciájának hányadosa (2. egyenlet).

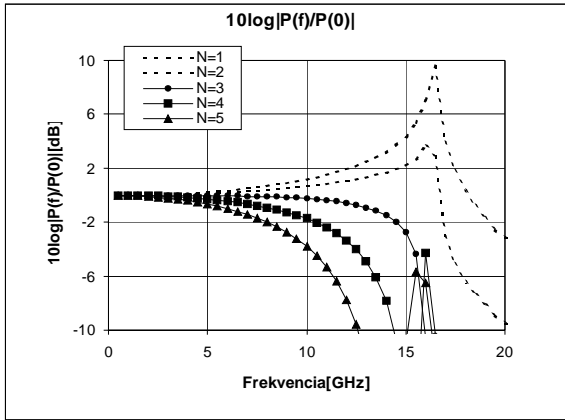
$$q = \frac{Z_{0TG}(\omega=0) C_G}{Z_{0TD}(\omega=0) C_D} = \frac{\omega_{CD}}{\omega_{CG}} = \frac{\sqrt{L_G C_G}}{\sqrt{L_D C_D}}; \quad \text{mivel } \omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad 2.$$

Az 1. képletben a terjedési tényezők különbségét is meg lehet adni a gatevonalra vonatkoztatott működési frekvencia és a q tényező segítségével.

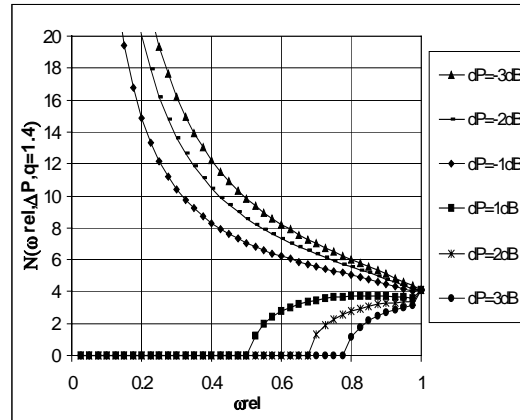
$$\Delta\theta = \theta_D - \theta_G = a \cosh\left(1 - 2\omega_{rel}^2 \frac{1}{q^2}\right) - a \cosh\left(1 - 2\omega_{rel}^2\right) \quad 3.$$

Fázisszinkron esetén ($\Delta\theta = \theta_D - \theta_G = 0$, $q=1$) az erősítő pólussal rendelkezik a levágási frekvencián. Ahogy nő a q értéke, rögzített fokozatszám (N) esetén az 1. egyenlet összeg tagjai csökkenni kezdenek és így a kiemelés csökken. Hasonlóképpen rögzített q értéknél csökken a kiemelés, ahogy növekszik a fokozatszám. Ez utóbbi jól látható a 2.a. ábrán, ahol a $q=2$ esetre mutatom az 1. kifejezés frekvenciamenetének változását különböző fokozatszámok esetén ($C_G=0.4$ pF, $Z_0=50$ Ohm). Levonhatjuk a következtetést, hogy kötött q érték esetén csak egy bizonyos fokozatszámnál, illetve kötött N érték esetén, csak egy bizonyos q értéknél kapunk egyenletes erősítést. Céлом meghatározni azt a fokozatszám-tartományt, amely esetén a teljesítmény-erősítés eltérése (ΔP) annak kisfrekvenciás értékéhez képest egy előírt tűréshatáron belül lesz, adott relatív működési frekvencián és q értéknél (a működési frekvencia értékét az 1.1. altézisben leírtaknak megfelelően lezárás milyensége és a reflexió előírás határozza meg). Ezt úgy teszem meg, hogy N -re közelítőleg (sin sorfejtésével) megoldom a transzcendens 1. kifejezést. Ideális esetre az eredményt a 4. összefüggéssel adom meg, amelyet különféle ΔP értékekre ábrázolok az 2.b. ábrán, $q=1.45$ -ös értéknél. Láthatóan, pl. $N=4$ és 5 esetén, $\omega_{rel}=0.8$ frekvencián az eltérés kisebb, mint 1 dB.

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



2.a)



2.b)

A disszertációban hasonló kifejezéseket adok meg azokra az esetekre, mikor megjelennek a tranzisztorok parazita csatlakoztatási induktivitásai hagyományos módon, illetve az általam későbbiekben javasolt V struktúrában.

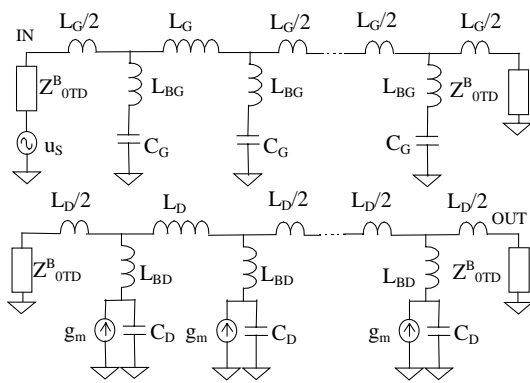
1.2. altézis. Részletes kifejtése a 2.5., 2.6.2., 2.7.2., illetve a 2.8. alfejezetekben található. Ezekben a fázisillesztetlenségnek a teljesítmény-átviteli görbére gyakorolt hatását elemzem. Közelítő összefüggéseket adok meg az alkalmazható fokozatszámra, abban az esetben, mikor egy kiválasztott relatív (a bemeneti vonal levágási frekvenciájára normalizált) működési frekvencián, adott fázisillesztetlenség mellett, előírt maximális erősítés-eltérést kell megvalósítani. Ezeket megadom mind a tranzisztor csatlakoztatási parazita induktivitásitól mentes esetre, mind azok jelenléte, illetve u.n. V-csatlakoztatása esetén. Gyakorlati jelentősége miatt az összefüggéseket u.n. hibrid struktúrára is megadom, ahol a gatevonalon V-alakban a drainvonalon hagyományosan vannak az aktív eszközök csatlakoztatva. [S2, S5, S7].

Az eddigi vizsgálatokat ideális erősítőstruktúrára végeztem. A gyakorlatban elkerülhetetlenül megjelennek a tranzisztorok parazita csatlakoztatási induktivitásai. Az ezeket tartalmazó koncentrált elemű erősítő sematikus rajzát a 3.a. ábra mutatja, a teljesítmény-erősítés, illetve a levágási frekvencia disszertációban levezetett képleteit pedig az 5. összefüggések adják meg. Láthatóan a csatlakoztatási induktivitás hatása négyszer erősebb a hosszági induktivitás hatásánál, azaz igen drasztikusan csökkenti az erősítő sávszélességét.

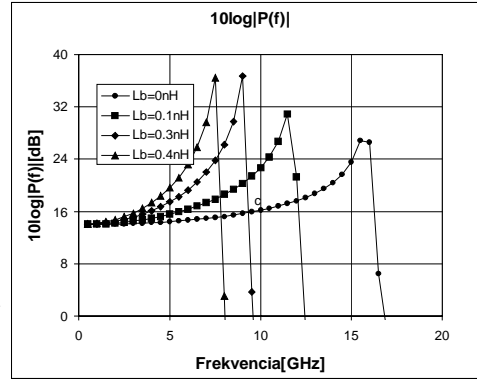
$$P^B = \frac{g_m^2 \sqrt{\frac{L_G}{C_G} \frac{L_D}{C_D}} e^{-re(\theta_G^B - \theta_D^B)} e^{-2Nre(\theta_D^B)} \sum_{K=1}^N K(\theta_D^B - \theta_G^B) \sum_{K=1}^N K(\theta_D^B - \theta_G^B)^*}{4 \left| 1 - \omega^2 C_D L_{BD} \right| \left| 1 - \omega^2 C_G L_{BG} \right| \sqrt{1 - \omega^2 C_G \left(L_{BG} + \frac{L_G}{4} \right)}} \sqrt{1 - \omega^2 C_D \left(L_{BD} + \frac{L_D}{4} \right)}^* \quad 5$$

$$\omega_c^B = \frac{1}{\sqrt{C(L_B + L/4)}} \quad 6.$$

Ezt demonstrálja a 3.b. ábra, ahol egy négyfokozatú, koncentrált elemű erősítő teljesítmény-erősítésének frekvenciamenete látható fázisszinkron esetén, különböző csatlakoztatási parazita induktivitás értékeknél ($C=0.4 \text{ pF}$, $Z_0=50 \text{ Ohm}$).



3.a)

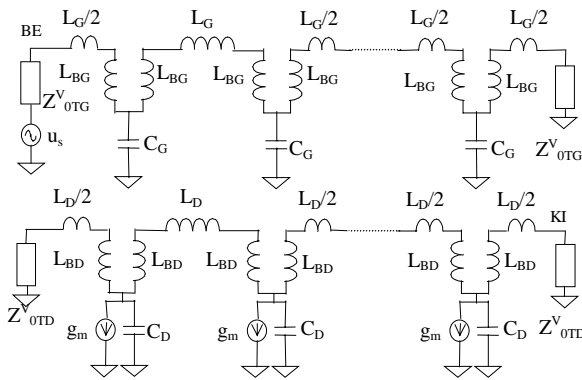


3.b)

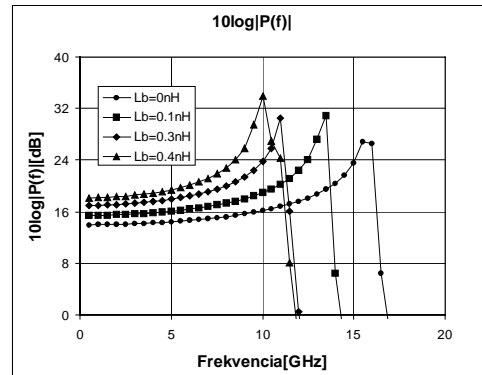
A csatlakoztatási parazita induktivitások negatív hatása csökkenthető, ha olyan erősítő struktúrát alkalmazunk, amelyben azok a keresztág helyett a hosszágba kerülnek. Ezt megvalósítandó a disszertációban javaslom a tranzisztorok V alakú csatlakoztatását. Az ilyen struktúrájú erősítőt a 4.a. ábra mutatja. A teljesítmény-erősítés képletét a 6. egyenlettel, a levágási frekvenciát a 7. egyenlettel adom meg.

$$P^V = \frac{g_m^2 \sqrt{\frac{L_G + 2L_{BG}}{C_G} \frac{L_D + 2L_{BD}}{C_D}} e^{re(\theta_G^V - \theta_D^V)} e^{-2Nre(\theta_D^V)} \sum_{K=1}^N K(\theta_D^V - \theta_G^V) \sum_{K=1}^N K(\theta_D^V - \theta_G^V)^*}{4 \left(\sqrt{1 - \omega^2 \frac{(L_D + 2L_{BD})C_D}{4}} \right)^* \sqrt{1 - \omega^2 \frac{(L_G + 2L_{BG})C_G}{4}}} \quad 6.$$

$$\omega_c^V = \frac{2}{\sqrt{(L + 2L_B)C}} \quad 7.$$



4.a)



4.b)

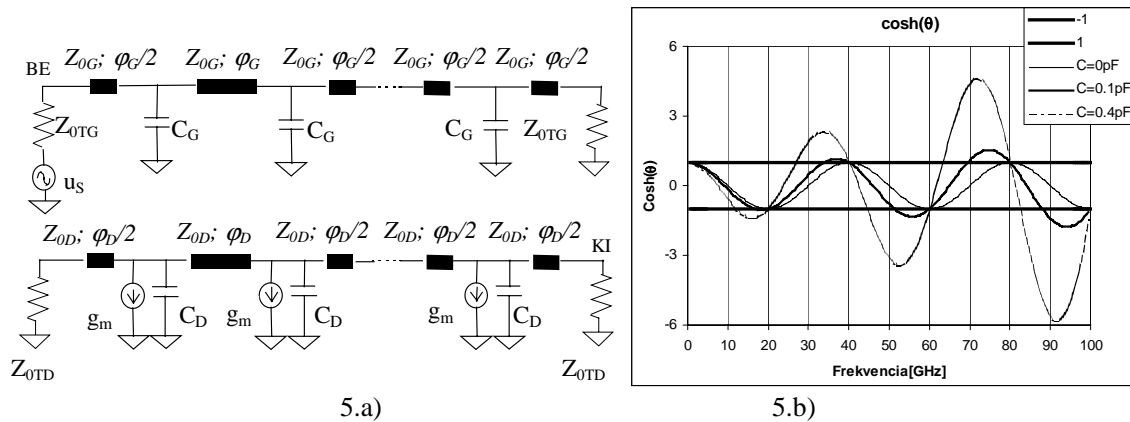
Összehasonlítva a hagyományos módon csatlakoztatott erősítő levágási frekvenciájával (5. kifejezés), észrevehetjük, hogy itt L_B hatása csak kétszer erősebb a hosszági induktivitásénál. Ezt demonstrálja a 4.b. ábra is, ahol a 3.a. ábrán megadott erősítővel teljesen megegyező elemértékekkel felépített, de V-alakban csatlakoztatott tranzisztorokat tartalmazó erősítő teljesítmény-átviteli görbéjét mutatom meg. Láthatóan a levágási frekvencia lényegesen nagyobb lett. Igazi jelentősége azonban annak van, hogy még ennél is nagyobb javulás érhető el azáltal, hogy L_B hatása részben vagy egészen kompenzálható a hosszági induktivitás csökkentésével.

1.3. altézis. Leírása a 2.6. illetve 2.7. alfejezetben található. **Zárt alakban levezetem az erősítéseit (feszültség-, áram-, teljesítmény-), hullámimpedanciáit és terjedési tényezőjét olyan koncentrált elemű elosztott erősítőknek, ahol a tranzisztor ki- és bemeneti kapacitásai mellett megjelennek a csatlakoztatási parazita induktivitások is. Megmutatom, hogy a csatlakoztatási parazita induktivitások igen drasztikusan csökkentik az erősítő levágási frekvenciáját és így az erősítés-sávzélesség szorzatot. A 2.7. alfejezetben a tranzisztoroknak egy új típusú, u.n. V csatlakoztatását javaslom és elemzem, amely csökkenti a csatlakoztatási paraziták által okozott problémákat [S25, S26, S27].**

2. TÉZISCSOPORT

A 2. téziscsoport olyan elosztott erősítőkkel foglalkozik, ahol a tranzisztorok között tápvonalak vannak a koncentrált induktivitások helyett. Az általam ismert szakirodalomban nem találtam zárt formulákat ilyen felépítésű erősítők különböző átviteli mennyiségeire (feszültség-, áram-, teljesítmény-erősítés).

Egy elosztott elemű, ideális erősítő sematikus rajza az 5.a. ábrával adott.



Az 1.1. altézisben bemutatott számítási eljárással ki lehet számítani az ilyen erősítő vonalainak karakterisztikus impedanciáit, terjedési tényezőjét, átviteleit (feszültség-, teljesítmény- stb.). Pl. a teljesítmény-erősítésre a 8. kifejezést, az erősítő vonalainak terjedési tényezőire általánosan a 9. összefüggést adom meg.

$$P = \frac{g_m^2}{4} \frac{Z_{0TD} Z_{0TG}^* e^{-re(\theta_D - \theta_G)} e^{-2N re(\theta_D)}}{\left| 1 + j \frac{Y_D Z_{0D}}{2} \tan\left(\frac{\varphi_D}{2}\right) \right| \left| 1 + j \frac{Y_G Z_{0G}}{2} \tan\left(\frac{\varphi_G}{2}\right) \right|} \sum_{K=1}^N e^{K(\theta_D - \theta_G)} \sum_{K=1}^N e^{K(\theta_D - \theta_G)^*} \quad 8.$$

$$\theta = \operatorname{arccosh} \left(\cos(\varphi) + j \frac{YZ_0}{2} \sin(\varphi) \right), \quad 9.$$

Az átviteli sávban a terjedési tényezőnek tisztán képzetesnek kell lennie, azaz a 10. egyenlőségnek kell teljesülnie. Az egyenlőség az átviteli sáv kezdeti frekvenciáján, illetve a levágási frekvencián áll fenn.

$$\left| \cos(\varphi) + j \frac{YZ_0}{2} \sin(\varphi) \right| \leq 1, \text{ ahol } \varphi = \frac{\omega l}{v} \text{ illetve } Y = j\omega C \quad 10.$$

Sajnos ez utóbbi feltétel transzcendens egyenletet eredményez, azaz a levágási frekvenciára csak közelítő értéket lehet megadni. Egyik lehetőség a grafikus megoldás, ezt szemlélteti az 5.b. ábra, különböző kapacitás értékeknél ($l = 7.5 \text{ mm}$). Láthatóan zérusértékű kapacitásnál (amikor az erősítő vonala egy darab, egybefüggő tápvonal) a görbe minden frekvencián a 1 és -1 érték közé esik, azaz az átviteli sáv végtelen. Pozitív kapacitás értékeknél ez végtelen darab egyre keskenyedő átviteli szakaszra szakad és köztük egyre szélesedő levágási szakaszok jelennek meg. A 10. Kifejezés alapján

az átviteli sávok kezdetén $\varphi=k2\pi$, azaz a kezdeti frekvenciák -ellentétben a levágási frekvenciákkal- egzaktul számíthatóak.

2.1. altézis. Bővebb leírása a 3.1. illetve 3.2. alfejezetben található. **Megadom egy elosztott elemű (tápvonalakat tartalmazó) erősítő, általános felépítésű vonalainak Z_{0T} , $Z_{0\Pi}$ hullámimpedanciáit és terjedési tényezőjét. Zárt alakban megadom egy ideális, elosztott elemű, parazita induktivitások nélküli tranzisztorokat tartalmazó, N fokozatú erősítő feszültség-, áram-, és teljesítmény-erősítését. Megmutatom hogy a hullámimpedanciák és a terjedési tényező frekvenciafüggése, valamint a keresztzági kapacitás értékétől való függése hasonló a koncentrált elemű erősítőknél tapasztalhatóakhoz. A levágási frekvenciára közelítő megoldást adok. Megmutatom, hogy az első átviteli sávot elvileg végtelen sok, egyre keskenyedő átviteli sáv követi. Bemutatom ezek felhasználásának gyakorlati korlátait. [S4, S19, S20]**

Tápvonalakat tartalmazó erősítőnél a koncentrált elemű erősítőhöz hasonló problémát okoz a tranzisztorok csatlakoztatási parazita induktivitása. Ekkor az erősítő struktúrája csak annyiban különbözik a 3.a. ábrán megadottól, hogy a tranzisztorokat tápvonalak választják el a koncentrált induktivitások helyett. A teljesítmény-erősítés képlete ekkor a 11. összefüggésnek megfelelő.

$$P^B = \frac{Z_{0TD}Z_{0TG}^* gm^2 |Y_G^B|^2 |Y_D^B|^2 e^{-re(\theta_G^B - \theta_D^B)} e^{-2N re(\theta_D^B)} \sum_{K=1}^N e^{K(\theta_D^B - \theta_G^B)} \sum_{K=1}^N e^{K(\theta_D^B - \theta_G^B)^*}}{4 |Y_G^B|^2 |Y_D^B|^2 \left| 1 + j \operatorname{tg}\left(\frac{\varphi_D}{2}\right) \frac{Y_D^B Z_{0D}}{2} \right| \left| 1 + j \operatorname{tg}\left(\frac{\varphi_G}{2}\right) \frac{Y_G^B Z_{0G}}{2} \right|}$$

11.

2.2. altézis. Az altézis részletes leírása a 3.3. illetve 3.4. alfejezetekben található. **Megvizsgálom a tranzisztorok csatlakoztatásánál megjelenő parazita induktivitások hatását, tápvonalakat tartalmazó elosztott erősítőkön. Zárt alakban megadom, az erősítő vonalainak Z_{0T} és $Z_{0\Pi}$ hullámimpedanciáit, terjedési tényezőjét, valamint egy N -fokozatú erősítőnek az átviteli mennyiségeit (feszültség-, áram-, teljesítmény-). Közelítő értéket adok a levágási frekvenciára. Megmutatom, hogy hasonlóan koncentrált elemű erősítőknél tapasztaltakkal a parazita induktivitások megjelenése radikálisan lecsökkenti a levágási frekvenciát és így az erősítő erősítés-sáv szélesség szorzatát. Itt is elemzem a tranzisztorok úgynevezett V-alakú csatlakoztatását. Megmutatom annak előnyeit.**

Az altézishez a [S4, S19, S20] saját publikációk kapcsolódnak.

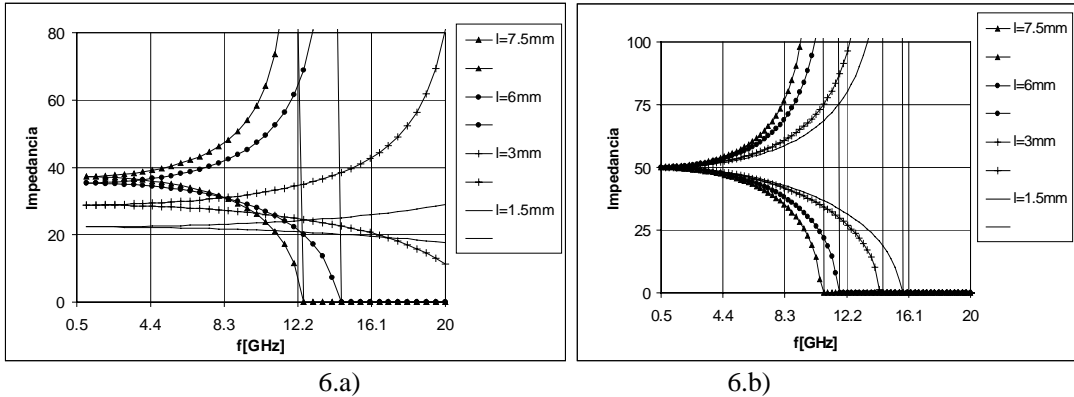
3. TÉZISCSOPORT

A 3. téziscsoport tápvonalakat tartalmazó elosztott erősítők tulajdonságait hasonlítja össze a koncentrált elemű erősítők tulajdonságaival. A téziscsoport részletes leírása a 4. fejezetben található. Megvizsgálom, hogy miként függ a sáv szélesség és az erősítés a tápvonalak fizikai hosszától. Kimutatom, hogy adott kapacitás érték esetén, csökkentve a tápvonalak fizikai hosszát, csökken az impedanciák értéke, mivel az erősítő vonalainak szekciónkénti elosztott induktivitása csökken. Ugyanakkor nő a levágási frekvencia értéke. Ezt demonstrálja a 6.a. ábra, amely különböző fizikai hosszúságú, de kötött hullámimpedanciájú (50 ohm) tápvonalak esetén mutatja az erősítő vonalainak karakterisztikus impedanciáit ($C_{sont} = 0.4 \text{ pF}$). Az IS szorzat könnyen összehasonlíthatóvá válik, ha az impedanciák kismagyas értékeit állandó értéken tartjuk. Ennek módja a tápvonalak hullámimpedanciáinak megfelelő változtatása (PI. csökkenő tápvonal hossz esetén növelése). Megadom az ehhez szükséges számítási formulákat (12. kifejezés).

$$Z_0(Z_{0T}(0) = k, l, C) = \frac{1}{2l} \left(k^2 C v + \sqrt{k^4 C^2 v^2 + 4l^2 k^2} \right) \quad 12.$$

Megmutatom, hogy adott kapacitás értékeknél a tápvonalhosszak monoton csökkentése esetén monoton növekszik az IS szorzat, és ezáltal az erősítés-sáv szélesség szorzat is. Ezt lehet megfigyelni a 6.b. ábrán, ahol a 12. kifejezés alapján kiszámított tápvonal hullámimpedanciákat alkalmazva, konstans értéken marad a karakterisztikus impedanciák kismagyas értéke ($C = 0.4 \text{ pF}$). A maximumot nulla fizikai hosszán éri el, ám ekkor a tápvonalak hullámimpedanciáinak elvileg végtelennek kell lenniük, így azok megfelelnek egy induktivitásnak.

Ennek megfelelően bizonyítom, hogy az impedancia szinten tartása esetén, a fizikai hosszat nullára csökkentve a levágási frekvencia monoton nő és a koncentrált elemű erősítő vonalának 2. fejezetben megadott levágási frekvenciájához tart. Az eredmények alapján kijelentem, hogy a koncentrált elemű erősítő vonalainak legnagyobbak az IS szorzataik, vagyis az ilyen erősítőnek legnagyobb az erősítés-sávszélesség szorzata, rögzített keresztági kapacitás értékek esetén.



3.1. altézis. Részletes leírása a 4.1 alfejezetben található. Itt a parazita induktivitásoktól és veszteségektől mentes, unilaterális tranzistorokat tartalmazó koncentrált elemű és elosztott elemű erősítő erősítés-sávszélesség szorzatait hasonlítom össze, a vonalaik impedancia-sávszélesség (IS) szorzatainak összehasonlításán keresztül. Ennek érdekében a tápvonalhosszak módosításakor a hullámimpedanciákat állandó értéken tartom a tápvonal hullámimpedanciák megfelelő változtatásával. Megadom az ehhez szükséges számítási formulákat. Ennek megfelelően megmutatom, hogy az impedancia szinten tartása esetén, a fizikai hosszat nullára csökkentve a levágási frekvencia monoton nő és a koncentrált elemű erősítő vonalának 2 fejezetben megadott levágási frekvenciájához tart. Az eredmények alapján kijelentem, hogy a koncentrált elemű erősítő vonalainak legnagyobbak az IS szorzataik, vagyis az ilyen erősítőnek legnagyobb az erősítés-sávszélesség szorzata, rögzített keresztági kapacitás értékek esetén. [S5, S11].

Az altézisben megfogalmazott állításokat szemlélteti a 7.a. ábra, ahol a levágási frekvencia értéke látható a tápvonalhosszak függvényében, konstans (50 Ohm) nagyságú kisfrekvenciás karakterisztikus impedancia érték esetén néhány keresztági kapacitásnál.

Az előzőekhez hasonló vizsgálatokat végzek parazita csatlakoztatási induktivitások jelenléte esetén is. A 12. egyenlet alkalmazható a hagyományos módon csatlakoztatott tranzistorok esetén is, mivel ekkor a karakterisztikus impedanciák értéke nem függ az L_B értékétől. A levágási frekvencia a tápvonalhossz függvényében a 7.b. ábrával adott, különböző L_B értékeknél ($C=0.4$ pF, 50 Ohm). Ahogy látható a görbék zérus tápvonalhossznál érik el a maximumot, amely a bizonyítottan koncentrált elemű erősítő levágási frekvenciája. Ennek megfelelően itt is a koncentrált elemű erősítő rendelkezik a legnagyobb ES szorzattal.

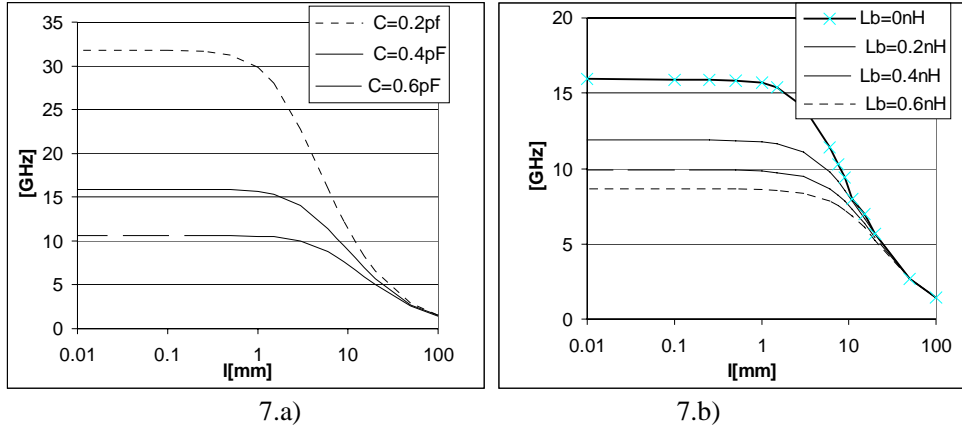
V-alakú csatlakoztatás esetén a karakterisztikus impedanciák k konstans értéken tartásához szükséges tápvonal hullámimpedanciák kiszámítása a 13. kifejezés segítségével történhet meg. A képletben szerepel L_B ami érthető is, hiszen a karakterisztikus impedanciák most függenek L_B értékétől. Hasonlóan az eddigiekhez a disszertációban be van bizonyítva, hogy a koncentrált elemű erősítőnek maximális az ES szorzata.

$$Z_0(k, l, C, L_B) = \frac{1}{2l} \left(k^2 C v - 2L_B v + \sqrt{k^4 C^2 v^2 + 4l^2 k^2 + 4L_B^2 v^2 - 4L_B v^2 k^2 C} \right) \quad 13.$$

3.2. altézis. Kifejtése a 4.2 illetve 4.3 alfejezetekben található meg. Itt a 3.1 altézisben leírtakhoz hasonló vizsgálatokat végzek parazita induktivitásokat tartalmazó erősítőknél. Megmutatom, hogy adott keresztági kapacitás érték és adott parazita induktivitás érték esetén itt is a koncentrált elemű erősítőnek legnagyobb az erősítés-sávszélesség szorzata. Megvizsgálom a V-csatlakoztatott tranzistorokkal felépített erősítőket is és az előzőekhez hasonló eredményekre jutok. [S5, S7] ill. az eredmények publikálás előtt vannak.

Hagyományos csatlakoztatás esetét mutatja a 7.b. ábra.

Az eddigi eredményeim alapján egy elosztott erősítő tervezése során egyrészt a megkívánt erősítés karakterisztikának megfelelő fázisillesztést vagy illesztetlenséget kell biztosítanunk az erősítő vonalai között, másrészt az adott lezárások között kell egy előírt reflexiós korlátot, egy megkívánt működési frekvenciáig teljesítenünk. Ennek érdekében lehetőleg függetlenül kell tudnunk a vonalak karakterisztikus impedanciáinak, illetve szekciónkénti fázistolásának értékét változtatni, még kötött keresztági kapacitás értékek esetén is. Mint ahogy az eddigiekből kiderült igen alkalmas eszköz lehet erre az alkalmazott tápvonalak tulajdonságainak manipulálása, illetve az erősítő struktúrájának célszerű megválasztása. A tervezés során törekedni kell még a tápvonalhosszak minimális értéken tartására, hogy a maximális ES szorzatot érjük el a tervezés során.



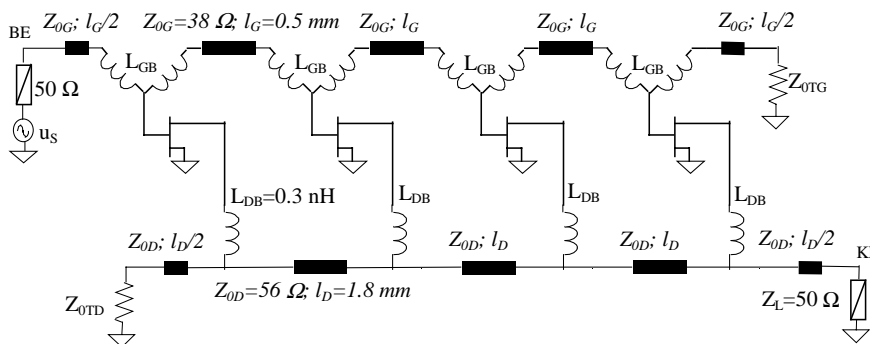
A tervezés első lépése az aktív eszköz kiválasztása. A tranzisztornak olyan bemeneti kapacitással kell rendelkeznie, amely lehetővé teszi, hogy a bemeneti vonal az előírt reflexiós előírást teljesítse a teljes működési sávban. Ebben a fázisban előnyösen kell kiválasztani a csatlakoztatási struktúrát (általában V csatlakoztatás szükséges a sáv szélesség szempontjából kritikus nagy bemeneti kapacitás miatt). Ugyanitt felhasználhatók az 1. téziscsoportban bemutatott illesztési módszerek, amelyek segítségével kiadódik a bemeneti vonal karakterisztikus impedanciáinak szükséges értéke.

Második lépésben a bemeneti vonal tápvonalait kell úgy megtervezni, hogy minimális hossz mellett beállítsák az előzőekben meghatározott karakterisztikus impedanciákat, adott csatlakoztatási parazita induktivitás értékeknél. A harmadik lépés az előírt erősítés teljesítéséhez szükséges fokozatszám meghatározása.

Negyedik lépésben az egyenletes erősítés eléréséhez szükséges fázisillesztetlenség (q) mértéket kell megbecsülni. Ehhez el kell döntenünk a drainvonal struktúráját (az általában kis értékű drain kapacitás miatt normál csatlakoztatást érdemes használni), mert ez befolyásolja a q értékét. Ennek, illetve a bemeneti vonalnak az ismeretében meg lehet határozni a kimeneti (drain-) vonal sáv szélességét.

Az ötödik lépés a drainvonal tápvonalainak tervezése.

Számítógépes optimalizáció nélkül, szisztematikusan szintetizált erősítőt mutat a 8. ábra. A feltételezett specifikáció szerint az erősítőnek legalább 14 dB erősítéssel és -20 dB-nél jobb reflexióval kell rendelkeznie 20 GHz alatt, és 50 Ohm-os lezárások között. A felhasznált tranzisztor bemeneti kapacitása 0.14pF. Ennek és a csatlakoztatási induktivitás értékének ismeretében ($L_B=0.3\text{nH}$) a bemeneti reflexió 22 GHz-ig jobb, mint a specifikációban előírt -20 dB, amennyiben az 1.2. altézis módszerét is felhasználjuk. A 8. ábra erősítőjének szimulált (nem optimalizált!!) átvitelét, illetve reflexióit a 9. ábrák mutatják. A görbék teljes mértékben eleget tesznek a specifikációban leírtaknak, és egzaktul követik a megjósolt tulajdonságokat.

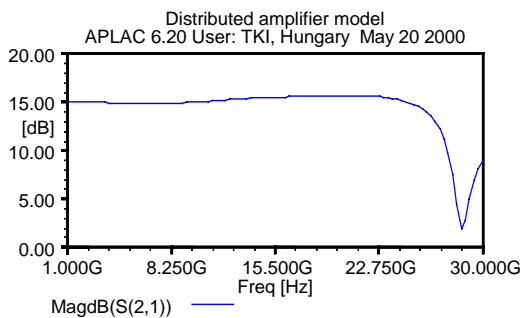


8. ábra

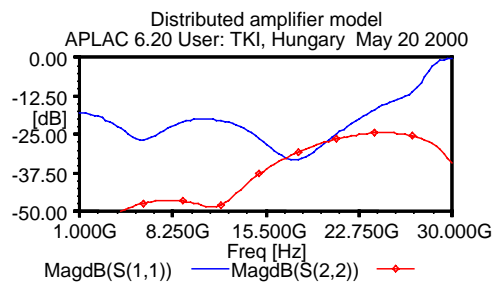
3.3. altézis. Kifejtése a 4.4 alfejezetben található. Az altézisben az eddigi eredmények alapján kidolgozott tervezési módszert mutatok be, amely unilaterális, veszteségmentes tranzisztormodell esetén, kizárólag az erősítőben alkalmazott tápvezetők tulajdonságait módosítva képes a gate- és drainvezetők közti fázisillesztetlenség mértékét úgy manipulálni, hogy előírt erősítés (azaz előírt fokozatszám), reflexiók, illetve sáv szélesség esetén, egyenletes átvitelű erősítőt szintetizál. Mivel a tervezés során a tápvezetők hossza az egyenletes átvitel eléréséhez szükséges legkisebb méreteket veszi fel, így a 3.1-3.2 altézisek eredményei alapján a módszer a legnagyobb erősítés-sáv szélesség szorzattal rendelkező erősítőt hozza létre.

A tervezési példán keresztül megmutatom, hogy a különböző (normál, illetve V) csatlakoztatási struktúrák előnyösen kombinálhatóak. Bemutatom, hogy a mai félvezetős aktív eszközök tipikus értékű veszteségeinek hatása egyszerűen kompenzálható a fázisillesztetlenség további csökkentésével. Megvizsgálom a tervezési módszer alkalmazhatóságát földelési parazita induktivitás jelenléte, illetve bilaterális (visszahatással rendelkező) tranzisztormodell alkalmazása esetén. Ezek alapján empirikus korlátot adok a C_{gd} kapacitás maximális értékére vonatkozólag. Realisztikus tranzisztormodell, illetve megvalósítható földelési induktivitás érték felhasználásával mutatom meg a módszer gyakorlati használhatóságát konkrét tervezési példán keresztül, amelynek végeredményeképpen realizálható erősítő adódik ki. [S2, S5, S7].

Az általam alkotott tervezési eljárás sokoldalúbb, és előnyösebb az irodalomban eddig ismert egyetlen szisztematikus tervezési eljárással szemben [21]. Ez a grafikus (tehát ugyancsak közelítő), ugyanis csak koncentrált elemű erősítő modellre és fázisszinkron esetére érvényes. Mivel egyrészt a koncentrált elemű leírás nem érvényes a milliméteres sávban, még monolit integrált esetben sem, másrészt mai tranzisztorok ki- és bemeneti kapacitásai oly mértékben eltérőek, hogy koncentrált esetben a fázisszinkron létrehozása kötött impedanciák között működő erősítőn gyakorlatilag lehetetlen (külső elemek beiktatásakor a csatlakoztatási paraziták hatásai által okozott problémák igen jelentősek), így az említett tervezési eljárás alkalmazásával milliméteres sávban problémák adódnak.



9.a)



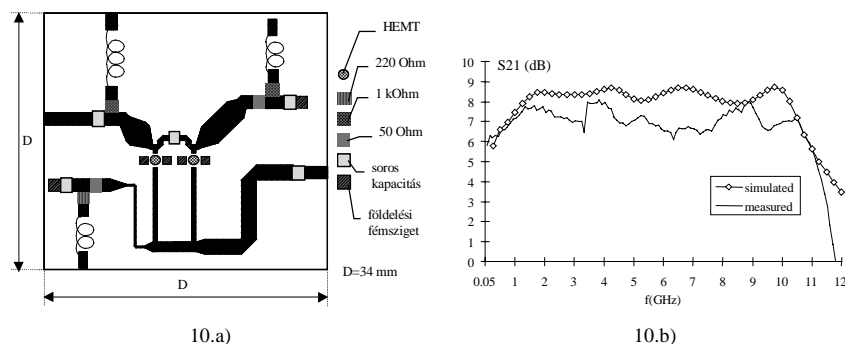
9.b)

A módszer, hasonlóan az általam javasolthoz, csak unilaterális tranzisztormodell esetén használható. Az eljárás a tranzistor veszteségek értékének manipulálását használja fel az egyenletes erősítés megvalósításához. Emiatt csak monolit integrált esetben használható, ahol a tranzisztorok méretei és struktúrája egyáltalán változtatható. Ráadásul, mint ahogy azt demonstrálom a 4.4. alfejezetben, tipikus tranzistor esetén a veszteségek hatása nem túl jelentős, így a megfelelő kompenzációhoz meglehetősen nagy veszteségeket kell létrehozni (főleg a gate-ben). Ez egyrészt megvalósítási gondokat vet fel, másrészt egyéb tranzistor paraméterek romlását eredményezi (pl. a zaj növekedése).

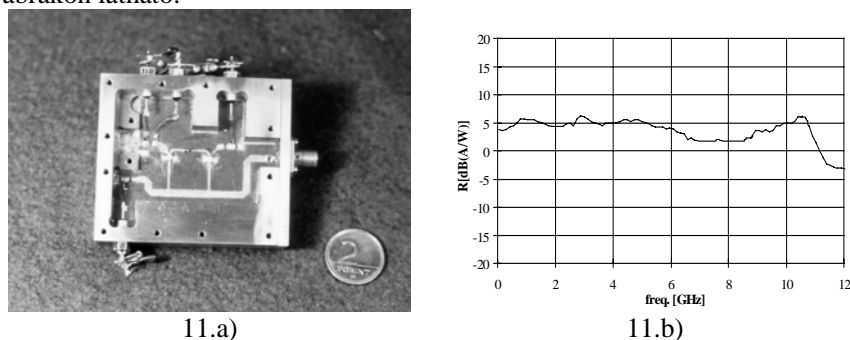
Ezzel szemben a disszertációban javasolt tervezési eljárás egyedül csak a visszaható kapacitás mértékére támaszt korlátokat, így nagyobb lehetőségeket biztosít az aktív eszköz tervezője számára. A visszaható kapacitás értéke például igen kicsi heteróátmenetes bipoláris tranzisztorokban (HBT)[57, 58], így az általam javasolt tervezési módszer jól alkalmazható ezeknél a ma előállítható egyik legnagyobb határfrekvenciájú eszközöknél. Bemutatok emellett egy konkrét, a kereskedelmi forgalomban megvásárolható HEMT típust is, amely teljesíti a C_{gd} kapacitásra vonatkozó empirikus korlátot, így közvetve igazolja a módszer használhatóságát.

3.4. altézis. Részletes leírása az 5 fejezetben található. Az altézisben az Európai Unió Copernikus programjának keretében általam megvalósított elosztott erősítők analízisével igazolom a gyakorlatban az egyes és kettős téziscsoport néhány altézisét (keresztági induktivitások, fázisillesztetlenség hatása, illetve a működési frekvencia értéke). [S4, S6, S19, S22, S23, S27, S29, S31-35]

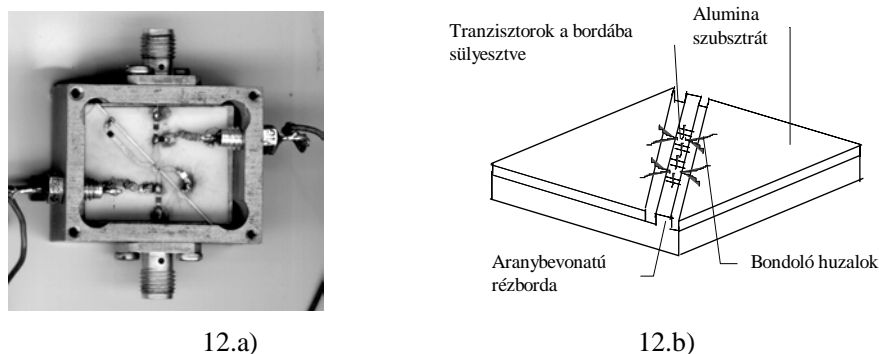
A 10.a. ábra például egy kétfokozatú, 50 Ohm-os lezárások közé tervezett, tokozott tranzisztorokkal felépített erősítő nyomtatott áramköri rajzát mutatja az alkatrészekkel együtt. Az 1. tézis csoport eredményeit felhasználva a disszertációban megmutatom, hogy az alkalmazott tranzisztor (HP-ATF35576) helyettesítőképéből kiindulva, 50 Ohm-os lezárások közé, 10 GHz sávzélességű, kétfokozatú erősítő megvalósítására van lehetőség, -10 dB körüli reflexiókkal. Doktori tanulmányaim elején az erősítő számítógépes optimalizációs eljárások segítségével történő tervezése során (nem egzakt módszerekkel) hasonló paramétereket voltam képes elérni. Az erősítő szimulált és mért átvitelét a 10.b. ábra mutatja. Az erősítő zajtényezőjének legkisebb értéke 2.2 dB volt 8.5-10 GHz-es sávban, amely jó értékek számított az alkalmazott PHEMT-eknek köszönhetően.



Az erősítő kismértékben módosított változatának felhasználásával építettünk egy fotóvevőt is, amelyben az erősítő elé a svájci Opto Speed cég PD94CP-S12AR1300 típusú, 50 GHz felső határfrekvenciájú tokozatlan, 12x12 μm aktív felületű PIN diódáját csatlakoztattuk egy hangolt, soros induktív illesztésen keresztül (bondoló huzalok). Az fotóvevő fényképe és mért érzékenysége a 11.a. illetve 11.b. ábrákon látható.



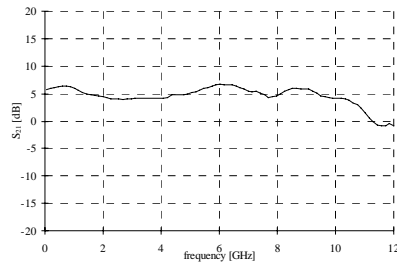
A vevő minimális ekvivalens bemeneti zajáram sűrűsége $10 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ körül volt, amely ilyen szélessávú optikai vevőnél igen jó értékek mondható. A V-bondolás gyakorlati kipróbálására egy tokozatlan tranzisztorokat tartalmazó erősítőt építettem. Az erősítő fényképe, valamint a konstrukció szemléltetése a 12. ábrákon látható.



A tranzisztorok V alakú csatlakoztatása kinagyítva a 13.a. ábrán látható. Az erősítő mért átvitelét a 13.b. ábra mutatja.



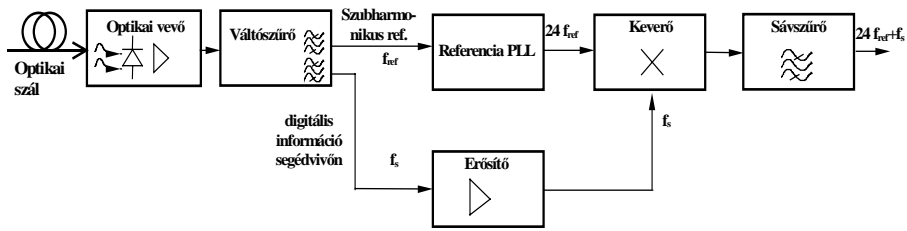
13.a)



13.b)

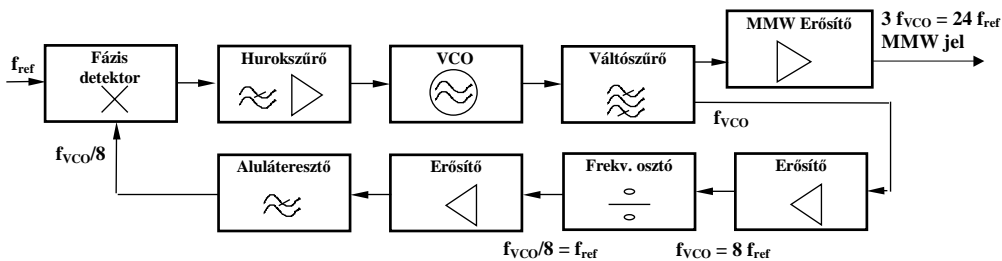
4. TÉZISCSOPORT

A 4. téziscsoport olyan oszcillátorok analizálásával és tervezésével foglalkozik, ahol a harmonikus tartalom megfelelő manipulálása a cél. A ilyen típusú oszcillátorokat előnyösen lehet alkalmazni frekvencia sokszorozásra, amely kulcsfontosságú lépés olyan optikai hálózatokkal táplált, milliméteres sávban dolgozó, pikócellás mobil rendszerekben, ahol költségcsökkentési törekvések miatt a milliméteres vivőt a vevőoldalon, az üvegszálon átvitt alacsonyfrekvenciás referencia segítségével állítják elő. A kutatócsoportunk által javasolt és az E.U. FRANS kutatási programjának keretében megvalósított PLL-es rendszer blokkvázlatát a 14. ábra mutatja. A sokszorozó PLL részletesebben a 15. ábrán látható.



14. ábra

A rendszerben több nagyfrekvenciás áramkör megvalósítása mellett legérdekesebb feladatomban a harmonikus VCO tervezése volt, amely során célom a harmadik harmonikus kimeneti teljesítményének maximalizálása volt.

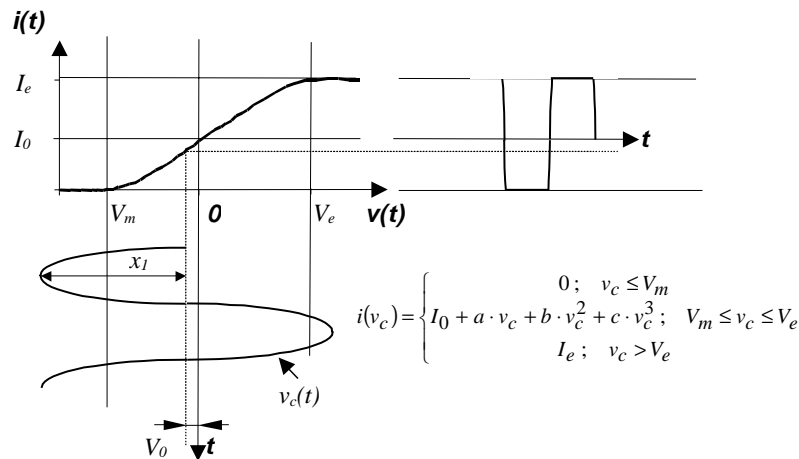


15. ábra

Az analizált oszcillátor modell egy nemlineáris, memóriamentes, zero fázistolású feszültségvezérelt áramgenerátorból, és egy lineáris visszacsatoló hálózatból áll. Az áramgenerátor a reprezentálja az aktív eszköz (általában MESFET) transzkonduktanciáját, míg a visszacsatoló hálózat a parazitákat, a külső elemeket, valamint a transzkonduktancia esetleges lineáris fázistolását tartalmazza. A vizsgálatok során feltételezem, hogy az aktív eszközben a transzkonduktancia nemlinearitása sokkal erősebb a paraziták nemlinearitásánál, így azokat lineárisnak tételezem fel. Az eszköz mért transzferkarakterisztikáját harmadfokú polinommal közelítem az elzáródási feszültség és a telítési feszültség között. Az elzáródási feszültség alatt a kimeneti áramot zérusnak tételezem fel, a telítődési feszültség felett pedig konstans értékűnek. Egy tipikus MESFET transzfer (I_d - U_{gs}) karakterisztikát a 16. ábra mutat. Feltételezem még hogy a visszacsatoló hálózat átvitele csak az alapharmonikus frekvenciájának környezetében nem nulla.

4.1. altézis. Részletes leírása a 6.1, 6.2.1-6.2.6 alfejezetekben található. **Az altézisben a visszacsatolt rendszerekre [60]-ban alkalmazott elméletet adaptálom MESFET tranzistorokkal felépített oszcillátorokra. Megmutatom, hogy a kimeneti harmonikus tartalom az aktív eszköz nemlineáris transzfer karakterisztikájának lehetőségein belül optimalizálható a gate előfeszítő feszültség, illetve a rezgési amplitúdó értékének helyes megválasztásával.**

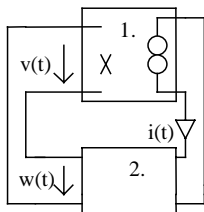
A rezgési amplitúdó a visszacsatoló hálózat átvitelének változtatásával manipulálható, tehát a gate előfeszítés helyes megválasztása mellett, a harmonikus oszcillátor tervezése gyakorlatilag a visszacsatoló hálózat megkívánt átvitelének létrehozásával ekvivalens.



16. ábra

A különböző gate előfeszítő feszültség, illetve a különböző visszacsatolt bemeneti amplitúdó értékek esetén létrejövő üzemmódokat a kialakuló jelalak alapján négy osztályba csoportosítom. Fourier sorfejtés segítségével analitikus formulában megadom az alap-, a második és a harmadik harmonikus képletét mind a négy üzemmódra.

A kialakuló rezgés munkapontjának stabilnak kell lennie, hiszen csak egy stabil munkapont létezhet a valóságban. Az említett könyvben [60] megadott stabilitás vizsgálatot alkalmazva, általános stabilitási feltételt vezetek le a létező két fajta visszacsatoló hálózat esetére. A visszacsatoló hálózatok tulajdonságai és a stabilitási kritériumok a 3. táblázatban láthatóak. A táblázat első oszlopában látható oszcillátor modell referencia irányait alkalmazva feltételezzük, hogy a nemlineáris 1.-el jelölt áramgenerátor alapharmonikus erősítése pozitív, azaz $D_{10}/X_{10} > 0$, ahol D_{10} a kimeneti áram, X_{10} pedig a bemeneti feszültség alapharmonikusa. Ekkor a visszacsatoló hálózat átvitelének valós részének ($Hr(\omega_0)$) negatívnak kell lennie, hogy létezzen munkapont



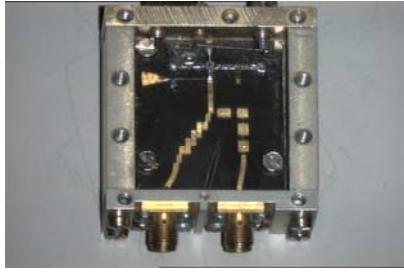
Visszacsatoló hálózat	Stabilitási feltétel	Lágy berezgés feltétele
$H_r(\omega_0) < 0; H_i'(\omega_0) > 0$	$\frac{D_{10}}{x_{10}} > \frac{dD_1}{dx_1}; x_1 = x_{10}$	$\frac{D_{10}}{x_{10}} < \frac{dD_1}{dx_1}; x_1 = 0$
$H_r(\omega_0) < 0; H_i'(\omega_0) < 0$	$\frac{D_{10}}{x_{10}} < \frac{dD_1}{dx_1}; x_1 = x_{10}$	$\frac{D_{10}}{x_{10}} > \frac{dD_1}{dx_1}; x_1 = 0$

Table. 3.

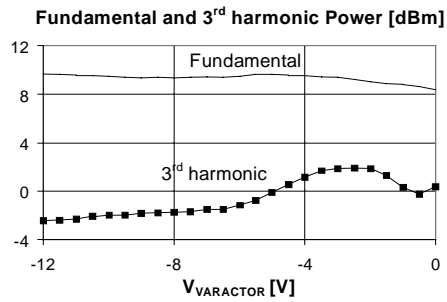
A oszcilláció beindulásának, azaz a lágy berezgésnek a feltétele a harmadik oszlopban adott. Eszerint az oszcilláció magától beindul, ha nulla amplitúdónál a munkapont instabil.

Megmutatom, hogy tipikus MESFET transzfer karakterisztikát feltételezve az első típusú hálózat esetén a lágy berezgés feltétele teljesül és stabil munkapont alakulhat ki igen széles előfeszítési tartományban. Ezzel szemben a második típusú hálózat esetén a lágy berezgés feltétele nem tud teljesülni, valamint stabil munkapont is csak egy szűk tartományban tud kialakulni.

Az Európai Unió FRANS kutatási programjának keretében megépített segédvívós optikai rendszer vevőjének harmonikus VCO-jával demonstrálom módszer alkalmazhatóságát. Az alkalmazás szempontjából a cél, a minél magasabb harmadik harmonikus (25.32 GHz) szint elérése volt. A megvalósított VCO fényképe és mért kimeneti amplitúdói az alap- illetve a harmadik harmonikuson 17. ábrákon láthatóak. Az oszcillátoron mért és a számítási módszer által becsült amplitúdók különbségei 4 dB-en belül voltak.



17.a)



17.b)

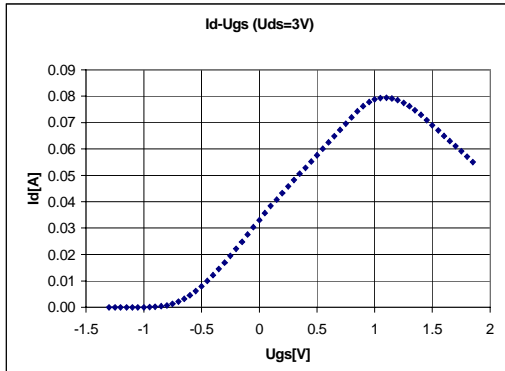
A [60]-ban alkalmazott módszert átalakítva, általános feltételt adok az oszcillátor munkaponti stabilitásának eldöntésére, valamint arra hogy az oszcilláció magától be fog-e indulni vagy nem (lágý berezgés feltétele). Az altézishez a [S3 ,S9, S10, S12-S18, S21, S22, S24] saját publikációk kapcsolódnak..

4.2. altézis. Az eredményeinek részletezése a 6.2.7 alfejezetben található. Ebben az altézisben a harmonikusok kimeneti teljesítményeinek pontosabb becslését érem el azáltal, hogy a transzkonduktancia nagyáramú (telített) szakaszán három további jelenséget veszek figyelembe, amelyek megváltoztatják a harmonikus tartalmat: a drain áram csökkenése a gate áram töltéselszívó hatása miatt, a soros ellenállások hatása nyitott gate diódánál, illetve a visszacsatolás átvitelének csökkenése a nyitott gate dióda betérhelése miatt.

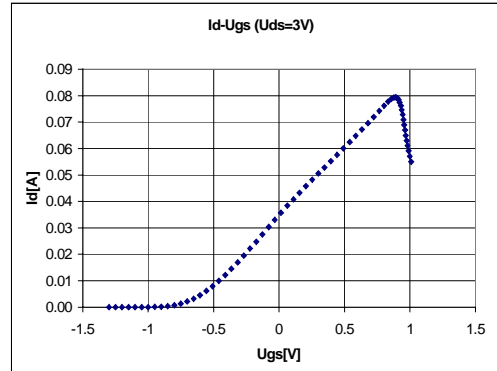
Az első jelenség erősen pozitív gate feszültségeknél fordul elő, mikor az elektronok egy része átmegy a csatornából a nyitott gate schottky diódára, mivel a gate potenciál elszívja a töltéshordozókat a csatornából. A gate áram egy része tehát, a drain áram rovására alakul ki, és így a drain áram csökken. A jelenség mérhető és a transzfer-karakterisztika módosításával figyelembe vehető. Ez figyelhető meg a 18.a. ábrán, ahol a telítési tartományban a karakterisztika visszahajlik. A számított alap és harmadik harmonikus amplitúdók eltérése a mért értékektől, a pontosabb karakterisztika hatására csökkent (<2.6 dB).

A második jelenség esetén, a pozitív csúcsoknál a soros gate (R_g), és az R_i ellenállásokon átfolyó vezetési gate áram, valamint a source (R_s) ellenálláson átfolyó gate és drain áramok miatt, a bemeneti jelnek csak egy tört része vezérli a transzkonduktanciát. Ezt a jelenséget a mért bemeneti karakterisztikából számítással, a transzfer-karakterisztikának a feszültség tengelyen történő zsugorításával veszem figyelembe azokon a tartományokon, ahol a gate áram nem nulla. Egy ilyen módosított karakterisztika figyelhető meg a 18.b. ábrán. Ezekben az esetekben a transzkonduktanciát a 4.1. altézisben leírtakhoz képest öt szakaszra bontom. Ebből hármát: egy harmadfokút, egy lineárist és egy zérusértékűt használok fel a telítéses tartomány közelítésére, a maradék kettő hasonlóan a 4.1. altézisben bemutatott karakterisztikához a normál üzemi tartományt, illetve az elzáródási feszültség alatti zéróértékű tartományt írja le. A szakaszok nagyobb száma miatt a lehetséges üzemmódok száma is nyolcra növekszik.

A harmadik jelenség esetén a nyitott gate dióda bet terheli a visszacsatoló hálózatot és ezáltal lecsökkenti annak átvitelét, amelynek hatására a visszacsatoló hálózat átvitelének mind a valós, mind a képzetes része nemlineárisává válik, ennek folytán az eddig alkalmazott egyszerű analízis pontos számításokhoz nem alkalmazható. Tekintve azonban, hogy annak a tartománynak a folyási szöge, ahol a gate dióda nyitva van és így gate áram folyik a gyakorlatban általában jóval kisebb, mint 180° , valamint a célom az analízis egyszerűségének megőrzése, a képzetes rész nemlinearitását továbbra is elhanyagolom.

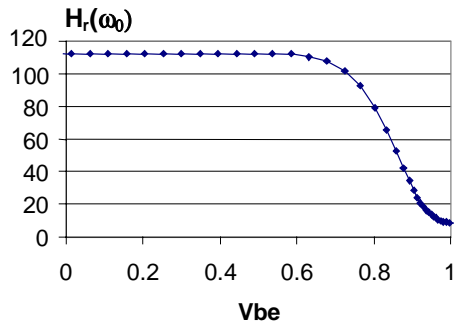


18.a)

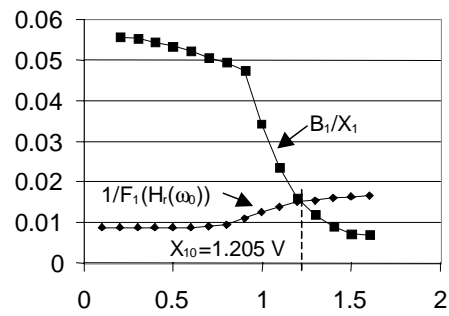


18.b)

A valós rész nemlinearitásának ismeretében, amelyet a 19.a ábrán ábrázolok, kiszámítom a visszacsatoló hálózat alap harmonikus átvitelét. Ezen mennyiség a reciprokanak, valamint a módosított transzfer karakterisztikából számolt alap harmonikus erősítésnek az ismeretében az eddig alkalmazott eljárással teljesen megegyező módon, meghatározom a rezgés amplitúdóját. Ezt a 19.b ábra mutatja. Ennek ismeretében a kimeneti harmonikus szintek számolhatóak. Az alap illetve a harmadik harmonikus szint ekképpen becsült értéke 2 dB-nél pontosabban közelítette meg a mért értékeket.



19.a)



19.b)

A doktori értekezéshez kapcsolódó saját publikációk jegyzéke.

Nyomtatott egyetemi jegyzet

- [S1] Berceli, Frigyes, Hilt, Járó, Lénárt, Mihály, Marozsák, Szekeres, Szűcs, **Zólogy** : "Optikai Hálózatok Méréstechnikája", *Budapesti Műszaki Egyetem, Mérnöktoivábbképző Intézet, tanfolyami segédlet*, április 1997.

Külföldön megjelent idegen nyelvű folyóirataikk

- [S2] **A.Zólogy** : "Synthesis Method for Distributed Amplifiers" *Journal of Telecommunications and Information Technology*, Vol. 1, pp. 20-23, 2003, L
- [S3] T.Berceli, G.Járó, T.Marozsák, S.Mihály, E.Udvary, Z.Varga, **A.Zólogy** : "An Optical Carrier Generation Approach for Cellular Millimeter-Wave Radio Systems" *Fiber and Integrated Optics*, Vol. 19, No.2, pp. 119-136, 2000, The Netherlands, L
- [S4] **A. Zólogy**, T. Berceli, , G. Járó, A. Hilt, T. Marozsák : "Low Noise Optical Receiver With Multioctave Bandwidth", *Invited Paper for Optical and Quantum Electronics*, Vol. 30 pp. 969-983, Dec, 1998, USA, L

Magyarországon megjelent magyar nyelvű folyóirataikk

- [S5] **A. Zólogy**, "Extrém sávszélességű elosztott erősítők tervezése", *Híradástechnika*, 2003. Augusztus, L
Magyarországon megjelent idegen nyelvű folyóirataikk

- [S6] G.Járó, A.Hilt, **A.Zólogy**, T.Berceli : "Noise Properties of Optical Receivers Using Distributed Amplification", *Journal on Communications*, Vol. XLVIII, pp. 31-34, August, 1997, Hungary, L

Nemzetközi konferencia-kiadványban megjelent idegen nyelvű előadás

- [S7] **A. Zólogy** : "Synthesis Method for Distributed Amplifiers", *MIKON'2002, International Conference on Microwaves & Radar, proceedings CD, Gdansk, Poland, May 20-22, 2002, L, R. (fiatal kutatók verseny 2. Helyezés)*
- [S8] **A. Zólogy** : "Design Method for Distributed Amplifiers with Parasitic Input and Output Lead Inductances of the Active Devices", *Proc. of Optical/Wireless Workshop in the framework of the European MOIKIT project, pp 15-18, Budapest, Hungary, March 15, 2001.*
- [S9] T. Berceli, S.Kudszus, M.Schlechtweg, **A. Zólogy**, G. Járó, T. Marozsák : "Optical Millimeter Wave Generation Utilizing a Subharmonic Reference", *Proc. of IEEE MTT-S ISM Digest*, Vol. 3, pp. 1749-1752, Boston, Massachusetts, 2000, R
- [S10] Berceli, G. Járó, T. Marozsák, S. Mihály, E. Udvary, Z. Varga, **A. Zólogy**: "Optical Millimeter Wave Generation for Cellular Mobile Systems", *Invited Paper, MIKON'2000, International Conference on Microwaves & Radar*, Vol. 3, pp. 110-119, Wroclaw, Poland, May 22-24, 2000, L, R
- [S11] **A. Zólogy**: "Gain-Bandwidth Performance Comparison of Lumped and Distributed Element Distributed Amplifiers", *MIKON'2000, International Conference on Microwaves & Radar*, Vol. 1, pp. 101-104, Wroclaw, Poland, May 22-24, 2000, L, R
- [S12] Berceli, G. Járó, T. Marozsák, S. Mihály, E. Udvary, Z. Varga, **A. Zólogy** : "A Novel Optical Cellular Millimeter Wave Radio System", " , Proc. of the 29th European Microwave Conference (*EuMC*), Vol. pp. 230-233, München, Germany, October 5-7, 1999
- [S13] Berceli, G. Járó, T. Marozsák, S. Mihály, E. Udvary, Z. Varga, **A. Zólogy** : "A New Optical Signal Distribution Method for Phased Array Antennas at Millimetre Waves", *Proceedings of the 5th International Conference on Radar System, Sesion2.2*, France, May 17-21, 1999.
- [S14] **A. Zólogy**, V. Bíró : "A New Approach for Millimeter Waves Harmonic Oscillators", *Proceedings of the 10th MICROCROLL*, pp.235-239, Budapest, Hungary, March, 1999, L
- [S15] Berceli, G. Járó, T. Marozsák, A. Hilt, S. Mihály, E. Udvary, **A. Zólogy**, Z. Varga : "Optical Generation of Millimeter Waves for Mobile Radio Systems", *Proceedings of the 10th MICROCROLL*, pp.375-378, Budapest, Hungary, March, 1999, L
- [S16] A.Hilt, T.Berceli, A.Vilcot, G.Maury, **A.Zólogy** : "Radio Frequency Interference in Radio-Over-Fiber Distributed Networks", *Proceedings of the 10th MICROCROLL*, pp.149-152, Budapest, Hungary, March, 1999, L
- [S17] **A. Zólogy**, V. Bíró, T. Berceli, G. Járó, A. Hilt: "Design of Nonlinear Oscillations for Millimeter Wave Signal Generation in Optical Systems", *Proc. of the European Microwave Conference, EuMC'98*, Vol.I, pp. 74-79, Amsterdam, October, 1998.
- [S18] T.Marozsák, T.Berceli, G.Járó, **A.Zólogy**, A.Hilt, S.Mihály, E.Udvary, Z.Varga : "A New Optical Distribution Approach for Millimeter wave radio" *IEEE-MWP'98 International Topical Meeting on Microwave Photonics, Technical Digest*, pp. 63-66, Princetown, USA, October 1998., L, R
- [S19] T Berceli, **A. Zólogy**, G. Járó, A. Hilt, T. Marozsák : "Broadband Low Noise Optical Receiver Utilizing Distributed Amplification", *Invited Papers, MIKON'98, International Conference on Microwaves & Radar*, Vol. 4, pp. 135-146, Krakow, Poland, May 20-22, 1998, L, R
- [S20] **Zólogy**, A. Hilt, G. Járó, T. Berceli : "The Effect Of Parasitic Inductances In Distributed Amplifiers" *Conference Proceedings, MIKON'98, International Conference on Microwaves & Radar*, Poland, Vol. 3., pp 463-467, Krakow, May 20-22, 1998, L, R
- [S21] A. Hilt, **A. Zólogy**, T. Berceli, G. Járó, E. Udvary : "Millimeter Wave Synthesizer Locked to an Optically Transmitted Reference Using Harmonic Mixing", *IEEE-MWP'97 International Topical Meeting on Microwave Photonics, Technical Digest*, Duisburg, Germany, pp. 91-94, 3-5 September 1997, L, R
- [S22] G.Járó, T.Berceli, A.Hilt, **A.Zólogy** : "New optomixer surpassing photodetection at microwaves", *IEEE-MWP'97 International Topical Meeting on Microwave Photonics, Technical Digest*, pp.143-146, Duisburg, Germany, September, 1997, L, R, H2
- [S23] **A.Zólogy**, T.Berceli, A.Hilt, G.Járó, C.S.Aitchison, A.Baranyi, J.Ladvánszky, J.Y.Liang : "Eight Octave Bandwidth Optical Receiver Using Distributed Amplification", *IEEE-MWP'97 International Topical Meeting on Microwave Photonics, Technical Digest*, pp.147-150, Duisburg, Germany, September, 1997, L, R,
- [S24] E. Udvary, **A. Zólogy**, A. Hilt, G. Járó, S. Mihály, T. Berceli : "A Millimeter Wave PLL oscillator for Optical Receivers", *Proc of First Electronic Circuits and Systems Conference, ECS'97*, pp. 205-208, Bratislava, Slovakia, 1997.
- [S25] G.Járó, T.Berceli, A.Hilt, **A.Zólogy** : "Gain and Noise Optimization of an Optical Receiver Utilizing a Distributed Amplifier", *proceedings of ECCTD'97*, pp. 1356-1359, Budapest, Hungary, August 1997.
- [S26] **A.Zólogy**, A.Hilt, A.Baranyi, G.Járó : "Microwave Distributed Amplifier In Hybrid Integrated Technology", *proceedings of ECCTD'97*, pp. 1374-1377, Budapest, Hungary, August 1997.
- [S27] **A.Zólogy**, A.Hilt, T.Marozsák, G.Járó : "New Topology for Distributed Amplifiers in Hybrid Integrated Technology", *COMITE'97 Conference Proceedings*, pp.37-40, Pardubice, Czech Republic, 1997.
- [S28] A.Hilt, G.Járó, **A.Zólogy**, B. Cabon, T.Berceli, T.Marozsák : "Microwave Characterization of High Speed pin Photodiodes", *COMITE'97 Conference Proceedings*, pp.21-24, Pardubice, Czech Republic, 1997, H1
- [S29] **A.Zólogy**, G.Járó, A.Hilt, A.Baranyi, J.Ladvánszky : "Wideband Distributed Amplifier Using Encapsulated HEMTs", *Advanced NATO Research Workshop*, Sozopol, Bulgaria, September 1996, Horst Groll and Ivan Nedkov ed. : "Microwave Physics and Techniques", NATO ASI Series, 3-Vol.33, pp. 315-320, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, Boston, London, ISBN 0-7923-4582-7, H1
- [S30] G.Járó, J.Ladvánszky, **A.Zólogy**, C.S.Aitchison, A.Baranyi, T.Berceli, J.Y.Liang : "Noise Minimization in Photodiode Driven Distributed Amplifiers", *proceedings of the 25th European Microwave Conference*, pp. 179-184, Bologna, Italy, September, 1995.

Nem publikációértékű munkák

Könyvtárakban el nem helyezett kutatási jelentés

- [S31] C.S.Aitchison, T.Berceli, A.Hilt, G.Járó, J.Y.Liang, T.Marozsák, **A.Zólmoy** : "Improvement in Microwave to Optical Communication System Interfaces" *Final Report of the Copernicus EC Project, No.C6665, Brunel University, UK, Research Institute for Telecommunications and Technical University of Budapest, Hungary, January 1997.*
- [S32] T.Berceli, A.Hilt, G.Járó, T.Marozsák, **A.Zólmoy** : "Frans (Fiber to Radio ATM Network Services) Extension, Electrical Method", Progress Report, February 1997, TUB, Hungary
- [S33] T.Berceli, A.Hilt, G.Járó, T.Marozsák, **A.Zólmoy**, E.Udvary : "Frans Extension, Electrical Method" , Progress Report, September 1997, TUB, Hungary
- [S34] T.Berceli, A.Hilt, G.Járó, T.Marozsák, S.Mihály, **A.Zólmoy**, E. Udvary: "Frans Extension, Electrical Method", Progress Report, December 1998, TUB, Hungary
- [S35] T.Berceli, A.Hilt, G.Járó, T.Marozsák, S.Mihály, **A.Zólmoy**, E. Udvary: "Frans Extension, Electrical Method", Progress Report, May 1999, TUB, Hungary

Mérési utasítás

Csak kivonatban megjelent konferencia-előadás

Csak szóban elhangzott előadás

- [S34] **A.Zólmoy**, T.Berceli, A.Baranyi, A.Hilt : "Design of Distributed Amplifiers for Optical Receivers", Seminar On Optical & Microwave Subsystems, TUB at the Department of Microwave Telecommunications, Hungary, September, 1997

Hivatkozási lista

hivatkozás első szerzőként írt cikkekre :

hivatkozott cikk :

- [S29] **A.Zólmoy**, G.Járó, A.Hilt, A.Baranyi, J.Ladvánszky : "Wideband Distributed Amplifier Using Encapsulated HEMTs", *Advanced NATO Research Workshop*, Sozopol, Bulgaria, September 1996, and *Horst Groll and Ivan Nedkov ed.: "Microwave Physics and Techniques", NATO ASI Series, 3-Vol.33, pp.315-320, Kluwer Academic Publishers, ISBN 0-7923-4582-7, Dordrecht, Boston, London.*

hivatkozás helye :

- (h1) ref [2] in B.Y.Banyamin, J.Y.Liang and C.S.Aitchison : "A New High Gain-Broadband Amplifier Using Cascaded Single Stage Distributed Amplifiers", *Proc. of the Asia Pacific Microwave Conference*, pp.753-756, Yokohama, Japan, 8-11 December 1998.
Szöveggörnyezet : (753. oldal, 2. hivatkozás) "This distributed amplifier has been thoroughly investigated and realised successfully in hybrid and monolithic technology in number of publications [1-4]"

hivatkozás társszerzőként írt cikkekre :

hivatkozott cikk :

- [S21] A.Hilt, **A.Zólmoy**, T.Berceli, G.Járó, E.Udvary : "Millimeter Wave Synthesizer Locked to an Optically Transmitted Reference Using Harmonic Mixing", *Technical Digest of the IEEE Topical Meeting on Microwave Photonics, MWP'97*, pp.91-94, Duisburg, Germany, 3-5 September 1997.

hivatkozás helye :

- (h2) ref. [16] in Ichiro Seto, Hiroki Shoki, Shigeru Ohshima : "Optical Subcarrier Multiplexing Transmission for Base Station With Adaptive Array Antenna", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 49, No. 10, Pp.2036-2041, October 2001.
Szöveggörnyezet : (2039 oldal, 16. hivatkozás) "...In that case, a higher frequency of the clock reference is desirable and other PLL structures are also of interest [16]...."

hivatkozott cikk :

- [S28] A.Hilt, G.Járó, **A.Zólmoy**, B.Cabon, T.Berceli, T.Marozsák : "Microwave Characterization of High Speed pin Photodiodes", *Proc. of the, 9th Conference on Microwave Techniques, COMITE'97*, pp.21-24, Pardubice, Czech Republic, October 1997.

hivatkozás helye :

- (h3) ref. [9] in F.Giannini, E.Limiti, G.Orengo, G.Saggio : "Broadband Low Noise HEMT-Based Monolithic Transimpedance Amplifier", *Proc. of the 10th Microwave Colloquium, MICROCOLL'99*, pp.171-173, Budapest, Hungary, March 1999.
Szöveggörnyezet : (172 oldal, 9. hivatkozás) "...Cpd is the photodetector parasitic capacitance [9]."

hivatkozott cikk :

- [S22] G.Járó, T.Berceli, A.Hilt, **A.Zólmoy** : "New optomixer surpassing photodetection at microwaves", *Technical Digest of the IEEE MTT Topical Meeting on Microwave Photonics, MWP'97*, pp.143-146, Duisburg, Germany, 3-5 September 1997.

hivatkozások helye :

- (h4) ref. [39] in Bogdan A.Galwas : "Photonic Technology for Microwave Engineering", *invited paper, Proc. of the International Conference on Microwaves and Radar, MIKON'98, Vol.4, pp.117-134, Kraków, Poland, 20-22 May 1998.*
Szöveggörnyezet (124. oldal, 39. hivatkozás) : "Then optical-microwave conversion takes place within the diode [36,39,43,55]"
- (h5) ref. [5] in S.K.Banerjee, U.Goebel, P.Nüchter : "An X-Band Balanced Optical Hybrid Mixer for μ -Wave Optical Interconnect in Active Phased Array Radar and Communication Systems", *Technical Digest of the IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, MWP'2000, paper WE2.13, pp.198-202, ISBN 0-7803-6455-4, Oxford, UK, 11-13 September 2000.*
Szöveggörnyezet (202 oldal, 5. hivatkozás) : "Reference [5]"

hivatkozott cikk :

- [S18] T.Marozsák, T.Berceli, G.Járó, **A.Zólmoy**, A.Hilt, S.Mihály, E.Udvary, Z.Varga : "A New Optical Distribution Approach for Millimeter Wave Radio", *Proc. of the IEEE MTT Topical Meeting on Microwave Photonics, MWP'98*, pp.63-66, Princeton, New Jersey, USA, 12-14 October, 1998.

hivatkozás helye :

- (h6) ref. [9] in Masahiro Kiyokawa, J.Claude Béllisle, Pierre Tardif : "Millimeter-wave Fiber Radio Using Subharmonic Local-Oscillator Distribution", *Proc. of the IEEE MTT Topical Meeting on Microwave Photonics, MWP'2001*, 2001.
Szöveggörnyezet (124. oldal, 39. hivatkozás) : "...Many approaches have been proposed to generate and distribute MMW signals to and from the remote sites [7]- [13]....The ILPLL approach was experimentally pursued in [9]."

hivatkozott cikk :

- [S10] T.Berceli, G.Járó, T.Marozsák, S.Mihály, E.Udvary, Z.Varga, **A.Zólmoy** : "Optical Millimeter Wave Generation for Cellular Mobile Systems", *paper invited for Proc. of the XIIIth International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON'2000, Vol.3., pp.110-119, Wroclaw, Poland, 22-24 May 2000.*

hivatkozás helye :

(h7) ref. [31] in Hamed Al-Raweshidi, Shozo Komaki editors: "Radio over Fiber technologies for Mobile Communications Networks",
István Frigyes : "Basic Microwave properties of Optical Links : Insertion Loss, Noise Figure, and Modulation Transfer", pp.1-63, Artech
House, Boston, London, UK, 2002.

Az összes publikációk száma : 35

Az összes lektorált publikációk száma⁺ : 17

Az összes referált publikációk száma* : 9

Az összes ismert hivatkozások száma (beleértve az önhivatkozásokat) : 38

Az összes ismert idegen hivatkozások száma : 7

A Science Citation Index szerinti összes hivatkozások száma (beleértve az önhivatkozásokat is) : 0

A Science Citation Index szerinti hivatkozások között az "idegen" hivatkozások száma : 0

+A megjelenés a teljes, végleges cikk bírálata alapján történt, így lektorált publikációnak minősül az „Útmutató a publikációk értékeléséhez és a minimum követelmények megállapításához PhD eljárásokban” című kiadványban megjelent definíciók alapján.

*A megjelölt művek megtalálhatóak az IEEE hivatalos archívumában (www.ieee.org), az ott található IEEE Xplore kereső program segítségével.