

Integrált érzékelés és jelfeldolgozás a fókuszsíokban

Akadémiai doktori értekezés

Földesy Péter

Magyar Tudományos Akadémia
Energiatudományi Kutatóközpont
Műszaki Fizikai és Anyagtudományi Intézet

Budapest

2017

Tartalom

1.	Bevezetés.....	2
2.	Fókuszsíkbeli érzékelő-processzor architektúrák.....	4
2.1	Irodalmi áttekintés.....	4
2.1.1	Analóg megoldások	4
2.1.2	Digitális megoldások.....	5
2.2	Processzor- és szenzortömbök topografikus és nem topografikus illesztése	6
2.3	Elemi szenzor-processzor architektúra.....	10
2.4	Bit-soros implementáció	12
2.4.1	Aritmetikai és logikai egység	12
2.4.2	Adatmemória és szomszédsági összekötöttség	13
2.4.3	Crossbar kapcsoló.....	14
2.4.4	Feltételes műveletek és multi-SIMD számítási modell.....	15
2.4.5	Számítási teljesítmény.....	16
2.4.6	Skálázhatóság	16
2.4.7	Fizikai megvalósítás	17
2.5	Byte-os megvalósítás.....	22
2.5.1	Architektúra választás	23
2.5.2	Aritmetikai és logikai egység	24
2.5.3	Adatmemória és szomszédsági összekötöttség	25
2.5.4	Áramköri komplexitás, fizikai megvalósítás	25
2.6	3D integrált foveális megvalósítás	28
2.6.1	Processzortömb jellemzői	29
2.7	Infravörös fényre érzékeny metal-oxide-metal nano-antenna interfész	30
2.8	Programozottan lokális adaptív érzékelő architektúra	31
2.8.1	Adaptációs példák	36
2.8.2	Összefoglalás	38
2.9	Összefoglalás és következtetések.....	38
3.	Szub-terahertzes sugárzások érzékelése és alkalmazása	42
3.1	Bevezetés.....	42

3.2	Elméleti háttér	44
3.3	Előkísérletek és tapasztalatok.....	46
3.3.1	Mérési elrendezések.....	46
3.3.2	Mérési eredmények.....	47
3.3.3	Fókuszsíkbeli érzékelőtömb	49
3.3.4	Tapasztalatok.....	51
3.4	Térvezérelt tranzisztorok terahertzes sugárzásra adott válaszána modellezése	52
3.4.1	Modell működési tartománya	52
3.4.2	Elektromágneses csatolás	53
3.4.3	Terhelésmentes feszültségválasz	54
3.4.4	Csatornaáram hatása.....	55
3.4.5	Hordozó és forrás feszültségkülönbségének hatása	57
3.4.6	Az elektrongáz perturbációjának csillapodása	58
3.4.7	Áramkörü környezet	60
3.4.8	Kísérleti igazolás	64
3.4.9	Összefoglalás	69
3.5	Áramirány vezérelt irányselektivitás a tervezérelt tranzisztor-érzékelőkben...	72
3.5.1	Bevezetés.....	72
3.5.2	Elméleti áttekintés.....	72
3.5.3	Gyakorlati igazolás.....	74
3.5.4	Összefoglalás	77
3.6	Egylépéses komplex amplitúdójú interferometriai érzékelés.....	78
3.6.1	Bevezetés.....	78
3.6.2	Elmélet.....	80
3.6.3	Fizikai elrendezés.....	82
3.6.4	Gyakorlati igazolás.....	83
3.6.5	Összefoglalás	85
3.7	Jel-zaj viszony javítása többszörös antenna csatolt detektorral	86
3.7.1	Bevezetés.....	86
3.7.2	Fókuszpont és rezonáns antenna méretkülönbsége.....	86
3.7.3	Sorosan csatolt detektorok	88
3.7.4	Négyelemű detektor.....	91
3.7.5	16-elemű programozható érzékenységű tömb	93

3.7.6	24-elemű tömb.....	93
3.7.7	Összefoglalás	94
4.	Összefoglalás - tézisek	96
5.	Referenciák.....	102
5.1	A szerző publikációi.....	102
5.2	Egyéb hivatkozott publikációk.....	103

1. Bevezetés

A disszertáció tárgya az elektromágneses sugárzás érzékelése és az integrált fókuszsíkbeli jelfeldolgozás vizsgálata, valamint az ehhez szükséges rendszerek megtervezése és felépítése. Ezen architektúrák elsődleges feladata az érzékelés (képalkotás) és a nyers képfolyam valós idejű előfeldolgozása (un. *early vision processing*) a későbbi, komplexebb eszközöket igénylő képértelmezés számára [19][20]. A napjainkban elterjedt térfigyelő rendszerek képfolyamait célszerűen a felvétel helyén érdemes feldolgozni és értelmezni, információtartalmát lépésről lépésre kinyerni. Ennek első lépése az érzékelt képsorok javítása, az alkalmazás szempontjából érdemleges részek kiemelése és megjelölése, ezzel tehermentesítve mind a hálózatot, mind a további lépések feldolgozását. Értekezésem átfogó témája ilyen architektúrák vizsgálata, tervezése és használata a látható fényre érzékeny érzékelőtömböktől a szub-terahertzes (THz) sugárzásra érzékeny rendszerekig. Célkitűzésemként az elméleti alapok gyarapítását és a gyakorlati életben is felhasználható, nagyérzékenységu és -sebességu, nagy integráltságú képalkotó rendszerek létrehozását tűztem ki.

A fókuszsíkbeli érzékelő-processzorok jellemző részei az érzékelés, a szorosan az érzékelés mellett topografikusan illeszkedő feldolgozás és a globális, központi algoritmikus vezérlés. Találunk tisztán analóg és kevert jelű (*mixed-signal*) megoldásokat. Az előbbi érdemben nagyobb tervezési feladatot jelent, előnye a kis helyfoglalás és jól meghatározott, szűk feladatosztályban kétségtelen gyorsabb működés. A digitális processzorok felhasználásakor az érzékelő-digitális processzor kapcsolódásakor értelemszerűen meg kell oldani a fizikai értékeket (pl. fényintenzitást) mérő analóg jelek digitalizálását, mely megvalósítási nehézségeket és teljesítménycsökkenést jelent, azonban a kezelhető feladatosztályok száma lényegesen nő. A nyers érzékelő adatokat korrigálni szükséges (pl. fixed-pattern zaj, gamma korrekció), elkülönülten processzálni (pl. zajsűrés), majd összefüggően értelmezni (pl. képelemzés, komplex események felismerése, vizuális döntések). A legnagyobb számítási teljesítményt pedig akkor érhetjük el, ha minden processzorhoz egy vagy kisszámú érzékelőt rendelünk (az eredményként kapott eszköz egy un. *pixel-parallel early vision processzor*).

Az adatok feldolgozásában megkülönböztethetünk egyedileg, kis szomszédsággal, közeli adatokon és globálisan értelmezett feladatokat. Az elkülönülten vagy kis szomszédságon értelmezett, topografikus műveletekre példa az említett korrekciók és statisztikai zajsűrések, a lineáris konvolúció vagy a bináris matematikai morfológiai operátorok. A globális jellegű műveletek pedig lehetnek pl. fényerőszabályzás (visszahatás az egyedi érzékelőkre), érdekes képterületek kiválasztása és egyedi feldolgozása vagy mozgáskövetési algoritmusok. Ahhoz, hogy ki tudjuk használni az ilyen tömbök előnyeit, a processzoroknak hasonlónak kell lennie az általános processzorok, mikrokontrollerek programozható szerkezetére: aritmetikai modulra,

bináris logikai egységekre, regiszterekre, lokális memóriára, feltételes futtatás lehetőségre a SIMD modell rugalmatlanságának enyhítésére, AD és DA konverterre, külső interfészekre, és kiegészítésképpen lokálisan nagy adatátvitelre alkalmas összekötöttsége. Munkám során azt vizsgáltam, hogy az alkalmazási igények milyen kompromisszumot engednek meg, milyen számítási teljesítmény érhető el, milyen megoldás szolgálja leginkább a skálázhatóságot, teljesítmény és felület kihasználásának hatékonyságát. Disszertációmban bemutatom a kutatási időszak *state-of-the-art* analóg és digitális megoldásait, továbbá ennek fényében a kidolgozott metodikát és erre építve a megalkotott kevert-jelű (*mixed-signal*) architektúrát. Az architektúra több változata más és más alkalmazási környezetben, fizikailag, integrált áramkörök formájában is elkészült.

Fókuszsíkbeli érzékelők integrálását az infravörös és látható tartományon túl az alacsonyabb hullámhosszú (0.4-2 mm, illetve 200-750 GHz vagy átfogóan sub-THz-es) spektrális tartományban is megvizsgáltam. Ez a tartomány tervezési szempontból inkább tekinthető rádiófrekvenciás jellegűnek, mint optikai viselkedésűnek, azonban az érdekességét pont ez az átmeneti, kettős jelleg adja. Ugyanakkor az érzékelők és források létrehozásának nehézsége is a köztes tartomány miatt adódik. A rádiófrekvenciás integrált eszközök felső működési tartománya az alsó terahertzes frekvenciatartományt fedi csupán le. A sugárzás kis foton energiája miatt (meV) a távoli infravörös technológiákban, különösen a nem kriogenikus megoldásokban, alkalmazott megoldások nem elég érzékenyek az 1 THz és az alatti sugárzás érzékelésére. A THz-es érzékelők jelei ellentétben pl. a látható tartományban alkalmazottakéval, igen kis fizikai értéket szolgáltatnak (feszültség, áram, töltésmennyiség) az érzékelők termikus zajának tartományával határolva. Ezt a kis jelszintet szükséges erősíteni, majd pl. *lock-in* technikával kiemelni és szűrni. Ezért nem a képfeldolgozás kap hangsúlyt ebben a témakörben, hanem maguk a „képek” létrehozása.

Munkám során az integrálhatóságot tekintettem elsődlegesnek, ezért olyan érzékelő típust választottam, mely kompatibilis a szilícium alapú CMOS integrált áramkörök technológiájával. Ellentétben egzotikus félvezetőkkel és más érzékeny megoldásokkal, a szilícium alapú áramkörök kínálják a hatékony és integrálható megoldást. A tervezérelt tranzisztorok csatornájának 2D elektronplazma használata nagyfrekvenciás, THz tartományú, érzékelőként ismert, aktívan kutatott terület. A jelenségben kulcsszerepet játszó, a tranzisztor csatornájában kialakuló 2D elektronplazmát, mint vékony folyadékréteget [56][63] modellezhetjük és érthetjük meg az egyenirányítás jelenségét (Dyakonov-Shur instabilitás). Ezen a módon a tervezérelt tranzisztorok azok hagyományos működési határfrekvenciájuk felett használhatók, mint teljesítményérzékelők. Az érzékelési elv jobb megértése által új szélesebb körben alkalmazható modellt és új alkalmazási lehetőségekre mutattam rá.

2. Fókuszsíkbeli érzékelő-processzor architektúrák

2.1 Irodalmi áttekintés

A fókuszsíkbeli szenzor-processzor tömbökkel egy speciális paradigma kapcsán ismerkedtem meg, mely meghatározta a munkám fókuszát, és nagyon jól ötvözi és jellemzi az analóg/kevert-jelű tömbök lehetőségeit. Ez az architektúra és algoritmikus keret a Celluláris Neurális Hálózatok (CNN) voltak. A CNN 1988-as megalkotása Leon Chua és Lin Yang nevéhez fűződik, illetve a tárolt programozhatóság 1993-as megoldása Roska Tamás és Leon Chua munkásságához [20]. Az architektúrát első megközelítésben egy azonos, egyszerű, nemlineáris processzáló elemekből álló hálózatként lehet bemutatni. A CNN bevezetésének időszakában robbanásszerűen nőtt a neurális hálózatként definiált elrendezések száma. Ennek ellenére a CNN paradigma elismertsége, alkalmazási köre túlnőtt a legtöbb kortársán. A számítási platform összeköti az analóg elektronikai eszközök számítási potenciálját az egyszerű digitális programozhatósággal, rugalmasan bővíthető, komplex téridőbeli viselkedés alakulhat ki a hálózatban, és alkalmazható nagysebességű képfeldolgozásra. Ellentétben más neurális hálózatoktól, a CNN megkülönböztető jegye a feldolgozási lépésenként változtatható súlytényezők és egyéb erőforrásainak lépésenkénti újrakonfigurálása. Ez hatékonyságot és alkalmazásbeli rugalmasságot eredményez. Érzékelőkkel kiegészített topografikus változata pedig olyan párhuzamosan futó feldolgozásra képes, amely szekvenciális eszközökkel nem volt lehetséges: a külvilág képi jeleinek folytonos, adaptív érzékelése és a jelek időtartományában valós idejű feldolgozása [25].

Munkám első lépéseként az architektúra analóg elemeit digitális megfelelőikkel helyettesítettem, majd felismertem, hogy az értelemszerű megfeleltetés nem vezet kivitelezhető megvalósításhoz. A kutatás során kifejlesztett koncepció és architektúra az analóg elrendezéssel összemérhető felületté redukálódott, míg pontosságban, rugalmasságban és teljesítményben meghaladta az eredeti megvalósítások hasonló jellemzőit. Elsőként a kutatási időszakban hozzáférhető és publikált megoldásokat veszem sorra, majd bemutatom a felépített architektúrát és annak számos megtervezett és létrehozott alkalmazásfüggő változatát.

2.1.1 Analóg megoldások

Az első fókuszsíkbeli szenzor-processzor implementációk megjelenésekor [21]-[22] kizárólag az analóg megoldás volt kivitelezhető a több száz érzékelővel integrált processzortömbök esetében. Jellemzően egyszerű lineáris konvolúción, diffúzión és logikai műveleteket támogatva. Az ok a hozzáférhető gyártástechnológiai és analóg megoldások korlátai voltak: az áramkörök és szenzorméretekhez képesti nagy minimális csíkszélesség (pl. 0.5-0.35 μm), kevés vezetőrég (jellemzően 2 poliszilícium és 2-4 fémréteg), következésképpen a digitális elemek alacsony működési frekvenciája és sűrűsége. A szükséges

szorzások analóg architektúrával, akár egyetlen tranzisztorral megoldhatóak voltak [22], míg a digitális megoldás hasonló 8-bites reprezentációval ennél az elemsűrűségnél a teljes rendelkezésre álló processzorméretet elfoglalta volna, indokolva az analóg technika létét. Az analóg technika relatív sűrűsége mellett sem készült nagyobb, mint 128x128 [23], majd 176x144 képpontnyi általános szenzor-processzor chip [24]. A Q-Eye 176x144 képméretének (0.025 millió képpont) elérése hatalmas áttörés volt 0.18 μ m-es csíkszélességű technológiával, noha ebben az időben a kamera chipek képmérete 4 millió képpont fölött jártak specializált optikai technológiát használva, a digitális technikában pedig a 65nm-es csíkszélesség volt a standard.

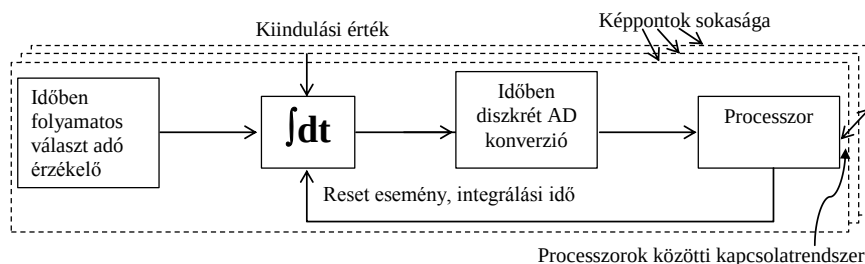
2.1.2 Digitális megoldások

A 2000-es évek elején a gyártási technológiák képességei finomodtak, az analóg megvalósítás már nem minden esetben volt előnyös. 6-8 huzalozási réteg már elegendő komplex áramkörök lokális huzalozására, a szenzor mérethez képesti elemsűrűség pedig rohamosan nőtt. Fontos megjegyezni, hogy az analóg áramkörüi megoldások felületigénye, skálázódása, messze nem követik a digitális elemek méretcsökkenését. A növekvő digitális számítási teljesítmény pedig több szenzor jelének időosztásos feldolgozását is lehetővé teszi egyetlen processzorral. Számtalan előnye mellett a digitális megoldásoknak is korlátot szab a szenzorméret, kellően érzékeny technológia, és az integrálható memória nagysága. A digitális fókuszsíkbeli architektúrák hasonlóan az analóg megoldásokhoz több, párhuzamosan dolgozó processzort vagy aritmetikai egységet tartalmaznak. Ezen processzorok jellemző elhelyezkedése azonban nem pixel-parallel, hanem elkülönült érzékelő és processzor tömböket tartalmaznak (pl. kamera és számítógép). A gyors, valós idejű feldolgozás megköveteli a sok párhuzamos processzási elem működését, ezért szintén a SIMD modell vált meghatározóvá. A hagyományos Neumann tárolás-feldolgozás architektúra helyett pedig a kiindulási és tárolásra szánt szétosztott, kisméretű memóriák és mély pipe-line-nal gyorsított, egyszerű processzorokból álló, *streaming* jelleg került az alkalmazások fókuszába. A megvalósításokban három kiemelkedő irányt találhatunk: videó vagy képfeldolgozásra optimalizált DSP-ket (*Digital Signal Processor*), FPGA (*Field Programmable Gate Array*) alapú tömböket, és dedikált tervezésű áramköröket. A DSP-k közül a Texas Instruments gyártmányú TMS320 család videó processzorát, a DaVinci-t érdemes említeni. Ebben 8, illetve 64 párhuzamosan futó, szürke árnyaltos és bináris képfeldolgozásra alkalmas aritmetikai egység helyezkedik el. A grafikus kártyák (GPU) illetve az FPGA alapú megoldások jóval nagyobb számú, akár több száz aritmetikai egység implementálható nagyobb teljesítményt elérve [33]-[35]. A dedikált áramkörök pedig ellentétben az általános megoldásokkal, több ezer processzort foglalhatnak magukba [36][37].

2.2 Processzor- és szenzortömbök topografikus és nem topografikus illesztése

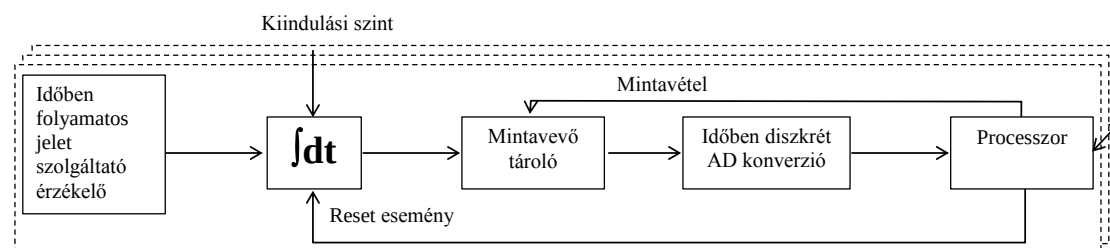
Ebben a fejezetben először megvizsgálom egy általános érzékelő modell és a hozzá kapcsolódó átalakító (konverter) és processzorok kapcsolódási lehetőségeit. A fókuszsíkbeli processzortömbök megalkotásának egyik motivációja az volt, hogy az érzékelést és a feldolgozási, beavatkozási folyamatokat egy időben, elosztott módon tudjuk végrehajtani. Ennek alapvető feltétele a kétirányú kapcsolat létrehozása. Egyrészt az érzékelők időben szinkronizált mintavételezésére van szükség, illetve valamilyen érzékelést befolyásoló mechanizmusra (pl. erősítés, integrálási idő szabályozása, stb.) [25][27]. Ezeket a lehetőségeket az algoritmikus keret fogja értelmezni és a beavatkozást szabályozni.

Tekintsünk lineáris válasszal rendelkező érzékelők tömbjét (pl. fotódioda), és jellemezzük őket időben integrált eredménnyel (fotóáram integrálása kapacitással és feszültségválasz). Ebben a keretben az érzékelő jele egy adott időtartamon integrálódik, ahol a beavatkozási lehetőség az időtartam kezdete, hossza és a kiindulási érték (1. ábra).



1. ábra. Alapvető integrálási és diszkrét mintavételi érzékelési modell.

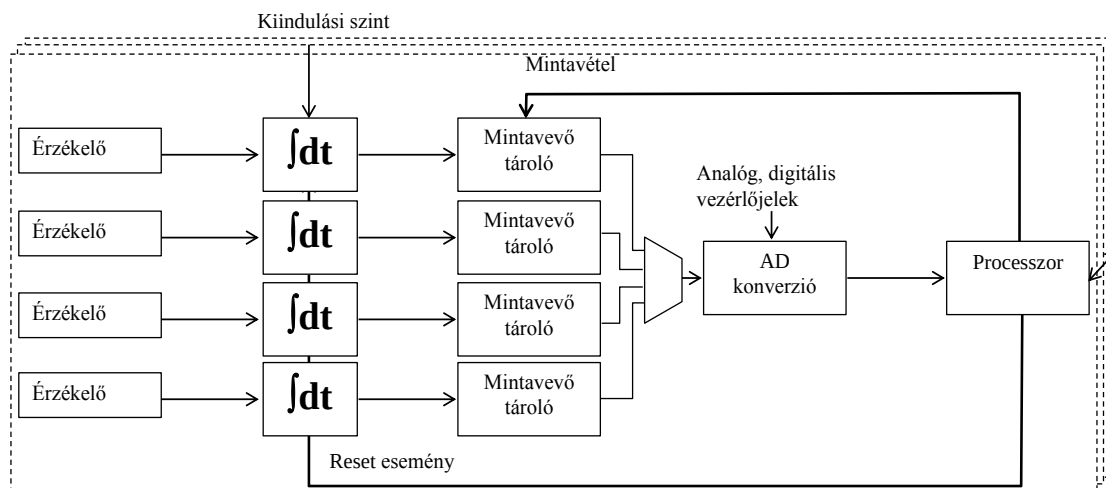
Ez a megközelítés egyszerűsége ellenére számos előnnyel jár. Ilyen előnyök a processzorok képességeire és tárolókapacitására épített *fixed-pattern-noise* elnyomás, a gamma korrekció, a túlmintavételezett konverzió, a nagydinamikájú képfelvétel, és általában az, amit a kepalkotás kínál. Következő lépésként egészítsük ki mintavevő tárolóval a vezérlőkört (2. ábra).



2. ábra. Érzékelési modell mintavételi kiegészítéssel.

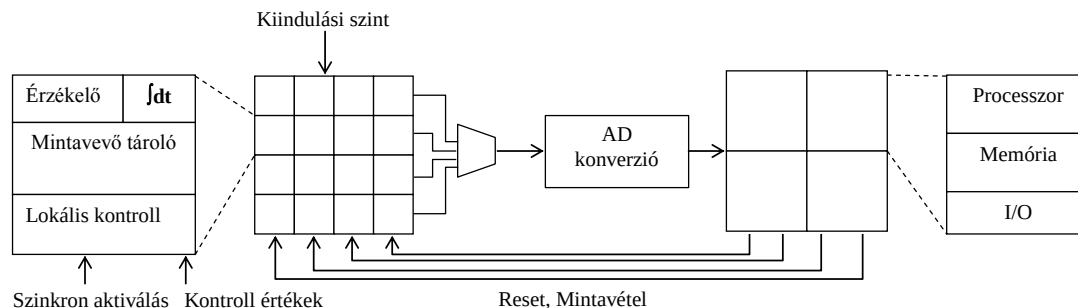
Rugalmas időzítéssel, programozottan hozható így létre számos bonyolultabb érzékelési eljárás. Például a teljes expozíciós idő alatt sorozatban elkészített képekkel pontosabban becsülhető a megvilágítás erőssége [2][26][30]. A teljes képen kialakuló nagy megvilágítási különbségek pedig adaptívan kezelhetők rövidebb vagy hosszabb lokális expozíciós idővel.

További előnye a mintavételnek az, hogy több érzékelőt kapcsolhatunk egy-egy processzorhoz, mert az érzékelés egyidejűsége nem változik. Ezzel az egységnyi felületre eső számítási teljesítmény rovására növelni lehet a képméretet (térbeli felbontást). Másképp fogalmazva, ha a hangsúlyt a számítási teljesítmény helyett az érzékelőtömb méretének növelésére helyezzük, több érzékelőt rendelhetünk egy processzorhoz (3. ábra). Ez az általánosítás nagyon fontos lépés, mert ez vezet egyrészt a felhasználási igényeknek megfelelő kiegyensúlyozottsághoz az érzékelő méret és számítási teljesítmény között, másrészt a megoldás skálázhatóságát nagyban növeli.



3. ábra. Érzékelési modell processzoronként megosztott érzékelőkkel.

Alkalmazási szempontból az érzékelőtömb reguláris rácsponatokon kell, hogy elhelyezkedjen, ami a processzorok fizikai kivitelezésben komoly kihívásokkal jár. Egy kompromisszumos megoldás az érzékelőtömb és a processzortömb megfelelő szétválasztása. Az elkülönült tömbök létrehozásának komoly előnye az, hogy az érzékelők és a processzorok tervezési és gyártási technológiája is célszerűen megválasztható. A 2.5 fejezetben egy 3D integrálási technikával készült megoldásban bemutatom ennek a választásnak az előnyeit és hátrányait. A megoldás természetes hátránya a látszólag elvesző, nagysebességű, kétirányú kapcsolat az érzékelés és feldolgozás között. Ennek ellenére, ha az érzékelő elemek nem csupán az érzékelőkből állnak, hanem kiegészülnek a vezérlőjelek tárolására alkalmas elemekkel is, az imént vázolt rendszer szintű működés megmaradhat. Egy ilyen lehetőséget mutat be a 4. ábra. A megoldás hátránya a korábbi interakció lelassulása, azonban ennek a problémának a nagysága vagy éppen elhanyagolható volta az algoritmikus környezetben értékelhető ki. A 2.5 fejezetben olyan áramkört írok le az adaptív érzékelés példájával, mely ezt a megoldást sikeresen demonstrálja.

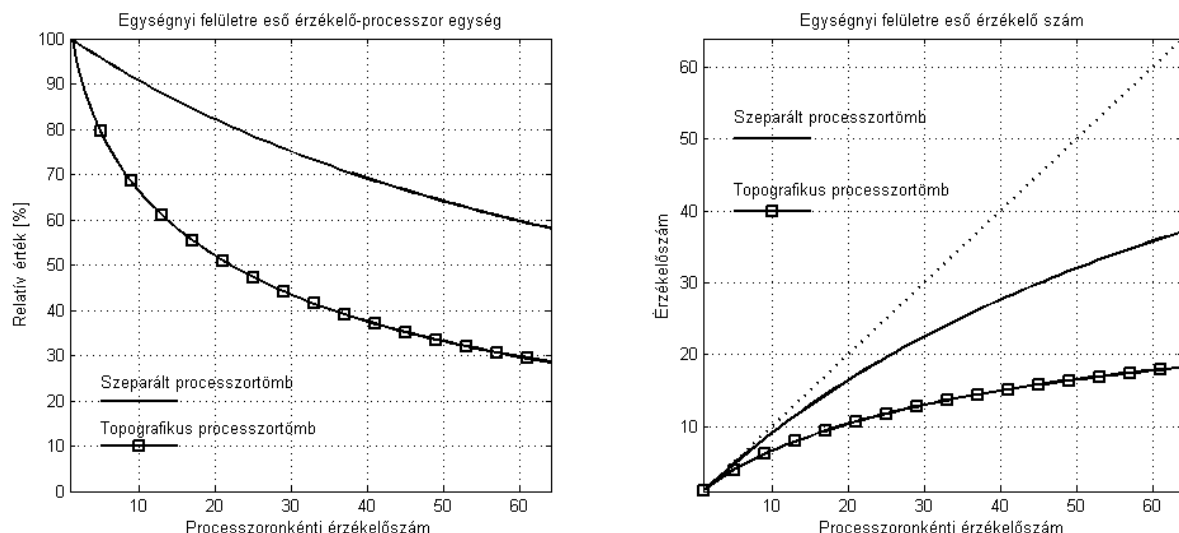


4. ábra. Érzékelési modell processzoroként megosztott érzékelőkkel és elkülönült érzékelőtömbbel.

A szétválasztott és méretében esetleg lényegesen eltérő tömbök egy érdekes működési módot tesznek lehetővé. Számos alkalmazásban, ahol háttérben mozgó, megkülönböztethető objektumok vizsgálatára van szükség, pl. forgalomfigyelés vagy repülő platformok, szükségtelen a teljes érzékelőtömb által szolgáltatott kép azonos mélységű elemzése. Célszerű ehelyett kitüntetett tartományok kijelölésével azok környezetét, fővea vagy *region-of-interest* (ROI), szükséges részletesen feldolgozni. Egy szétválasztott architektúra kiválóan alkalmas a sok fővea kezelésére, megőrizve a teljes kép előprocesszálásának lehetőségét is.

Végül, vizsgáljuk meg a processzor és a hozzá rendelt érzékelők számától függő teljesítmény és a töbméret skálázódását. Az összehasonlíthatóság kedvéért rögzítettem a befoglaló méretet és azonos technológiát feltételeztem. A modell figyelembe veszi a szenzorok és a digitális processzorok közötti szükséges fizikai távolságtartást és a lokális kontroll, mintavevő tároló helyfoglalását, valamint a processzorok megvalósításához szükséges minimális fizikai korlátokat, és az érzékelő számmal arányos memóriát. A részletes modell a [3] folyóiratcikkben megtalálható. A modellt két esetre mutatom be, a topografikusan szétosztott processzor és érzékelő tömbre, valamint az elválasztva létrehozott tömbökre (5. ábra). A jelátvitel kérdését nem érintette ez az összehasonlítás. Az összehasonlítás több fontos tendenciát megmutat. Leglátványosabb jelenség az, hogy a processzoronkénti érzékelő szám növelése csökkenti az összes processzor számát, ezzel a teljes rendszer képméretét. Azaz nem egyértelmű a térbeli felbontás és számítási teljesítmény meghatározása (5. ábra baloldali görbéi). Ennek elsődleges oka az, hogy egy processzorhoz rendelt érzékelők megnövekedett tárolókapacitást és kiegészítő áramköröket is igényelnek. A modell megerősíti azt a sejtést is, miszerint a szétválasztott tömbök jobban skálázódnak az érzékelők processzoronkénti számosságával.

Fókuszsíkbeli érzékelő-processzor architektúrák



5. ábra. Képméret, processzor-érzékelő szám és számítási teljesítmény becslések a processzoronként megosztott szenzorok számának függvényében adott felületfoglalást feltételezve topografikus és szétválasztott architektúrák esetére [3].

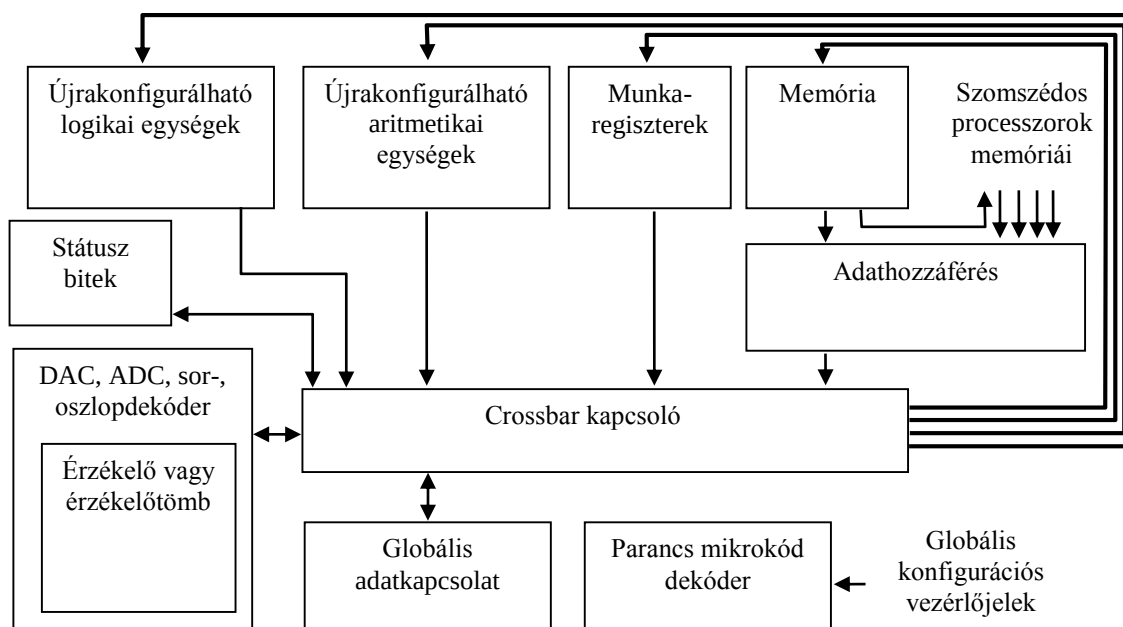
Tervezéskor, a két topológia közötti választást az alkalmazás ismeretében lehet eldönteni. Nagyfelbontású képek analízisében (pl. megapixeles kamerák képei) kizárólag a szétválasztott eset a járható út, lehetővé téve nem topografikus processzortömbök (pl. FPGA, GPU) használatát. Azonban, mérsékelt képfelbontás mellett (pl. QCIF méret, 176x144 képpont) a topografikus architektúra tesz lehetővé akár 10,000-50,000 kép/másodperc sebességű vizuális döntést [31].

A döntési sebesség és az alkalmazási igényeknek megfelelően két alkalmazási példát fogok részletesen bemutatni. A kis felbontású nagysebességű esetre egy topografikus 4:1 érzékelő processzor arányt használó megvalósítást (0 fejezet) írok le. A második a szétválasztott architektúrákra példa (2.5 fejezet), mely 64:1 érzékelő processzor arányt használ, bonyolultabb algoritmusok és 3D integrálásra felkészített kivitelben.

2.3 Elemi szenzor-processzor architektúra

A legtöbb komplex topografikus és érzékelő adat feldolgozási művelet felbontható elemi lépések sorozatára: elágazások, összeadás, vagy összehasonlítás. Ezek a lépések szintén megfogalmazhatóak még kisebb részlépések, akár bitenkénti lépések sorozataként. Ezen alaplépések kiválasztásával és megvalósításával határoztam meg az elemi processzor részelemeit. Ahhoz, hogy az adatmanipuláció kellően rugalmas legyen, és időosztásban is működhessen, egy sok be- és kimenetű párhuzamos, órajelenként újrakonfigurálható blokkal kötöttem össze a részelemeket. Az elemi processzor kidolgozott részei a következők (6. ábra):

- Adatfeldolgozás:
 - Újrakonfigurálható aritmetikai egység
 - Munkaregisztrek
 - Memória
 - Crossbar kapcsoló és feltételes adatirányhoz használható feltétel és státusz bitek (*flags*)
- Kommunikációs interfész:
 - Globális és lokális kétirányú adatkapcsolat
- Érzékelő interfész:
 - Analóg jelet szolgáltató érzékelő vagy érzékelők és azok címzési mechanizmusa
 - AD és DA konverter

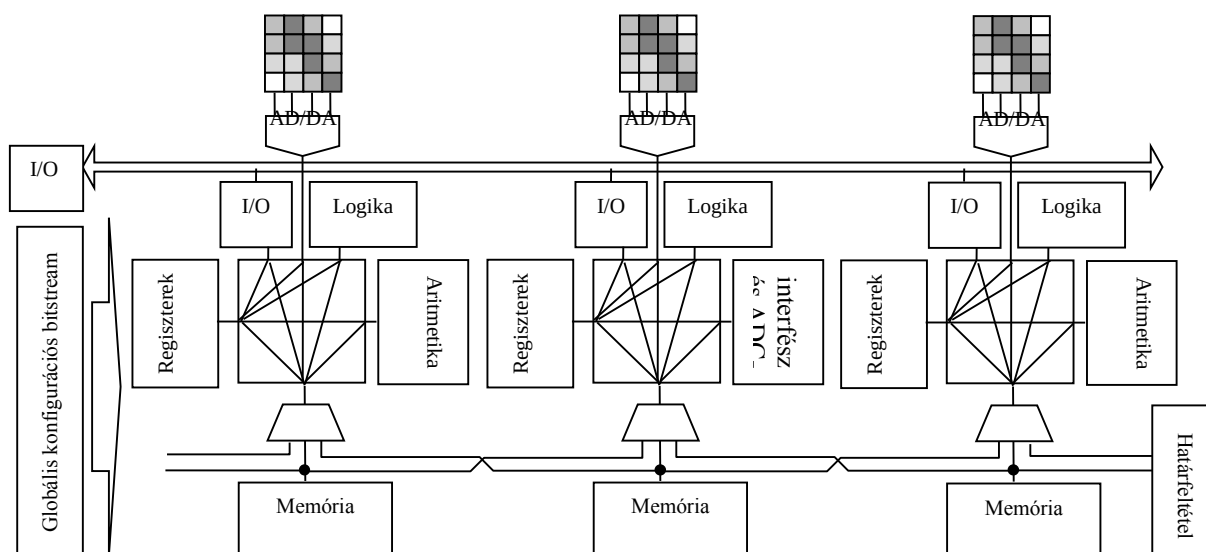


6. ábra. Általános elemi szenzor-processzor felépítése.

Az elemi processzorokból álló tömb topológiáját tekintve négyzetes rács rácspontjain helyezkedik el. Az egyes processzorok közvetlen adatkapcsolatot a legközelebbi

szomszédjukkal tartanak. Fizikai kivitelükben, a lehetőségeknek megfelelően követhetjük a négyzetes rácsponton lévő szenzorokkal topografikus elrendezést (0 fejezet), vagy elkülönült tömbök esetében topográfiájában független elrendezésűeket. A tömb adat be- és kimeneteit közös buszrendszer látja el. A vezérlés egyetlen közös pontról érkezik. A fókuszsíkbeli processzorok méretcsökkentése miatt programmemóriát nem tudunk implementálni egyedileg processzoronként. Ennek tükrében a *Single-Instruction-Multiple-Data* (SIMD) modellt követve minden processzor azonos ütemben azonos utasításokat tud végrehajtani [102]. A tömb szélén elhelyezkedő processzorok határfeltételeit a keret moduljai szolgáltatják a képfeldolgozásban elvárt módokon: konstans (Dirichlet) és tükrözött (*zero-flux*).

Az elemi szenzor-processzorokból felépített topografikus tömböt hasonlóan tekinthetjük több szempontból a napjaink FPGA-ihoz és más újrakonfigurálható, programozható számítási tömbjeihez (pl. GPU-k): szétszott számítási és memóriaegységek, illetve újraprogramozható összekötöttségek jellemzik az architektúrát. Azonban ki kell emelnem azokat a különbségeket, melyek biztosítják a kompakt méretet és megfelelő számítási teljesítményt. Az FPGA-khoz képest az alapvető eltérés az, hogy órajelenként újrakonfigurálhatóvá tettem az elemi egységeket, nem kizárólag egy programozási folyamat részeként. A klasszikus mikroprocesszoroktól is megkülönböztethető a megoldás: nem csupán az adatútvonalakat lehet befolyásolni állandó szerkezeti elemek között, hanem maguk az építőelemek funkcióját is. További megkülönböztető jegy a mikroprocesszorok dedikált adatbuszai helyetti párhuzamos adatútvonalak léte (7. ábra). Végül szeretném felhívni a figyelmet arra, hogy a programmemória illetve vezérlés központi, azaz minden processzor azonos utasításokat kap, azonos időben. Ezt adat-független végrehajtással és fordítási időben véglegessé váló programkóddal értem el (tartalomfüggő műveletek kezelését a 2.4.4 fejezetben fejtem ki).



7. Ábra. A szenzor-processzor rendszer architektúra felépítése.

2.4 Bit-soros implementáció

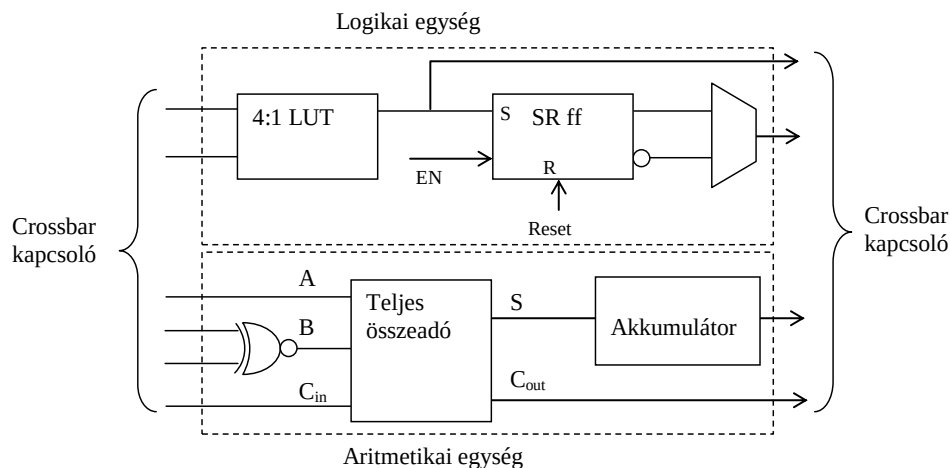
Az analóg megvalósításban egyetlen közel 8-bit pontosságú analóg adat tárolása, szorzása egy hasonló „értékkel” csupán néhány tranzisztort igényel, a teljes 8-bites digitális megoldás nem kivitelezhető azonos felület és tranzisztorméret mellett. A digitális megoldásokban a bit-soros architektúra kínálja a legkisebb felületfoglalást. Annak ellenére, hogy egyetlen órajel alatt csupán egyetlen bittel tud az ilyen aritmetika foglalkozni, egy óriási előnye van az architektúrának: órajelek sorozatával tetszőleges adatpontosságot el lehet érni. Másképpen nézve, az adatpontosságot a feldolgozási idővel lehet arányosítani. A megcélzott alacsony szintű képfeldolgozásban műveletfüggően 4-16 bites egész szám reprezentáció elegendő, ami azt jelenti, hogy az áramkör méretének változatlansága mellett optimalizálni lehet a feldolgozási időt a kívánt művelet függvényében. A konkrét megvalósításunkban az érzékelő (fotódióda) jelfeldolgozása a bit-soros architektúrához igazodott.

Egyszerűsége és kis helyfoglalása miatt a *single-slope* AD konverziót választottam. A konverter komparátora minden processzorban helyet foglalt, míg az analóg referencia rámpát egy központi DA konverter szolgáltatta. Működés közben egy egyszerű algoritmus fut a vezérlő mikroprocesszoron, irányítva a DA konvertert és a processzorok memória kezelését. A megfelelő szinkron működés érdekében az átalakítási és integrálási időt elválasztottuk azzal, hogy egy mintavevő tároló került a fotódióda és a konverter közé. A bit-soros megvalósításban 4:1 fotódióda-processzor arányt választottunk (lásd 3. és 12. ábra).

Az implementáció részleteiből az aritmetikai, szomszédsági memória hozzáférést és a crossbar kapcsolót mutatom be.

2.4.1 Aritmetikai és logikai egység

Az aritmetikai egység elemi lépéseihez elegendőnek bizonyult egy 4-bemenetű LUT (*look-up-table*), egy SR flip-flop, egy teljes összeadó és néhány egyszerű logikai kapu (8. ábra). Ezek az elemek a crossbar kapcsoló folyamatos újraállításával órajelenként képesek összetettebb aritmetikai műveletekre (hasonlóan az FPGA-k konfigurálható elemi blokkjaihoz). A teljes összeadó összeadásra és kivonásra, a 4-bemenetű LUT és SR flip-flop pedig a bitenkénti logikai műveletek elvégzésére - így megfelelő memória és szomszédsági címmel minden bináris matematikai morfológiára - alkalmas. A kettős adatbemenet célja a párhuzamosan végrehajtható adatkinyerés és feltételes működés létrehozása: például szaturáció kezelése, 2-es komplementum alapú előjeles aritmetika, feltételes összeadások vagy kivonások, vagy relációs operátorok.

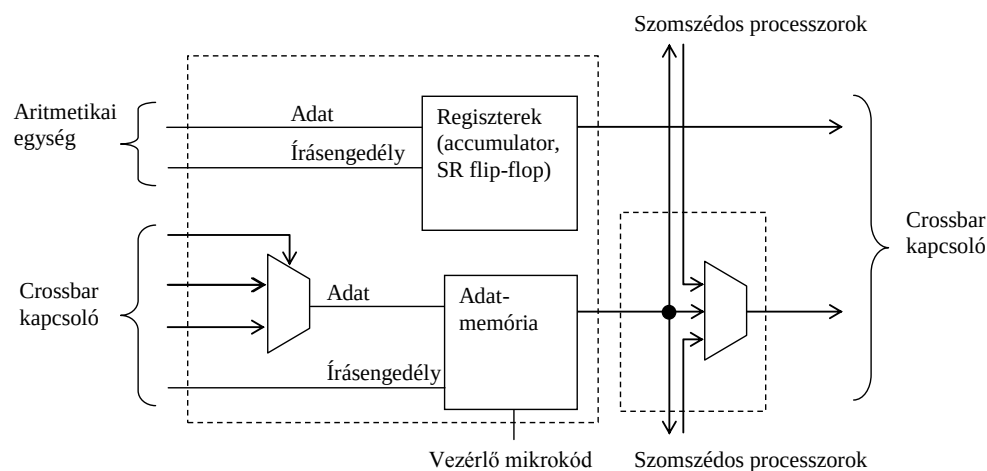


8. ábra. A bit-soros aritmetikai egység szerkezete.

2.4.2 Adatmemória és szomszédsági összekötöttség

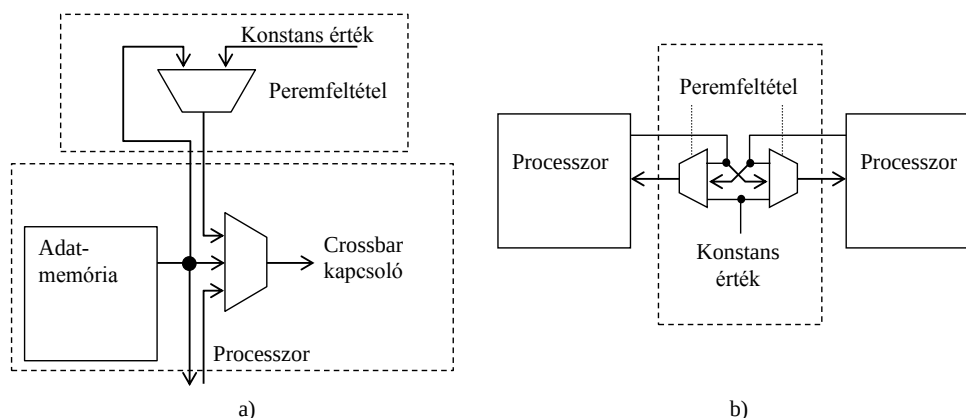
A lokális adattárolás és ideiglenes regiszterek fontosak a kellő feldolgozási sebesség eléréséhez. A megvalósításban mindkét tároló bit-soros, 1-D tömb szerkezetet kapott. Az egyediségét az egységnek a szomszédos processzorok egymás közötti memória hozzáférése adja. Az adatok hozzáférése egy irányváltón (multiplexeren) keresztül történik. Az irányváltón keresztül vagy a saját memóriatartalom érhető el vagy a szomszédos processzorok memóriatartalma (9. ábra). Ez a megoldás integrálja a memóriacímzést és az összekötöttséget úgy, hogy a programozási modell sokkal inkább hasonlít egy konvencionális programnyelvéhez. A memóriatartalmat egynél nagyobb páratlan négyzetes – harmad-, ötöd-, hetendrendű, stb. – mátrixként reprezentálva a középső elem minden processzor saját adata, a nem központi elemek pedig a szomszédos processzorok adatai.

Az adatmemória kiválasztásakor meghatározó feltétel az, hogy minden processzor saját különálló memóriával rendelkezzen. A CMOS technológiára építve lehet dinamikus, statikus, esetleg többértékű. A szétesztott architektúra indokolja a memóriatartalom melletti dekóder, írás-olvasás és frissítési mechanizmusok integrálását. A bit-soros implementációban a három tranzisztoros dinamikus memóriabit került megvalósításra. Ez a típus kisebb, mint bármelyik statikus bit, de robusztusabb, mint a hagyományos dinamikus memória, mivel a tartalmát nem befolyásolja a kiolvasás okozta töltésmegosztás a bitvonalakon. Egy bit felületigényét átlagosan fél ekvivalens CMOS két bemenetű NAND kapuval közelíthetjük egy kisebb tömb (32-64 bit) esetén. A logikai kapuk tartalmaznak PMOS és NMOS tranzisztorokat, míg a 3T DRAM csupán NMOS tranzisztort, ezért kompaktabbak az általános logikai NAND kapuknál.



9. ábra. A lokális adattárolás és szomszédsági adathozzáférés.

A tömb szélén helyezkedtek el - a rácpontok kiegészítéseként - a peremfeltételeket beállító egységek. Szerkezetük egyszerű, tekinthető a lokális adattárolás és szomszédsági adathozzáférés egy részének. Feladatuk a konstans és tükrözött peremfeltétel szolgáltatása. Az általánosság kedvéért két esetet különböztettem meg: a tömb szélén elhelyezkedő és a tömb belsejében definiálható eseteket. Az utóbbi eset konfigurálható a kétfajta peremfeltétel létrehozására a tömböt funkcionálisan két, független részre bontva vagy transzparensként, nem érintve a teljes tömb összekötöttségét (10. ábra).

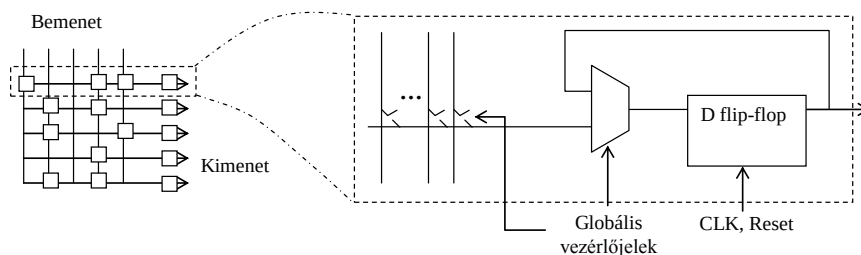


10. ábra. Peremfeltétel biztosítása két esetben a) a tömb szélén, b) a tömb belsejében definiálva.

2.4.3 Crossbar kapcsoló

A crossbar kapcsoló felelős az erőforrások közötti kapcsolatrendszer gyors átállításáért, valamint ideiglenes adattárolásért is (11. ábra). Az előbbi feladatot egy ritkás mátrix elrendezés látja el. A teljes összekötöttség, a jelen megvalósításban 7 bemenet és 10 kimenet volt, melynek felére történő redukálása több iteráció és nagyszámú képfeldolgozási művelet megvalósítása után alakult ki. A többi részelem közötti adatátvitel szinkronizációja a crossbar kapcsoló kimenetén elhelyezett, engedélyezhető flip-floppal, multiplexerrel és természetesen azonos

órajellel történik. Ez a megoldás kompakt módon jelút választásra, de ideiglenes tárolásra is alkalmas.



11. ábra. Az crossbar kapcsoló és a kapcsolódó ideiglenes tárolóként is felhasználható flip-flopok.

2.4.4 Feltételes műveletek és multi-SIMD számítási modell

A globálisan futó algoritmus nem ágazhat el a hagyományos értelemben vett feltételes lépéseknél, mert a feltételek kiértékelése minden processzorban elkülönülten történik. Tehát a tömb számára a teljes elágazásmentes programkódnak rendelkezésre kell állnia. Ezt úgy oldottam meg, hogy a processzorok tárolóegységei (memória, munka és *pipe-line* regiszterek) írásengedélyezéssel vannak ellátva, melynek feltétele a processzor saját státusz bitje. A programozáshoz elkészített fordító jelzi a processzorok számára a feltételeltséget, amelyek a státusz biteket figyelembe véve működnek ilyen esetekben. A byte-os szervezésű megvalósításban a státusz bitek veremkezelését is lehetővé tettem, mely egymásba ágyazott feltételes kódokat is hatékonyan tud kezelni. További előnye az elágazás mentességnek a fordítási időben pontosan megadható futási idő, ezzel segítve az analóg interfészek és külső adattranszferek időzítését a programozás során. Végül az írásengedélyezés megvalósítása órajel kapuzással (*clock gating*) történik, így a processzorok az átlépett programkód időszakában stand-by üzemmódba lépve érdemben kevesebbet is fogyasztanak.

A képfeldolgozás oldaláról jelentkezik a másik igény a feltételeltség kezelésére. Gyakori megoldás egy elemi képfeldolgozási lépésnél az, hogy egy bináris képpel kívánjuk a feldolgozási lépést maszkolni (pl. *region-of-interest* feldolgozás). Talán a legkézenfekvőbb példa erre az anizotróp diffúzió: olyan képsimítás, melynek erőssége a kép helyi jellegzetességeitől, pl. gradiensétől, függően más és más lehet. A teljes tömb ismétlődő simítási lépést kap végrehajtásra, azonban a processzorok az előzetesen kiszámolt gradiens nagyságától függően egy-egy képpontot változatlanul hagynak.

Tehát a logikai értékhez kötött feltételelten végrehajtott műveletek két szempontból is különleges hangsúlyt kapnak a SIMD architektúrában, amellyel a kibővült architektúra ún. multi-SIMD jellegűvé válik.

2.4.5 Számítási teljesítmény

A részelemek után tekintsük át a számítási teljesítményt. Az architektúra alkalmas az *early-vision* feldolgozási lépések fontos kategóriáira: képpontonként és közeli szomszédságban elhelyezkedő pontok kombinációjával, tipikusan 8-bites reprezentációval: szorozás, szorzás és akkumulálás, összeadás, kivonás, összehasonlítás, feltételes műveletet végzés. Ezek kombinációjával pedig már lehetséges lineáris vagy nemlineáris képfeldolgozási lépéseket tenni: konvolúció, *look-up table*, diffúzió, *rank order* szűrők (minimum, maximum, medián), kontúr kiemelés stb. Általánosságban a feldolgozási idő arányos a feldolgozott bitek számával és jellemzően 2-3 órajelnyi *pipeline* késleltetéssel meghaladja azt. Az alpműveletek ciklus (órajel) igénye ezt az arányt tükrözi:

I. Táblázat Alpműveletek		
Művelet	Ciklusszám	Késleltetés
Bitenkénti logikai művelet (AND, XOR, NOT, ...)	1	2
N-bit előjeles/előjel nélküli összeadás/kivonás	N	3
Szaturáció kezelés és eredmény akkumuláció N-bit eredménnyel	N	2
Változó beállítása N-bit értékkel	N	2
N-bites számok előjeles/előjel nélküli relációs tetszőleges művelete	N	3

Az összetett műveletek esetén már nem egyértelmű a kapcsolat, tekintettel a szomszédságot is érintő, esetleg adatfüggő eredményre.

II. Táblázat Összetett műveletek#	
Művelet	Ciklusszám
8-szomszédságú bináris morfológia I: dilatáció, erózió	11
8-szomszédságú bináris morfológia II: hit-and-miss típusok (pl. szkeleton)	70
Komparálás (szürke árnyalatú kép átalakítása fekete-fehér képpé)	12
Kép összehasonlítás, képpontonkénti reláció	12
Kép összegzés 8-bit szaturációval	18
Konstanssal képszorzás	40
3x3 lineáris konvolúció	400
Sobel-féle élkiemelés	134
Medián szűrő 3x3 környezetben	630
5x5 szomszédságú gauss-i képmosás	675

8-bites szürke árnyalatú képek esetén.

2.4.6 Skálázhatóság

A skálázhatóság kérdésére ki kell térni minden megoldás esetén. A technológiai fejlődés befolyásolja a szivárgási áramot, a fogyasztást, a tápfeszültség szinteket, és az érzékelők

integrálhatóságát. Tervezési szempontból ezek a változások érintik a fókuszsíkbeli processzorokat is. A digitális és egyszerű, analóg megoldások esetében kiforrott ipari eljárások segítenek, azonban az analóg megoldások sokkal kevésbé skálázhatóak. A kisebb méretek nagyobb paraméterszórással járnak, amelyek lassabban skálázódó blokkokhoz vezetnek. A problémás kérdés a tápfeszültség szint és ebből fakadó jeltartomány csökkenése. Napjainkban 1 V tápfeszültséget igényel pl. a 45 nm-es technológiájú tranzisztor, amely már egy nyitófeszültségével csökkentve is csupán 0.6-0.7 V-ot hagy a hasznos jeltartománynak. A kisméretű tranzisztorok szaturációs tartományában a csatornaáram nagymértékben függ a forrás-nyelő feszültségtől, azaz hagyományos áramtükörök és kaszkád fokozatok nem működőképesek. Ezek helyettesítésére bonyolultabb, nagyobb és teljesítményigényes megoldásokat kell alkalmazni [32]. Az optikai integrált érzékelők esetében más szabja a skálázás korlátját a 180 nm/130 nm technológiáknál. A növekvő fémes rétegszám vastagabb, kevésbé átlátszó dielektrikumot jelent, csökkentve a fényérzékenységet. A kis méretek miatti megnövelt szilícium adalékszint, növekvő szivárgási áram, és a nem áttetsző alacsony dielektromos állandójú (ún. *low-K*) dielektrikumok együttesen nagyon kis kvantum hatásfokot, érzékenységet okoznak. Végül az optikai érzékelők technológiája alapvetően elvált a digitális és analóg technológiáktól. Napjaink válasza ezekre a kihívásokra a 3D integráció, azaz elkülönült érzékelő és feldolgozó, processzáló chippek vertikális integrációja (pl. [38]).

A processzor digitális elemei és a memória a csíkszélesség csökkenésével arányosan csökken, azonban a működési órajel ezt nem feltétlen képes követni. A kapcsolóállásokkal valós időben újrakonfigurált architektúrának hátránya, hogy a globális vezérlőjelek a működési frekvencián működnek. A gyakorlatban ez egy nagyságrenddel nagyobb globális adatátviteli sebességet és két nagyságrenddel hosszabb vezetékrendszert jelent, összehasonlítva a lokális adatátvitellel és kapcsolatokkal. Az adatátvitel növelhető pipe-line elemek közbeiktatásával, de a működési sebességet a globális vezetékezés és a lokális logikai kapukésleltetés határozza meg közösen. A [3] cikkben részletes modellt mutatunk be a skálázhatóság részleteiről.

2.4.7 Fizikai megvalósítás

Tekintettel a bináris megvalósításra, az architektúra megalkotásakor a felületigény, vagyis az ekvivalens logikai kapuszám csökkentése volt a cél a kellően rugalmas képességek mellett. Az alábbi táblázat foglalja össze a részelemek ekvivalens kapuszámát (egy logikai kapu, pl. NAND2, 4 tranzisztornak felel meg).

Fókuszsíkbeli érzékelő-processzor architektúrák

III. Táblázat Bit-soros megvalósítás ekvivalens logikai kapuszáma

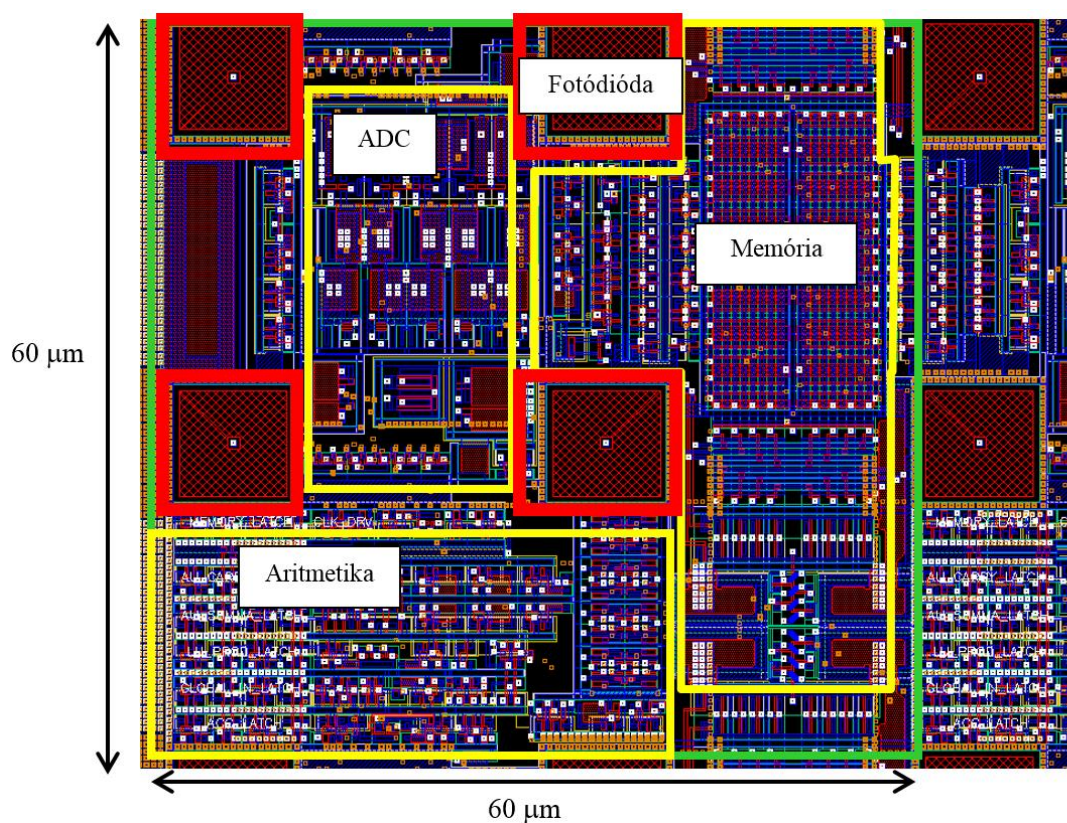
Részegység	Kapuszám
Aritmetikai egység	16
Összekötöttségi hálózat	10
Crossbar Kapcsoló	84
Memória és regiszterek (~8x4 byte)	192
Összesen	302

A memórián kívüli részek összes kapuszáma 110. Összehasonlításként egy 8-bites reprezentáció esetében *ripple carry* összeadó önmagában 80 kapunak felelne meg, egy gyorsabb *carry look ahead* összeadó 400 kapu, egy 8x8 Wallace-féle szorzó pedig 400 kapu.

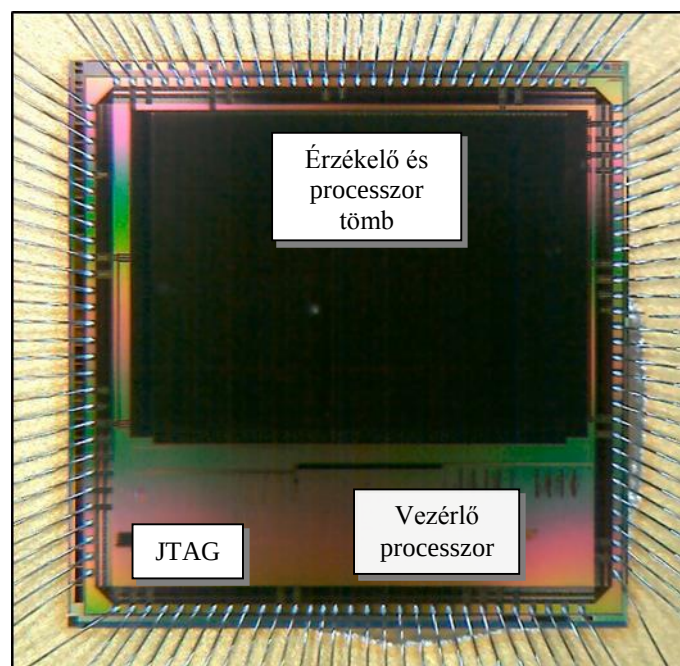
A teljes processzortömböt vezérlő és teszt alrendszerek fogják közre. Az algoritmikus futtatási környezet egy egyedi tervezésű VLIW (*very long instruction word*) mikroprocesszor, amely alapvető szoftverfuttatási elemekkel bír. A hosszú parancssort az indokolta, hogy a processzortömb vezérlése több tucat vezérlőjellel történik, ezek nem teljes egészében, részben tömörítve kerültek a programnyelv soraiba, de egy kapcsolóállás teljes bitszélessége meghaladta a hagyományos 16, 32-bites ábrázolást.

A végleges tömb mérete 64x48 processzor és 128x96 optikai szenzor (4 párhuzamosan működő szenzor cellánként). Az elemi processzorok és szenzorok optimalizált *full-custom* tervezésűek. A tervezési idő csökkentése érdekében a vezérlő mikroprocesszor, program és adat memóriák, pad-ek, standard cellákra épülő szintetizált modulok. A működési frekvencia 100 MHz volt. A választott technológia 0,18 μm csíkszélességű, 1 poliszilícium, 6 fémrétegű, ún. *twin-well* digitális technológia volt (az UMC gyártótól). Az elfoglalt felület 5x5 mm², a teljes tranzisztorszám pedig közel 4 millió volt. Egy szenzor-processzor rajzolata az 12. ábrán, a teljes chip mikrofotója pedig a 13. ábrán látható.

Fókuszsíkbeli érzékelő-processzor architektúrák



12. ábra. Egy processzor és kapcsolódó fotódiódák rajzolata 0,18 µm technológiával megtervezve. A befoglaló méret 60*60 µm².



13. ábra. Az érzékelő-processzor tömb mikrofotója.

A kutatás időszakában összehasonlítható analóg megoldások méreteit és feldolgozási sebességét a következő táblázatok mutatják be.

Fókuszsíkbeli érzékelő-processzor architektúrák

IV. Táblázat Analóg és a bit-soros architektúrák összehasonlítása.

	Ace4k [1]	Ace16k [23]	Eye-RIS [24]	Bit-soros
Működési elv	Analóg	Analóg	Analóg	Digitális
Technológia λ (μm)	0.5	0.35	0.18	0.18
Processzortömb mérete	64x64	128x128	176x144	64x48
Szenzortömb mérete	64x64	128x128	176x144	128x96
Processzor távolság (μm)	102x120	73x75	33x33	60x60
Érzékelő távolság (μm)	102x120	73x75	33x33	30x30
Teljes szilícium felület	86 mm ²	143 mm ²	90 mm ²	25 mm ²
Átlagos fogyasztás (W)	1.2	4	0.7	0.3
Processzor λ -ban	40,000 λ^2	45,000 λ^2	34,000 λ^2	108,000 λ^2
Érzékelő távolság λ -ban	40,000 λ^2	45,000 λ^2	34,000 λ^2	27,000 λ^2

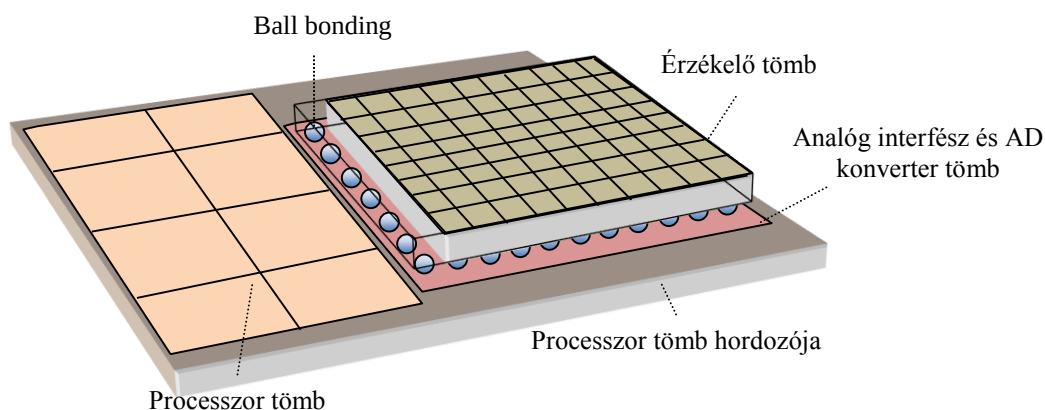
V. Táblázat Analóg és a bit-soros architektúrák összehasonlítása.

	Ace4k [1]	Ace16 [23]	Eye-RIS [24]	Bit-soros
Működési elv	Analóg	Analóg	Analóg	Digitális
Működési órajel	-	-	-	100MHz
3x3 konvolúció (nsec)	2-2.4	0.18-0.3	0.2-0.3	5.2
9x9 konvolúció (nsec)	N/A [#]	N/A	N/A	60
3x3 morfológia (nsec)	1.5-2	0.1-0.3	0.1-0.4	0.15
Sobel operator	N/A	N/A	N/A	5.7
Medián szűrő (nsec)	N/A	N/A	N/A	8.4
Adatpontosság	5-6 bit	5-6 bit	6-7 bit	4-16 bit

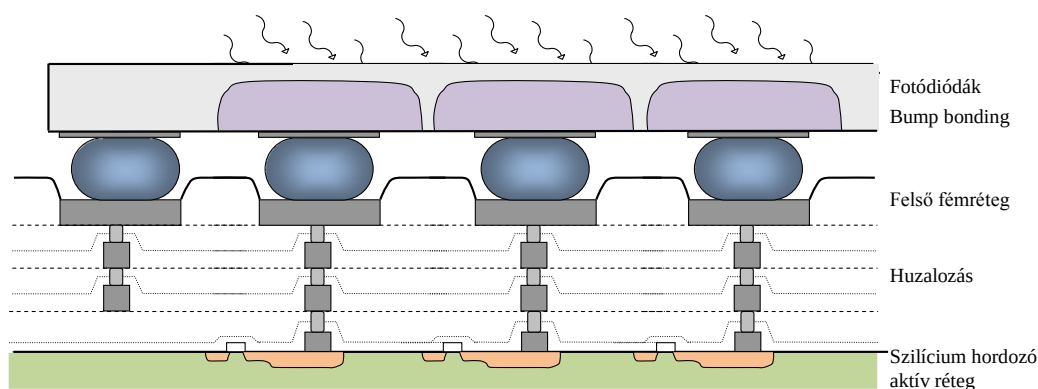
[#] Nem lehet végrehajtani.

2.5 Byte-os megvalósítás

Míg a bitsoros megvalósítás az analóg áramkörök párhuzamaként tekinthető, elkülönült tömbök esetén nem kötött a processzorok fizikai elhelyezkedése. Lehetőség nyílt 3D integrációjú, fókuszsíkbeli processzortömbök megalkotására is, látható és infravörös érzékelőkkel [4]. Az első esetben az érzékelőket magába foglaló hordozó dedikált optikai technológiával készül, majd indium golyók segítségével (*bump bonding*) kapcsolódott képpontonként a processzortömböt tartalmazó digitális technológiával készült áramkörhöz. A koncepció 14. és 15. ábrákon látható.



14. ábra. Ball bonding integrált érzékelő és processzor tömbök koncepciója.



15. ábra. Ball bonding integrált érzékelő és processzor réteg kapcsolódása.

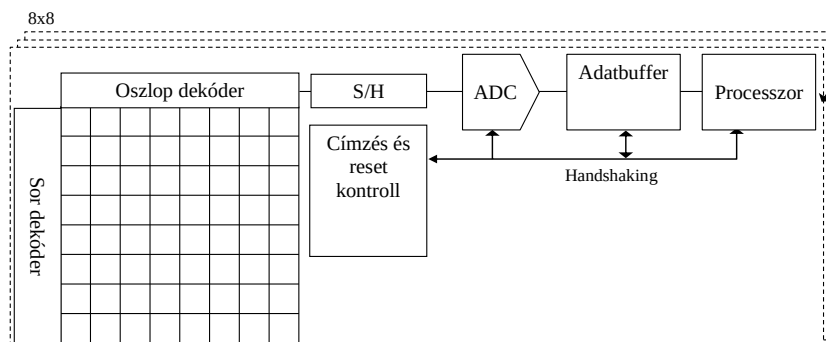
A megoldásnak több kiemelkedő előnye van a planáris megoldásokhoz képest: közel 100% kitöltési tényezőjű optikai érzékelő; szilíciumtól eltérő anyagú érzékelő technológia használata. Ezzel lehetségessé válik továbbá a digitális implementációra optimalizált technológia választása a processzorok megvalósítására, amelynek esetleg optikai tulajdonságai nem lennének megfelelőek. Meg kell jegyezni, hogy mind a tervezési ráfordítások, mind a gyártási költségek számottevően nőnek ezzel a megoldással.

2.5.1 Architektúra választás

Az architektúra választását a partnerek által rögzített 3D integrált szenzortömb fizikai méretei határozták meg. A tömb 64x64 fotodiódából állt egyenletes rasterpontokon elhelyezve. Minden szenzor középpontjában egy $5 \times 5 \mu\text{m}^2$ -es fém elektród állt rendelkezésre, melyet a *ball bonding* jellegéből adódóan a processzortömb áramkörének legfelső fémrétegén kellett elhelyezni. A teljes érzékelőtömb kerületén egy további gyűrűben elhelyezkedő azonos szélességű fémcsík vette körül, mely a fotodiódák közös katódjához vezetett. A szenzorok mérete $32 \times 32 \mu\text{m}^2$ volt.

A szenzor-processzor tömb képességeit egy FPGA-n megvalósított kiegészítő processzor tömb egészítette ki, végül egy hagyományos processzor algoritmikus és kommunikációs keretet adott a rendszernek. A processzorok platform függetlenséget a topografikusan szétosztott szenzor-processzor tömb *full-custom* tervezési módszere és megoldásai nem tették lehetővé. Ezért a teljes rendszert - kivéve a valóban *full-custom* tervezésű érzékelő interfészt és AD konvertert - Verilog RTL (*register transfer level*) kódban írtam. Megfelelő kódolással az RTL kód szintetizálható maradt mind ASIC, mind FPGA platformokra (pl. memória, I/O makroblokkok különbözőképpen illeszkedtek, de az általános logikai leírás azonos volt).

A szétválasztott tömbök jobb skálázhatósága lehetőséget ad arra, hogy több szenzort kössünk egy processzorhoz. A választott modell a 3. ábrán látható elrendezést követte: egyetlen processzorhoz 8x8, azaz 64 érzékelő tartozott (16. ábra). Az így kialakuló érzékelő-processzorból pedig szintén 8x8 méretű tömböt tartalmazott az ASIC megvalósítás, összesen 64x64 érzékelőt kezelve.

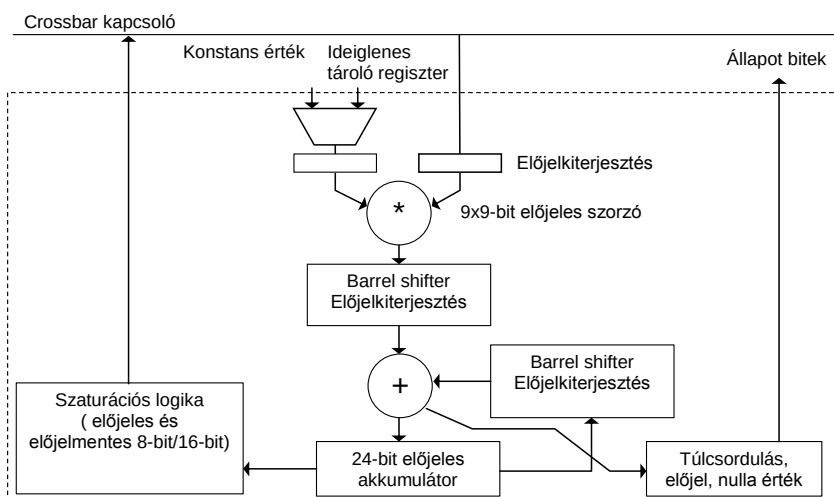


16. ábra. Érzékelő és processzor kapcsolódás.

Ellentétben a tisztán bit-soros megvalósítással, a processzorok adatrepresentációja 8-bit lett, számos kiegészítéssel: a bitenkénti műveletek (pl. bináris morfológia) továbbra is bit-soros megvalósításúak (8 logikai bit-soros egységet integráltam processzoronként), valamint az aritmetikai egység akkumulációs belső pontossága 16, és 24-bit lett. A rendszer koncepciója és szerkezete azonos az 2.3 fejezetben bemutatott elemi architektúrával. Ezzel az adatrepresentáció illeszkedett az FPGA platformok szélesebb adatszélességű aritmetikai és memória erőforrásaihoz is.

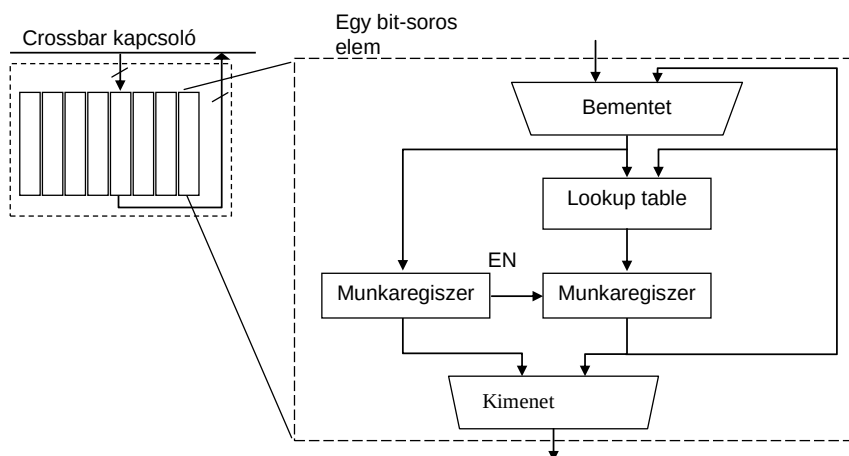
2.5.2 Aritmetikai és logikai egység

Az aritmetikai egység tartalmaz egy 8-bites szorzó-összeadó adatútvonalat egy 24-bites akkumulátorral (17. ábra). Az elemek 8 vagy 16-bites pontossággal tudnak számolni. Az aritmetika képes szorzásra, akkumulációra, összeadás, kivonás és szaturációs operációkra. Az előjeles és előjel nélküli számábrázolás együttes használatára egy 9x9-bites előjeles hardverszorzót és egy *barrell shiftert* használtunk, miközben az akkumulátor műveletek kezelték az előjelkiterjesztést. A szaturációs mechanizmus fontos szerepet játszik a képfeldolgozásban, ezzel tehermentesítve a programokat az alul- és túlcscordulás körülményes kezelésétől.



17. ábra. Aritmetikai egység blokkvázlata.

A 8-bites aritmetikai mellett a logikai műveleteket támogató bitenkénti egység is megvalósult az általános architektúrából (18. ábra). Ez az egység eredeti céljának megfelelően fekete-fehér képeken végzett (1-bit képpontonként) bináris morfológiai műveleteket támogatja. Sajátsága az, hogy 8 darab bit-soros megvalósítású modult integrál. Ezzel a megoldással a 8-bites adatfolyamban nagymértékben gyorsítja a lokális és kis szomszédságú logikai műveleteket: erózió, dilatáció, *opening*, *closing*, *hit-and-miss* típusokat.



18. ábra. Morfológiai egység blokkvázlata.

2.5.3 Adatmemória és szomszédsági összekötöttség

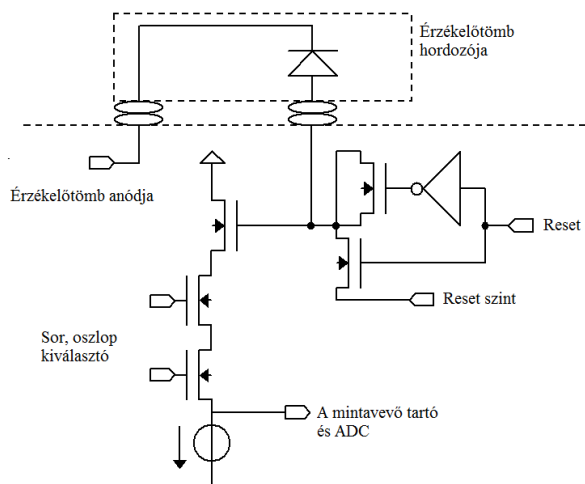
A memória hozzáférés saját és szomszédos processzorokhoz az általános architektúra alapján történt: a processzor crossbar kapcsolója és a memóriája közé egy útvonalválasztó került, melynek a szomszédos processzorokhoz rendelt memóriák adják a bemenetet. Az útvonalválasztók párhuzamosan működnek, ezért nem akadályozzák egymás adatforgalmát. Az útvonalválasztóknak szintén 8-biten működnek. Azonban a bináris morfológiai lépések esetén a szomszédos képpontok csupán pár bites adatelcsúszást igényelnek. Ezt az útvonalválasztó úgy oldja meg, hogy 1-bites felbontással lépteti és illeszti a memóriák 8-bites tartalmát.

Minden processzor *dual-port* SRAM memóriával rendelkezik. Ennek mérete és kódolása (platform) a tervezés során változtatható paraméter maradt. Annak ellenére, hogy a *dual-port* memóriák helyigénye nagyobb, mint az egy portos memóriáké, konkurens feldolgozást és külső adatátvitelt enged meg és elérhető mindkét platformon (ASIC, FPGA).

2.5.4 Áramköri komplexitás, fizikai megvalósítás

A processzortömb teljes mértékben digitális tervezési metodikával készült. Számos, napjainkban elterjedt, tervezési megoldást tartalmazott az RTL leírás: kódolási stílus a teljesítményfelvétel csökkentéséhez (*clock gating*), bithibát ellenőrző (*cyclic redundancy check*, CRC) és javító (*error detection and correction*) mechanizmus és számos adat és utasításbuszon, a teljes áramkör funkcionálisan érdekes regiszterei tesztlábakon elérhetőek (*scan chain*). Kihasználva, hogy különböző platformokon (ASIC vagy FPGA) más és más a belső és külső adatátviteli sebesség, a rendszer négy főbb független és több kisebb órajel hálózatra kapcsolódik (adatátvitel, program végrehajtás, processzortömb és az érzékelőtömb AD konverterei). Ennek eredményeként a képalkotás, külső adatforgalom, feldolgozás függetlenül, párhuzamosan folyhat.

Az analóg interfész *full-custom* tervezéssel készült. Hasonlóan az integrált fotodiódáknál alkalmazott módon, a 3D integrált szilícium és III-V félvezető érzékelőket (konkrétan InP) is lineáris áramintegrálási elrendezésben illesztettük az áramkörhöz (19. ábra). Az integráló kapacitás jelen esetben az érzékelők saját kapacitása.

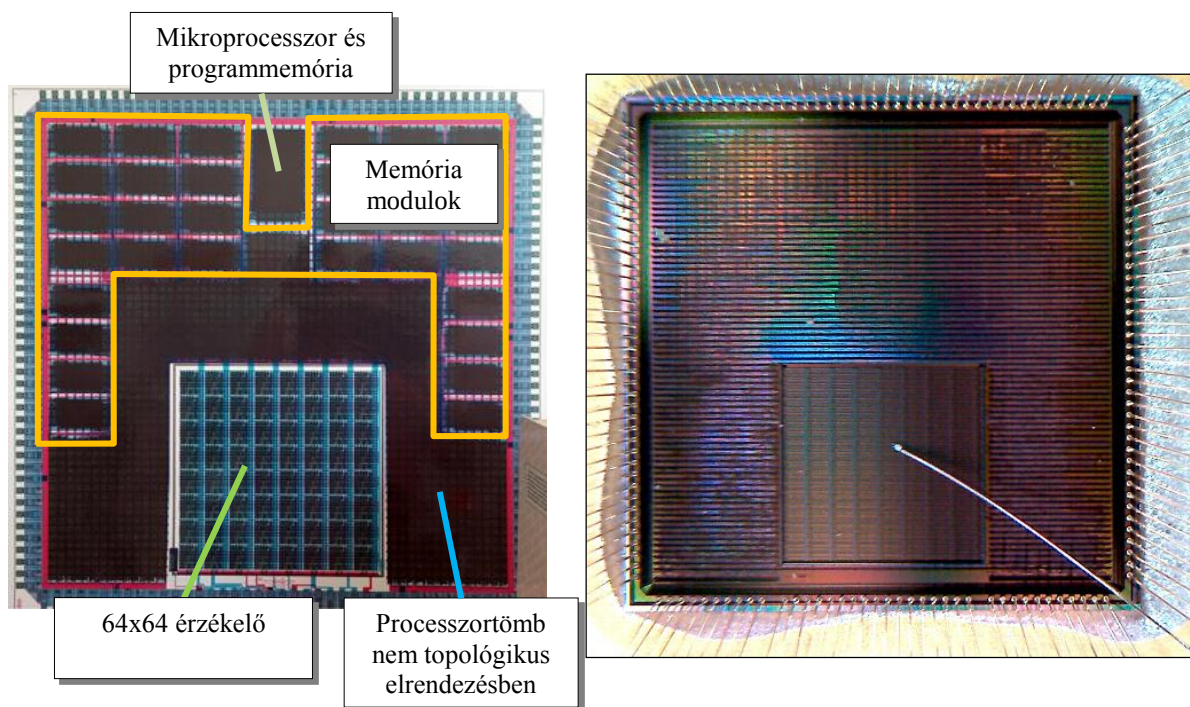


19. ábra. A 3D integrált lineáris fotódetektorok analóg interfésze.

Az analóg értékeket egy *source-follower* és áramgenerátor kombinációjával olvassuk ki és továbbítjuk a mintavevő tartók és AD konverterekhez. Az AD konverter 8-bites szukcesszív approximációs, áram DA konverter megoldás. A konverziós sebessége 8 millió átalakítás per másodperc, mely az egy konverterhez csatolt 8x8 jelre 10 μ sec átalakítási időt eredményez. A választott technológia 180 nm csíkszélességű, 1 polyszilícium, 6 fémrétegű, ún. *twin-well* digitális technológia volt (az UMC gyártótól). Az elfoglalt felület 5x5 mm², a teljes tranzisztorszám pedig több mint négy millió (az áramkör rajzolata és fotója a 20. ábrán látható).

VI. Táblázat A byte-os megvalósítás 3D integrációra felkészített áramkörének főbb jellemzői.

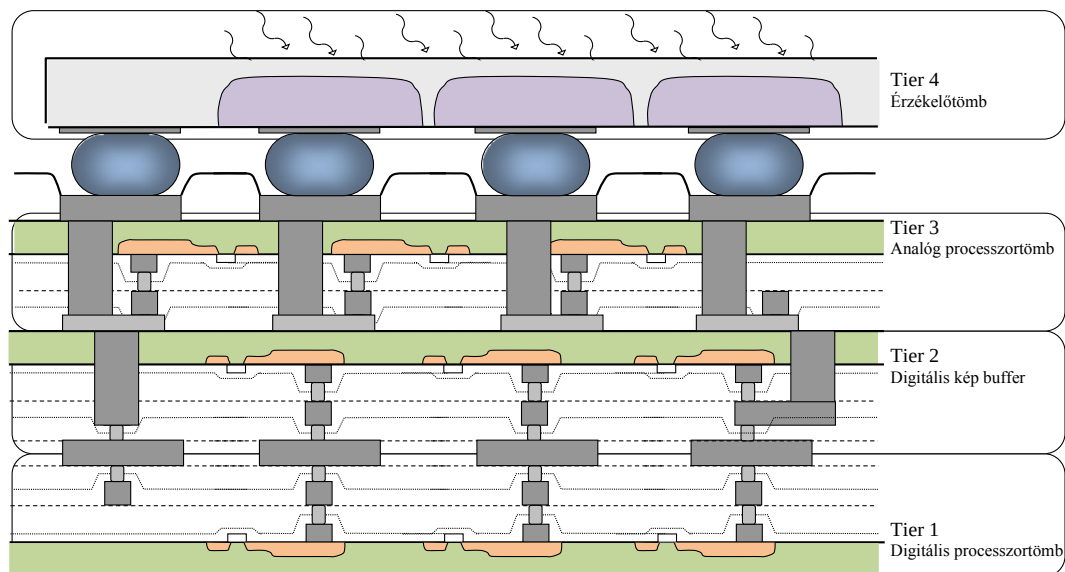
Jellemző	Érték
Technológia	UMC 0.18 um 1P6M generic process
Teljes szilícium felület	5x5 mm ²
Ekvivalens kapu szám	596 Kgate (2.4M tranzistor)
Érzékelőtömb mérete	64x64
Processzortömb mérete	8x8
Processzortömb fogyasztása	35 mW
I/O busz	32-bit
I/O busz	320 Mbyte/sec
Folyamatos konverziós ráta	100 Kframes per second



20. ábra. A teljes chip tervrajza és mikrofotója (forrás: Eutecus Inc.)

2.6 3D integrált foveális megvalósítás

A harmadik bemutatott megvalósítása a processzor architektúrájának egy szintén 3D integrált, több rétegű komplex rendszerben történt (un. VISCUBE) [5][6][7]. Ellentétben az előző fejezetben leírtakhoz képest, a rendelkezésre álló technológia azonos méretű szenzor réteget kínált a processzor rétegekkel. A szenzorhordozó alatt három 150 nm csíkszélességű *silicon-on-insulator* (SOI) technológiájú réteg állt rendelkezésre [39][40]. Köztük pedig sűrű, 5 μm átmérőjű, *through-silicon-via* (TSV) összekötöttség. Az érzékelőtömb *bump bonding* technológiával kapcsolódott a legfelső SOI réteghez (21. ábra).



21. ábra. MITLL Low-Power, 3D háromrétegű FDSOI CMOS technológiája kiegészítve érzékelő réteggel.

A nemzetközi projekt célja egy légi megfigyelésre és navigációra alkalmas rendszer megalkotása volt. Ezek az alkalmazások képfeldolgozási szempontból nehéz feladatok, hiszen a látottakat szegmentálni kell: előtér, mozgó objektumok, valamint a mozgó platform képsorozatai között megtalálni azt az affin transzformációt, ami a rendszer saját mozgását jellemzi. Ezért az architektúrát a képregisztráció és *optical-flow* alapú algoritmikusok [9] határozták meg. A regisztráció első lépése a karakterisztikus pontok megtalálása, majd ezek társítása, elmozdulásuk megtalálása egymást követő képeken. A karakterisztikus pontok keresése ún. *scale-space* [41] módszerrel történik: lokális extrémumok kijelölésével iteratíván csökkentett méretű képeken.

A rendelkezésre álló három szilícium rétegen három különböző feladatot elvégző más funkciójú tömb kapott helyet, tükrözve a több lépésben végrehajtott képméret csökkenést a kiemelt információ absztrakciójának növekedésével. Az érzékelőtömb felbontása 320x240 képpont volt, ehhez topografikusan kapcsolódott egy 160x120 analóg processzortömb (az Eye-RIS rendszer egy variánsa), majd egy digitális kép buffer réteg, végül a digitális processzortömb. Az analóg processzortömb feladata volt a fotodiódák áramának integrálása, jelkondicionálása, majd a képek alulmintavételezése és lokális csúcsok keresése. A digitális

processzortömb célja pedig az analóg réteg által nem támogatott bonyolultabb objektum felismerés a teljes képen és kiemelt ablakokban (főveákban), valamint ezek elmozdulásának becslése (*optical-flow*).

2.6.1 *Processzortömb jellemzői*

A digitális réteg processzortömbjét az előző fejezetben bemutatott 8-bites architektúrára építettem. A fejezetben azt a gondolatmenetet mutatom be, amellyel a processzortömböt a feladatnak megfelelően méreteztem és egészítettem ki.

A számítási teljesítményigényt az *optical flow* számítás modellje alapján határoztam meg. Az alkalmazott algoritmus lényege karakterisztikus pontok keresésre és azok elmozdulásának meghatározása egymást követő képeken. Az így nyert elmozdulási vektorokból lehet meghatározni a saját mozgást vagy a mozgó háttérhez képest eltérően mozgó objektumokat. A *scale-space* módszernek megfelelően skálázott képsorozaton (320x240, 160x120, 80x60 képpont) történik a karakterisztikus pontkeresés (kb. 60-80 pontot). Ehhez a Harris-féle éldetekciót használjuk [42]. A karakterisztikus pontok elmozdulásának megkeresése pedig „*block matching*”-el történik. Eközben a kiválasztott pontok körüli kisméretű terület, ablak, (pl. 7x7 képpont) elmozdulását, megváltozott helyét keressük egy nagyobb méretű tartományon a következő képen (jellemzően 24x24 képpont). Az ablakok elmozdulásának legvalószínűbb helyének kiértékelése 2D keresztkorrelációval történt (*sum of absolute difference*, SAD), mely keresésnek az ún. *diamond search* verzióját alkalmaztuk.

A kapott számítási teljesítmény 5-10 GOPS volt. A processzortömb teljesítményét alapul véve ez 50-100 processzornak felel meg. A választás 64 lett. A memória méretét szintén az algoritmusból származtattam, a végleges megoldásban a processzorok 75%-a rendelkezett 1 Kbyte és 25%-a 2 Kbyte memóriával. A rendszerszintű modell szimuláció megmutatta azt is, hogy a komplex algoritmus ellenére nem a számítási teljesítmény, hanem a képalkotási és konverziós időtartama jelenti a szűk keresztmetszetet egészen 500 képkocka/másodperc sebességig. A következő táblázat mutatja be az algoritmus fontosabb lépéseinek becsült számítási igényét és a paramétereivel jellemzett processzortömb teljesítményét [5]-[7].

A processzortömb becsült maximális fogyasztása 450 mW (1,5V tápfeszültség mellett). A teljesítményt csökkentő megoldások miatt (pl. a *clock gating*), a dinamikus fogyasztás ennek negyedére adódott. A tranzistorok szivárgási árama igen jelentős ezen a konkrét technológián, ezért a gyakorlati teljesítményfelvétel nem volt csökkenthető tovább, csupán architektúrális megoldásokkal. A befejezett tervezést követően a teljes 3D áramkör gyártásba került az MIT Lincoln Laboratóriumában. Tekintettel arra, hogy ez egy kísérleti technológia volt, a kihozatal nagyon alacsonynak bizonyult.

Fókuszsíkbeli érzékelő-processzor architektúrák

VII. Táblázat A byte-os megvalósítás 3D integrációra felkészített áramkörének teljesítménye.

Művelet	Lépésszám	Óraciklus szám (W=24, M=8, P=64, L=160x120, K=3)	Időtartam 100 MHz órajel esetén
Harris élkeresésen alapuló karakterisztikus pont keresés	$\sim K^2 \cdot L/P$	32k	320 μ sec
Teljes elmozdulás becslés	$\sim W^2 \cdot M^2$	36k	450 μ sec
Diamond search	$\sim 20 \cdot M^2$	1.2k	30 μ sec
Eredmény kiértékelése és kiválasztás	$< W^2$	$< 0.5k$	$< 30 \mu$ sec
A három képméretnyi kép átvitele az analóg tömbből	$\sim 3 \cdot P \cdot W^2$	110k	$\sim 300 \mu$ sec

W = Elmozdulás keresésének ablak szélessége-magassága, M = keresett ablakméret, P = keresési ablakok száma processzoronként, L = teljes képméret, K = élkeresés ablakmérete

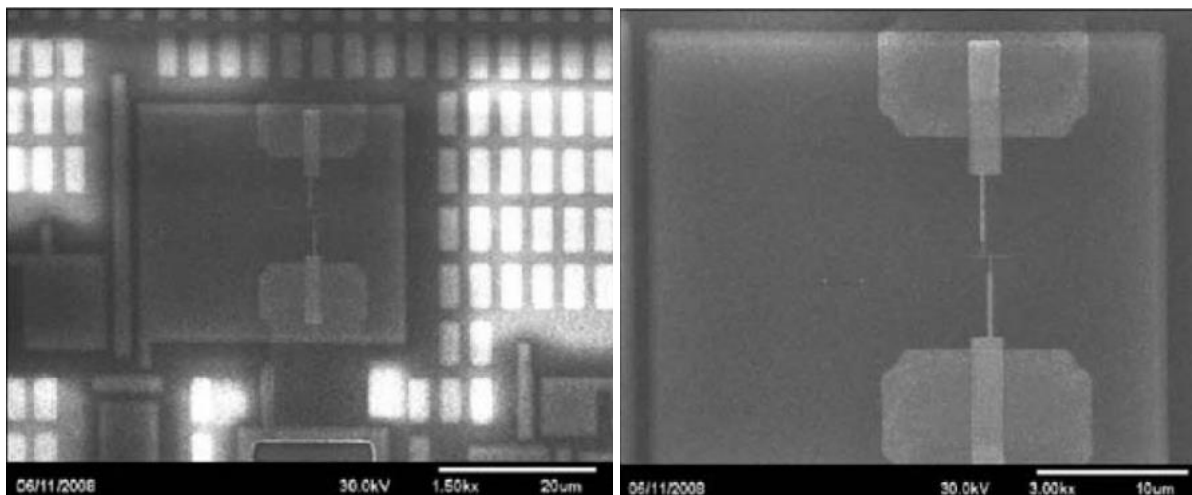
2.7 Infravörös fényre érzékeny metal-oxide-metal nano-antenna interfész

A teljesség kedvéért egy olyan integrációt is röviden bemutatok, melyben *metal-oxide-metal* (MOM) nano-antennákhoz, mint érzékelőkhöz készült el a processzortömb egy változata [8]. Ebben a projektben a szerepem a partnerek által létrehozott nano-antennák integrálásához szükséges elektromos/mechanikus megoldás kidolgozása és megtervezése volt, valamint a kapcsolódó processzortömb megvalósítása.

Az érzékelés alapja egy kisméretű dipól vagy csokornyakkendő antenna által leképzett optikai frekvenciájú tér egyenirányítása egy MOM diódával. A MOM dióda nemlineáris karakterisztikáját kihasználva kapunk egyenirányított feszültséget, mely arányos az érzékelőt ért elektromágneses sugárzás teljesítményével [45][43]. A diódák nemlinearitásának növelése érdekében különböző kilépési energiájú fémeket és azok oxidjának kombinációját használják (pl. Ni-NiO-Pt, Al-Al₂O₃-Pt). Az integráláshoz tervezett kialakításban a dióda anyaga nikkkel (Ni-NiO-Ni), kontaktus felülete 50 nm x 50 nm, míg az érzékelt hullámhossz 10,6 μ m volt. A gyártás elektronsugaras litográfiával és két irányú porlasztással történt.

Az integrálás során két nehézséget kellett megoldani. Az első probléma a hordozó áramkör fémezésével és az antennák anyagából kialakuló parazita fém-oxid-fém didódák zavaró hatása volt. A második kérdéskör pedig a mechanikai méretek kialakítása. A standard CMOS technológiájú hordozó áramkör fémrétegei (anyag, vastagság) adottak voltak (0.4 μ m alumínium). Az alumínium kontaktusok felszínén natív oxid alakul ki levegővel érintkezve, mely a porlasztott nikkkel újabb diódát alakít ki. A parazita dióda hatását relatívan nagyméretű kontaktus kialakításával tudtuk csökkenteni. 1-2 μ m² területű dióda soros ellenállása annyira lecsökken, hogy elhanyagolhatóvá válik a vizsgált diódához képest. A másik javasolt, de nem alkalmazott, megoldás az alumínium kontaktusok oxid mentesítése e-beam porlasztással vákuumban vagy nitrogén atmoszférában az antennák kialakítása előtt. A mechanikai kivitelhez figyelembe kellett venni az elektronsugaras porlasztással járó feltöltődés elkerülését és az antennák méretezését. A hordozón (SiO₂) kialakított antenna mérete érdemben kisebbnek

bizonyult, mint a hullámhossz [43]. Ennek oka a rezonáns viselkedés elérése érdekében optimalizált méret (a témát részletesen kifejtem a 0 fejezetben) [44]. A partnerek által méretezett megoldás kb. $10\ \mu\text{m}^2$ befoglaló méretet jelentett 30 THz-en (hullámhossz $10,6\ \mu\text{m}$), míg az általam kidolgozott interfész struktúra hozzávetőlegesen $30\ \mu\text{m} \times 30\ \mu\text{m}$ volt (22. ábra). Az érzékelőkkel azonos integrált áramkörben processzorok és átalakítók kaptak helyet.



22. ábra. Nano-antenna integrációs kísérletek elektronmikroszkópos képei [8].

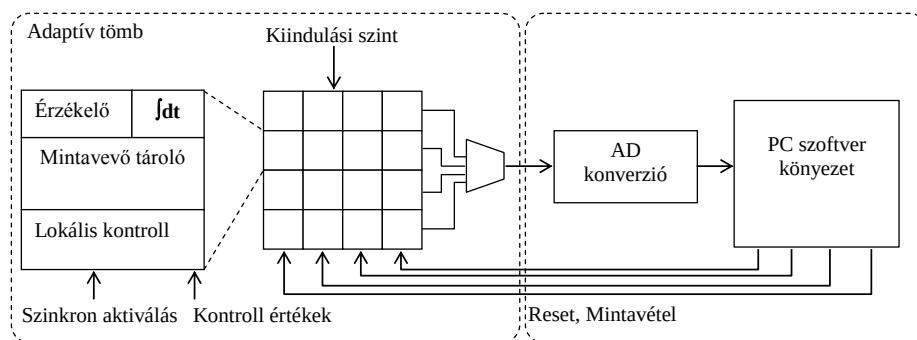
2.8 Programozottan lokális adaptív érzékelő architektúra

Kiragadva az érzékelés és az azt befolyásoló elemeket, elkészítettem egy metszetét az általános keretnek, mellyel összetett adaptációs algoritmusokat működés közben lehet megvizsgálni nem integrált processzorokkal. Ebben a fejezetben ennek a kutatásnak az eredményét mutatom be.

Számos megoldást találhatunk a nagy dinamikájú érzékelők és jelek kezelésére. Egy általános megvilágítású esetben, azaz több képpontot feltételezve azok csoportjai lényegesen nagyobb fényerőt érzékelnek, mint más csoportok. A fókuszsíkbeli processzorok jellegüknél fogva alkalmasak ilyen esetek kezelésére. A látvány különböző tartományaiban 2-3 nagyságrendben változó megvilágítási viszonyokat például az emberi látórendszer könnyedén kezel, hozzáigazítva a receptorok érzékenységét a látvány lokális átlagos intenzitásához. A változó dinamikatartomány kezelésének igénye különböző technikai megoldásokhoz vezetett: az *autogain* érzékelők, kamerák a teljes kép megvilágításának valamely átlagos jellemzőjéhez igazítja a globális, teljes képhez rendelt érzékenységet; képpontonként logaritmikus kompressziót alkalmazó megoldások; és egyedi képpontonként alkalmazott valamely adaptív struktúra. Ez utóbbi esetben a megvilágítás időbeli változásával vagy az érzékenység időbeli befolyásolásával érik el a nagyobb dinamikatartomány lefedését [46] (pl. *time-to-saturate*, többszörös képfelvétel, diszkrét értékek között állítható integrálási kapacitás). Végül olyan érzékelőtömbök, melyek a kép részeinek értéke alapján adaptálják az egyedi képpontokat nagyon ritkák (pl. [47]). Ennek oka az, hogy az adaptációs algoritmusok jóval bonyolultabbak

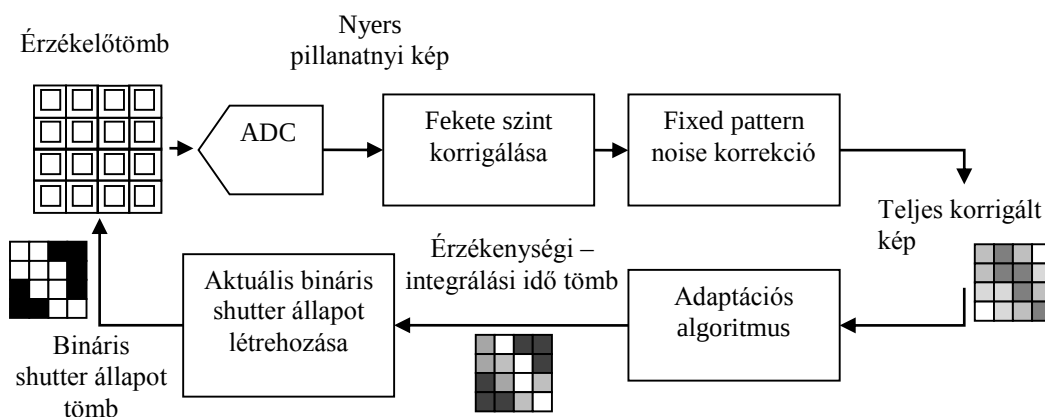
a kis fizikai helyen megvalósítható (képpontonként) áramköröknél. Ennek a feloldására létrehoztam egy rugalmasan felhasználható megoldást, mely teszthardvert ad szinte tetszőleges felvételen belüli és felvételek közötti iterációs adaptációs algoritmus fejlesztéséhez, valamint segít a tervezés alatt álló fókuszsíkbeli processzortömb elvárt képességeinek meghatározásához [2].

A korábbi fejezetek modellezési mintáját használva a megvalósított architektúrát a 23. ábra mutatja be.



23. ábra. A megvalósított elkülönült érzékelőtömbbel.

A példaként bemutatott adaptációs eljárás (mely az érzékelő tömbtől független algoritmus), egy retina modell [27][48][49] alapján készítettük el, mely kiemeli az elhelyezkedésben és időben nagyfrekvenciás komponenseket és elnyomja azok lassú változásait. Ezzel megvalósítva a teljes látvány dinamikatartományának csökkentését. Az adaptív érzékelő összességében egy számításra és feldolgozásra képes processzor tömbből és a szabályozható érzékelő tömbből áll. A teljes demonstrációs rendszer szerkezete a 24. ábrán látható.



24. ábra. Az adaptív érzékeléshez használt rendszer blokkvázlata.

Képkötés (integrálási idő) közben a rögzített kép folyamatosan kiolvasható, anélkül, hogy befolyásolnánk a folyamatot. Az algoritmikus keretben ez biztosítja a folyamatos érzékelést és integrálási idő szabályozását. A funkcióknak megfeleltettem fizikai részelemeket: integráción alapuló fotódióda, állítható *reset* szint, elektronikus *shutter* (fényképezésben használt rekesz funkció), nagy kimeneti feszültségtartomány, és nem

destruktív kiolvasás. A megalkotott érzékelőtomb egy olyan CMOS technológiájú „kamera”, melyből nem destruktívan lehet az érzékelt képek sorozatát kiolvasni és lehetővé teszi a valós idejű érzékenység szabályozását képpont szinten. Az érzékelőtomb egy széles körben elterjedt megoldású fotódióda és kiolvasó elektronikából áll valamint egy *shutter* kapcsolóból. Az egyediségét az adja, hogy a *shutter* kapcsoló állása minden képpontra egyedileg állítható be. Ez a gyakorlatban egy két jelszintű adattomb (nevezhetjük bináris képnek) betöltésével történik, hasonlóan egy kép méretű bináris memória írásához.

A viszonylag összetett képpontok kis méretének eléréséhez standard 0,18 μm -es vonalszélességű CMOS technológiát alkalmaztam. Ez a technológia nem támogatta az optikai érzékelést speciális adalékprofillal, mikrolencsével, vagy epitaxiális hordozóval, ezért ki kellett dolgoznom a kísérletekkel kiválasztanom a megfelelő dióda szerkezetet.

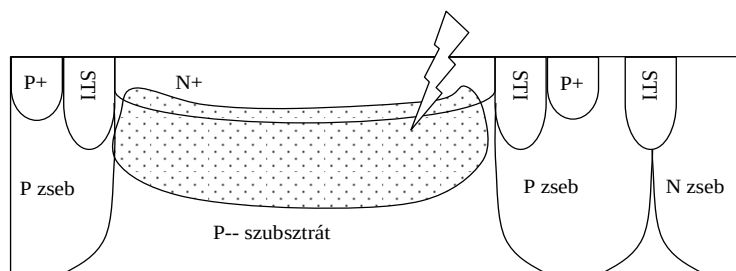
A választást előkészítendő a következő képlettel becsültem a kiürített réteg (végső soron a fényérzékeny térfogat) nagyságát:

$$x_d = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r}{q} \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right) (\phi_i - v_d)}, \phi_i = v_{th} \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right) \quad (1)$$

Ahol N_a, N_d, n_i az akceptor, donor, intrinsic koncentráció, ϕ_i a dióda beépített tere, v_d a diódára kapcsolt egyenfeszültség. A technológiai leírás p-- hordozó, p zseb, n zseb, p+ diffúzió és n++ diffúzió esetére a következő adalék koncentrációkat: $8 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, $6 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $6 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, $1.5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ és mélységeket adja meg 250 μm , 1.8 μm , 1.8 μm , 0.2 μm , 0.18 μm . A kiürített réteg becslésének képletét alkalmazva a következő táblázatot kapjuk.

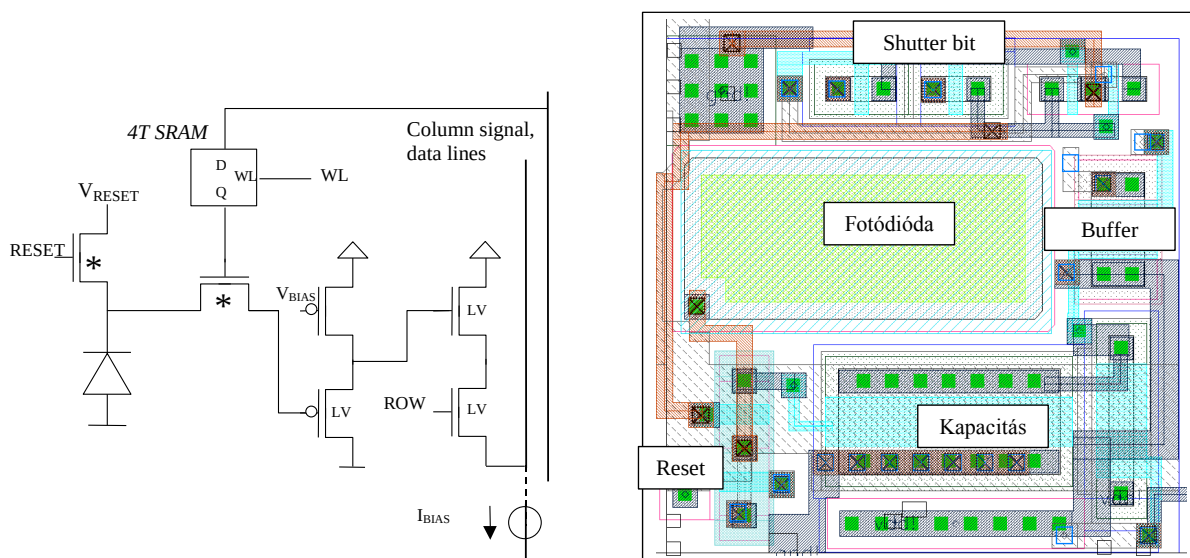
VIII. Táblázat			A kiürített réteg becslése	
p réteg	p réteg	ϕ_i	Kiürített réteg ($v_d=0\text{V}$)	Kiürített réteg ($v_d=1.2\text{V}$)
p-- hordozó	n zseb	754 mV	1.11 μm	1.79 μm
p-- hordozó	n++ diffúzió	897 mV	1.21 μm	1.86 μm
p zseb	n++ diffúzió	1.07 V	48 nm	70 nm
p++ diffúzió	n zseb	1.09 V	49 nm	71 nm

A kiürített réteg mélységét maximalizálva, az n++/p-- diódát választottam (25. ábra). Egy teszt chip elkészítésével és érzékenység, linearitási, szórási mérésekkel sikerült igazolni a választást és a pontos rajzolatot. A p-- adalékú hordozóhoz az ún. *twin-well* technológiában a p adalékú zseb blokkolásával tudtam hozzáférni.



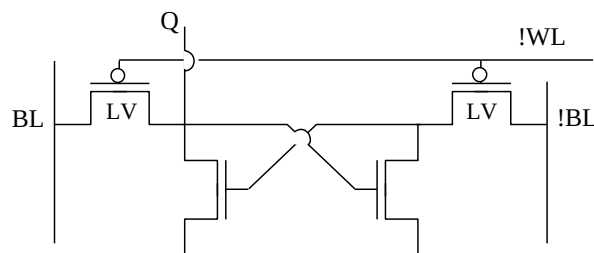
25. ábra. A n+/p-- hordozó fotódióda.

A fotódióda *reset* szintjét egy NMOS tranzisztor nyitásával lehet beállítani. Az elektronikus *shutter*-ként szintén egyetlen tranzisztor szolgál. A nem destruktív kiolvasást pedig egy *source follower* kapcsolás valósítja meg. A képpont sémája és layout rajzolata a 26. ábrán látható. A képpont tranzisztorai közül a *reset* és *shutter* tranzisztorok nem a technológia adta vékony oxiddal rendelkeznek, hanem ún. vastag kapu oxiddal, ami eredményeként azok nyitófeszültsége nagyobb (kb. 0,4 V helyett 0,6 V), így szivárgási áramuk lényegesen alacsonyabb. További speciális választásként a kiolvasáshoz használt *source follower* tranzisztorai ún. low- V_t típusúak, azaz nyitófeszültségüket egy kiegészítő adalékkal lecsökkentik (kb. 0,1 V-ra). Ennek az a haszna, hogy az azokon eső nyitófeszültség csökken, így a kihasználható jeltartomány nagyobb a standard tranzisztorral megvalósított *source follower*-hez képest ($\sim 1,2$ V).



26. ábra. Egyetlen képpont áramköre és layout rajzolata. A pixel mérete 9x9 mikrométer, a kitöltési tényező 20%. A sémán látható tranzisztor variánsok: csillaggal jelölt vastag kapu oxidú, LV alacsony nyitófeszültségű variáns jelöl.

A *shutter* kapcsoló képpontonként tárolható egyedileg. Egy általános flip-flop mérete (ezen a technológián közel a képpont felét elfoglalná) kizárja a használhatóságát. A másik végletként dinamikus DRAM cellát lehetne használni. Ez a megoldás a frissítési eljárások destruktív kiolvasása miatt nem célszerű, mert érintené a *shutter* kapcsoló állapotát minden frissítési ciklusban. Ezért olyan statikus megoldást alkalmaztam, mely kisebb komponensből áll a hagyományos SRAM bitnél [50]: az ún. terhelésmentes (*loadless*) négy tranzisztoros SRAM cellát.



27. Ábra. A négy tranzisztorral megvalósított loadless SRAM cella.

Az SRAM cella írási módja hasonló a hat tranzisztoros SRAM-hoz. Azonban az információ megőrzése már egyedi. A statikus RAM bitek alapelve két inverter keresztbe kötése, azaz bemeneteik kölcsönösen a másik inverter kimenetéhez kapcsolódnak. A négy tranzisztoros megoldásban az invertálás funkcióját a két NMOS és a hozzáférésért felelős bemeneti tranzisztorok, mint rezisztív terhelések valósítják meg. Ehhez a tartási időszakban mindkét bitvonalat (BL és !BL) táp (V_{dd} vagy logikai magas) szinten tartjuk és a !WL írási vonalat lezárjuk. A két lezárt PMOS nagy ellenállásával jelenti a terhelést. A robusztus és egyértelmű logikai szintű működéshez a két PMOS tranzisztor szivárgási áramának azonban 1-2 nagyságrenddel nagyobboknak kell lennie, mint az NMOS tranzisztoroké ($I_{off_PMOS} \gg I_{off_NMOS}$). Ahogyan az architektúrát leíró publikációban [50] bemutatják, ez az arány garantálja a veszteségmentes működést. Ez az eredeti munkában a !WL írási vonal tápszint alá történő csökkentésével oldják meg, ez azonban körülményes vezérlést igényel.

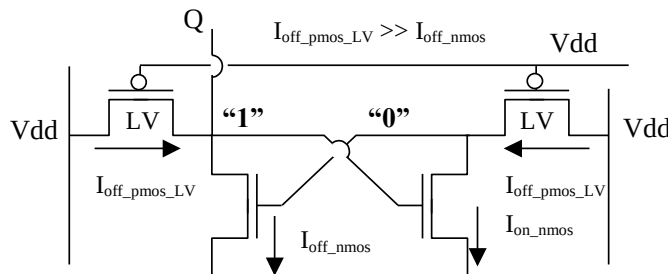
A struktúra egyszerűsítéseként megmutattam, hogy egy a technológia által támogatott, alacsony nyitófeszültségű tranzisztorvariánssal (un. *low- V_t* PMOS) ez a feltétel teljesíthető úgy, hogy a vezérléshez elegendő a logikai szinteknek megfelelő feszültség szint (lásd 28. ábrát). Ennek belátásához a következő becsléssel élhetünk. A típusnak azonos méretek és feltételek mellett nyitófeszültsége alacsonyabb a standard variánshoz képest (kb. 0,3 V-tal). A tranzisztor lezárási áramát közelíthetjük az alábbi képlettel:

$$I_{DS} \approx I_{D0} e^{\frac{V_{GS}-V_{th}}{nV_T}} \quad (2)$$

Ahol I_{D0} a csatornaáram $V_{GS} = V_{th}$ esetén, $V_T = KT/q$ a termikus feszültség, szobahőmérsékleten kb. $V_T \cong 26 \text{ mV}$, és n egy kapacitásfüggő 1 közeli érték. Felhasználva a $I_{D0} \propto \mu W/L$ arányosságot a mozgékonyság és fizikai méreteket kiemelve, meghatározható a szivárgási áramarány azonos méretek és $V_{GS} = 0 \text{ V}$ esetére:

$$\frac{I_{off_PMOS}}{I_{off_NMOS}} \cong \frac{\mu_P}{\mu_N} e^{\frac{-V_{thPMOS}+V_{thNMOS}-0.3V}{nV_T}} \quad (3)$$

A nyitófeszültségeket közel azonosnak véve és $\mu_P/\mu_N \cong 2,5$ szilícium esetén az arány $I_{off_PMOS}:I_{off_NMOS} \cong 40000:1$ adódik, ami elegendő a stabil tároláshoz.

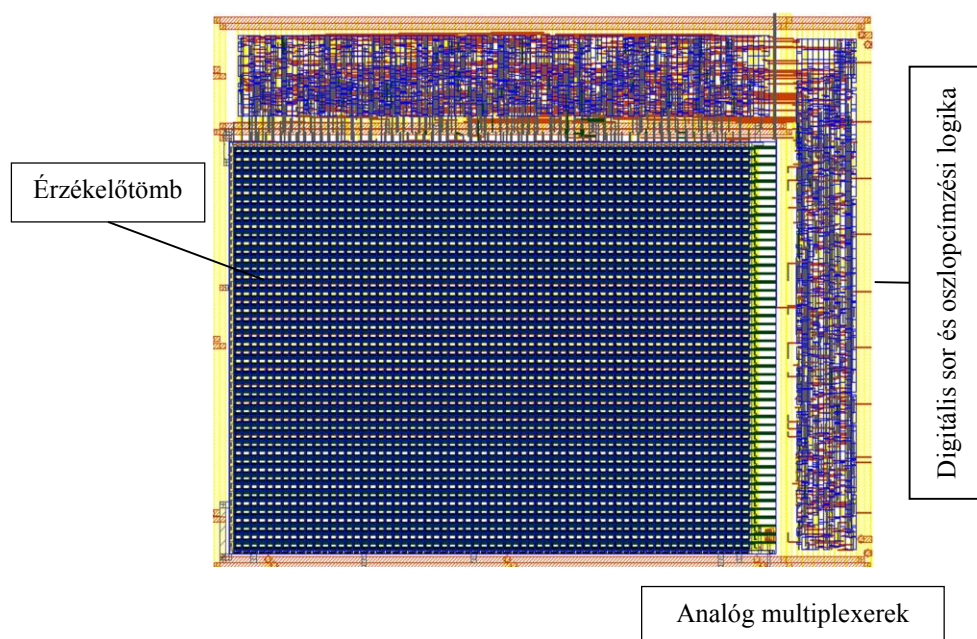


28. Ábra. Adattartási feltételek és szivárgási áramok.

A képpontok mellett az adathozzáférési sebesség kritikus ahhoz, hogy folyamatában állítható legyen a képpalkotás időtartama képpontonként. A *shutter* bitek állapotát véletlen

elérésű címzéssel oldottam meg, 4-5 mikroszekundumos felbontással a teljes tömbre, ami kellően finom integrálási idő állítást tesz lehetővé (a zaj és szivárgás korlátozta leghosszabb integrálási idő közel 0,1 másodperc volt). Az analóg képpont értékek kiolvasása sorosan, belső címzéssel történik egy külső órajelhez szinkronizáltan.

A digitalizálás utáni képporrekción alapvető eleme minden képalkotásnak. Ennek két funkciója került megvalósításra, a sötét szint korrekció és a *fixed-pattern-noise* (FPN) csökkentés. A FPN jellemzően a kiinduláshoz köthető *reset* feszültség szint ingadozásához, *shutter* tranzisztor kapcsolási órajel áthallásához (*clock feedthrough*), oszloponkénti kiolvasási kapcsolók szórásához, és egyéb jelerősítő elemekhez. A tömbben egyetlen kiolvasásért felelős követő erősítő foglal helyet, így a hibák zöme a *képpontonkénti source follower*ek statikus offszet és *gain* hibájára vezethető vissza. Ezek a hibák elegánsan korrigálhatók, mivel statikus jellegűek. Egy speciális hibajelenséget is megfigyeltünk, mely más érzékelőre nem jellemző, egy integrálási idő függő tag. Az érzékelési időszak alatt, az érzékelők szivárgása (ún. sötét árama) integrálódik az eredménybe, azonban a *shutter* kapcsoló leválasztása után ez a hatás megszűnik. Tehát a képtartomány szélén lévő letakart érzékelők válasza (ami a sötétáramot hivatott monitorozni), megfelelő arányosítással használható. A sötétáram mérhető és állandó, így becsülhető is a véletlenszerű integrálási idő alatti hatása. A megvalósított tömb layout rajzolata a 29. ábrán látható.



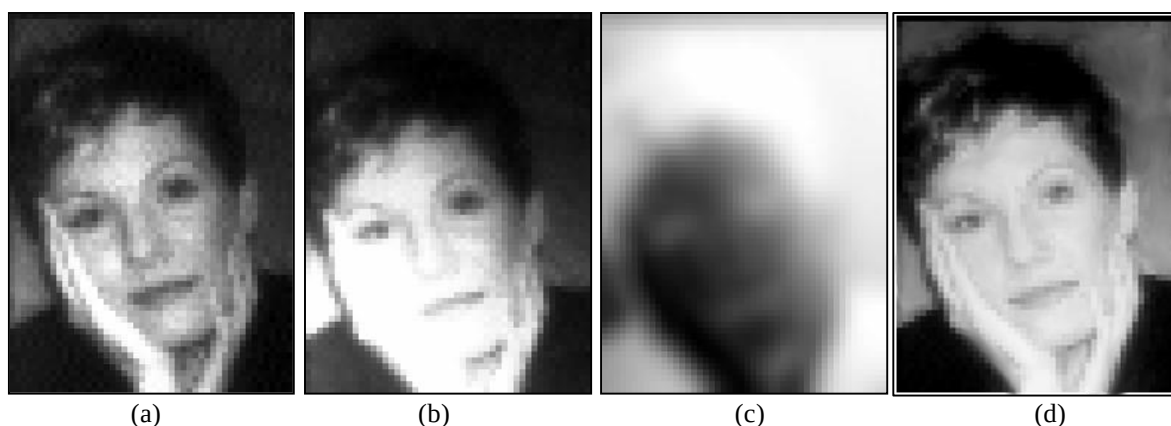
29. Ábra. Az adaptálható érzékelőtömb layout rajzolata.

2.8.1 Adaptációs példák

Két példán mutatom be az ember látórendszerének modellezéséből kidolgozott adaptációs mechanizmust. A képkilvasás sebessége 10 kép/mp volt az erősen alulvilágított területek megmutatásához. Az integrálási idő 10-bites reprezentációval történt. A használt adaptációs

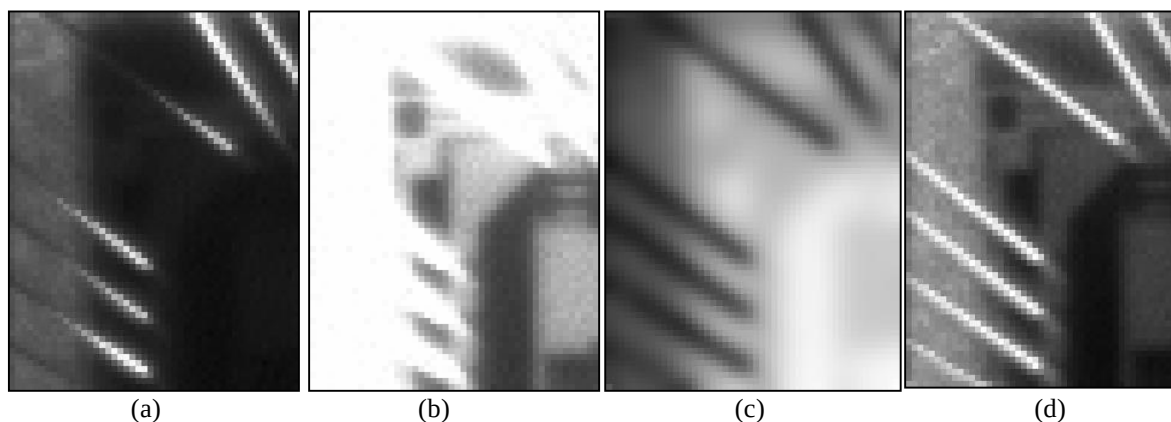
algoritmus [30] erőssége a nem izotróp diffúzió használata a lokális megvilágítási viszonyok becslésére. Ezzel kiemelhetők a vizsgált objektumok a felüáteresztő szűrők jellemző hibái nélkül. Kiegészítésként az algoritmushoz egy globálisan működő megvilágítás adaptációt is tettünk, hasonlóan az *autogain* kamerákhoz. Ezzel az érzékelők teljes feszültség dinamikatarományát ki tudjuk használni, úgy, hogy a nagyon világos objektumok részletei megmaradnak a csökkentett integrálási időnek megfelelően. A feldolgozási lépések folyamatosan monitorozták a látványt és iteratíván hozzáigazították ahhoz a végső képet.

Az első képsorozat egy erősen aszimmetrikusan megvilágított arcot mutat. A 30. ábrán láthatóak az egyenletes integrálási idővel korrigálatlan és FPN korrigált adaptáció után készült képek.



30. Ábra Az (a,b) képek egyenletes rövid és hosszú integrálási idővel készültek FPN korrekció nélkül, a (c) kép mutatja az adaptáció során kialakuló integrálási idő képet (a sötétebb érték a rövidebb integrálási idő), végül a (d) kép a végső FPN korrigált és adaptálódott eredményt mutatja.

A második példán a becsillanó megvilágítás okozta túlexpozíciót kezeltük adaptációval. A 31. ábrán látható alacsony és magas megvilágítás mellett magának a detektor chipnek a képe. Pár iterációs lépés után kialakult kép pedig bemutatja a globális fényerő megőrzését a helyi apró kontrasztviszonyok megőrzése mellett.



31. Ábra. Integrált chip vezetékezése és tokozása látható a képeken. Az (a,b) képek egyenletes integrálási idővel készültek kis és nagy fényerővel megvilágítva, a (c) kép mutatja a kialakuló integrálási idő térképet, majd a (d) képen látható az eredmény nagy fényerő mellett.

IX. Táblázat Az adaptív érzékelőtömb főbb jellemzői

Paraméter	Érték
Képméret	65x48
Technológia	UMC 0.18 μm
Aktív érzékelő felület	6.2 μm x 2.9 μm
Képpont távolság	9 μm x 9 μm
Kitöltési tényező	20%
Tömb méret	602 μm x 440 μm
Kvantumhatásfok	15%
Expozíciós idő felbontás	5.8 μsec
Integráló kapacitás	30 fF
Tápfeszültség	1.8 V
Szaturációs szint	1.2 V
Sötétáram (szobahőmérséklet)	55 mV/sec ($\sim 8\text{nA/cm}^2$)

2.8.2 Összefoglalás

A fejezetben olyan kamera megoldást mutattam be, melyben képpontonként állítható az expozíciós idő és nem destruktívan kiolvasható a kép. A kamerát összetett adaptációs algoritmusok valós helyzetben történő kipróbálására és finomítására használtuk hagyományos és tömb processzorok alkalmazásával.

2.9 Összefoglalás és következtetések

Az architektúra utasításkészlete száz fölötti utasítást tartalmaz, mellyel célszerűen és tömören lehet képfeldolgozási könyvtárakat létrehozni (konvolúció, statisztikai filterek, gradiens, élkiemelés, szürkeárnyaltos és bináris morfológia, stb). A globális konfigurációs bit sorozatok minden processzorra azonosak, melyeket utasításokként lehet előhívni (hasonlóan egy általános processzor assembly kód és mikrokód sorozat megfeleltetéséhez). Ezért a processzortömb viselkedése programozói szempontból hasonlít egy 8-bites CISC (*complex instruction set computer*) mikroprocesszorra, néhány kiegészítő elemmel, ellentétben az analóg megoldások nagyon speciális utasításkészletével.

A következő táblázat foglalja össze a jellemző, alacsony szintű képfeldolgozási műveletek átlagos feldolgozási idejét különböző architektúrákon. A két megvalósítás feldolgozási idejét hasonlítottam össze két fix pontos Texas Instruments DSP-vel és két FPGA alapú implementációval [34][35]. A táblázat az átlagos műveletvégzési időt tartalmazza, azonos feltételek között: maximális futási teljesítmény, azonos képméret. A táblázat megfelelően optimalizált programkód (dedikált DSP rutinok) adta értékeket tartalmaz, továbbá a külső memória hozzáférési és képmozgatási idő nem szerepel az összehasonlításban.

Fókuszsíkbeli érzékelő-processzor architektúrák

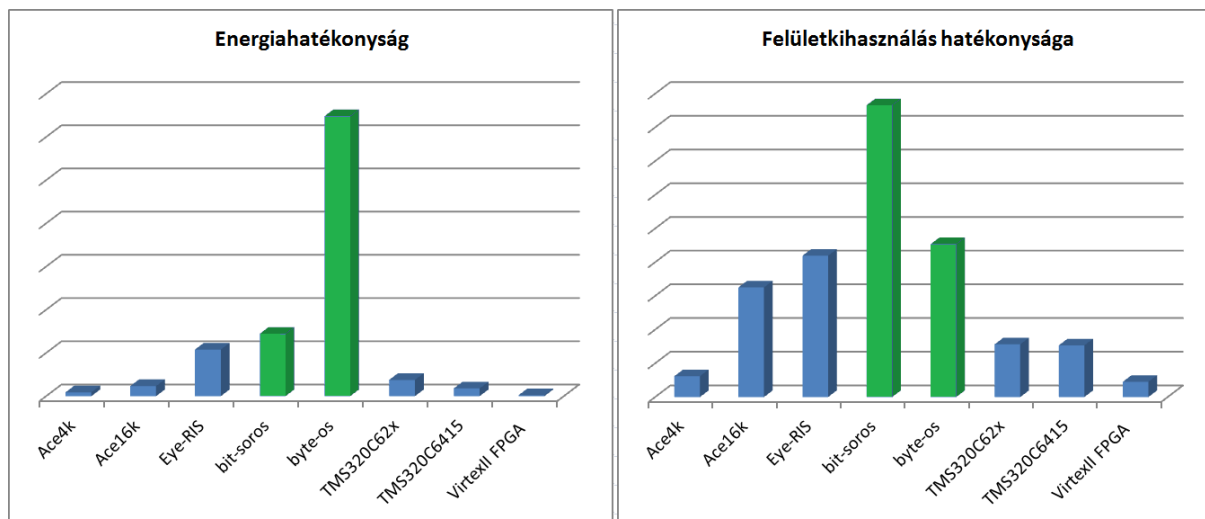
X. Táblázat Alacsony szintű képfeldolgozási műveletek átlagos feldolgozási ideje

Művelet	Bit-soros architektúra	Byte-os architektúra	TMS320C62x	TMS320C6415	VirtexII FPGA (XC2V3000) [#]
3x3 konvolúció (nsec)	5.2	2.03	1.1	1.54	0.9
9x9 konvolúció (nsec)	60	7.81	12	6.16	-
3x3 bináris morfológia (nsec)	0.15	0.76	0.6	0.84	0.9
Lokális minima (nsec)	5.7	1.03	1.5	0.85	-
Sobel operator (nsec)	5.7	1.51	1.2	1.39	3.6
Bináris szkeleton egy lépése (nsec)	1.2	6.05	22.3	25.82	7.5
Frames per seconds	~10,000	~1,000-5,000	-	-	-
Technológia (μm)	0.18	0.18	0.18	0.13	0.15
Szilícium méret (mm ²)	25	25	96	~60-80	232
Átlagos fogyasztás	300mW@1.8V	35mW@1.8V	800mW@1.8V	1-1.3W@1.4V	2-10W

[#] A rendelkezésre álló publikációk alapján számítva 128x128 méretű kép egy képpontra eső adatai alapján.

Különböző szempontból értékelhetjük a számítási teljesítmény adatokat. Gyakori értékelési szempont a szilícium felületre és a felvett teljesítményhez arányuló számítási teljesítmény. A táblázat értékeiből látható, hogy a különböző architektúrák más feladatosztályokon teljesítenek jobban.

Az algoritmusszintű összehasonlításhoz egy egyszerű képfeldolgozási eljárást vehetünk példaként. Az alacsony szintű (*early vision*) képfeldolgozási algoritmusokban jellemzően a korlátozott számú szürke árnyalatú előfeldolgozást (képjavítás és korrekció, konvolúció, zajszűrési lépések, *feature detection*, *thresholding*) nagyságrenddel nagyobb számú iteratív bináris művelet követi (morfológiai szűrés és kiemelés, szkeletonizálás, blob keresés és centroid meghatározás), majd globális döntések (pl. maradt-e a bizonyos méret feletti objektum a feldolgozott bináris képen). Legyen a példa eljárásban három lineáris konvolúciós előfeldolgozási, 50 bináris morfológiai feldolgozási lépés és két globális műveletből álló döntés. A fenti összehasonlító táblázatok idő, teljesítmény és felület adatait erre a műveletsorozatra az energia- és felületkihasználás hatékonyságára meghatároztam, mely relatív értékeit a következő 32. ábra grafikonjai mutatja be.



32. ábra. Előszűrőből és bináris morfológiai feldolgozási lépésekből álló algoritmus egységnyi energiafelhasználásra és felületre vetített relatív értékeit összehasonlító grafikonok.

A fentiek összefoglalásaként és kitekintésként a következő megállapításokat tehetjük:

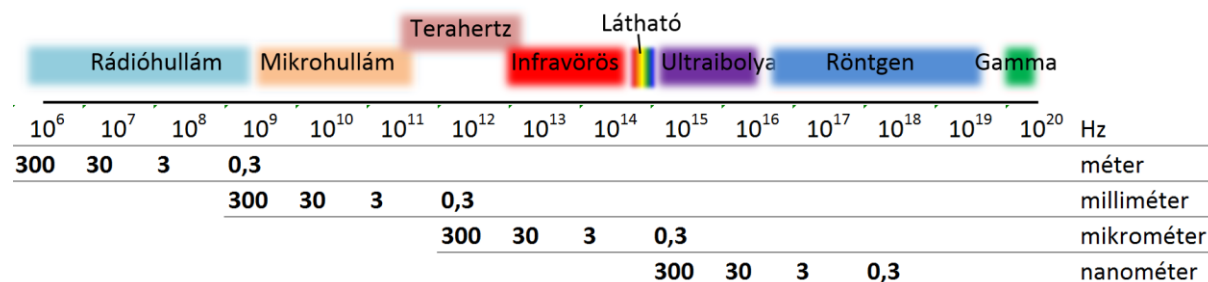
- Az összehasonlítható műveletek körében (*early vision* képfeldolgozás) az architektúra hasonló számítási teljesítményt szolgáltat, mint az időszak képfeldolgozásban hozzáférhető analóg és legtöbbet idézett DSP, FPGA megvalósítások.
- Azonos számítási teljesítmény mellett az architektúra egy nagyságrenddel kisebb szilícium felületen elhelyezhető és fogyasztással üzemeltethető.
- Az analóg megvalósítások erőssége lineáris konvolúción, diffúzió alapuló műveletek, minden egyéb műveleti csoport pl. nemlineáris operátorok, bináris morfológiai műveletek a digitális megvalósításban gyorsabbak. A digitális architektúra programozhatóságánál fogva rugalmasabb, nagyobb képfeldolgozási műveletosztályt tud kezelni.

A konkrét megállapításokon túl meg kell jegyezni, hogy a kutatások óta eltelt időszak igazolta azt, hogy a szisztematikusan fejlődő technológia mellett a digitális processzási megoldások terjedtek el. Az analóg fókuszsíkbeli processzortömb megoldások pontossága korlátozott, 5-7 bites reprezentációval közelíthető, mely ismétlődő műveletek esetén a halmozódó hibák miatt csökken, ezért iteratív, több lépésből álló problémák megoldásában a digitális megoldás preferált. Az érzékelés oldalán természetesen maradt az analóg jellegű szenzorika, integrálva egy áramkörben minden olyan kiegészítő eszközzel, mely a digitális környezetbe illeszthetővé teszi azokat (pl. nagyfelbontású kamera chippek videó tömörítéssel). A fókuszsíkbeli konverzió vált dominánsá (meghagyva a processzást külső, független rendszerek számára), szinte kizárólag az egzotikus hullámhossz tartományokban (THz, távoli infravörös, alfa részecskék, gamma sugárzás) felhasználva a 3D integrációt.

3. Szub-terahertzes sugárzások érzékelése és alkalmazása

3.1 Bevezetés

A terahertzes tartomány a mikrohullámok és az infravörös sugárzás közötti tartományban helyezkedik el, meghatározás függően, a 300 GHz-től 3 THz-ig tartó frekvenciatartományban, illetve a $3\text{-}100\text{ cm}^{-1}$ hullámszám és $1\text{ mm}\text{-}100\text{ }\mu\text{m}$ hullámhossz tartományban (33. ábra).



33. Ábra Elektromágneses spektrum.

A tartomány használatának nehézsége pont a „köztes” jellege miatt adódik. A rádiófrekvenciás integrált eszközök felső működési tartománya már érinti az alsó frekvenciatartományt, míg a kis foton energia miatt (meV) a távoli infravörös technológiákhoz, különösen a nem kriogenikus megoldásokhoz, túl „hideg” ez a sugárzási tartomány. A sugárforrások megalkotása hasonlóan nehéz, mivel más rádiófrekvenciás, ill. mikrohullámú forrásokhoz képest sokkal kisebb folytonos energiát képesek kisugározni. Jelenleg a következő alapvető fényforrás típusok állnak rendelkezésre [52]:

- Optikai, azaz két egymáshoz nagyon közeli hullámhosszú lézer fényének nemlineáris keverése, amikor a két hullám különbségi frekvenciája esik a THz-es régióba (*photomixing*). Ezek jellemzően kis energiájú folytonos üzemű források, kiváló hullámhossz beállítási lehetőségekkel.
- Integrált elektronikus források: kis csíkszélességű, akár szilícium alapú BiCMOS vagy CMOS, nagy f_T/f_{max} értékű fundamentális oszcillátorok és azok felharmonikusai nemlineáris elektronikai elemekkel (pl. schottky dióda) létrehozva [53].
- BWO, azaz *backward wave oscillatorok* és egyéb vákuum technikai eszközök.
- Rövid lézerimpulzusok, femtosekundumos időtartammal; intenzitás burkolójának kisugárzása nemlineáris médiumon, kristályok segítségével.
- Far-IR lézerek, illetve QCL – *quantum cascade laser*.

Mindegyik megoldásnak vannak előnyei (a fenti sorrendben: azonnali spektrális információ, kis méret, nagy teljesítmény, spektroszkópiára és anyagvizsgálatra alkalmas nagy pulzusos fényintenzitás, nagy teljesítmény THz fölötti tartományban) és hátrányai (a fenti

sorrendben: kis teljesítmény, nagyfeszültségű elektronika, fsec lézertechnika szükséges, kriogenikus hűtést igényel).

Miért hasznos azonban a nehézségek ellenére ilyen eszközök fejlesztése? Elsősorban, mert használata biztonságos, nem ionizáló sugárzás, non-invazív és nem destruktív. A mindennapi anyagok (pl. műanyag csomagolás, ruházat) átlátszóak vagy közel átlátszóak ezeken a hullámhosszakon és fontos összetevőik egyedi, spektrális ujjlenyomattal bírnak, melyek leképezhetők, azonosíthatók és analizálhatók. Ezáltal anyagvizsgálatra alkalmas, úgy, hogy belső kémiai és más jellegű tartalmakat is képes szolgáltatni. Fontos hajtóerő ugyanakkor a kommunikációtechnológiai oldal is. A nagyobb adatátvitel eléréséhez kézenfekvő megoldás a nagyobb vivőfrekvencia használata. A 275 GHz-et meghaladó tartomány nincsen allokálva egyetlen konkrét kommunikációs csatornához sem, ezért is fokozott az érdeklődés a jövő vezetékmentes hálózatainak tervezésekor, ahol a 1Tb/sec átvitel sem elképzelhetetlen [55]. A tartomány előnye mellett azonban a légköri elnyelés megnő 500 GHz fölött, ami behatárolja, de egyúttal lehallgathatatlaná is teszi a kommunikációt.

Az érzékelők oldalán, bolometrikus és antenna csatolt detektor megoldások terjedtek el [52]. A nagyfrekvenciás jel egyenirányításának lehetőségei a teljesség igénye nélkül, a szilícium [54], germánium, vagy InSb kompozit bolométerek, nagysebességű kisméretű schottky diódák, gázzal töltött membránborítású kamrás Golay cellák, alacsony vezető élettartamú félvezetők (pl. LTG-GaAs) pulzusos források érzékelésére. Ezekre a megoldásokra jellemző a nagy érzékenység és jó jel-zaj viszony, azonban monolitikus integrálhatóságuk korlátos és nem mind alkalmas gyors, szobahőmérsékletű működésre. Az egyenirányítás előtti kis zajú erősítés az aktív eszközök ma tipikusan 200-300 GHz-es határfrekvenciája miatt szintén korlátos.

Dyanokov és Shur [56] 2D elektrongázra felállított folyadékmodelljével megmutatta, hogy az elektron plazma instabilitása és modulációja alkalmassá teheti a tervezérlésű tranzisztorokat arra, hogy nagyfrekvenciás teljesítmény érzékelőként viselkedjenek. Egy másik értelmezés szerint a mikrohullámú tranzisztoros teljesítményérzékelők rezisztív *self-mixing* technikája terjeszthető ki a nagyobb frekvenciákra a 2D elektrongáz segítségével [57]. Ez a jelenség lehetővé teszi, hogy az integrált áramkörök alapjaként szolgáló tervezérelt tranzisztorok egyenirányíthassák a nagyfrekvenciás sugárzást messze az erősítésük határfrekvenciája fölött. Ezt kihasználva érzékenységük és zajjellemzőjük kiváló, integrálhatóak hagyományos technológiával, és akár egyetlen integrált áramkörben helyezhetők el általános kevert jelű és digitális építőelemekkel.

A tranzisztor csatornájában kialakuló 2D elektrongáz rezonancia frekvenciája fordítottan arányos a csatorna hosszával és szub-mikronos csatornahossz nagyságrendjében eléri a THz tartományt. Az elektron gáz sűrűségének és a csatornába kényszerített áram párhuzamos modulációja miatt a csatorna és a tranzisztor elektródái között időben stabil DC jel alakul ki.

Kriogenikus körülmények között akár a rezonáns érzékelés könnyen demonstrálható [58]. Szobahőmérsékleten és hosszú csatorna esetén a plazma oszcillációja túlszillapítottá válik, elveszíti a frekvencia érzékenységet és a tranzisztor szélessávú, de továbbra is érzékeny teljesítménydetektorrá válik. Ezt a működési módot tudjuk kihasználni integrált áramkörök esetében, ahol a sugárzás csatolása a pár száz nanométer nagyságrendű tranzisztorokra planáris antennákkal történik [59]-[62]. Ezek az integrált antennák minden szempontból hasonlóak a klasszikus megvalósításokhoz, csupán méretük arányosan kisebb és a pár száz mikrométer nagyságrendbe esik.

Munkásságom során ennek a jelenségnek a vizsgálatával, elméleti kiegészítésével és gyakorlati alkalmazásával foglalkoztam.

3.2 Elméleti háttér

Számos alapanyagú eszközön (pl. Si, GaAs, GaN) jelentek meg tervezérelt tranzisztorokra (*Field Effect Transistor* – FET) épülő detektorok. Az eredmények mind az előfeszítés nélküli, mind nem zéró csatornaáram melletti esetekre megtalálhatóak, ennek ellenére szilícium alapú detektorokra való kiterjesztésük később történt meg. Ma pedig már a szilícium CMOS technológia adja a nagyfelbontású, kisméretű képalkotó rendszerek zömét [62]-[64]. A FET detektorokat először a 1980-as évek közepén használták, mint nagyfrekvenciájú teljesítményérzékelők és mixereket [65]. A működési frekvencia növelésével szükségessé vált a kvázi-statisztikus csatorna modellezése [56].

A tranzisztorok klasszikus működési frekvenciája (f_t/f_{max}) fölötti működés leírására két ilyen irányzatot emelnék ki: a két dimenziós elektron gázok (2DEG) folyadékmodelljére épített [58] és a szétosztott RLC csatorna alapú transzmissziós vonal modellek [57]. Meg kell jegyezni, hogy ezek az elméletek igen szűk működési tartományban illeszkedtek a mérési eredményekhez: a tranzisztor forrás és hordozó (*substrate*) az elektródája közösen földpotenciálon helyezkedik el, elhanyagolható a nyelő elektróda terhelése, azaz nem folyik áram a tranzisztoron, a tranzisztor az enyhe inverziós működési tartományban van, és a sugárzás mind a kapu mind a forrás az elektródára csatolódik.

Széles körben referált eredmény a szakirodalomban, hogy a terahertzes FET detektorok lényegesen nagyobb választ adnak akkor, ha a csatornán áramot kényszerítünk át [58][66]-[70]. Azonban feszültséget helyezve a tranzisztor forrás és nyelő elektródái köze, a megjelenő áram hatása nem csupán nagyobb választ, hanem nem magyarázott jelenségeket és számottevően nagyobb zajt eredményez. A 2DEG folyadékmodellek leírják, hogy rezonáns érzékelés és a csatorna határfeltételeinek aszimmetriája okozhat érzékenység növekedést [58][66]. Ilyen aszimmetria létrejön például csatornaáram kényszerítése esetében is, azonban az 2DEG rezonanciája nehezen kimutatható annak nagy csillapítása miatt. Nem rezonáns érzékelés esetén hasonló megfontolásokból, kis áramértékekre kapunk várható érzékenységnövekedést. Mindkét

eset közös megállapítása az, hogy a szabad töltéskoncentráció csökken a nyelő elektróda közelében (NMOS esetén a nagyobb feszültségpotenciálú elektróda). Ez a vékonyodó elektron plazma érzékenyebbé válik a nagyfrekvenciás perturbációra, és eléri csúcsát, amint a tranzisztor lineárisból szaturációs tartományba kerül [71]. További csoportok vizsgáltak *high electron mobility* tranzisztorokat (HEMT) is megerősítve a 2DEG elmélet jóslatait nem nulla DC áram esetére [67][71]. Felismerve, hogy túl komplex a csatorna elektron koncentrációjának, mobilitásának, hordozó hatásának kompakt modellezése, Sakowicz és kollegái [72] bevezettek egy fenomenologikus modellt, mely ugyan idealizált folyadékmodellből kiindulva, de DC szinten mérhető jellemzőkkel kötötte össze az érzékenységet. Ez a modell már szélesebb működési tartományban írta le pontosan a tranzisztorok válaszát, azonban továbbra is távol az általános gyakorlati esetektől. A modell hiányossága volt a nem rezonáns érzékelési tartomány, elhanyagolhatónak tekintett forrás-nyelő áram, azonban újításként figyelembe vette az elektronikus környezet RC terhelését. A modell előnye, hogy az érzékenységet összekötötte a DC csatorna vezetőképességgel, amely mind könnyen mérhető, mind egyszerűen szimulálható áramköri szimulátorokkal. Azonban a csatorna áram hatása nem került vizsgálatra.

Egy érdekes következménye az csatornaáramnak, hogy az áram erősségének függvényében a válasz előjele megfordulhat. Ezt a jelenséget vizsgálta D. Veksler csoportja [66], és találunk egy lehetséges magyarázatot S. Preu [73] munkájában is. Az első megközelítés egy részletesen nem kifejtett hipotézist fogalmazott meg a forrás-kapu és nyelő-kapu kapacitások töltésmegosztásával közelítve a töltéskoncentrációt, így az érzékenységet. A második megközelítés a szétosztott RLC modellre építve adott említés szintjén magyarázatot.

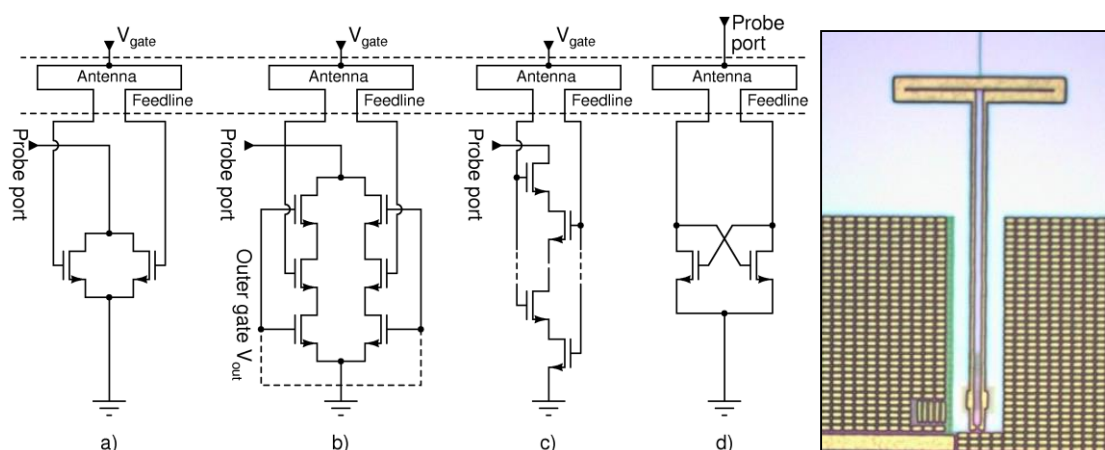
A modelleket közelebb hozva a mérnöki gyakorlathoz, Guttin és társai [76] bevezettek egy elektronikus szimulációra alkalmas érzékenységi SPICE modellt, de továbbra is nyitva hagyva az áram hatását, ezzel jelentősen korlátozva a modell használhatóságát. Egy további fenomenologiai modell jelent meg T. A. Elkhatib [68] által, mely leírja a lineáris és erősen szaturált tartományokat is. A modell interpolálja a szaturációban érvényes [66] és a gyenge inverziós modellt a legfontosabb nemlineáris jelenségekkel, mint a csatornahossz moduláció és a nyitófeszültség függése a forrás-hordozó feszültségtől. A modell megfelelően írja le a konkrét mért eredményeket, noha a tervezés során nehézkes a használata. D. Veksler és munkatársai [57] szintén mérnöki szempontból a kvázistatikus ún. *unified charge control* modellt választották kiindulási becslésnek. Ez a modell ugyan analitikai megoldást ad DC csatornaáram esetére is, azonban gyakorlati jelentősége bonyolultsága miatt nehezen megfogalmazható.

A viszonylag ismert árammentes esethez képest az áram hatására megnövekedő válasz mellett jelentősen növekedő zajspektrum pontosabb megismerésére is csupán 2013-ban került sor [69]. Meglepő módon a pontos zajmodellek mellett a tanulmány egy korábbi egyszerűsített hidrodinamikai modellt használva jut arra a megállapításra, hogy a jel-zaj viszony akár nőhet is, azonban ezt a mérési eredményei nem igazolták.

3.3 Előkísérletek és tapasztalatok

Első lépésként saját tervezésű érzékelőket építettem [13]. A kísérletek célja a különböző elrendezésű tranzisztorok vizsgálata volt azonos elektromágneses csatolási feltételek mellett. Ehhez 180 nm standard CMOS technológiát választottam. A szabadtéri hullámok csatolását *folded* dipólus antennákkal és integrált hullámvezetővel oldottam meg. A különböző variánsokat pedig mind keskenysávú folyamatos üzemű és pulzusos sugárforrással, valamint csatorna áram mentes és kényszerített áram hatása alatt vizsgáltam. További kutatás során számos érzékelőtomb készült el, melyek közül a jelfeldolgozást tartalmazót is bemutatok a fejezetben.

Az érzékelők NMOS tranzisztorok voltak négy különböző elrendezésben: egyedi, több sorban kapcsolt és keresztbe csatolt (34. ábra). Az első egyedi tranzisztorok esetét használtam összehasonlítási alapnak. Minden tranzisztor azonos méretű volt $W/L = 1 \mu\text{m}/180 \text{ nm}$. A több tranzisztorból álló sorozat (34.c ábra) összesen 18 tranzisztorból állt.



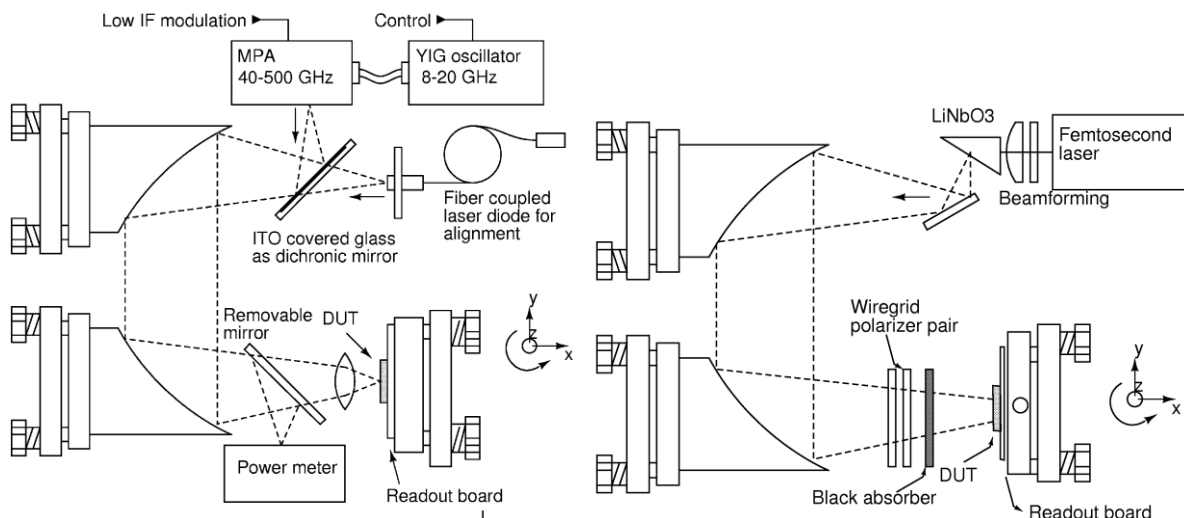
34. Ábra Az a)-d) sémák a vizsgált tranzisztor elrendezések, jobboldalon a minden detektorhoz azonosan méretezett és kapcsolódó folded dipol és hullámvezető mikrofotója látható.

A pontosabb mérések érdekében, a kisfrekvenciás Flicker zaj elkerülésével, modulált megvilágítást használtam és lock-in detekciót. Az áram kényszerített esetet pedig egy *Source Measurement Unit* (SMU) segítségével szabályoztam.

3.3.1 Mérési elrendezések

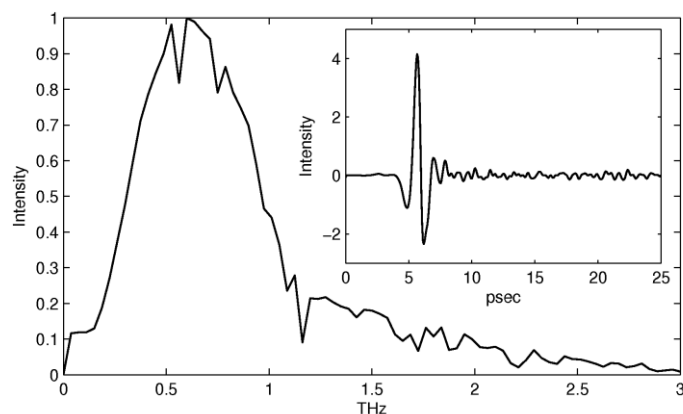
A mérési elrendezés kettős célt szolgált, egyrészt a sugárforrás (Virginia Diodes, Inc. Gyártmányú szélessávú folyamatos üzemű forrás) széttartó sugárnyalábjának fókuszálása az érzékelőre, másrészt a sugárzás teljesítményének mérése, becslése. A fókuszáláshoz off-axis parabola tükröket használtam. A teljesítménymérés egy kalorimetrikus mérésen alapuló teljesítménymérő volt (VDI - Erickson Power Meter). Végül a szabad szemmel nem látható sugárzás fókuszálása, nyalábkezelésének elősegítésére egy *indium-tin-oxide* (ITO) bevonatú

dikroikus tükröt és vörös színű szálcsatolt lézert használtam. Az ITO átlátszó a látható fénytartományban, azonban vezető lévén a mikrohullámú sugárzást tükrözi (35. ábrát).



35. Ábra Folyamatos (baloldal) és pulzusos üzemi (jobboldal) sugárzású mérések elrendezése.

A folyamatos üzemi forrás mellett pulzusos THz forrással is megvizsgáltam az érzékelők működését. A pulzusos forrás egy rövid, közel egy ciklusból álló, psec időbeli lefutású, elektromágneses pulzust bocsát ki igen széles spektrális tartalommal. Az optikai elrendezést a 35. ábra mutatja be. A THz-es pulzusokat egy döntött hullámfrontú elrendezésben pulzusos lézert megvilágított LiNbO₃ kristály szolgáltatja [74]. A fókuszolt mérete közel 2mm átmérőjű volt, az átlagos teljesítmény pedig 1,5 mW. A pulzus fókuszált tartományán az elektromos térerőt 100-150 kV/cm-re becsültük. A forrás spektrális eloszlását a 36. ábra mutatja be.

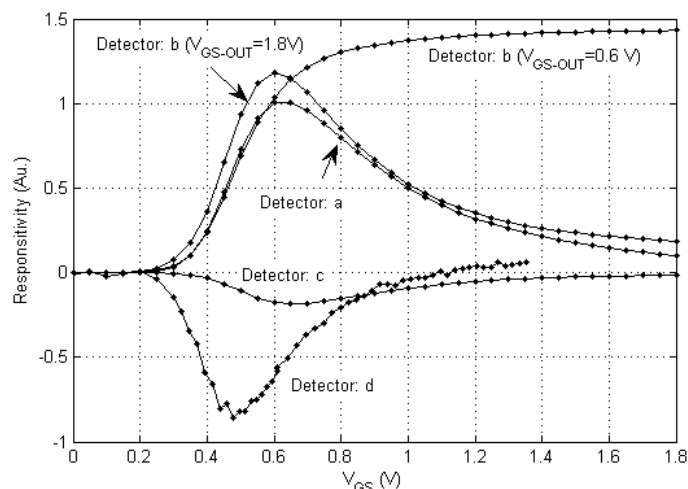


36. Ábra A felhasznált pulzusos forrás spektrális eloszlása és időbeli lefutása.

3.3.2 Mérési eredmények

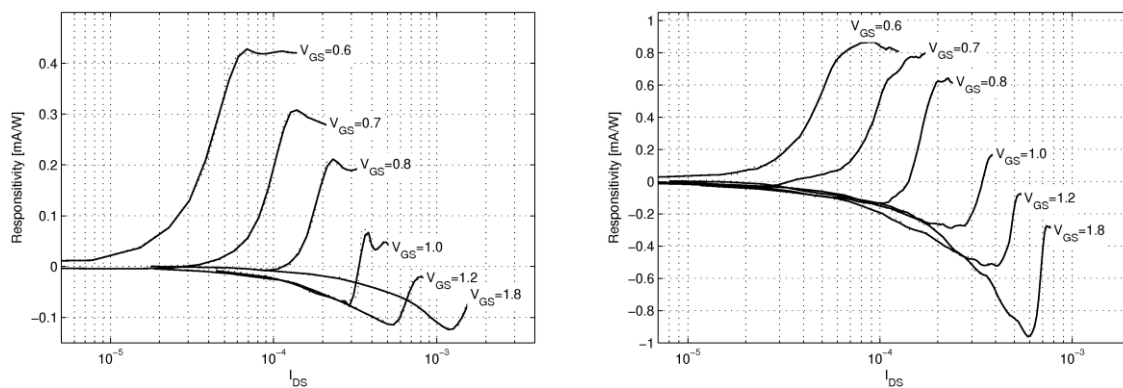
A folyamatos üzemi forrással mért spektrális válasz alapján 260 GHz-en történtek a mérések. Az 37. ábrán láthatóak a nyitófeszültség függő feszültségválaszok. Az érzékelők hasonlóan viselkedtek, kivéve a többszörös tranzisztorból álló c) elrendezést. Az alacsonyabb

válaszjel az összeadódó csatorna ellenállás és megnövekedett kapu kapacitásra vezethető vissza.



37. Ábra A négy elrendezés 260 GHz-en mért összehasonlító feszültségválaszai. Az a), b), c) elrendezések árammentes, a d) elrendezés nem nulla csatornaáram mellett működtek.

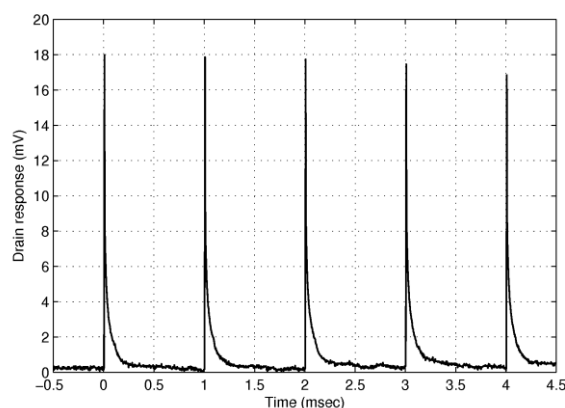
Az csatornaáram-mentes elrendezést áramforrással egészítettem ki. Az a) és b) esetek ismét hasonló eredményt adtak, a több tranzisztorból álló c) elrendezés pedig az előző esetben látottakkal azonos csökkent választ produkált. A d) keresztbe csatolt tranzisztorok esetén a nyitófeszültség növelése növekvő csatornaáramot okoz. A két első struktúra válaszával sikerült reprodukálni a [75] folyóiratcikk jelenségeit, azaz a növekvő érzékenységet és előjelváltást a csatornaáram növelésével (38. ábra).



38. Ábra Az a) érzékelő válasza a csatornaáram és a kapu feszültség függvényében a baloldali ábrán látható, a b) érzékelő érzékenysége pedig az jobboldali ábrán.

A FET alapú érzékelés egy alternatívájaként vizsgálták GaAs/AlGaAs heterostruktúrájú tranzisztorokat [78]. A szilíciumban az elektronok mozgékonyasága érdemben alacsonyabb, mint a direkt félvezetőkben, ezért a pulzusos források gyors lefolyású ciklusait nem lehet megfelelő időbeli felbontásban mérni. Ennek ellenére meglepően nagy érzékenységgel sikerült regisztrálnom a pulzusok érkezését a detektorral (39. ábra). A mért válasz arányai a négy variánsra követték a folytonos üzemi mérések eredményét. A növekvő áram pedig hasonlóképpen, növelte a feszültségválaszt. A megjelent publikációk nem emelték ki, azonban

fontos megfigyelésem volt az, hogy a mérés előrehaladtával az érzékelők válasza gyorsan romlott. A mérhető DC áramértékek folyamatosan nőttek azonos feszültségértékek mellett, majd a minták tönkrementek, amelyet a kapu oxid tönkremenetelével tudtam indokolni (*gate oxide breakdown*). A jelenség időbeli lefutását pedig a transzmissziós vonalak pulzusos ESD terhelésének modellje tudta megfelelően jellemezni. Érdekes és érthető módon a keresztbe csatolt tranzisztorok (d kapcsolás) nem sérültek. Az ok a kapuhoz nagyon közel elhelyezkedő nyelő elektróda diffúziója volt, mely segített a túlfeszültség elleni védelemben. Ennek megfelelően használhatónak, de körülményesnek és nehezen reprodukálhatónak találtam a szilícium alapú FET érzékelőket a további vizsgálatra.

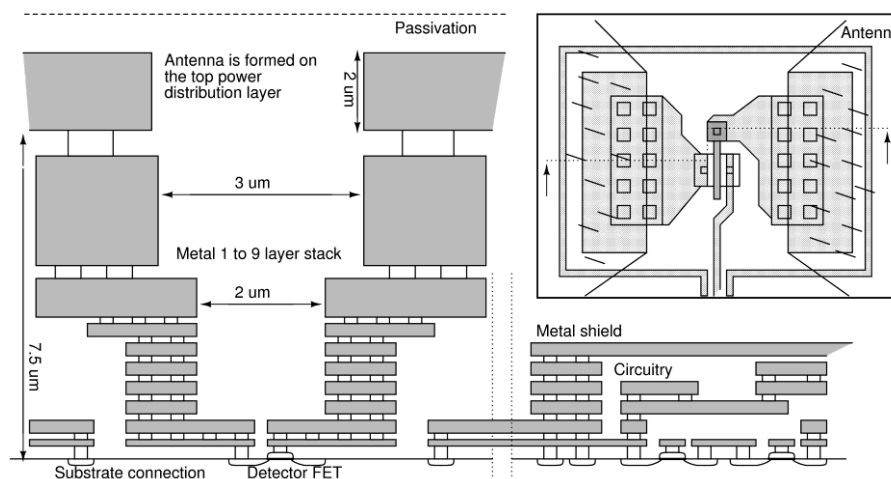


39. Ábra Jellemző feszültségválasz az d) érzékelő elrendezés pulzusos forrással történt megvilágításakor mérve. A pulzusok ismétlődési frekvenciája 1 kHz volt.

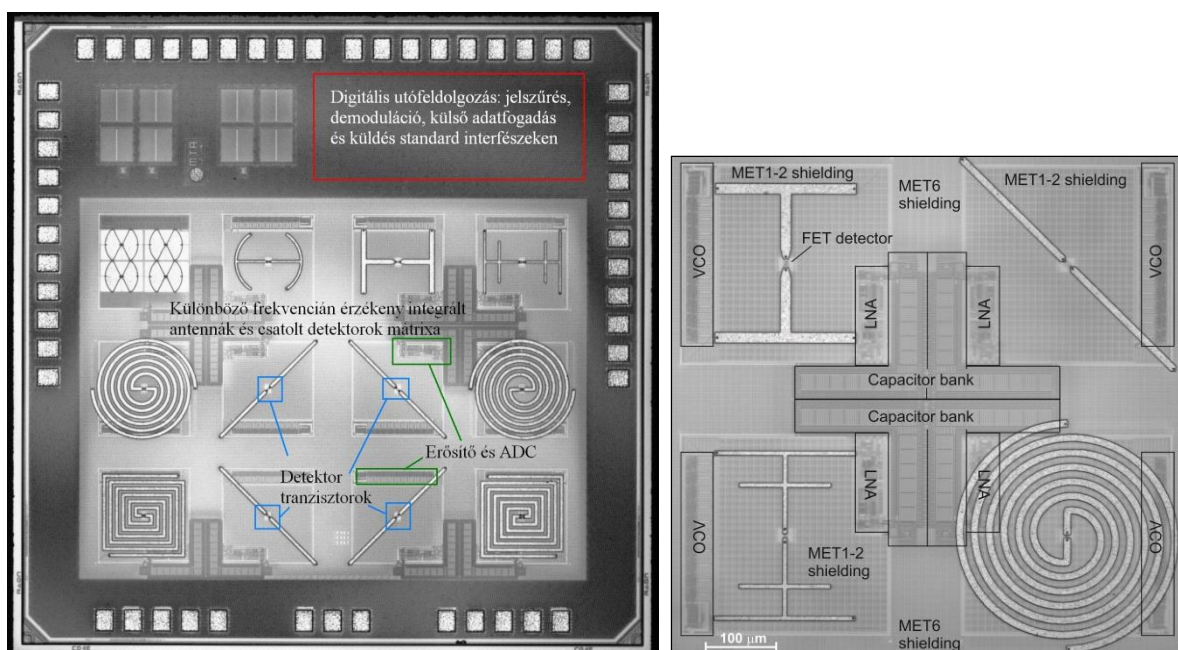
3.3.3 Fókuszsíkbeli érzékelőtömb

Röviden bemutatom azt az áramkört, amely több kísérlet közös platformja volt [10][11]. A korábban bevezetett fókuszsíkbeli architektúrák közül a topografikus megvalósítást követtem 12 antenna csatolt érzékelővel, azaz minden érzékelőhöz egy jelfeldolgozó processzort rendeltem. Az érzékelők egyedi erősítővel és ADC-vel rendelkeznek. A korábbi szomszédsági összekötöttséggel rendelkező általános műveletekkel ellentétben az érzékelők egyedi jeleinek összetettebb feldolgozására van szükség. Ezért az integrált processzorok nem általános célúak, hanem egy sokcsatornás lock-in erősítőt valósítanak meg. A gyártási technológia CMOS 90 nm-es csíkszélességgel, 9 fémrétegű volt a TSMC gyártótól. Az áramkör antennái széles frekvenciasávot fognak át (200 GHz-től 750 GHz-ig) különböző polarizáltságú és irányú elrendezésben. Áramköri szempontból a hasznos és mérhető jel nagyságrendje $\mu V - mV$, a nagy érzékenységre beállított tranzisztorok csatorna ellenállása több száz $k\Omega$, és gyakran $M\Omega$ nagyságrendű. Ebből fakadóan elkerülhetetlen integrált nagy erősítésű (40dB) és kis bemenő kapacitású (~ 100 fF) erősítő használata. Továbbá, a zajelnyomás miatt alkalmazott moduláció és lock-in erősítő működési frekvenciája is korlátozott (0.1 – 20 kHz). További nehézségként ebben a kis modulációs frekvenciatartományban az áramkörök $1/f$ zaja jelentőssé válik. A standard szilícium technológiák hordozója adalékolt, ezért magas a közvetlenül a felületre

épített antennák vesztesége és a használható fémek száma, vastagsága, szigetelő dielektrikum anyaga adott és nem változtatható. Megoldásként a legfelső rétegben található fémmezést használtuk és a szilícium hordozót a legközelebbi lévő fémmelel árnyékkoltuk (40. ábra). Eredményként rezonáns, keskenysávú antennákat kaptunk. Egy érzékelőben az elektronika és detektorszerkezet azonos, azonban különböző típusú antennák kerültek különböző szenzorokba: spirális, csokornyakkendő, és különféle dipól antennák (41. ábra).



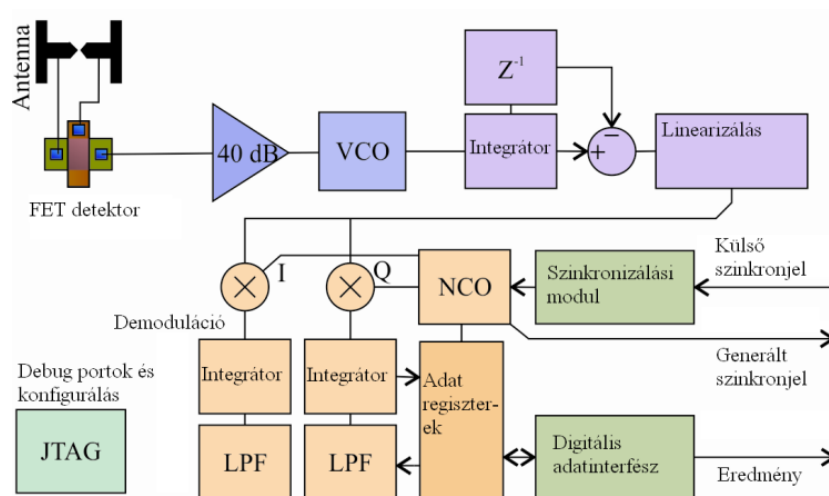
40. Ábra. Az antenna és az érzékelő MOSFET csatlakozási elrendezése.



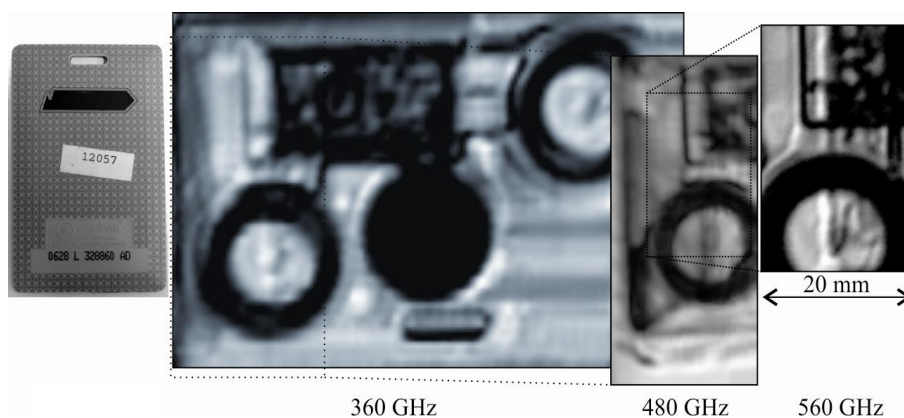
41. Ábra. 0.22-0.75 terahertz-en működő érzékelőtomb integrált antennákkal, erősítő áramkörökkel, és digitális jelfeldolgozással. Baloldalon egy részletes kép az antennák, érzékelők és az kapacitív erősítők elhelyezkedéséről.

A használat közben a sugárforrás jelét moduláljuk egyszerű AM modulációval. A demodulációt (I/Q: *in-phase* és *quadrature-phase*) pedig a lock-in erősítők végzik el. Az analóg-digitális átalakítás feszültségvezérelt oszcillátorral (VCO) és frekvenciabecsléssel történik. A demodulált jel programozható alacsonyfrekvenciás szűrőkön át érhető el külső SPI interfészen keresztül. A tesztelhetőség kedvéért JTAG portot kapott az áramkör digitális

architektúrája. Az egy érzékelőhöz tartozó blokkvázlat a 42. ábrán, az áramkörrel készült több frekvenciás transzmissziós kép pedig a 43. ábrán látható.



42. Ábra. Az integrált terahertz-es érzékelő rendszer egyetlen érzékelőhöz tartozó blokkvázlata. Az analóg-digitális átalakítás feszültségvezérelt oszcillátorral (VCO) és frekvenciabecsléssel történik, saját moduláció létrehozására digitális oszcillátor (NCO) szolgál.



43. Ábra. Az áramkörrel készített kép különböző frekvenciákon.

3.3.4 Tapasztalatok

A kísérletekkel sikerült azt az infrastruktúrát kiépíteni kollégáimmal, partnerekkel és az első tervezési lépéseket megtenni, melyre építve a továbbiakban összetettebb elrendezések és mérések létrejöhetnek. A pulzusos források, noha spektrális mérésekhez előnyösek, a tervezett szilícium alapú integrált áramkörök felhasználását nem tették lehetővé, ezért a továbbiakban a folyamatos üzemű forrásokat és kísérleteket folytattam. A tapasztalt eredményeket nem igazolta maradéktalanul a fellelhető szakirodalom, ezért megkíséreltem pontosabban indokolni a tapasztaltakat.

3.4 Tervezérelt tranzisztorok terahertzes sugárzásra adott válaszána modellezése

3.4.1 Modell működési tartománya

Az általam javasolt modell a nem rezonáns detekciót mind áram és árammentes esetben a mérésekkel igazoltan pontosan leírja, mind lezárt tartományban, gyenge és erős inverzióban, praktikusán tetszőleges feszültségviszonyok között [12]. Továbbá magyarázatot szolgáltat a válasz előjelváltozására és arra, hogy miért romlik a jel-zaj viszony eltérve az elhanyagolható áramértékektől.

Elsőként, a modell működési tartományát írom le, majd az elektromágneses sugárzás normalizált csatolását és kezelését, ezt követően a válasz kialakulásának modelljeit és magyarázatát mutatom be árammentes esetre. A későbbiekben az áram hatásával is foglalkozom, mely a forrás és nyelő elektródákon különböző kondíciókat, és egyúttal feszültségválaszt is hoz létre. Megvizsgálom, hogy a modell miként alkalmazható tág áramköri környezetben, és végül mérési eredményeken mutatom be a modell alkalmazhatóságát saját tervezésű szilícium és HEMT eszközökkel. A kidolgozott modell a következő körülményeket feltételezi: nem rezonáns detekció, relatív hosszú csatorna, és szimmetrikus eszközfelépítés. Az érzékelt frekvencia (ω_{AC}) és az elektronok inverz momentum relaxációs idejének (τ) szorzata jól értelmezhető értéket ad arra nézve, hogy a csatornában létrejöhet-e rezonancia jelenség. A feltételezett nem rezonáns detekció esetén ez a szorzat $\omega_{AC}\tau \ll 1$ kisebb, mint egységnyi. Tehát a 2D elektronplazma elektródától érkező nagyfrekvenciás perturbációja túlesillapítva elhal, és a csatorna korlátozott szakaszában kelt mérhető feszültségválaszt. Ezt a perturbációs távolságot a csatorna hosszán belül effektív hosszának nevezhetjük (l_{eff}) és ebben az esetben teljesül, hogy $l_{eff} \ll L$, ahol L a csatorna teljes hossza. Ezt a kondíciót hívjuk „hosszú csatorna” esetnek. Egyszerűen megfogalmazva, a válasz a forrás vagy nyelő elektróda közvetlen közelében abrupt módon alakul ki. A későbbiekben a modell felhasználhatóságát a gyakorlatban nagy mobilitású eszközöknél jelentkező „rövid csatorna” $l_{eff} \approx L/2$ szélső esetre is megvizsgálom. Meg kell jegyezni, hogy azzal, hogy a csatorna szétválasztja az elektródáknál fellépő plazmacsatolást, a két elektródára csatolt egyidejű jelek keveredési hatását nem vizsgálja a modell, a mérhető válasz értékét pedig forrás-kapu és nyelő-kapu csatolás fogja meghatározni. Végül a szimmetrikus eszközfelépítés nem szükséges, de segíti az áttekinthetőséget azzal, hogy a forrás és nyelő elektródák funkciója és viselkedése felcserélhetővé válik.

Annak ellenére, hogy ezek a feltételek szigorúnak tűnnek, az így lefedett működési tartomány leírja az alkalmazott folyamatos üzemű terahertzes és szub-terahertzes érzékelési, képalkotási és diagnosztikai gyakorlatot (pl. [61]-[63][77]).

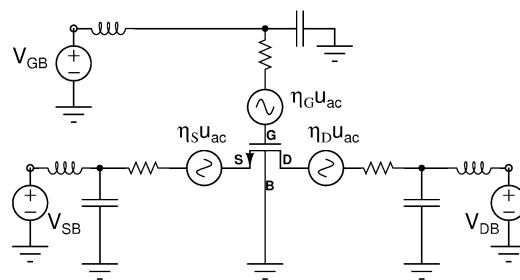
3.4.2 Elektromágneses csatolás

A forrás-kapu (vagy nyelő-kapu) két elektródájú elrendezés mellett találhatunk olyan megoldásokat, melyek csupán a forrás (vagy nyelő) elektródát csatolják antennához [59][60]. Ez a megközelítés (un. *source-driven*) egyszerűsíti az elrendezést, bár a kapu AC földelésére szükség van a működéshez. Kísérleti eredményeket mutattam be arra az esetre, amelyben csak a kapu elektróda vezérlése mellett is eredményezett hasznos érzékelést [13]. Ezek a speciális megoldások kivételt képeznek, és a szakirodalom döntő többségében a két elektródájú érzékelők elméletével és méréstechnikájával foglalkozik. Ezt a gyakorlatot követem én is, kiemelve azokat a pontokat, ahol a speciális megoldások kezelését a modell lehetővé teszi.

Az elektromágneses hullámok csatolása a különböző tranzisztor elektródákhoz nem feltétlen azonos nagyságú: érzékelőhöz kapcsolt antennák aszimmetrikusak lehetnek, az elektródák nem tökéletes AC földelésűek, a nagyobb szerkezetű antennákra érkező megvilágítás egyenetlen, és a nem árnyékolt egyéb vezetékek is áthalláshoz vezethetnek. Ezeket a megfontolásokat a korábbi publikációk nem kezelték egységesen, ezért a bevezetett modellben szükségét éreztem ennek jellemzésére. Ahhoz, hogy ezt jellemezzem, a kapu, forrás, és nyelő elektródákhoz csatolási hatásfokot vezettem be: η_S , η_D , η_G . A feszültségválaszért felelős elektromos térerő nagyságát a következőképpen fejeztem ki a csatolt RF teljesítmény P_{ac} függvényében:

$$\begin{bmatrix} u_{ac}^S \\ u_{ac}^D \\ u_{ac}^G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \eta_S \\ \eta_D \\ \eta_G \end{bmatrix} \sqrt{k P_{ac}} \quad (4)$$

Ahol k reprezentál egy megvalósítás függő, ellenállás dimenziójú normalizáló faktort úgy, hogy a csatolási hatásfokok $0 \leq \eta_{S,D,G} \leq 1$. A modellezett tranzisztor, beleértve a DC előfeszítést is, a 44. ábrán látható.



44. Ábra A detektorként használt tranzisztor DC és hatásfokkal súlyozott RF csatolási bekötése.

Felhasználva, hogy a tranzisztorok teljesítmény detektorként modellezhetők [63], és a modell feltételeit, a mérhető válasz a forrás és nyelő elektródák közvetlen közelében jön létre csupán a helyi csatolási viszonyoknak megfelelően a következőképpen:

$$V_r^{GS(D)} \propto u_{ac}^{S(D)} u_{ac}^G = \eta_{S(D)} \eta_G k P_{ac} \quad (5)$$

A szakirodalom legtöbbet elemzett elrendezése ideális viszonyokat feltételez, csupán vagy forrás-kapu vagy nyelő-kapu csatolást, vagyis $\eta_{D,G} = 1, \eta_S = 0$. A source-, drain-, vagy gate-driven topológiákban a feszültségválasz hasonlóan négyzetes marad az RF feszültség viszonyában és leírható a modell keretein belül: $V_r^{GS(D)} \propto \{u_{ac}^{S(D,G)}\}^2 = \eta_{S(D,G)} k P_{ac}$. Végül bevezetem az intrinzik válasz fogalmát, a mérhető extrinzik választól megkülönböztetésként: $V_r^0 = k P_{ac}$, mely egyszerűsíti majd a különböző esetek áttekintését és a csatolási arányok hatásának bemutatását.

3.4.3 Terhelésmentes feszültségválasz

A nagyfrekvenciás gerjesztésre adott FET terhelésmentes feszültségválasz sokat kutatott és ezért széles körben elfogadott modellekkel bír. Ennek az oka a mérhetőség egyszerűségében rejlik. Praktikusán bármilyen tokozott vagy integrált tranzisztor messze a hagyományos működési válaszideje feletti frekvenciákon képes feszültségválaszt adni több száz GHz jel jelenlétében. A csatorna elektrontöbbletére építve megtalálhatjuk a fentebb említett hidrodinamikai közelítést és modelleket [56][71][73]. A gyakorlatban ezek a modellek a folytonossági egyenletben szereplő mozgási energia figyelembevételével működnek megfelelő, aszimmetrikus, nyílt és zárt határfeltétel feltételezésével. Leírható ez által a teljesítmény érzékelésen túl homodin és heterodin vétel, azonban tekintettel a nyitófeszültség alatti ritkuló elektron gáz viselkedésére, a modellek nem érvényesek gyenge inverzióban és a kiürített szakaszban. Ez a fajta megkötés hasonlóan fennáll a csatorna transzmissziós vonal közelítés esetére is. Sakowicz és munkatársai [72] bevezettek olyan leíró modellt, amely a csatorna vezetőképességével kapcsolja össze a feszültségválaszt. A modell alkalmas minden FET működési tartományban és a DC transzfer karakterisztikát alkalmazza a feszültségválasz predikciójára. Megjegyzendő, hogy ez a modell továbbra is elhanyagolható forrás-nyelő áramot feltételez. A bemutatott modellemben ezt az árammentes megközelítést használtam, mivel a legnagyobb tartományt írja le és a gyakorlati mérhetősége, ellenőrizhetősége kiváló.

Tehát, az intrinzik V_r^0 válasz a [72] cikk alapján a csatorna vezetőképességgel (σ_s) és a kis áramú DC transzfer karakterisztikával kifejezve a következő:

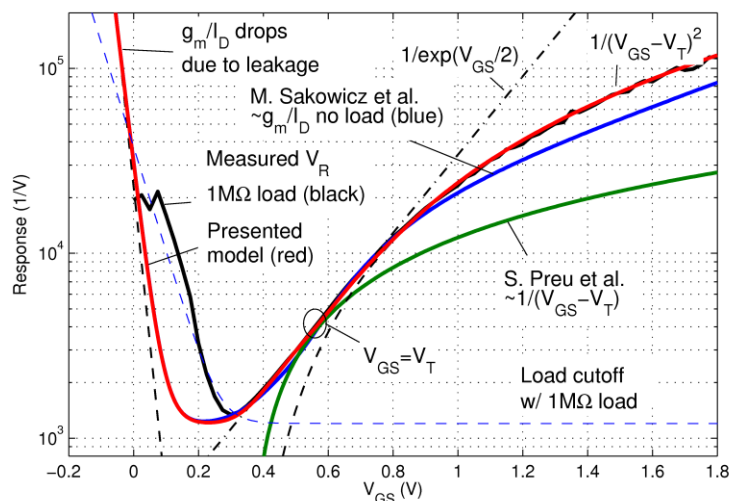
$$V_r^0 \propto P_{ac} \frac{\partial}{\partial V_G} \ln(\sigma_s) \propto P_{ac} \frac{\partial}{\partial V_G} \ln[I_{DS}(V_{GS})] \quad (6)$$

Fontos észrevenni, hogy ez az arány nem más, mint a transzkonduktancia és a csatorna áram aránya:

$$\frac{\partial}{\partial V_G} \ln[I_{DS}(V_{GS})] = \frac{1}{I_{DS}(V_{GS})} \frac{\partial I_{DS}(V_{GS})}{\partial V_G} = \frac{g_m}{I_{DS}(V_{GS})} \quad (7)$$

A g_m/I_D arány fontos és hasznos jellemzője és tervezési eszköze az alacsony fogyasztású, alacsony tápfeszültségű analóg tervezésnek [79]. A g_m/I_D arány maximumát a gyenge inverzióban találhatjuk, aminek értéke pl. MOSFET-ek esetén $1/nV_{th}$ -hez közelít, ahol n az

ún. *slope factor* és V_{th} a termális feszültség. A csökkenő forrás-kapu feszültség esetén az exponenciálisan csökkenő csatornaáramhoz képest meghatározóvá válnak a szivárgási áramok, ezért a g_m/I_D arány is lecsökken, és nullához tart [80]. A 45. ábra mutatja be, hogy a különböző modellezési technikák milyen módon írják le a feszültségválaszt különböző tartományokban. Az ábrán összehasonlítási alapként a későbbiekben bemutatott szilícium minta mérési eredményei találhatók, g_m/I_D modell, és a transzmissziós vonal alapú [73] modellek eredményei. Látható a korábbi modellek pontatlansága és a fenomenologikus modell jobb illeszkedése.



45. Ábra FET érzékelők feszültségválasza sub-terahertzes sugárzás hatására különböző modellek közelítésével terheletlenül és 1 MΩ terheléssel.

3.4.4 Csatornaáram hatása

Következő lépésként azt az esetet fogom megvizsgálni, melyben a csatornán átfolyó áram nem elhanyagolható ($I_{DS} \neq 0$). A kulcs gondolat az, hogy felhasználva a modell alapfeltételezését, azaz a feszültségválasz csak a forrás és nyelő elektródához szorosan közel eső csatornaszakasz töltéshordozó sűrűségétől függ, állításokat tudok megfogalmazni nem nulla áram esetre megvizsgálva a csatorna két szélén kialakuló viszonyokat. Mivel kellően pontos zárt formájú elektroneloszlás modell nem áll rendelkezésünkre, ezért célszerű mérésekkel pontosítható keretet megfogalmazni. Ahhoz, hogy leírjam a forrás és nyelő feszültségkülönbség hatását, az EPFL-EKV FET modellt választottam [81][82]. Erre a modellre azért esett a választásom, pl. a BSIM modellek helyett, mert egyrészt a csatorna inverziós töltését ($Q_{inv}(V_{ch})$) kezelő, ezért fizikai alapokon nyugvó analitikai megoldást használ a tranzistorok modellezésére. A csatorna árama a forrás és nyelő potenciál viszonyainak megfelelő inverziós töltésből (ρ_s) származtatható, oly módon, hogy az EKV modell meghatároz egy *forward* (I_F , forrás oldali) és *reverse* (I_R , nyelő oldali) áramokat:

$$I_{DS} = \beta \int_{V_S}^{\infty} \left[-\frac{Q_{inv}(V_{ch})}{C_{ox}} \right] dV_{ch} - \beta \int_{V_D}^{\infty} \left[-\frac{Q_{inv}(V_{ch})}{C_{ox}} \right] dV_{ch} \quad (8)$$

$$I_{DS} = I_F - I_R \quad (9)$$

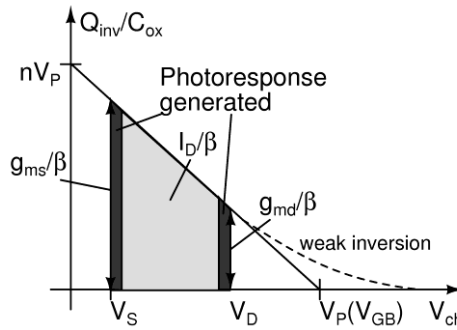
Az inverziós töltés koncentrációja pedig becsülhető a következő interpolációs egyenlettel:

$$\rho_s(x) = 2\rho_0 \ln \left\{ 1 + 0.5 \exp \left(\frac{V_{GS} - V_T - \alpha V_F(x)}{\eta V_{th}} \right) \right\} \quad (10)$$

ahol V_F a csatorna kvázi-Fermi szintje, mely V_{DS} függvénye, V_{th} a termális feszültség, $\alpha \approx 1$ a hordozó hatás paraméter, $\rho_0 = \eta V_{th} C_{ox} / q$ a kisebbségi töltéshordozó koncentráció egységnyi területen, η a ún. *subthreshold ideality factor*, V_T a tranzisztor nyitófeszültsége, $0 \leq x \leq L$, és C_{ox} a kapu kapacitása szintén egységnyi felületen. A teljes áramértéket továbbá normálva kezeli az EKV modell (i_f, i_r) az egyszerűbb formalizusért, ahol a normálási paraméter az ún. *specific current* (I_S):

$$I_{DS} = I_S \{ i_f(V_{GB}, V_{SB}) - i_r(V_{GB}, V_{DB}) \} \quad (11)$$

Egy a [81] könyvből átvett illusztráció látható a 46. ábrán. Ez a kép bemutatja a csatorna inverziós töltéseloszlását az elektródák feszültségének függvényében. Az ábrán sötét tartománnyal emeltem ki azokat a csatornaszakaszokat, ahol a feszültségválasz kialakul.



46. Ábra Az inverziós töltés eloszlásának illusztrációja a csatorna hossza a csatornára alkalmazott V_{DS} feszültség függvényében. A feszültségválasz kialakulását a sötéten jelzett szakaszokhoz rendelhetjük. A világosszürke terület a forrás-nyelő árammal arányos, és aV_P pedig a kapu-hordozó feszültségtől függő pinch-off feszültség a képen.[81]

Ezzel közel kerültünk a modell megfogalmazásához, azonban meg kell vizsgálni azt, hogy a Sakowicz modell [72] feltételei teljesülnek-e a csatorna két oldalára ahhoz, hogy annak g_m/I_{DS} és feszültségválasz kapcsolata érvényes legyen. A modell következtetése akkor érvényes, ha a 2DEG perturbációs mélységén (az RF jel amplitúdója a behatolási érték $1/e$ részére csökken) a csatorna nyitott határfeltételként kezelhető. Miután a bevezetett modellem feltételezése szerint a perturbációs mélység lényegesen kisebb a csatorna hosszához képest, ezért a nyitott határfeltétel biztosított a csatorna belseje felé mindkét elektróda oldaláról tekintve. Tehát a g_m/I_{DS} arány egymástól függetlenül számítható a két elektródára, és jellemzi a feszültségválaszt. Ez a megfigyelés messzemenő gyakorlati következményekkel jár, különösen az EKV modell szempontján keresztül felhasználva. Az első ilyen következmény az, hogy, ha a tranzisztort szaturációs tartományba feszítjük elő valamelyik irányban ($i_r = 0$), a szaturált nyelő oldal nem befolyásolja a teljes tranzisztor g_m/I_{DS} arányát és csupán a forrás [84]:

$$V_r^0(V_{GS}) \propto \left. \frac{g_m}{I_{DS}} \right|_{i_r=0} \cong \frac{1}{n} \frac{g_{ms}}{I_F} \quad (12)$$

Az arányt alkalmazva a feszültségválaszra (V_r), kijelenthető, hogy a mérhető válasz csupán a forrás oldalra csatolt RF jeltől függ. Ez a gondolat az alapja a II.5-ös altézisnek, mely a későbbiekben kerül további elemzésre. A *pinch-off* jelenség ($V_{DS} > V_P$) és a hozzátartozó feszültségérték fontos gyakorlati jellemző, mivel azt a forrás-nyelő feszültséget jellemzi, amikor az inverziós töltésmennyiség eltűnik. Máshogy megfogalmazva, a feszültségválasz lecsökken, majd eltűnik a nyelő elektródánál. A leginkább érdekes és nagy választ adó lezárási tartományú (*subthreshold*) tartományban érdekes módon a szaturációs feszültség állandó és jó közelítéssel $V_P = 4V_{th} \cong 100 \text{ mV}$, szobahőmérsékleten [82]. Azaz, kis feszültségértékekkel és árammal elérhető a kizárólag forrás oldali feszültségválasz. A korábbi publikációkra jellemző, hogy a forrásoldali feszültségválasz meghatározásához az ún. *open-drain* konfigurációt alkalmazzák, melyben a nyelő oldalon nem alkalmaznak terhelést. Ebben az esetben a csatorna teljes hossza azonos inverziós töltéssűrűséggel bír és a forrásoldali feszültségválasz mérhetővé válik a nyelő elektródán. A következőkben belátom, hogy noha ez az érték arányos az intrinzik válasszal, nem azonos vele a forrás és nyelő elektródákra egyszerre megjelenő RF jel csatolása esetén, ami a gyakorlati mérés technikában szinte elkerülhetetlen, de korábban elhanyagolták annak fontosságát.

3.4.5 Hordozó és forrás feszültségkülönbségének hatása

Ismert, hogy a térvezérlésű tranzisztorok viselkedése nem csupán a forrás-kapu-nyelő elektródák feszültségviszonyaitól, hanem a hordozó potenciáljától is függ. Ebben a fejezetben a V_{GB} hatását vizsgálom meg a mérhető feszültségválaszra. Alapvetően a V_{GB} az EKV model alapján a *pinch-off* feszültséget befolyásolja, és ezen keresztül a tranzisztor viselkedését is. Állandó V_{GS}, V_{DS} feszültségek mellett a g_m/I_{DS} arány megváltozik a V_{GB} változásával, pontosabban arányosan a $1/n(V_{GB})$ tényezővel [81]:

$$V_r^0(V_{GS}) \propto \left. \frac{g_m}{I_{DS}} \right|_{i_r=0} \cong \frac{1}{n(V_{BS})V_{th}} \frac{1}{\sqrt{i_f + 0.5\sqrt{i_f + 1}}} \quad (13)$$

A $n(V_{GB})$ meredekségi tényező közelíthető a következő képlettel:

$$n \cong 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{V_P(V_{GB}) + 2\phi_F}} \quad (14)$$

ahol γ a *body effect*, V_P a *pinch-off* feszültség, és ϕ_F a Fermi szint. Ahogyan a meredekségi tényező csökken növekvő V_{GB} feszültséggel, úgy pl. a forrás oldali terhelésmentes feszültségválasznak növekednie kell arányosan a hordozó potenciáljával $\Delta U_S \propto 1/\sqrt{V_{GS}}$. Ezt a feltevést sikerült megerősítenem egy egyszerű méréssel, ahol V_{GB} -t változtattam miközben $V_{SB} = V_{DB}$ állandó maradt. A kapott mérési görbék és az illesztett modellválasz a 57. ábrán látható a 67. oldalon.

Összefoglalva, a feszültségválasz azonos az intrinzik válasszal nulla forrás-hordozó előfeszítés mellett (V_r^0) a tényleges előfeszítés okozta $1/n(V_{GB})$ aránnyal szorozva. Mivel szimmetrikus eszközöket feltételeztem, ezért $V_r^0(V_{GS}) = V_r^0(V_{GD})$, tehát:

$$V_r(V_{GS}) \propto \frac{1}{n(V_{GB})} \frac{g_m}{I_{DS}} \Big|_{V_S=0} = \frac{1}{n(V_{GB})} V_r^0(V_{GS}) \quad (15)$$

$$V_r(V_{GD}) \propto -\frac{1}{n(V_{GB})} \frac{g_m}{I_{DS}} \Big|_{V_D=0} = -\frac{1}{n(V_{GB})} V_r^0(V_{GS}) \quad (16)$$

Kombinálva a (15) és (16) egyenleteket a csatolási hatékonyságokkal, a tényleges mérhető extrinzik feszültségválasz a módosított intrinzik válaszok súlyozott lineáris kombinációja lesz:

$$V_r(V_{GS}, V_{GD}) = \eta_S V_r(V_{GS}) - \eta_D V_r(V_{GD}) \quad (17)$$

$$V_r(V_{GS}, V_{GD}) = \eta_S \frac{1}{n(V_{GB})} V_r^0(V_{GS}) - \eta_D \frac{1}{n(V_{GB})} V_r^0(V_{GD}) \quad (18)$$

Átírva a (18) egyenletet úgy, hogy $V_{GS} = V_{GD}, V_{SB} = 0$ egy egyszerűsített összefüggést kapunk:

$$u_r|_{open} = (\eta_{S(D)} - \eta_{D(S)}) V_r^0(V_{GS}) \quad (19)$$

Ez az összefüggés világít rá arra, hogy a földelt forrás vagy nyelő mérésekben a mérhető válasz csak akkor azonos a tényleges intrinzik válasszal, ha a forrás és nyelő oldali izoláció tökéletes ($\eta_S \eta_D = 0$), különben csökkenő érték mérhető. A gyakorlati példákban ennek hatása bemutatásra kerül.

3.4.6 Az elektrongáz perturbációjának csillapodása

Az elektrongáz elektródáktól számított perturbációjának mélysége alapvetően befolyásolja a rezonáns vagy nem rezonáns viselkedést. A modellem feltételezése a rövid csatorna eset, azaz $l_{eff} \ll L$. A szakirodalomban található értelmezések és definíciók túlzóan leegyszerűsítik a kérdést [66], és egy átlagos behatolási mélységet vesznek alapul, feltételezve például az elektronok tipikus mozgékonyágát szilíciumban. Ez nyilvánvalóan pontatlan kategorizáláshoz vezet. Ebben a fejezetben egy lépéssel tovább gondolva a kérdést finomabb becslést fogalmaztam meg. A behatolási vagy csillapítási mélységet jellemzően a hidrodinamikai modellből [66] vagy a távíróegyenlet egyszerűsített megoldásából lehet meghatározni.

Elsőként vizsgáljuk meg az árammentes esetet. Az RF jel a homogén csatorna mentén exponenciálisan cseng le, ezzel lehetővé téve egy jól megfogható behatolási mélység definíciót: a maximális AC jel amplitúdója $1/e$ -ed részére csökken. Ez az értelmezés azért is szerencsés, mert ha a $u_{ac}(l) = u_{ac}(0) \exp(-l/l_{eff})$, akkor a feszültségválasz felépülési jellege $\propto \{1 - \exp(-2l/l_{eff})\}$ lesz. Azaz l_{eff} távolságot elérve a válasz közel 90%-a kialakult. Segítségül hívva az elosztott paraméterű RC csatorna modellt, az l_{eff} kifejezhető a tranzisztor alapjellemzőiből. A csatorna ellenállása egységnyi hosszra $r_0 = 1/(q\rho_s \mu W)$, ahol μ az

elektron mobilitás, W a csatorna szélessége. A csatorna egységnyi hosszra eső kapacitása pedig $c_0 = \varepsilon_{ox}\varepsilon_0 W/d$, ahol d a kapu szigetelő vastagsága. Ennek fényében az árammentes nem rezonáns esetben, elhanyagolva a csatorna induktivitást és kapuszivárgást a következőt kapjuk [73]:

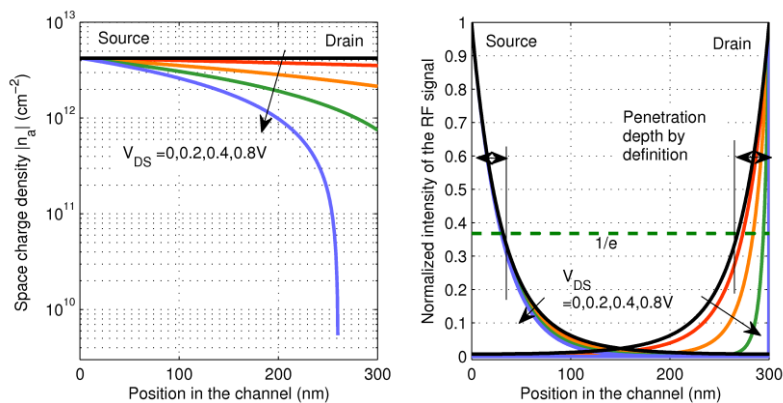
$$l_{eff} = \sqrt{\frac{2}{\omega_{ac} r_0 c_0}} = \sqrt{\frac{2qd\rho_s\mu}{\varepsilon_{ox}\varepsilon_0\omega_{ac}}} \quad (20)$$

Ez az összefüggés az, amit általánosan elfogad a szakirodalom, azzal, hogy az inverziós töltés koncentrációja ρ_s állandó anyagonként (pl. szilícium) és független a körülményektől. Azonban a tranzisztor előfeszítésétől függően mind a töltéskoncentráció, mind a mobilitás változik. A következőkben azt vizsgálom, hogy ez milyen mértékben befolyásolja a behatolási mélységet és a feszültségválaszt. Ehhez a töltéskoncentráció (10) képletét a fenti effektív behatolási mélység képletbe helyettesítve, elhanyagolva a sebesség szaturációját és mobilitás változását, a három jelentős tranzisztor működési tartományra a következőt kapjuk l_{eff} a forrás vagy nyelő elektróda feszültségével kifejezve:

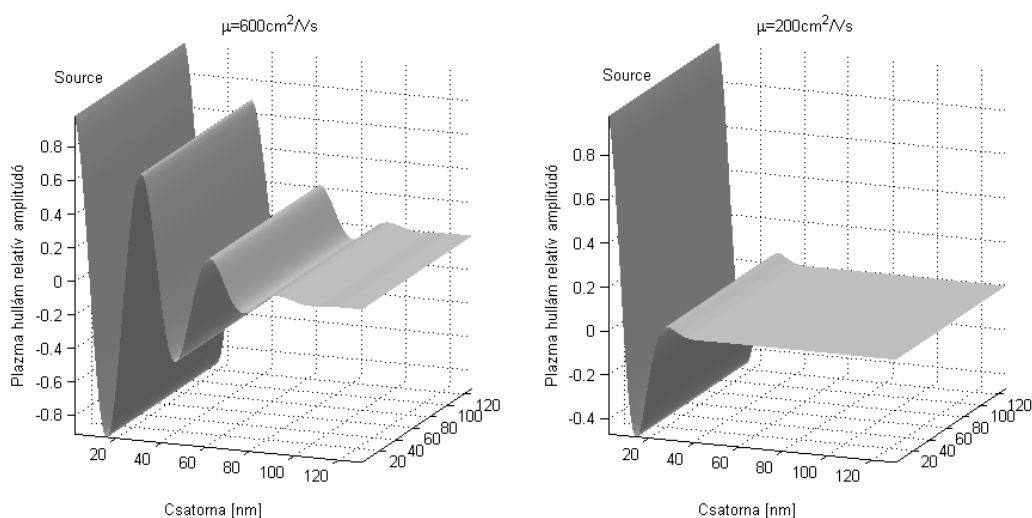
XI. Táblázat Tervezérelt tranzisztor működési tartománytól függő plazma perturbáció behatolási mélységbecslése

Működési tartomány	Feltétel	Behatolási mélység
Kiürítéses és gyenge inverzió	$0 < V_{GS} < V_T$	$\sqrt{\frac{\eta V_{th}\mu}{\omega_{ac}} \exp\left(\frac{V_{GS}-V_T-\alpha V_{S(D)}}{\eta V_{th}}\right)} [\text{cm}] \quad (21)$
Határeset	$V_{GS} = V_T$	$\sqrt{\frac{\eta V_{th}\mu}{\omega_{ac}}} [\text{cm}] \quad (22)$
Erős inverzió	$V_{GS} > V_T$	$\sqrt{\frac{\mu}{\omega_{ac}} (V_{GS} - V_T - \alpha V_{S(D)})} [\text{cm}] \quad (23)$

Amennyiben a csatornán áram folyik, a csatorna hosszán át a szabad töltéshordozó koncentráció változik, a különböző határfeltételeknek megfelelően. Ha tartjuk magunkat a modell alapfeltevéséhez, miszerint a behatolási mélység jóval kisebb, mint a csatorna hossza, a két elektróda közelében a fenti közelítések függetlenül alkalmazhatóakká válnak, és becslést adnak a várható viselkedésre. Nem meglepő módon ezek a képletek azt mutatják, hogy a behatolási mélység erős függvénye az előfeszülésnek, tehát az egyszerűsített kategorizálás, mint rövid- vagy hosszúcsatornás ($l_{eff} \ll L$ és $l_{eff} \approx L$) eset nem értelmezhető csupán a tranzisztor alapadataiból és az alkalmazott RF jel frekvenciájából. Továbbá az áram hatására kialakuló aszimmetria miatt egyetlen tranzisztor is eshet mindkét kategóriába. Egy szaturációban lévő tranzisztor forrás oldalán nagy behatolási mélység tapasztalható, míg a nyelő oldalon a *pinch-off* tartomány miatt az RF jel a csatorna töredéke alatt elhal. Ennek illusztrálására a 47. és 48. ábrák mutatják be az töltéshordozó koncentráció alakulását a (10) képlet alapján, és az RF jel amplitúdójának csökkenését a forrás és nyelő oldalról tekintve különböző forrás-nyelő feszültség esetére.



47. ábra. Jobb oldalon a töltéshordozó koncentráció látható egy előfeszített FET csatornájában a *unified charge control* modell (10) egyenlet alapján numerikusan kiértékelve különböző V_{DS} értékek esetén, míg baloldalon a forrás és nyelő oldalon csatolt RF jel csillapodása látható különböző V_{DS} értékekkel. $\mu = 330 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, $V_{GS} = 0.5 \text{ V}$, $N_a = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $d_{ox} = 3.2 \text{ nm}$, $T = 300 \text{ K}$, $L = 300 \text{ nm}$, $\eta = 1.9$, $\alpha = 1$, $f_{RF} = 360 \text{ GHz}$.

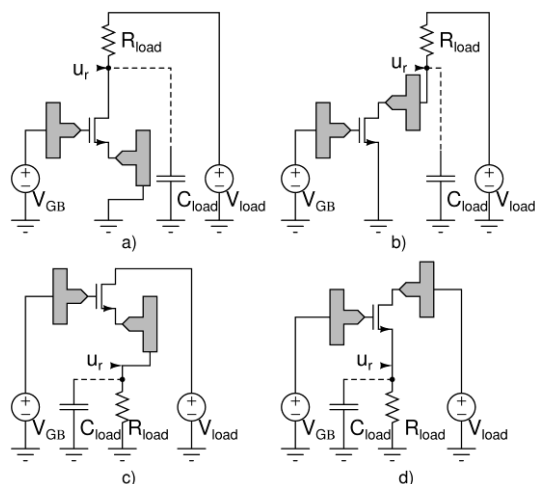


48. ábra. Illusztratív példa a behatolási mélység, mint burkolóhoz tartozó elektronsűrűség változáshoz a forrás oldali csatolásnál az előző ábra adataira alapján különböző mobilitás értékekkel.

3.4.7 Áramköri környezet

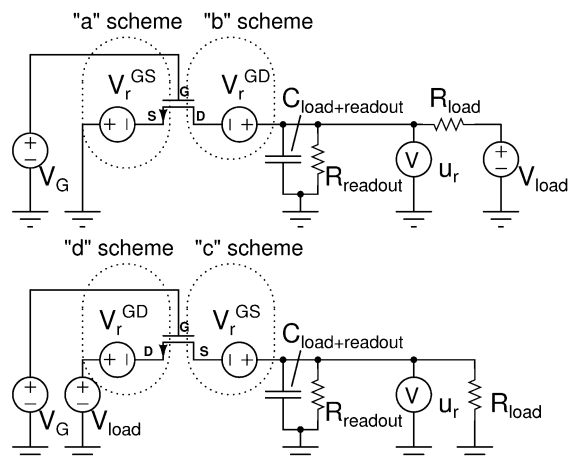
Áramköri környezetbe helyezve a tranzisztort, a mért értékek további átalakuláson, erősítésen vagy elnyomáson esnek át, ezzel árnyalva a képet. Az érzékelésként adott választ a forrás és nyelő elektródák között mérhetjük. A gyakorlatban az egyik elektróda állandó feszültségre kapcsolódik (jellemzően a hordozóval azonos föld pontra), míg a másik (nyelő) elektróda magasabb potenciálra terhelő ellenállással. A válasz pedig vagy DC feszültségként, vagy alacsony frekvenciás lock-in technikával mérhető. Azonban nem nulla csatornaáram esetén az érzékelő egy egyszerű erősítőként működik, bemeneti jelként az egyenirányított DC vagy alacsony frekvenciás AC csatolva. Tehát a mérhető érték nem a detektor intrinzik feszültségválasza, hanem annak erősített értéke. Ezzel a mért extrinzik feszültségválasz az intrinzik válaszok súlyozott lineáris kombinációján túl egy a kapcsolásra jellemző transzfer függvényen is átalakul. Ennek a környezetnek a hatását az eddigi kutatások elhanyagolták, felismertem, hogy az áram hatására növekvő feszültségválasz és annak előjelcseréje

önmagában indokolható klasszikus áramköri elmélettel. Ahhoz, hogy bemutassam ezt, a következő alapvető elrendezéseket vizsgáltam meg (49. ábra).



49. Ábra. A vizsgálat alapvető áramköri elrendezések. Az u_r a mérési pontok helyét jelzi.

Az elrendezések két eset köré csoportosíthatóak, azzal kibővítvé, hogy a nagyfrekvenciás antenna csatolása hogyan történik a DC jelutakhoz képest. A hosszú csatorna modell alapján a forrás és nyelő oldali feszültségválasz megjeleníthető egy-egy feszültséggenerátorral, mivel a feszültségválasz a csatorna széleinél alakul ki és nem befolyásolja a csatorna elektroneloszlását, működését. A 50. ábra mutatja be, miként lehet szétválasztva a különböző elrendezésű áramkörökbe illeszteni a két oldal feszültséggenerátorait. Megjegyzem, hogy a nem keverő típusú elrendezések esetében (pl. *source-driven*) azonosan lehet eljárni, tekintet nélkül a detekció különböző mechanizmusára.



50. Ábra. Az alapvető áramköri elrendezések helyettesítő képei a feszültségválasz megjelenése és előjele szerinti feszültségforrásokkal.

Fontos megállapításhoz érkeztünk, vegyük észre, hogy az érzékelő tranzisztor az „a” és a „c” elrendezés az egyenirányított DC vagy alacsony frekvenciás modulált feszültségválasz szempontjából egy közös-kapujú erősítő (*common-gate amplifier*) és egy követő erősítő (*voltage follower*). A megjelenő feszültségválasz a különböző elrendezésekben így más-más módon erősítődik vagy másolódik a mérőponthoz, mint kimeneti ponthoz. Ezeket az összefüggéseket az áramköri modellezésből jól ismert tranzisztor helyettesítő képekkel

kifejezhetjük. Én a π helyettesítő képet használtam fel, mivel a csatornák oldaláról és nem a kapu elektródáról érkezik a számunkra hasznos jel. A négy kapcsolásban megjelenő kisjelű átviteli függvény A a feszültségválasz ($V_r^{GS, GD}$) képletei a következők, a mérhető jel (V_r), és a ω_m kisfrekvenciás moduláció függvényében:

XII. Táblázat Kisjelű átviteli függvények a négy alapkapsolásra

Kapcsolás	Kisjelű átviteli függvény
“a”	$A_a = \frac{V_r}{V_r^{GS}} = -\frac{(g_{ds} + g_m)Z_{load}}{1 + g_{ds}Z_{load}}$
“b”	$A_b = \frac{V_r}{V_r^{GD}} = \frac{g_{ds}Z_{load}}{1 + g_{ds}Z_{load}}$
“c”	$A_c = \frac{V_r}{V_r^{GS}} = \frac{(g_{ds} + g_m)Z_{load}}{1 + (g_{ds} + g_m)Z_{load}}$
“d”	$A_d = \frac{V_r}{V_r^{GD}} = -\frac{g_{ds}Z_{load}}{1 + (g_{ds} + g_m)Z_{load}}$

$Z_{load} = 1/j\omega_m(C_{load} + C_{readout}) \parallel (R_{load} \parallel R_{readout})$, ω_m modulációs frekvencia.

A praktikusán mérhető (u_r) feszültség az erősített feszültségválaszok szuperpozíciója, azaz a fenti átviteli függvényeket behelyettesítve a (17) képletbe kapjuk a kapcsolások várható összefüggését:

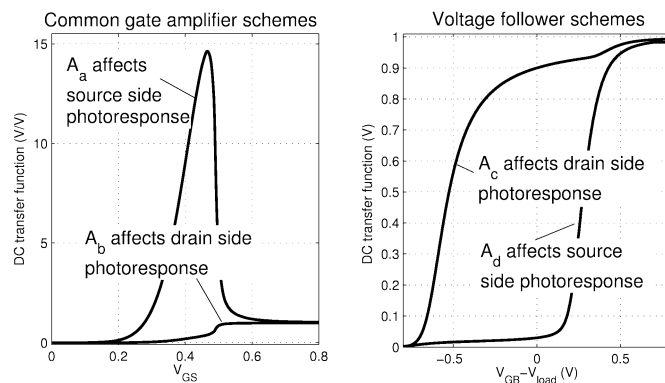
$$u_r^{a(b)} = \eta_{S(D)} V_r^{GS} A_a + \eta_{D(S)} V_r^{GD} A_b \quad (24)$$

$$u_r^{c(d)} = \eta_{S(D)} V_r^{GS} A_c + \eta_{D(S)} V_r^{GD} A_d \quad (25)$$

A terheletlen *open-drain* (*open-source*) eseteket könnyen visszakaphatjuk az általános esetben helyettesítve $V_{load} = 0$, $R_{load} \rightarrow \infty$, mely egyszerűvé teszi az $A_{a,d} = -1$, $A_{b,c} = 1$ értékeit. Behelyettesítve a csatornaellenállást $R_{ch} = 1/g_{ds}$ a (27) egyenletbe és $\eta_S = 1$, $\eta_D = 0$ idealizált helyzetet, visszakapjuk a sokat citált összefüggést [72]:

$$u_r = V_r^0 \frac{g_{ds}Z_{load}}{1 + g_{ds}Z_{load}} = V_r^0 \frac{1}{1 + R_{CH}/Z_{load}} \quad (26)$$

Szeretném bemutatni, hogy a mégoly egyszerű és mérés technikában elkerülhetetlen, áramköri környezet milyen alapvetően módosítja a mért értékeket és vezette félre számos korábbi publikáció értelmezését. A 51. ábra mutatja be a négy alapáramkörön mérhető kisjelű átviteli függvényeket. A *common-gate* erősítő („a” kapcsolás) erősítése A_a nagyobb, mint egységnyi, míg a többi esetben a példa tranzisztorának nyitófeszültségét közelítve az átviteli függvények megközelítik azt.

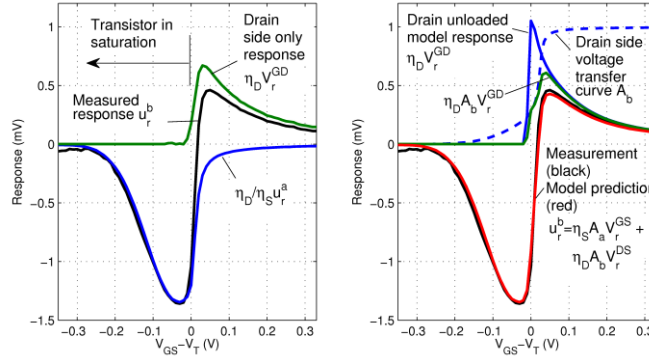


51. Ábra. A négy alapkiosztás átviteli függvényének illusztrálása a nyitófeszültség függvényében (baloldal) illetve a kapu feszültség és a tápfeszültség függvényében (balra).

Ahhoz, hogy a mérési eredményekből meghatározhassuk a valós intrinzik feszültségválaszt szükség van a forrás és nyelő oldali csatolásokra. Azonban a $\eta_{S(D,G)}$ csatolási és k normalizálási faktorok nem határozhatóak meg egyértelműen egymástól függetlenül a (5) és (5) egyenletekből. Azonban a csatolások arányát meg tudjuk határozni, ami gyakorlati szempontból fontos, hiszen jellemzi a szerkezet áthallását a forrás és nyelő oldali feszültségválasz ellentétes előjelű, azaz hasonló csatolási értékeknél, a mérhető válasz akár el is tűnhet a (17)-(18) képleteket tekintve. A megoldás, amit az arány meghatározására kidolgoztam a (12) egyenlet következményére épít. Azaz szaturációban működő tranzisztor szaturált (nyelő) elektródája nem járul hozzá a kimenethez. Tehát a szaturációs tartományban a forrás oldal válasza azonos a mért feszültségválasszal. Az áramirány megfordításával a két elektróda szerepe megfordul, és a korábban nyelő oldal válik egyedül aktívvá. A két mérési eredmény aránya pedig azonos a csatolási aránnyal:

$$u_r^b/u_r^a \cong \eta_D/\eta_S \quad (27)$$

A szaturációs tartomány különböző nyitófeszültségeknél elérhető. Azonban a lezárási tartomány különleges módon segít ennek elérésében. Ekkor a $g_m \gg g_{ds}$, és a csatornaáram jelenlétében a forrás oldali feszültségválasz nagy erősítéssel keresztül olvasható ki, míg a nyelő oldali válasz elhanyagolható. Nagyobb forrás-kapu feszültséget elérve a különbség kiegyenlítődik ($g_{ds} \gg g_m$, $|A_{a-d}| \rightarrow 1$) és a két oldali feszültségválasz arányosan kevert szuperpozíciója jelenik meg a kimeneten. A szaturáció határán ($g_m \approx g_{ds}$), pedig a két ellentétes előjelű feszültségválasz összeadódik, és a szakirodalomban számos helyen megfigyelt előjelcseréje megjelenik. A 52. ábra illusztrálja a fenti hipotézist és csatolási arány meghatározásának módját a szaturációs tartományban.



52. Ábra. A baloldali ábra mutatja be, azt, hogy a forrás és nyelő elektródákon megjelenő feszültségválaszok egyrészt egy csatolási hatásfokon keresztül modellezhetők, másrészt a két elektróda csatolási hatásfok aránya miként értelmezhető. A jobboldali ábra illusztrálja azt a folyamatot, ahogyan a mért eredmény reprodukálható a forrás és nyelő oldali feszültségválasz hatásfokkal súlyozva és az áramköri kapcsolás transzferfüggvényét alkalmazva.

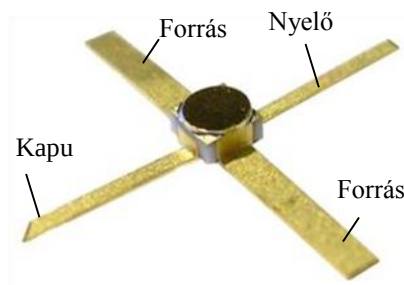
3.4.8 Kísérleti igazolás

A modell igazolását két, fizikai működésmódjában alapvetően különböző tranzisztoron is elvégeztem. Az első minta egy GaAs/AlGaAs/InGaAs pHEMT (*pseudomorphic high electron mobility transistor*) volt, míg a második minta egy saját tervezésű szilícium érzékelő tömb. A pHEMT esetében a tranzisztor tokozása mm nagyságrendű, ezért könnyedén megoldható volt a fókuszált sugár mozgatásával a kivezetések mentén különböző η_S, η_D csatolási együtthatókat és arányokat elérni. A szilícium érzékelők esetén pedig a forráshordozó (V_{SB}) feszültség hatását sikerült igazolnom.

A bemutatott kísérletekben egy VDI gyártmányú CW elektronikus felharmonikus erősítésű sugárforrást használtam. A használt frekvencia a szilícium detektorok esetében azok antenna kialakítása miatti $f_{RF}=358$ GHz rezonancia frekvenciát használtam, míg a pHEMT mintánál a $f_{RF}=320$ GHz-et találtam alkalmasnak (a tokozás nem erre a célra kialakított jellege miatt nem találtam érdemi rezonanciafrekvenciát). A két frekvencián a forrás teljesítménye 0,8 mW volt. A két kísérletben azonos optikai és elektronikai feltételeket alkalmaztam. A kiolvasó elektronika jellemző adatai a következők: $\omega_m = 2$ kHz, $R_{load} = 1$ M Ω , $R_{readout} > 2$ G Ω , $C_{load} + C_{readout} \cong 130$ pF. Az optikai keret egyszerű off-axis parabola tükröket tartalmazott, melyek a forrás horn antennájából kilépő polarizált sugárzást először kollimálták, majd fókuszálták. A foltméret d_{FWHM} tekintve a fókuszáló parabola tükör $f = 7$ cm-es fókusz távolságát és $D = 2''$ -es (5.08 cm) átmérőjét és az alkalmazott $\lambda \approx 1$ mm hullámhosszt ($d_{FWHM} \approx 0.51\lambda/NA$, $NA \approx D/2f$), közel $d_{FWHM} \approx 1$ mm volt.

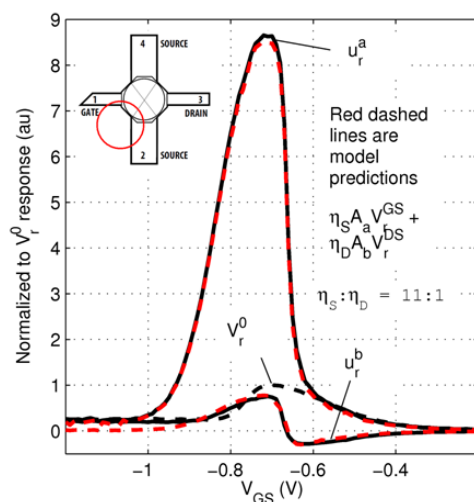
Az első minta az Avago Technologies ATF-36077 GaAs pHEMT tranzisztor (53. ábra). Ez a tranzisztor kis zajjal és nagy hagyományos működési frekvenciával jellemezhető (2-18 GHz), gyakori építőeleme RF áramköröknek. Az elektronplazma alapú egyenirányításnak köszönhetően azonban ezt egy nagyságrenddel nagyobb frekvencián is használhatjuk. A tranzisztor csatornaszélessége $L = 200$ nm, csatornahossza pedig $W = 200$ μ m. Az effektív behatolási mélységet alapul véve $\mu_{GaAs} \cong 8000$ cm²/Vs mobilitást, és a (22) egyenletet

használva $l_{eff} \approx 241nm$ értékűre adódik. A mérések során az „a” és „b” áramköri elrendezést lehetett alkalmazni, mivel a tranzisztor hordozója a forrással van összekötöttesben a gyári tokozásban. Mind a forrás és nyelő oldali kisfrekvenciás ellenállást is tartalmazó átviteli függvényt ($A_{a,b}$), mind a terheletlen átviteli függvényt ($A_{a,b}^{open}$) megmértem. Ez utóbbi mérés szükségességét a következőkben indoklom.

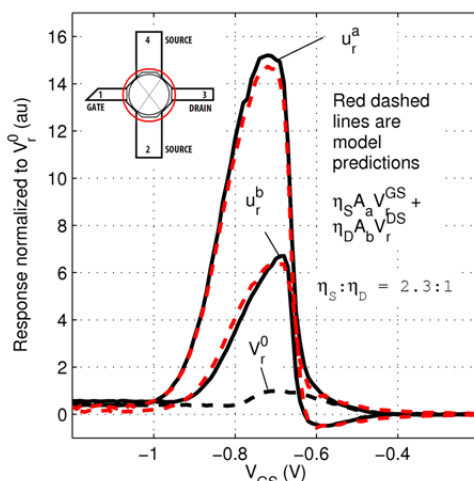


53. Ábra. Avago Technologies ATF-36077 GaAs pHEMT tranzisztor fényképe.

A mérés folyamán a fókuszpontot több helyre irányítottam a tranzisztor felületén. Az első bemutatott esetben a kapu-forrás kivezetések oldalára, majd a tranzisztor közepére. A korábban leírtak szerint meghatároztam a η_S/η_D arányt mindkét esetre a (27) egyenletnek megfelelően két-két mérésből: szaturációt okozó előfeszítés mellett a forrás, illetve a nyelő oldali válasz arányából. Következő lépésként a modell felépítéséhez a terheletlen vagy *open-source* választ (V_r^0) határoztam meg. Nem állt pontos tranzisztormodell a rendelkezésre, ezért az *open-drain* választ mérésből vezettem le. A pontosabb terheletlen feszültségválaszhoz figyelembe vettem, hogy az $A_{a,b}^{open}$ átviteli függvény erősen csillapítja azt a tranzisztor szubtreshold tartományában. Azaz a mérési eredményen (u_r^{open}) alkalmaztam az átviteli függvény inverzét: $V_r^0 = \eta_S/\eta_D A^{open-1}(u_r^{open})$. A 54. és 55. ábrák mutatják be a mért és modell által előre jelzett mérhető választ. Amint várható volt a kapu-forrás közeli fókuszpont elhelyezkedése miatti kis értékű kapu-nyelő válasz alapján a két elektróda csatolási együttható aránya erősen eltolódik: $\eta_S/\eta_D \cong 11/1$. A második fókuszálási elrendezésben, ez az arány $\eta_S/\eta_D \cong 2.3/1$. A 54. és 55. ábrákon látható görbék a maximálisan mért open-drain, terheletlen, feszültségválaszhoz (V_r^0) lettek normálva. Ez a normálás rámutat arra, hogy a forrás-nyelő áram hatására a relatív feszültségválasz valóban megnő, azonban annak mértéke csak részben függ az csatornaáram jelenlététől, inkább a csatolási arány jellegétől, általánosabban fogalmazva a fókuszálástól és a beeső sugárzás polarizáltságától. Ez a meglátás cáfolja azokat a korábban megjelent folyóiratcikket, melyek csupán az áram és tranzisztor szerkezetre vezették vissza a látszólagos feszültségválasz növekedést. Azaz az azonos feszültség és áram viszonyok mellett látszólagos feszültségválasz növekedése különböző. Szélső esetben, ha $\eta_S/\eta_D \cong 1$, az *open-drain* feszültségválasz, az ellentétes forrás és nyelő oldali előjelű intrisztkik válaszok miatt kioltódik, az alkalmazott áram hatására viszont az érzéketlenné váló forrás (vagy nyelő) oldal hiányában a mérhető válasz látszólagosan extrém módon megnő.



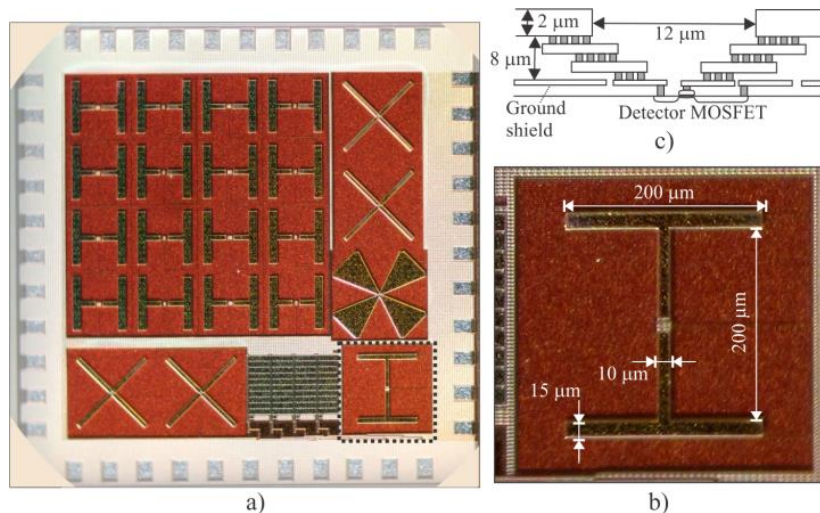
54. Ábra. Mért és modellel előállított feszültségválasz pHEMT mintára 320 GHz-es frekvencián. A bal felső ábra jelzi a sugárzás fókuszpontját, mely a forrás-kapu átmenethez közeli, eredményként a forrás-kapu/nyelő-kapu csatolási arány 11:1-hez közeli. $\omega_m = 2$ KHz, $R_{load} = 1 M\Omega$, $V_{load} = 2V$, the $I_{DS} \approx 0 \dots 2 \mu A$.



55. Ábra. Mért és modellel előállított feszültségválasz pHEMT mintára 320 GHz-es frekvencián. A bal felső ábra jelzi a sugárzás fókuszpontját, mely a tranzisztor középpontja, a forrás-kapu/nyelő-kapu csatolási arány 2,3:1.

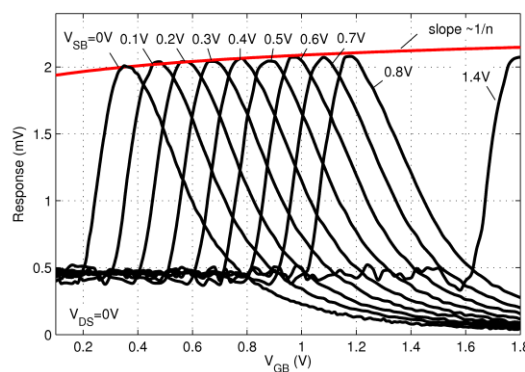
Az elmélet igazolásához szilícium alapú MOSFET tranzisztorokat is felhasználtam. A bemutatásra kerülő áramkör saját tervezésű, amit $0,18 \mu m$ csatornahosszú standard CMOS technológián gyártottak le. A 56. ábra mutatja be a microchip fotóját és a fémzési rétegeinek illusztrációját. Többek között egy „H” alakú *folded* dipólus antenna csatolt tranzisztor is helyet kapott az áramkörben, amelyet felhasználtam a következő mérésekhez (az ábra bal alsó sarkában kiemelve látható). Az antenna rezonanciája, a legérzékenyebb tartományban, 358 GHz volt. A kísérletekben használt mikrohullámú teljesítmény $10 \mu W$, az antenna érzékenysége pedig ~ 100 V/W adódott. A következő mérések is ezen a frekvencián történtek. A választás azért esett erre az érzékelőre, mert minden elektródája közvetlenül a chip kivezetéseihez van fémesen csatlakoztatva, ellentétben az áramkör többi tagjával, melyek erősítőkkel is el lettek látva. A tranzisztorkapu és egyik elektródája (forrás) kapcsolódik az antenna egy-egy ágához, míg a másik elektróda (nyelő) relatívan nagy induktivitással a kivezetéshez kapcsolódik. Az antenna két ága hasonló kivezetéssel rendelkezik. A dipólus antenna a legfelső fémrétegen van, a

középpontjában elhelyezkedő érzékelő tranzisztorhoz pedig lépcsőzetes fémezést alakítottam ki. A tranzisztor rajzolt mérete $W = 440 \text{ nm}$, $L = 300 \text{ nm}$. A (22) egyenlet alapján az effektív behatolási mélység a csatornában $l_{eff} \approx 49 \text{ nm}$, feltételezve a mobilitást $\mu_{Si} \approx 330 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ -nak. Ezért a $l \ll L$ teljesülésével a hosszú csatorna modell alkalmazható.



56. Ábra. A modell igazolásához használt saját tervezésű szilícium chip mikrofotója a) és a b) felhasznált antenna csatolt MOSFET méretezése.

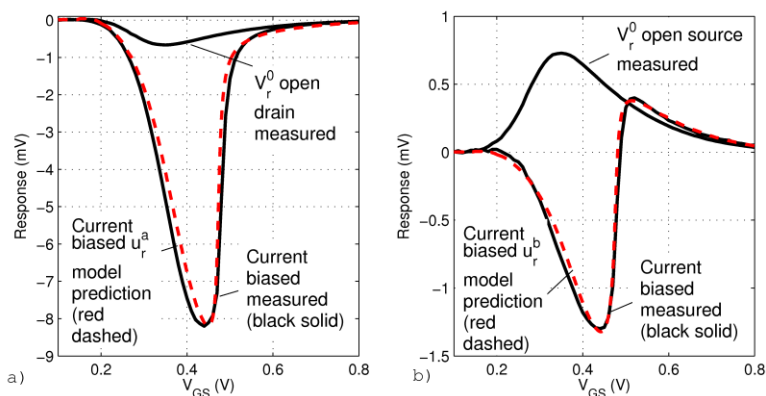
Tekintettel a nagy érzékenységre és a forrás teljesítményére fókuszálás nélkül a forrás távolterében helyeztem az érzékelőt, úgy, hogy az antenna és a forrás polarizációját illesztettem. Elsőnek a forrás és a hordozó előfeszítésének (V_{SB}) hatását vizsgáltam. A V_{GB} feszültséget változtatva a $V_{DS} = 0 \text{ V}$ feszültséget tartottam, azaz csatornaáram nem folyt a tranzisztoron ($V_{SB} = V_{DB}$, $I_{DS} = 0$), különböző V_{SB} értékeket állítottam be. A terhelő ellenállás $R_{load} = 1 \text{ M}\Omega$ és a lock-in érzékeléshez használt modulációs frekvencia $\omega_m = 2 \text{ kHz}$ voltak. A 13. egyenlet alapján várható növekvő feszültségválasz a 57. ábrán látható.



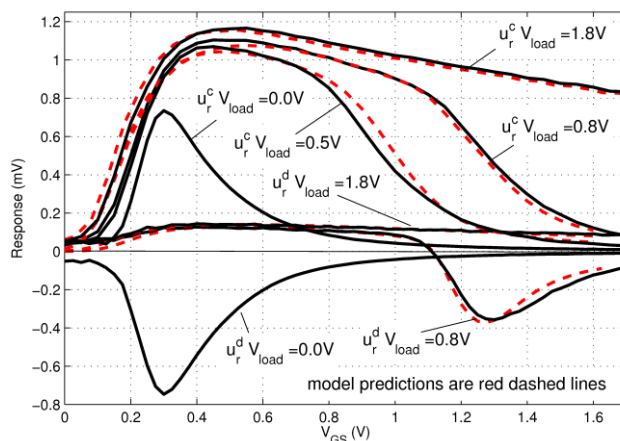
57. Ábra. A forrás-hordozó feszültség hatása az árammentes feszültségválaszra. $V_{DS} = 0 \text{ V}$, $V_{SB} = V_{DB}$, $\omega_m = 2 \text{ KHz}$.

A forrás és nyelő csatolási együtthatókat az áram irányának megváltoztatásával az (49) egyenletnek megfelelően mértem meg. Mivel az antenna alakja, a hullámfront iránya, polarizáltsága, teljesítménye állandó maradt, az áramirány változtatásával a forrás-kapu és nyelő-kapu csatolás is azonos, tehát arányuk megmérhető a két áramirány eredményeiből. A kidolgozott módszer szerint ez az arány $\eta_S/\eta_D \approx 6,13/1$ -nak adódott. Annak ellenére, hogy a

nyelő elektróda nem csatlakozik az antennához, határozottan nagy a relatív nyelő-kapú válasz. Ennek egy lehetséges oka a nagy frekvencián jelentkező parazitacsatolás a tranzisztor közvetlen közelében. A mért és modellezett feszültségválaszok a 58. ábrán láthatók az „a” és „b” áramköri elrendezésre, míg a 59. ábra mutatja be a „c” és „d” elrendezések eredményeit. Az utóbbi esetben a terhelő V_{load} feszültség jelentősen befolyásolja a mért eredményt, amint a tranzisztor szaturációból lineáris tartományba ér, ennek ellenére a modell eredménye szorosan követi a mérési eredményeket.

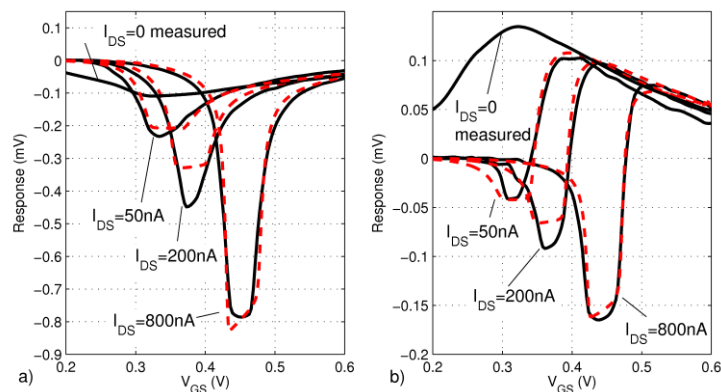


58. Ábra. A mért (fekete folytonos görbe) és a modellszámítás (piros szaggatott vonal) eredményei az „a” és „b” áramköri elrendezésekben. $I_{DS} = 0$, $V_{load} = 0V$, $\omega_m = 2$ KHz, $\omega_m = 2$ KHz, $R_{load} = 1M\Omega$, $V_{load} = 1.8V$, $I_{DS} \cong 0 \dots 1.8\mu A$.



59. Ábra. A mért (fekete folytonos görbe) és a modellszámítás (piros szaggatott vonal) eredményei az „c” és „d” áramköri elrendezésekben különböző V_{load} értékekre. $\omega_m = 2$ kHz, $R_{load} = 1 M\Omega$, $V_{load} = 0; 0.5; 0.8; 1.8V$.

Végül a rezisztív terhelést közel ideális áramforrással helyettesítettem mind a mérési, mind a modell elrendezésben. Az „a” és „b” áramkör elrendezések eredményei a 60. ábrán láthatók.



60. Ábra. A mért (fekete folytonos görbe) és a modellszámítás (piros szaggatott vonal) eredményei az „a” és „b” áramkörü elrendezésekben ellenállás helyett áramgenerátorral kényszerített csatornaáramot alkalmazva. $\omega_m = 2$ KHz.

3.4.9 Összefoglalás

Az alapvető meglátásom az, hogy a csatornaáram jelenléte nem befolyásolja a feszültségválaszt a vizsgált hosszúcsatornás érzékelés esetében. Ezt azzal indoklom, hogy az áramkörü környezetbe helyezett érzékelő tranzisztor mérhető válasza nagyon pontosan előre jelezhető anélkül, hogy magát az érzékelt feszültségválaszt módosítanánk a csatornaáram jelenlétével és mennyiségével. Az, hogy a feszültségválaszt szétválasztjuk a mért eredménytől, lehetőséget ad a pontosabb érzékelési feladatok elvégzésére, továbbá bonyolultabb áramkörü környezetbe épített eszközök viselkedésére modellt állíthatunk fel. További fontos következmény az, hogy a látszólagos csak forrás-kapu vagy nyelő-kapu antenna csatolás nem feltétlen jelent csatolásmentességet a fennmaradó elektróda esetére és a véges csatolás ($\eta_S \eta_D \neq 0$) érdemben csökkenti a mérhető feszültségválaszt. Vagyis ezzel a jelenséggel számolva nagyobb mérhető érzékenységgű érzékelő tervezhető. Ennek a csatolási aránynak és a valódi forrás és nyelő elektródán felépülő feszültségválasz mérésére egyszerű eljárást adtam meg az áramirány változtatásával és lezárási tartományú szaturáció biztosításával.

A véges forrás-nyelő csatolás további következménye, hogy a csatornaáram alkalmazása áramkörü elemmé teszi az érzékelőt, amit, ha nem veszünk figyelembe, téves és előre nem jelezhető erősítést okoz a mérési elrendezésben. Ezt kiküszöbölendő, beláttam, hogy a kisjelű, kisfrekvenciás AC átviteli függvények (amelyek könnyen elvégezhető mérési eredmények) inverz függvényeit alkalmazva megállapítható a valós feszültségválasz.

Az áramkörü tervezés elősegítésére felhasználható a könnyen meghatározható g_m/I_D arány. Ezzel egy feszültségvezérelt feszültségforrással a feszültségválasz beilleszthetővé válik az áramkörü tervekbe, hasonlóan az 50. ábrához (61. oldalon) [85]. A fenti gondolatmenet alapján az így csupán feszültségvezérelt feszültségforrást befoglaló áramkör pedig hagyományos kisfrekvenciás áramkör modellezési és szimulációs programokkal kezelhető. Megjegyzendő, hogy a g_m/I_D model túlbecsüli a valós feszültségválaszt a szilícium mintánál erős inverzió esetére. Az általam talált magyarázat az, hogy az erős inverzió esetén a forrás-kapu, nyelő-kapu (C_{GS} és C_{GD}) kapacitások nagysága lényegesen nagyobb és arányuk más, mint

gyenge inverzióban vagy kiürítésben. Ez a változó forrás (nyelő) és kapu csatolás eltolja a η_S/η_D csatolási arányt.

További fontos megfigyelésem az, hogy a forrás-kapu, nyelő-kapu kapacitás C_{GS} és C_{GD} aránya árnyalja a feszültségválaszt, azonban a korábban elfogadott és hivatkozott kapacitás alapú modell [66] nem érvényes a vizsgált hosszúcsatornás érzékelésben. Ebben a modellben a C_{GS} és C_{GD} arány egy egyszerűsített megközelítésben szerepel, mely kiválóan alkalmazható és használt tranzistorok kisfrekvenciás működésének leírására. Ez a Meyer kapacitásmodell. A modell, és a belőle származtatott EKV és egyéb tranzisztormodellek arra épülnek, hogy a csatorna töltésmennyiségét a forrás és nyelő elektródák között megosztva helyettesítik a csatornát két diszkrét kapacitást bevezetve, a forrás-kapu, nyelő-kapu kapacitásokat. A megfigyelésem az, hogy a töltéssűrűség, mely valójában a feszültségválaszért felelős, a csatorna egy keskeny tartományára, a behatolási mélységre, jellemző (3.4.6. fejezet). Tehát tetszőleges a csatorna töltéssűrűségét integráltan kezelő kapacitásmodell nem jellemzi helyesen ezt a mélységet, ezért hibásan írja le a feszültségválaszt a elektróda előfeszítés függvényében.

Végül egy érdekes jelenséget emelnék ki, mely a bevezetett modell tágabb alkalmazhatóságát jelzi. Annak ellenére, hogy a kis behatolási mélységet feltételeztem a modell megalkotásakor, a megfigyelésem az, hogy a mérhető extrinzik feszültségválasz nem változik érdemben, amint a behatolási mélység megközelíti a teljes csatorna hosszát. A HEMT minták eredményei is ezt támasztják alá. A látszólagos csatornaáram okozta feszültségválasznövekedés pedig folyamatosan csökken a modellezett értéktől, egészen addig, míg a teljes csatorna aktívvá nem válik (ez az úgynevezett rövid csatornás illetve ballisztikus tartomány).

3.5 Áramirány vezérelt irányszelektivitás a tervezérelt tranzisztor-érzékelőkben

3.5.1 Bevezetés

Az előző fejezetben bemutattam, hogy a tervezérelt tranzisztorok 2D elektron plazma alapú nagyfrekvenciás teljesítményérzékelőként miként modellezhetők. Bemutattam, hogy maga az érzékelő miként tehető irány szelektív, frekvencia szelektív detektorrá, megfelelő antennacsatolással. Ebben a fejezetben meglátásom azon következményeimet fejtem ki, miszerint a csatornaáram, pontosabban a elektródák feszültségkülönbségei, hogyan adnak újabb lehetőséget az érzékelő viselkedésének megváltoztatására. Mint leírtam, a szaturációs működéstartomány, érzékenyíti a tranzisztor a forrás-kapu csatolású jelekre, míg teljesen elnyomja a nyelő-kapu illetve forrás-nyelő csatolású jelpárokat.

Ez a meglátás a modellezés és karakterizálás mellett új alkalmazási lehetőséget nyit. Az áramirány megváltoztatásával két független antennastruktúra által csatolt jelet tudunk érzékelni ugyanazon tranzisztorral [14]. Az elméleti részletek után egy kézenfekvő példán mutatom be a megoldás gyakorlati alkalmazhatóságát, melyben egymásra merőlegesen lineárisan polarizált sugárzást használva alkottam polarimetrikus méréseket, képeket. A példában egyetlen szilícium tranzisztor mind a három, kapu, nyelő, forrás elektródája csatolt egy keresztirányú kettős dipólus antennához, és a kettős áramirányú mérésből rekonstruálom mind a jel intenzitását, mind polarizáltsági irányát. Végül bemutatom, hogy a jelenség nem szorítkozik csupán szilícium alapú technológiákra, de érvényes HEMT, GaAs-, GaN-MOSFET-ekre, valamint további alkalmazási lehetőségeket is felsorolok.

3.5.2 Elméleti áttekintés

A tervezérelt tranzisztor csatornájának elektron sűrűségét modulálja a kapu elektródára csatolt RF jel. Ezt a változó sűrűségű közegbe csatolódik a forrás és nyelő elektródákon megjelenő RF jel, eredményezve a négyzetes, teljesítmény időbeli átlagával arányos, egyenirányítási jelleget. Amint a csatornát közelítjük a kiürítéses állapot irányába, a sekélyebb csatorna érzékenyebben reagál és relatívan nagyobb a vezetőképesség modulációja, végső soron a feszültségválasz. Ez a feszültségválasz a frekvencia és technológia paraméterek által meghatározott behatolási mélységben felépül és potenciálkülönbséget okoz a csatorna belső szakasza és a használt forrás vagy nyelő elektróda között. Azonban amint a tranzisztor csatornája, vagy annak egy szakasza átlépi az inverziós küszöböt, az akkumulációs tartományban megszűnik a kisebbségi töltéshordozókból álló csatorna, így az egyenirányítási jelenség is megszűnik. Egy szimmetrikus felépítésű tranzisztorban és csatolási szerkezetben nincsen különbség a forrás és nyelő elektródákhoz csatolt jelek egyenirányításában, csupán azok előjele különböző. Ezért egy ilyen megoldásban a külső szemlélő nem érzékelheti a jelenséget. A praktikus használhatóság az aszimmetria létrehozásában rejlik. Azaz a korábban

bemutatott esetekhez hasonlóan, az antennacsatolás és kialakítás változik (pl. csak a forrás-kapu párt csatoljuk antennához).

Ahogy az előző fejezetben bemutattam, az általános mérhető válasz a két elektróda feszültségválaszának csatolási hatékonysággal súlyozott összege:

$$V_r(V_{GS}, V_{GD}) = \eta_S V_r(V_{GS}) - \eta_D V_r(V_{GD}) \quad (28)$$

Az elektródák feszültségválaszai pedig:

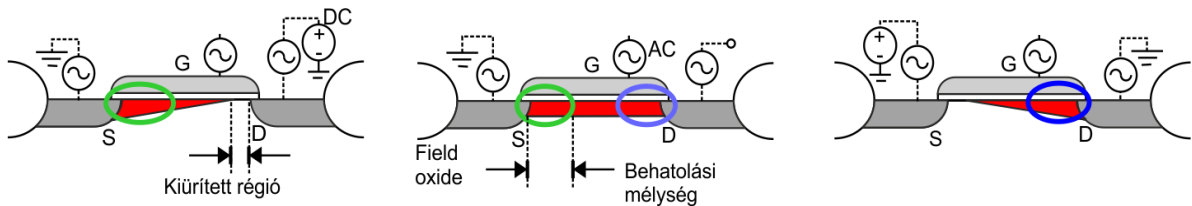
$$V_r(V_{GS(D)}) \propto u_{ac}^{S(D)} u_{ac}^G \propto \eta_{S(D)} P_{ac} \frac{\partial \ln[I_{DS}(V_{GS(D)})]}{\partial V_{GS(D)}} \quad (29)$$

A *pinch-off* ($V_{DS} > V_P$) elérésével a szaturációban lévő nyelő oldalra jellemző, hogy $\partial I_{DS}/V_{GD} \cong 0$, azaz $V_r(V_{GD}) \cong 0$ és a tranzisztor feszültségválasza $V_r(V_{GS}, V_{GD}) = \eta_S V_r(V_{GS})$, tehát csak a kapu-forrás csatolású RF jeleket érzékeli a külső szemlélő. Az áramirány megfordításával természetesen hasonlóan a másik, korábban nyelő elektróda, feszültségválasza olvasható ki. A nagy érzékenységgű lezárási tartományban szerencsésen a *pinch-off*, vagy szaturáció, már egészen kis forrás-nyelő feszültséggel elérhető, állandó és jó közelítéssel $V_P = 4V_{th} \cong 100$ mV, szobahőmérsékleten szilícium esetére.

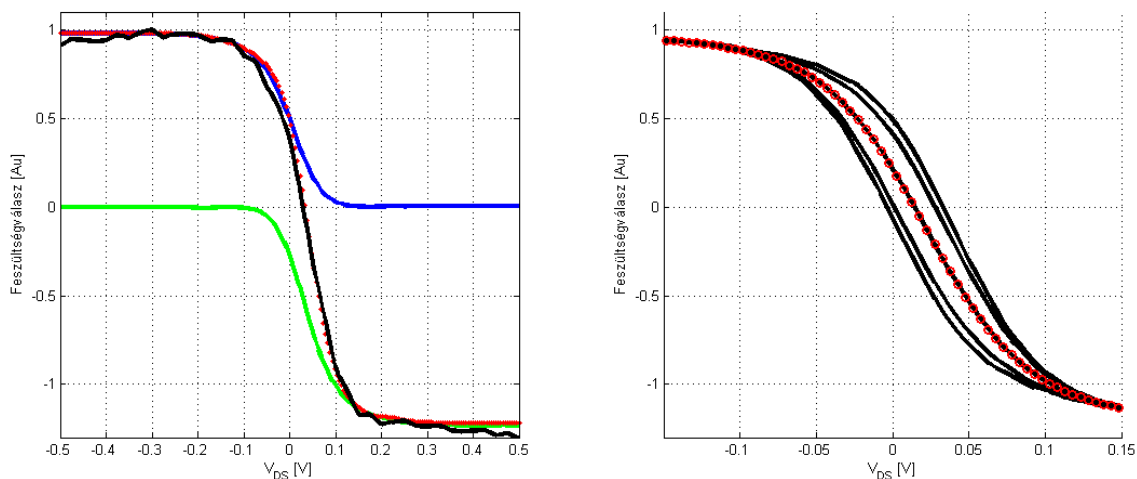
A korábbiakban bemutatott modell szerint, mely a hidrodinamikai hasonlatra épül, figyelembe veszi azt, hogy elektródákra csatolt RF jelek fázisa különböző:

$$V_r(V_{GS}, V_{GD}) \propto + (u_{ac}^{DS})^2 + \{ (u_{ac}^{GS})^2 - (u_{ac}^{GD})^2 \} - \{ 2(u_{ac}^{DS} u_{ac}^{GS}) \cos \delta_{DG} + 2(u_{ac}^{DS} u_{ac}^{GD}) \cos \delta_{SG} \} \quad (30)$$

Ahol δ_{SG} és δ_{DG} az u_{ac}^{DS} és u_{ac}^{GS} illetve u_{ac}^{DS} és az u_{ac}^{GD} RF jelek közötti állandó fáziskülönbség. Azaz ha a forrás és nyelő között értelmezhető csatolt jel, azok közötti fáziskülönbség mérhetővé válik. Ennek feltétele, hogy a csatorna folyamatosan vezető legyen, a tranzisztor ne kerüljön szaturációba, és a behatolási mélység összemérhető legyen a csatorna hosszával. Összefoglalva a fentieket, olyan érzékelőben, amelyben mind a három elektróda antennához csatolt, mind a két szaturációs szélső eset, mind a közel *open-drain* árammentes előfeszítés különböző információt képes mérni a beérkező sugárzás jellemzőiből. A három esetet illusztrálja a 61. ábra, a jellemző mérési eredmény a 62. ábrán látható.



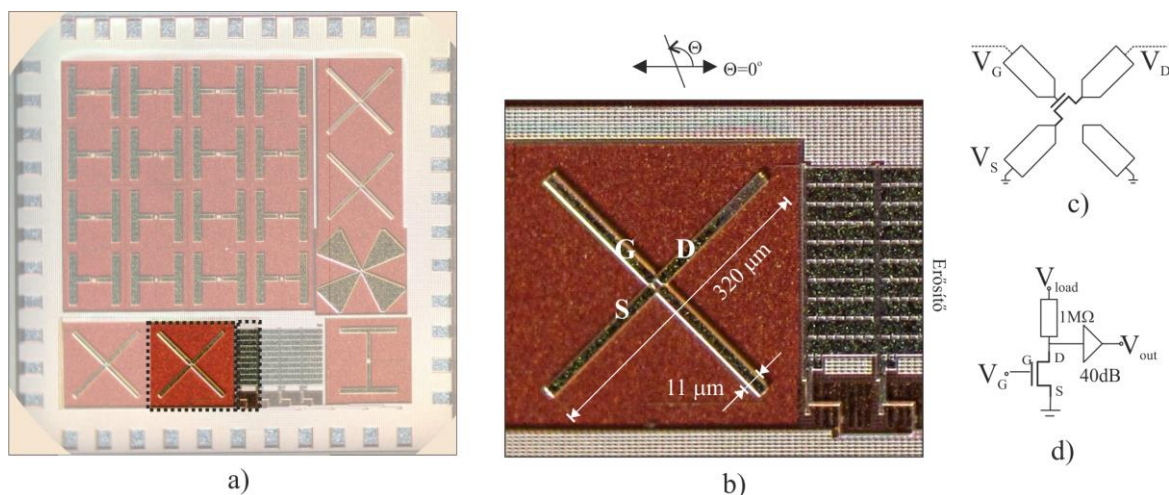
61. Ábra. A három elektróda (forrás, kapu, nyelő) csatolt RF jel egyenirányításának illusztrálása különböző szélsőséges előfeszítések esetére.



62. Ábra. A bal oldali ábrán a nyelő-forrás feszültség V_{DS} függvényében a forrás és nyelő elektródák független $V_r(V_{GS})$, $V_r(V_{GD})$ és extrinszik mérhető $V_r(V_{GS}, V_{GD})$ modellezett feszültségválasza (kék, zöld, piros görbék) és a valós mérési eredmény látható (fekete). A bal oldali modellezett ábrán a feszültségválasz a forrás-kapu és nyelő-kapu fáziskülönbség hatása látható.

3.5.3 Gyakorlati igazolás

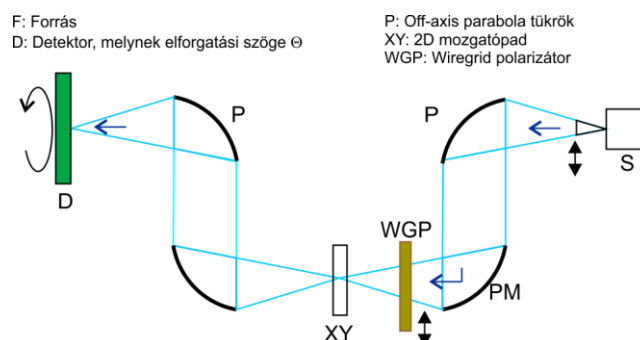
A gyakorlati igazoláshoz egy polarimetriás esetet választottam. A polarimetriát azért választottam alkalmazásként, mert számos alkalmazási lehetősége van, jellemzően kettőtörő anyagokkal kapcsolatos mérések és metaanyagok viselkedésének vizsgálata. A felhasznált detektor és antenna elrendezést erre a kísérletre terveztem meg, és került gyártásra standard 180 nm-es csíkszélességű CMOS technológiával. A tranzisztor $W = 440$ nm, $L = 330$ nm csatornaszélességgel és hosszal rendelkezett. Az áramkör része egy integrált erősítő is, mely közel 40 dB erősítéssel rendelkezik. A tranzisztor és az kereszt alakban elhelyezett dipól antennapár mikrofotója a 63. ábrán látható.



63. Ábra. A polarimetriás méréshez használt áramköri elrendezés a) a kereszt dipól antenna méretezése b), elektromos csatolási áramköre c-d) látható. A b) kép felett pedig a polarizációs szög referenciáiránya és változásának pozitív iránya látható.

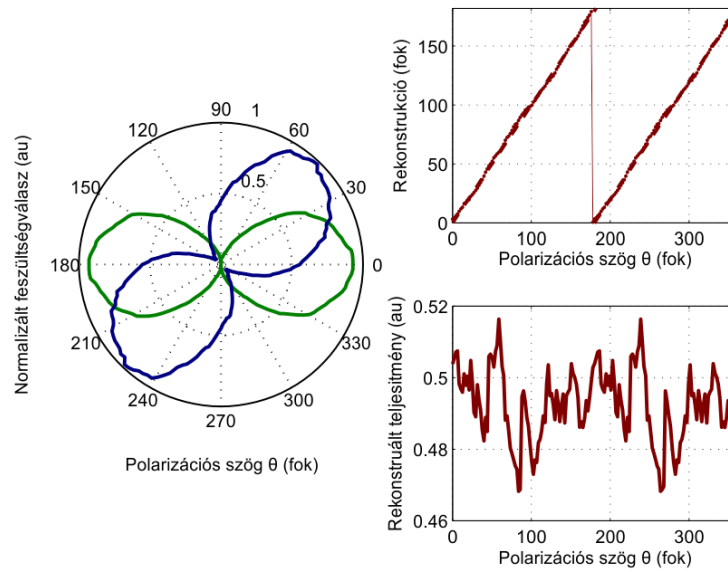
A tranzisztor árammal való ellátása és előfeszítését egy $1\text{ M}\Omega$ terhelő ellenállás és külső feszültségforrás V_{load} biztosította. A szaturáció elérése érdekében a V_{load} értékét változtattam

pozitív és negatív tartományban. Fontos megjegyezni, ahhoz hogy kihasználjam a kereszt dipól antenna erős lineáris polarizáció érzékenységét, megfelelő megoldás kellett a három elektródával rendelkező tranzisztorhoz való csatolásához. A talált megoldásban a 63. ábrán látható módon a kapu szemben elhelyezkedő és a forrás elektródához csatolt antennaágakat induktív csatolással közös föld potenciálra kötöttem. Emellett a kapu antennaágát külső feszültségforráshoz, a nyelő elektródát pedig a terhelő ellenállás mellett annak feszültségét erősítő erősítőhöz. Az, hogy a forrás és a negyedik tranzisztorhoz nem kötött antenna ág DC földön helyezkedik el, elektromágneses viselkedésük szimmetrikus. Azaz a teljes elrendezés hasonlóan viselkedik, mint egy „Y” alakú antenna [87], megtartva a polaritás szelektivitást.



64. Ábra. A karakterizáláshoz és a képalkotáshoz használt optikai elrendezés. A polaritás szelektivitás mérésekor nem volt minta elhelyezve az XY mozgatható mintatartóban, és a detektort forgattam 360° -ban, míg a képalkotásnál a detektor állandó helyzetben tartva a mintatartó képezte le pontról pontra a mintát.

A mérési elrendezés hagyományos, egyszerű refraktív és *wiregrid* polarizátor elemekből épült fel (64. ábra). Az antenna rezonanciafrekvenciáját kiválasztva, 362 GHz-en végeztem a méréseket, 0,8 mW forrás oldali kimenő teljesítménnyel. Elsőként a polarizáció szelektivitást vizsgáltam meg. A mérés során a minta, a forrás, az elrendezés állandó volt, míg az érzékelőt forgattam a detektort és kereszt dipól antennát tartva a fókuszpontban. Elsősorban a két merőleges polarizáltsági érzékenységre adott választ kerestem, ezért egy-egy teljes körbefordulással egyik, majd másik elektródát szaturációban tartva rögzítettem a mérési eredményeket minden diszkrét szögelfordulásnál. A szaturációs feltételt a $V_{GS} = 0,33$ V és $V_{load} = \pm 500$ mV beállításokkal értem el. Ennek eredményeként a $V_{DS} \cong -140$ mV és $V_{DS} \cong +200$ mV alakult ki az ellenkező polaritású esetekben, azaz a szaturáció teljesült. A mérési adatokat standard lock-in technikával rögzítettem 1 kHz-es modulációval és 10 Hz-es mintavétellel. A karakterizálás eredménye az 65. ábrán látható.



65. Ábra. A polaritás szelektivitás vizsgálatának eredménye látható a bal oldali a) ábrán. A görbék színekódolása megfelel az előző ábrának, megkülönböztetve a forrás és nyelő oldali szaturációban rögzített görbékét. A két mérésből rekonstruálva pedig a lineáris polarizáltsági irány és intenzitásérték látható a jobboldali két ábrán. A görbéket 362 GHz-en rögzítettem a detektor egyenletes elforgatásával lineárisan polarizált térben.

Jól érzékelhető a polarizáció irányszelektivitása, mely a kereszt dipól antennáktól várt szinuszoid jelleget veszi fel a két esetre 45° ($\pi/4$ radián) szögelfordulással. Következő lépésként a mérési adatpárokból a lineáris polarizáltság irányszögét Θ és az érzékelt sugárzás teljesítményének (illetve az abból a detektor hatásos felületével arányosított intenzitásának) P_{ac} rekonstruálását dolgoztam ki. Induljunk ki a fenti általános képletből, rögzítve a kapu-forrás feszültséget:

$$V_r(V_{GS(D)}) = k\eta_{S(D)}P_{ac} \quad (31)$$

Az arányossági tényező k ismét a megvalósításra jellemző érték. A polarizáltsági karakterisztikát is figyelembe véve a mérési eredményekhez illeszkedő összefüggést kapunk:

$$V_r(V_{GS}) = k\eta_S P_{ac} (\sin 2\theta + k_S) \quad (32)$$

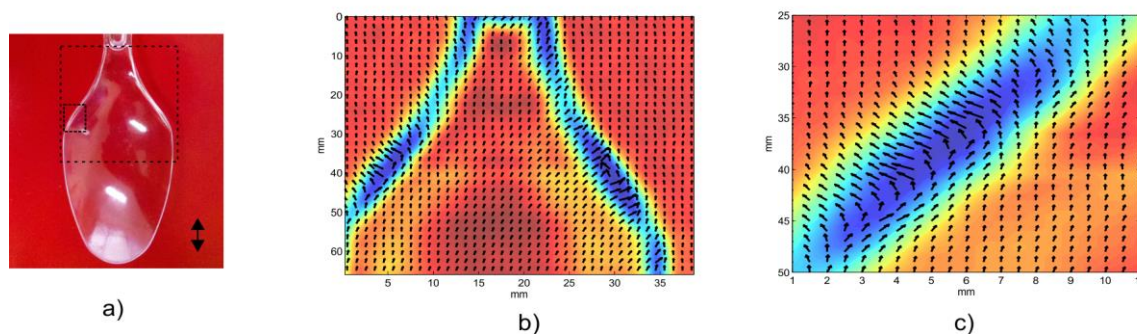
$$V_r(V_{GD}) = -k\eta_D P_{ac} (\cos 2\theta + k_D) \quad (33)$$

A két hasonló összefüggésben a k_S és k_D azt az ideálistól eltérő viselkedést reprezentálja, hogy a parazitahatások miatt nem tökéletes a kereszt polarizált elnyomás. Ennek értékét állandónak találtam változó előfeszítési és sugárzási feltételek mellett. Az egyenletekben szereplő $k\eta_S$ és $k\eta_D$ értékek kalibrálhatóak, mert csak az előfeszítéstől függő értékek. A két egyenletben a fennmaradó ismeretlenek a polarizáltsági szög, és a teljesítmény. A két egyenletből kifejezhetőek kvadrátikus megoldással, azonban a megoldás nem egyértelmű. A polarizáltsági szög egyértelműségének meghatározása hasonló feladat a fázisrekonstrukcióhoz (un. *phase unwrapping* vagy *phase retrieval* [88]). Ezek az eljárások arra épülnek, hogy egy egymáshoz közeli fizikai pontokon felvett fázisértékek nem szenvednek ugrásszerű

értékváltást, ezért egy ismert helyről iteratívan nyomon követhető a fázisváltozás. Ezt a megfontolást alkalmaztam a polarizációs szög rekonstruálására képalkotáskor.

Miután meggyőződtem róla, hogy a felvázolt elmélet alapján megmérhető és rekonstruálható a polarizációs irány és érzékelt teljesítmény, egy megfelelő mintát kerestem a képalkotáshoz. A választásom egy eldobható műanyag kanálra esett. Sajátosan kialakított alakja és tartományonként megvastagított éleinek mérettartománya összemérhető a használt sugárzás milliméter közeli hullámhosszával, anyaga nem abszorbeálja a szub-THz-es sugárzást, azaz várható, hogy a transzmissziós képe polarizációs irányfüggést és szórásból fakadó intenzitáscsökkenést fog mutatni. A képalkotás során a fókuszpont körül a mintát $40\text{ mm} \times 35\text{ mm}$ tartományban $0,5\text{ mm}$ felbontással mozgattam, miközben a detektor mozdulatlan volt. A kapott képek a 66. ábrán láthatóak.

A várákozásnak megfelelően transzmissziós teljesítmény nem változott érdemben, eltekintve a megvastagított éleket. A polarizációs irány hasonlóan változatlan maradt a relatív síkfelületeken, míg erősen eltorzult az élek mentén ($\Theta \approx \pm 40^\circ$). Az elektromos tér elhajlását az élek kettőstörő jellegével indoklom, mely erős anizotrópiája a vastagított vékony élek jelenlétével van kapcsolatban.



66. Ábra. A polarimetrikus vizsgálat mintája látható az a) ábrán, kiemelve két szkennelt részt. A b) ábra mutatja színskálával a rekonstruált mért átmenő teljesítményt 362 GHz-en, valamint vektoriálisan a polarizációs irányt. A c) ábra a szkennelt tartomány egy jellegzetes kiemelt részét mutatja.

3.5.4 Összefoglalás

Ebben a fejezetben azt mutattam be, hogy miként lehet egyetlen tervezérelt tranzisztort alkalmazni arra, hogy csupán a tranzisztor előfeszítésével kapcsolni vagy váltani az elektródákra csatolt különböző antennák által meghatározott sugárzási jellegek közül. A megoldás előnye a több tranzisztort használó, kézenfekvő megoldással szemben az, hogy kompakt antenna és elektronikai szerkezetet tesz lehetővé, közelebb jutva érzékelő tömbök létrehozásához. Ez a megoldás nem szorítkozik csupán polarimetriára. Annak ellenére, hogy a nyelő-forrás közötti jel fáziskülönbség érzékeny eredményt nem mutattam be, meggyőződésem, hogy szerepe lehet további információgyűjtésre, például polarizációs ellipszometria létrehozására.

3.6 Egy lépéses komplex amplitúdójú interferometriai érzékelés

3.6.1 Bevezetés

Anyag- és felületvizsgálatra számos interferometrikus, illetve holografikus eljárás ismert. Ezen eljárások alapja egy tárgy hullám és egy referencia hullám interferenciájából kialakuló interferencia-mintázatok intenzitás és fáziseloszlásának meghatározása. Egy interferencia-mintázat koherens hullámok találkozásánál alakul ki, és különböző eszközök segítségével érzékelhető, illetve rögzíthető interferogramként vagy hologramként. Az interferogram intenzitásának mérése a THz-es tartományban, hasonlóan a teljesítményméréshez, azonosan megoldható, azonban a fázisviszonyok együttes érzékelése, tehát a komplex amplitúdó mérése, már nem triviális. Ebben a fejezetben bemutatom az általam talált megoldást, mely könnyen tervezhető, tömbbe integrálható, és teljes mértékben az antennacsatolt tervezérelt tranzisztoros érzékelőkre épül.

Az antenna csatolt elemi érzékelőket alkalmazó, interferencia-mintázat mérésére épülő vizsgálatok során a vizsgált tárgyról visszaverődő vagy azon átmenő koherens sugárzást (a tárgy hullámot vagy tárgysugarat) kombinálják a megvilágítás eredeti jelével (a referencia hullámmal vagy referenciasugárral) és ezek interferencia-mintázatát érzékelik az elemi érzékelőkből álló elrendezéssel, amelyben az elemi érzékelők példaképpen mátrix-szerűen vannak elrendezve. Az elrendezés így ún. homodin keverést végez a két hullámon [86]. Az ismert megoldások szerint ebben a hullámhossz tartományban az interferencia-mintázatok érzékelését, rögzítését sok esetben körülményesen, például több felvétel kombinálásával vagy a felvételi elrendezés részeinek mechanikai mozgatásával végzik [89][90]. Más eljárásokban több felvétel készítése helyett frekvenciatartománybeli képkötést végeznek pulzus alapú, terahertzes frekvenciájú forrással és piroelektromos vagy elektrooptikailag nemlineárisan viselkedő kristály és hagyományos CCD kamera segítségével [91]. A digitális képkötő kamerák véges fizikai felbontása miatt azonban egyetlen interferencia képből nem lehet teljes mértékben visszaállítani a tárgy hullám tulajdonságait, azaz a tárgyon való visszaverődési vagy elnyelési jellemzőket és a tárgy hullám referencia hullámhoz viszonyított fáziseltolódását, azaz az ún. komplex tárgy hullámot [92].

A másik széleskörűen elterjedt megoldás szerint a referencia hullám fázisát szabályozzák úgy, hogy annak futási útvonal hosszát mechanikailag módosítják; ilyenek példaképpen a Michelson interferométerek. Ez az eljárás laboratóriumi körülmények között pontos eredményt ad, azonban mindennapos használata körülményes és lassú [89][90].

Egy másfajta ismert megoldás szerint egy időben készítenek több interferencia képet úgy, hogy az érzékelőket csoportokba osztják és az egyes csoportok egymástól különböző fázistolású képeket érzékelnek; ez az ún. fázistolásos holográfia. A fázistolásos holografikus felvételi mód előnye a példaképpen fotólemezen készített hologramok esetében alkalmazott,

csupán intenzitásmérésen alapuló holográfiához képest, hogy fázistolásos holográfia alkalmazásával a komplex tárgyhullám nagyobb térbeli felbontással állítható vissza. A digitális holográfiában ezért a fázistolásos holográfiai eljárást részesítik előnyben. Az egymástól különböző fázistolású csoportok lehetnek egyetlen, hologram készítésére alkalmas érzékelő tömbön kialakítva – ez az ún. térbeli multiplexelés (térosztási) módszere [93] –, illetve több érzékelő tömbre szétosztva [94][95]. A komplex tárgysugár visszaállítása érdekében célszerűen a fázistolások csoportonként kvadrátúra jellegűek, azaz 90° egész számú többszörösei.

Számos tanulmány foglalkozik azzal, hogy hány interferencia és hány egyedileg mért tárgy- és/vagy referenciahullám mérést szükséges elvégezni ahhoz, hogy a tárgyhullámot megfelelő minőségben vissza lehessen állítani. Értelmszerűen a független mérések számával az eredmény pontossága is javul. Ismert az ún. *four step quadrature* (négylépéses kvadrátúra) módszer [94], amely szerint négy kvadrátúra interferencia mérést végeznek 0° , 90° , 180° , 270° fázistolással. Ismert továbbá az ún. *two step quadrature* (kétlépéses kvadrátúra) módszer is, amelynek során két, 0° és 90° fázistolású interferenciamérést és egy referencia intenzitásmérést végeznek [96][97][98]. A két utóbbi cikkben térbeli multiplexelés elrendezésű, hologramok rögzítésére alkalmas optikai elrendezéseket ismertetnek. A dokumentumok szerinti elrendezésekben a hologram érzékelésére alkalmas érzékelő elé a tárgy- és referencia nyalábok útjába egy polarizációs mátrix van helyezve annak érdekében, hogy az érzékelő szomszédos pixelei eltérő polarizációjú és/vagy polarizációs irányú komponenseket érzékeljenek és rögzítsenek. A dokumentumok szerinti elrendezések mindegyike lehetővé teszi egy interferencia-mintázat intenzitás- és fáziseloszlásának meghatározását.

A térbeli multiplexelés módszert bemutató dokumentumok kizárólag az optikai hullámhossztartományban történő interferencia-mintázat érzékeléssel és hologram-készítéssel foglalkoznak, míg a látható fénytől eltérő típusú hullámok holográfiai alkalmazására nem térnek ki. A látható fény, azaz optikai hullámhossz tartományban bemutatott térbeli multiplexelés módszerek nagy hátránya, hogy a rögzített interferencia képek a technológiaiilag korlátozott, hullámhossznál nagyobb érzékelő-pixelek alkalmazása következtében alulmintavételezettek lesznek. Az interferencia-mintázat egy pixelének mérete így többszörösére, a tanulmányok szerinti példában négyszeresére növekszik, ami korlátozza a tárgyról készült kép részletességét. Az alulmintavételezés nem csupán technológiai nehézség és nem csak polarizációs mátrix alkalmazásakor jelentkezik: a [93] szerinti megoldásban például, amelynél a különböző polarizációs irányú felvételek készítése során optikai rácsot alkalmaznak, a megoldás működőképességének biztosítására az optikai rács osztásának meg kell haladnia a hullámhossz méretét.

Az ismert megoldások fényében kidolgoztam egy olyan elrendezést, amely alkalmas THz tartományba eső elektromágneses hullámok interferencia-mintázatának érzékelésére. Az interferencia-mintázat intenzitás- és fáziseloszlása az érzékelt információk alapján

meghatározható az elemi érzékelők által alkotott elrendezés mozgatása nélkül [15]. A megoldást szabadalommal is levédtük [16]. A felismerés lényege, hogy antenna csatolt elemi érzékelőket alkalmazva, cirkuláris és lineáris polarizációjú antennák kombinációjával az interferencia-mintázat intenzitás- és fáziseloszlása meghatározható az érzékelt információkból. Ehhez az interferencia-mintázat érzékelésére szolgáló eljárás során a tárgy hullámként és a referencia hullámként koherens és egymásra ortogonálisan polarizált hullámokat használtam. A mikroelektronikai megvalósítás szempontjából vastag, kellően nagy dielektromos állandójú hordozó felületre (pl. szilícium) integráltan vannak kialakítva, így az interferencia-mintázat alulmintavételezése elkerülhető.

3.6.2 *Elmélet*

Az alapgondolat az, hogy alkalmazzak lineárisan polarizált objektum és referencia megvilágítást egymásra ortogonális polarizációs síkkal, majd az interferenciaképet integrált antennákkal csatoljam a tervezérelt tranzisztor érzékelőhöz. Ellentétben a korábbi fejezetekkel, nem a tranzisztort használom a fázisviszonyok leképezésére, hanem az antennák formáját és elrendezését használom ki. Azaz lineárisan és cirkulárisan polarizált antennákat alkalmazok [100][101].

Két merőleges lineárisan polarizált koherens sugárzás szuperpozíciója megjelenhet, mint lineáris, elliptikus, vagy cirkulárisan polarizált sugárzás jobb vagy bal kiralitással, azok fáziskülönbsége alapján. Az antenna elhelyezkedése és polarizáció szelektivitása fogja meghatározni azt, hogy mekkora teljesítményt csatol az érzékelő felé. A megfelelő fázisban eltolt interferencia intenzitás értékeket azzal érem el, hogy a lineárisan és cirkulárisan polarizált antennákkal érzékelem a lineáris, elliptikus, vagy cirkulárisan polarizált sugárzást. Például egy lineárisan polarizált antenna (dipól, patch, csokornyakkendő) párhuzamosan az egyik beérkező sugárzás (pl. referencia) polarizációs síkjával képes lesz kizárólag azt csatolni, elnyomva a másik (pl. objektum) sugárzás érzékelését. 45° -ban illesztett esetben ugyanaz az antenna a két sugárzás lineáris kombinációját csatolja. A cirkulárisan polarizált antennák (pl. spirális antennák) a merőlegesen polarizált sugárzás egyik komponensét 90° -os fáziseltolással szuperponálja. A következőkben az érzékelt jel komplex amplitúdóját a beérkező sugárzás és az antennák elhelyezése és fázistolásának leírásával kötöm össze. Ennek a formalizmusát [101] a következőkkel írom le: $\hat{\rho}^A$ és $\hat{\rho}^I$ az antenna és a beérkező hullám polarizációs vektorai, valamint $\hat{h}$ és $\hat{v}$ vízszintes és függőleges irányú ortogonális egységvektorok. A különböző antennatípusok különböző polarizáltsággal csatolják a beérkező sugárzást. Három esetet különböztetek meg az egyszerűbb írásmód érdekében:

- Lineárisan polarizált antenna párhuzamos valamely objektum vagy referencia polarizációs síkkal (LP a továbbiakban)
- Lineárisan polarizált antenna, $\pm 45^\circ$ -ban illesztett (diagonális LP, DLP)

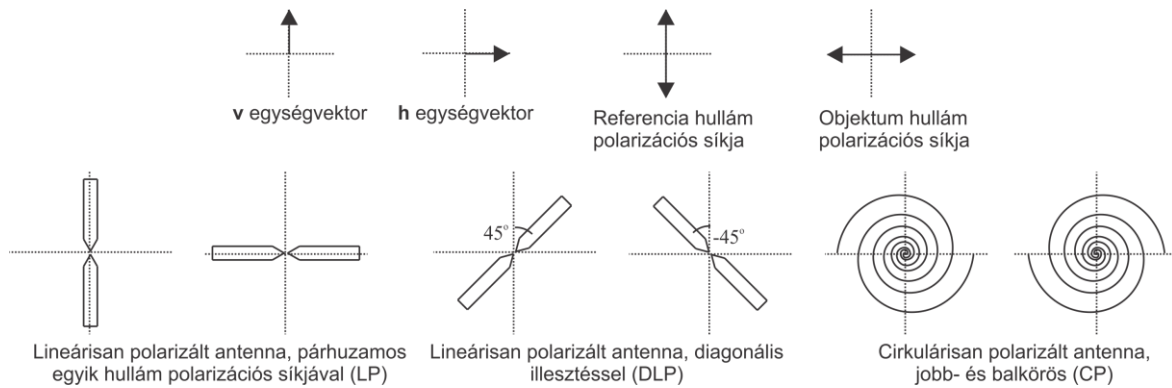
- Cirkulárisan polarizált antenna (CP).

$$\hat{\rho}_{LP_h}^A = \hat{\mathbf{h}}, \text{ vagy } \hat{\rho}_{LP_v}^A = \hat{\mathbf{v}} \quad (34)$$

$$\hat{\rho}_{DLP}^A = (\hat{\mathbf{h}} \pm \hat{\mathbf{v}})/\sqrt{2} \quad (35)$$

$$\hat{\rho}_{CP}^A = (\hat{\mathbf{h}} \mp j\hat{\mathbf{v}})/\sqrt{2} \quad (36)$$

A cirkulárisan polarizált antenna forgatásának előjele függ annak jobb- illetve balkörösségétől (RHCP ill. LHCP). A jobbkörösséghez tartozó előjel negatív. A DLP és CP antennák előjele akkor fordul meg, ha azokat a $\hat{\mathbf{v}}$ tengely mentén tükrözzük. A 67. ábra illusztrálja a jelölésrendszert.



67. Ábra. A különböző antennatípusok és a használt egységvektorok, referencia és objektum hullám polarizációs síkjainak illusztrálása.

Az antenna síkjára merőleges érkező sugárzás jellemzőit hasonlóan tudjuk leírni E_h és E_v elektromos térerő nagysággal a két egységvektor irányában. A két komponens fáziskülönbségét jelöljük $\delta \in [-\pi, \pi]$ -vel:

$$\hat{\rho}^I = E_h \hat{\mathbf{h}} + E_v \hat{\mathbf{v}} e^{j\delta} \quad (37)$$

Végül az adott elektromos tér, adott antennán csatolva arányos lesz $u_{ac}^{GS} \propto \hat{\rho}^A \hat{\rho}^I$ szorzattal. Ezt kifejezve kapjuk meg a különböző kombinációk csatolási összefüggéseit:

$$u_{LP_h}^{GS} = \hat{\rho}_{LP_h}^A \hat{\rho}^I = E_h, u_{LP_v}^{GS} = E_v \quad (38)$$

$$u_{DLP}^{GS} = \hat{\rho}_{DLP}^A \hat{\rho}^I = (E_h \pm E_v e^{j\delta})/\sqrt{2} \quad (39)$$

$$u_{CP}^{GS} = \hat{\rho}_{CP}^A \hat{\rho}^I = (E_h \pm jE_v e^{j\delta})/\sqrt{2} \quad (40)$$

A két antenna ágat a detektor tranzisztor forrás és kapu elektródáját csatolva jelöltem. Mint ahogyan a korábbi fejezetek modellezésében kifejtettem, a tervezérelt tranzisztor, mint teljesítménydetektor kezelhető (5). A következőkben a jobb átláthatóság kedvéért ideális csatolási viszonyokat, $\eta_{S,G} = 1, \eta_D = 0$ feltételezést használom, azaz $V_r^{GS} = kP_{ac}$, $P_{ac} \propto$

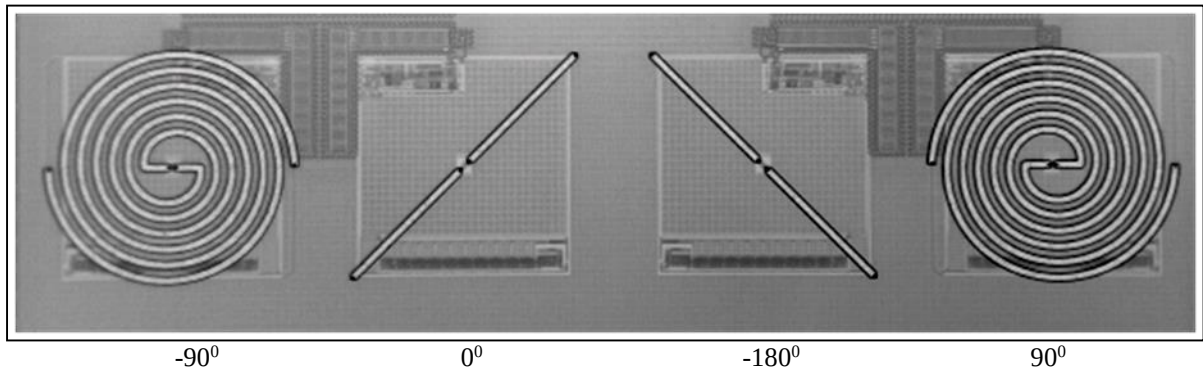
$(u_{ac}^{GS})^2$. Ebbe a képletbe helyettesítve a csatolt térerőt és az objektum és referencia sugárzás illesztett polarizációs irányát ($E_{obj} := E_h$, $E_{ref} := E_v$) kapjuk:

$$V_{LPh}^{GS} = kP_{obj}, V_{LPv}^{GS} = kP_{ref} \quad (41)$$

$$V_{DLP}^{GS} = k \left\{ \frac{P_{obj}}{2} + \frac{P_{ref}}{2} \pm \sqrt{P_{ref}P_{obj}} \cos \delta \right\} \quad (42)$$

$$V_{CP}^{GS} = k \left\{ \frac{P_{obj}}{2} + \frac{P_{ref}}{2} \pm \sqrt{P_{ref}P_{obj}} \sin \delta \right\} \quad (43)$$

Tehát megfelelő antenna választásával és tükrözésével elkülönítve mérhetővé válik a referencia, objektum teljesítmény, és azok az teljesítményértékek, melyek megfelelnek az objektum és a referencia sugár $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ radián ($0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$) fázistolású interferenciájából adódnak. A bevezetőben leírt több lépéses kvadratúra eljárásoknak pontosan ilyen jellegű mérésekre van szükségük a komplex amplitúdó meghatározásához. A korábban bemutatott chipben [10][11] több ilyen antennát integráltunk, amelyek egy részlete a lehetséges fázistolásokkal a 68. ábrán látható.



68. Ábra. Áramköri elrendezés látható feltüntetve a lehetséges referenciahullám fázistolásait, mellyel az interferenciakép érzékelhető.

Fontos különbséget tenni a csupán polarizáció irányára érzékeny antennára épülő megoldásoktól. Egyszerű esetként, egy lineárisan polarizált antenna és csatolt teljesítményérzékelő válasza $\cos^2 \delta$ -el arányos, egy önmagában álló cirkulárisan polarizált antenna pedig érzéketlen lenne a polarizáltság irányára. Azaz mindkét eset alkalmatlan lenne önmagában arra, hogy a teljes 2π radián szögeltérést egyértelműen meg tudjuk mérni.

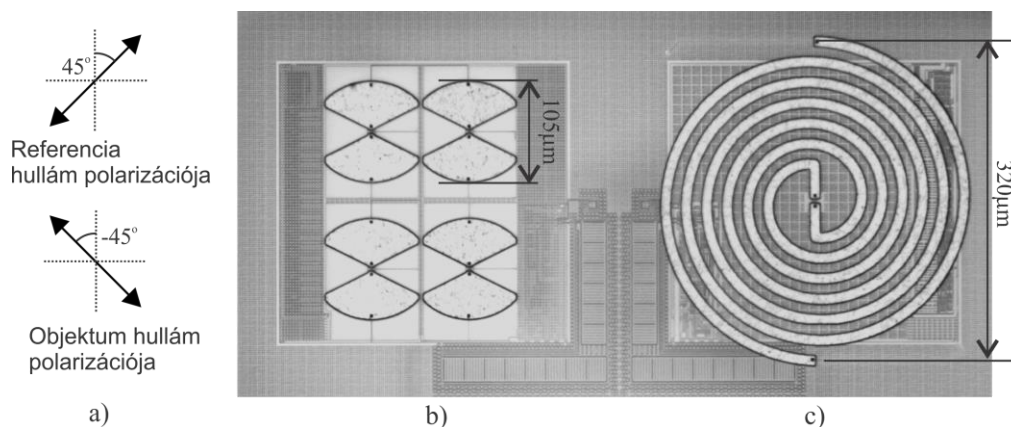
3.6.3 Fizikai elrendezés

A megfelelő antennák kiválasztásával elérhető az integrált térbeli multiplexelés egy lépéses kvadratúra interferogram felvétele. Ezzel azonban felmerül a térbeli multiplexelés megoldás hátránya, az alulmintavételezés. Ebben a kérdésben segítségünkre siet egy egyszerű tény, nevezetesen az, hogy a fókuszálás és így a megkülönböztethető pontok távolsága a fókusz síkban nagyobb a szorosan integrált antennák távolságánál. Eredményképpen az alulmintavételezési probléma lényegesen kisebb, mint az optikai tartományú térbeli

megoldásoknál hiszen a fókuszpont méretében akár több tucat antenna elhelyezhető. A meglátáshoz tartozó elemzés a 0 fejezetben található.

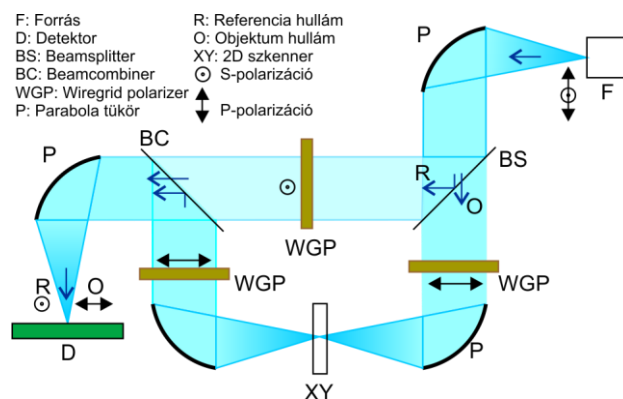
3.6.4 Gyakorlati igazolás

Kétlépéses kvadratura fázistolásos példát választottam [96] a gyakorlati kísérletekben. A mérésben egy PMMA (akril üveg) equikonvex alakú kézi nagyító optikai úthosszát mértem meg 360 GHz -en ($\lambda_{360\text{GHz}} = 0,833\text{ mm}$). A két, 90° -al eltolt referencia hullámú interferenciaképet egyidejűleg rögzítettem, melyhez egy Archimedean spirál és egy négy sorba kötött csokornyakkendő antennát használtam fel, mint cirkulárisan és lineárisan polarizált antennákat. A két antenna mikrofotója a 69. ábrán látható. A választás a sorba kötött csokornyakkendő antennákra a szélessávú működés és nagyobb érzékenység miatt esett. A két antenna erősített érzékenysége $18 \frac{\text{kV}}{\text{W}} @ 360\text{ GHz}$ és $5 \frac{\text{kV}}{\text{W}} @ 360\text{ GHz}$ volt.



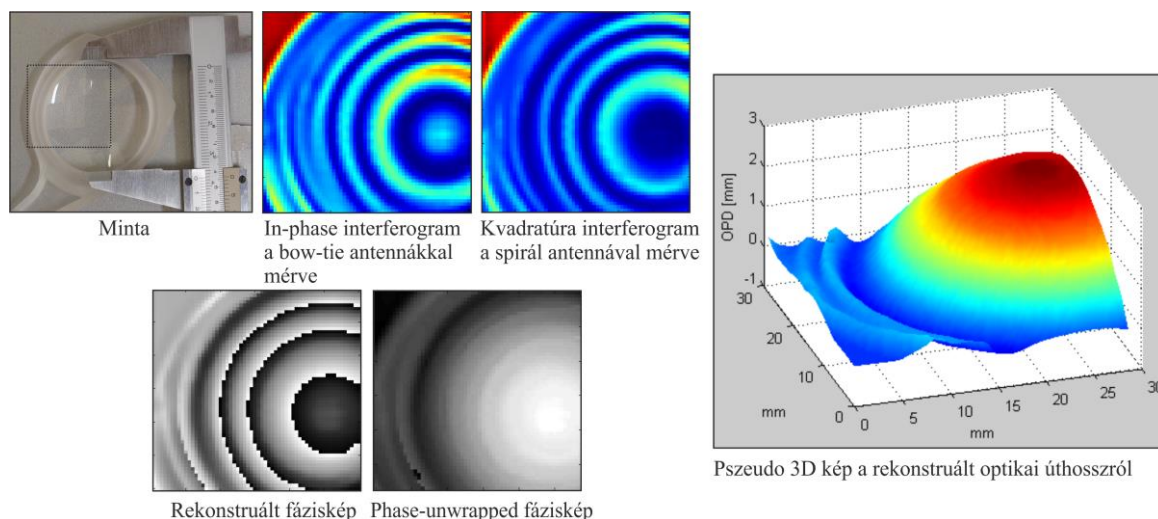
69. Ábra. A kétlépéses kvadratura interferogram példában használt lineárisan és cirkulárisan polarizált antennák. A b) részleten szereplő négy antenna sorba kötött feszültségválasztát használtam fel. A példában 360 GHz -es sugárzást használtam, mely szabadtéri hullámhossza közel 1 mm .

A transzmissziós mérési elrendezés összetettebb volt, mint a korábban bemutatottak: egy VDI CW sugárforrásból, *off-axis* parabola tükrökből, *wire-grid* polarizátorokból, HRFZ szilícium *beamsplitter* és *beamcombiner*-ből, valamint egy 2D motorizált mintatartóból. Az elrendezés a 70. ábrán látható. A forrás lineárisan polarizált sugárzását két ágra bontottam egy *beamsplitter*-rel. A referencia hullám S-polarizáltságát egy wiregrid polarizátorral határoztam meg. Az objektum hullámot fókuszáltam ($FWHM \approx 2,3\text{ mm}$). A két hullámot ismét egy útvonalon egyesítettem és a detektorra fókuszáltam. A detektor 45° -os szögben volt elforgatva a két antenna közös középpontja körül. A referencia hullám detektorra eső teljes teljesítménye $5,5\mu\text{W}$ volt. A mintavételezési idő 10 Hz volt, míg a lock-in detekcióban alkalmazott modulációs frekvencia 5 kHz .



70. Ábra. A kétlépéses kvadratura interferogramm példában használt optikai elrendezés.

A vizsgált lencse átmérője 38 mm volt, fókusz távolsága pedig 65 mm @ 360 GHz -en. Fizikai vastagsága $2,3 \pm 0,05\text{ mm}$ a kerület mentén és $6,5 \pm 0,05\text{ mm}$ az optikai tengelyén. Az anyag refraktív indexe $n_{360\text{GHz}} = 1.57 \pm 0.05 @ 360\text{GHz}$. A lencsét a mozgatható mintatartóra helyeztem és egy $30\text{ mm} \times 30\text{ mm}$ -es tartományát szkenneltem a fókuszpont körül 0.5 mm felbontással. A két interferogram és a minta a 71. ábrán látható. A referenciasugár teljesítményének és a két interferogramnak az ismeretében az objektum sugár teljesítménye, majd a fázisviszonyai rekonstruálhatóak [96]. A fázisképet ezután kisimítottam (*phase-unwrapping*). A teljes fáziskülönbség a lencse szélé és közepe között $\delta = 18,7 \pm 0,2$ radián volt, ami megfelel $2,47 \pm 0,025\text{ mm}$ optikai úthossznak, illetve $\frac{\delta \lambda_{360\text{GHz}}}{\{2\pi(n_{360\text{GHz}}-1)\}} = 4,35 \pm 0,4\text{ mm}$ fizikai vastagság becslésnek. Ez az érték közel azonos a mért $4,2 \pm 0,1\text{ mm}$ vastagságkülönbségnek. Az eredmények a 71. ábrán láthatóak.



71. Ábra. A kétlépéses kvadratura interferogramm módszerrel rekonstruált optikai úthossz meghatározása 360GHz -en. Látható a PMMA (akril üveg) lencse és annak $30 \times 30\text{ mm}$ -es szkennelt része, a két fázisban készült interferogram, a rekonstruált és fázis *unwrapped* fáziskép, valamint a rekonstruált optikai útvonalhossz.

3.6.5 Összefoglalás

Összefoglalva bemutattam, hogy cirkulárisan és lineárisan polarizált antennákkal csatolt tervezérelt tranzisztorttal lehetőség van egyidejűleg négy (minimálisan kettő vagy három) kvadrátúra fázistolású interferogramokat rögzíteni, illetve az objektum és referencia sugarak teljesítményét. A megoldás előnye, hogy nincsen szükség más technikákban felmerülő pontos hullámfront döntésre és az integrált antennák méretcsökkenése miatt a látható tartományban használt térbeli multiplexelés megoldások alulmintavételezési problémája is érdemben kisebb.

3.7 Jel-zaj viszony javítása többszörös antenna csatolt detektorral

3.7.1 Bevezetés

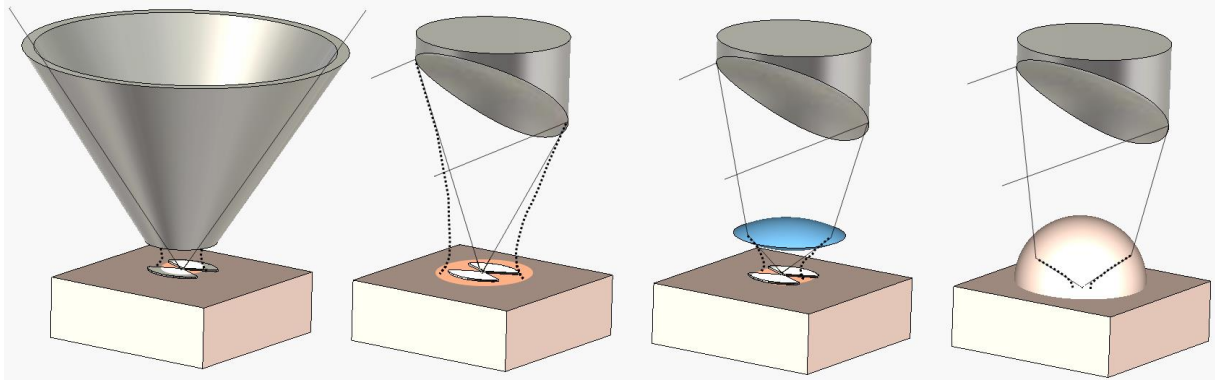
A THz tartományú képpalkotó rendszerek valódi képpont száma jellemzően kevesebb magánál a létrehozott képénél. A publikált legnagyobb képpontszámú célzottan erre a tartományra készült kamerák képmérete 64×64 – 130×190 (gyártók: Terasense USA, Traycer USA, Agiltron USA, University of Wuppertal-IEMN-STm Német-Francia közös projekt, INO Canada). Az ennél szélesebb, magasabb képek létrehozására vagy a tárgyat vagy a kamerarendszert mozgatják, pásztázva a kívánt felületet. Megemlíthetők a hűtött bolometrikus detektorok is, melyeknél a kép mérete 320×240 tartományú (pl. NEC Corporation Terahertz Imager IRV-T0831). Képpalkotási szempontból ezek az elrendezések jellemzően alacsony numerikus apertúrájú optikával rendelkeznek, azaz az egymástól megkülönböztethető leképzett képpontok távolsága a képsíkban nagyobb a hullámhossznál. Ez alól kivételt jelentenek a *solid immersion* lencsékkel (SIL) integrált érzékelők. A kis numerikus apertúra oka a komplex optikai elrendezések hiánya, melyek szférikus, kromatikus, képmező elhajlású, stb. torzításmentes képet tudnának leképezni. Egyetlen detektor használata esetén azonban ez a hiba nem játszik szerepet, így nagy numerikus apertúra előnyösen használható fókuszálva a rendelkezésre álló teljesítményt a detektor hasznos felületére.

Az elektromágneses hullámok csatolásakor a rezonancia kihasználása kézenfekvő, hasonlóan egyéb RF rendszerekhez. Azonban az integrált antennák rezonáns mérete szükségszerűen kisebb, mint az ugyanolyan hullámhosszhoz tartozó szabadtéri hullámhossz a felhasznált nagy dielektromos állandójú hordozók hatása miatt. Kombinálva a kis numerikus apertúrát és a hullámhossz alatti antenna méretet, érdemi méretkülönbség adódik. A rádiófrekvenciás technológiákban több aktív vagy passzív elemmel (pl. fázisvezérelt antennarácsok vagy a Yagi-Uda antenna) hidalják át a különbséget. Ezek a struktúrák azonban korlátozottan érhetőek el az integrált áramköri megoldásokban a méretbeli határok és a síkbeli technológia miatt. A fejezetben bemutatom azt, hogy elektromosan sorba kötött érzékelő antenna párok miként javítják a jel-zaj viszonyt kihasználva a hordozó felületét [17].

3.7.2 Fókuszpont és rezonáns antenna méretkülönbsége

Gyakori a THz képpalkotásban az egyszerű reflektív elemek használata (pl. *off-axis parabola*, cassegrain teleszkóp elrendezés), mivel nem okoznak hullámhosszfüggő torzulást és belső reflexiókat. A detektor közelében pedig további fókuszáló elemet találhatunk, mint például egy kollimáló nagy refraktív indexű félgömb lencse. A jellemző numerikus apertúrát egy egyszerű lencses vagy parabolatükrös elrendezésben $NA \approx 0.05 - 0.4$ tartományra becsülhetjük (72. ábra). A fókuszpont alakját Gauss-i burkolóval és méretét jellemezve a fél-maximumnyi átmérő (*full width at half maximum*, FWHM), felhasználva a $FWHM =$

$0.51\lambda/NA$ összefüggést egy tetszőleges λ hullámhosszra, a fenti NA tartományra $FWHM \approx 1.25\lambda - 10\lambda$ adódik.



72. Ábra Jellegzetes fókuszálási elrendezések.

A rezonáns antennák hossza jelentősen függ azok környezetének dielektromos állandójától [101]. Egy hordozón megépített rezonáns antennák mérete egyszerűen megbecsülhető. Tekintsünk egy veszteségmentes, a hullámhossznál lényegesen vastagabb hordozót (mely az integrált áramkörök esetén adott), melynek dielektromos állandója legyen ϵ_{sub} . Az ennek felületén elhelyezett antenna fölötti tér ne legyen beborítva (azaz szabad tér), $\epsilon = 1$. Például a szabadon álló ideális dipól antenna esetében a teljes hossza $L \cong \lambda_0 / (2\sqrt{\epsilon_{vacuum}})$, azaz a vákuumban mért λ_0 hullámhossz fele. Tekintsünk ugyanezt az antennát, mely azonban a fent említett hordozón fekszik. Ezzel a rezonáns hossz módosul, mivel az antennát körülvevő hordozó-vákuum ϵ_{eff} effektív dielektromos állandója is változik:

$$\epsilon_{eff} \cong \frac{\epsilon_{sub} + \epsilon_{vacuum}}{2} \quad (44)$$

Ezzel a rezonáns antennahossz $L_{eff} \cong \lambda_0 / (2\sqrt{\epsilon_{eff}})$ lesz. A gyakorlatban legtöbbször felhasznált integrált THz tartományú antennák hordozója szilícium vagy GaAs. Ezek dielektromos állandója ebben a hullámhossztartományban $\epsilon_{Si} \cong 11,7$ és $\epsilon_{GaAs} \cong 12,95$. A két hordozón $L_{eff} \approx \lambda_0/5$ adódik, azaz egy-egy rezonáns antenna hossza a vákuumban mért hullámhossz ötöde! Megjegyzendő, hogy a frekvencia növekedésével a behatolási mélység csökken (*skin depth*) a Drude modell szerint jó közelítéssel $\delta \propto 1/\sqrt{f} \propto \sqrt{\lambda}$ egészen a távoli infravörös tartományig (DC...10 THz) [99]. Efölötti frekvenciákon pedig ennél kisebb ütemben csökken függően pl. a felszíni érdességtől. A csökkenő behatolási mélység pedig növekvő ellenállást és veszteséget okoz. Emiatt az optimális antennaméret tovább csökken, tehát a fenti rezonáns antennahosszra tett becslés felső becslés.

Vegyük észre, hogy a fókuszpont átmérője és az antenna hossz aránya hullámhossz függetlenné válik:

$$\kappa = \frac{FWHM}{L_{eff}} = \frac{0.51\lambda}{NA} \bigg/ \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \approx \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{NA} \quad (45)$$

Árnyalja a képet az, hogy több antenna egymás mellé helyezése befolyásolja azok működését. Az antenna tömbök gyakorlatából és saját szimulációs tapasztalatomból az antennák ismétlődési távolságára $D \approx 0,7\lambda/\sqrt{\varepsilon_{eff}} \dots 0,9\lambda/\sqrt{\varepsilon_{eff}}$ becsléssel élhetünk a tipikus csokornyakkendő, patch vagy dipól antennák esetében. Ehhez közeli ismétlődési arány biztosítja, hogy az antennák effektív (hatásos) felülete ne fedjen át. Így a fenti összefüggés antenna tömbbel közelítve:

$$\kappa_D = \frac{FWHM}{D} \approx 0.6 \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{NA} \quad (46)$$

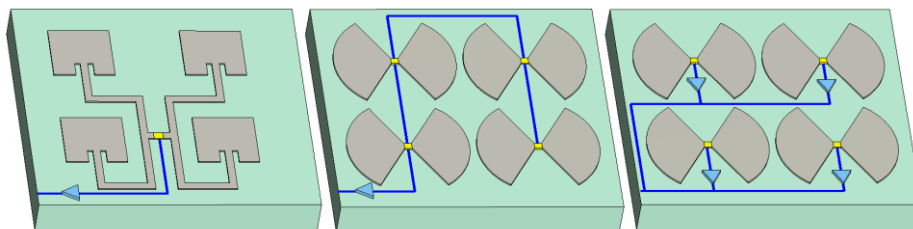
Végül, fejezzük ki a felszínek arányát, a hossz és ismétlődési távolság helyett:

$$\kappa_A = \frac{\pi FWHM^2}{4D^2} \approx 0.25 \frac{\varepsilon_{eff}}{NA^2} \quad (47)$$

A gyakorlati szilícium hordozót nézve és egy $NA=0,25$ lencsét (azaz a lencse átmérőjének közel kétszerese annak fókusztávolsága), $\kappa_A = 25$ adódik. Azaz akár 25 darab antenna és detektort integrálhatnánk a fókuszpontba, anélkül, hogy a maximum felénél kisebb jelet érzékeljenek.

3.7.3 Sorosan csatolt detektorok

A következő praktikus kérdés az, hogy miként összegezzük több detektor választ egy integrált áramkör esetén. A gyakorlatban azonban nem csupán a jelek, hanem értelemszerűen a detektorok zaja (a tervezérelt tranzisztorok árammentes esetében ez dominánsan a csatornaellenállás termikus zaja) és a jelek erősítésére, jelkondicionálásra használt elemek zaja is összegződik. Számos lehetőség adódik (a teljesség igénye nélküli változatok láthatóak az 73. ábrán). A rádiófrekvenciás összegzés (az antenna tömbök elméletéből ismert módon) a számottevő veszteségek miatt ebben a frekvenciatartományban a mikrotechnológiai gyártáskor használt nagy veszteségű hordozók miatt nem elterjedt megoldás. Egyedi erősítővel láthatjuk el a detektorokat, ezzel megjelenik a többszörösen használt erősítők zaja, illetve a kézenfekvő megoldás a detektorok sorba csatolása [103].



73. Ábra. Több antenna csatolt detektor (világos, sárga pontok az antennák talppontjánál) és erősítők néhány lehetséges jelösszegzése.

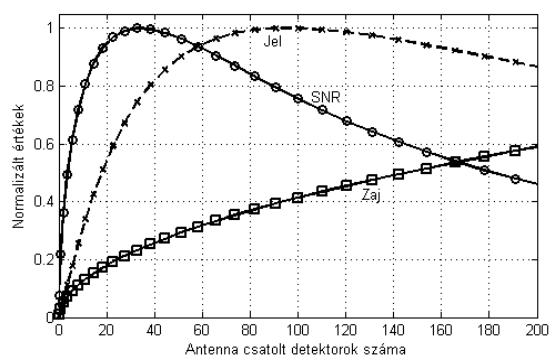
A korábbi fejezetekben bemutattam, azt, hogy a tervezérlésű tranzisztorok válasza alacsony frekvencián előfeszítés nélkül közelíthető egy feszültséggenerátorral és soros ellenállással. Tehát N detektor V_r válasza azonos beeső teljesítmény mellett sorosan összegeve NV_r lesz, tekintettel a detektorok nem fázisfüggő teljesítmény arányos korrelálatlan

eredményére. Az egyedi termikus zaj V_{RMS} összege pedig $\sqrt{N}V_{RMS}$, a szintén korrelálatlan termikus fehérzaj miatt. Azaz a jel-zaj viszony változása N detektor esetén $SNR_N = NV_r/\sqrt{N}V_{RMS} = \sqrt{N}SNR_1$, ahol SNR_1 az egy detektorra vonatkozó jel-zaj viszony.

Összeállítva a nagy fókuszpont körül elhelyezett több detektort, mely az érzékelt teljesítményt növeli a felbontóképesség függvényében és a sorba kötött detektorok javuló jel-zaj viszonyát láthattuk, hogy egyértelműen javítható az egyedi detektorok használhatósága.

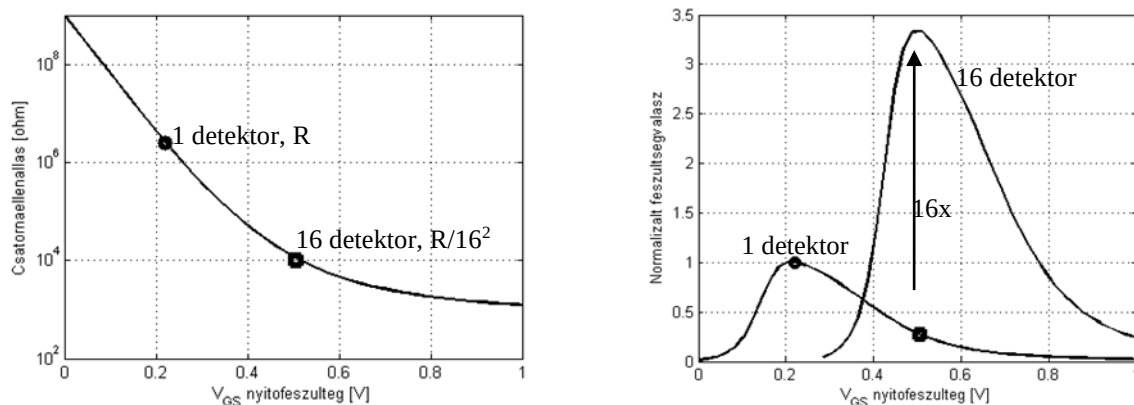
Azonban egy fontos gyakorlati korlátot jelent a sorba kötött detektorok ellenállása. A kisfrekvenciás $1/f$ jellegű flicker zajok elnyomására a modulált sugárzás és lock-in technika terjedt el. Ehhez a technikához a detektorok kisfrekvenciás (kHz nagyságrendű) frekvenciamenetét a saját ellenállásuk és terhelésük nem korlátozhatják. Ezt a korlátot egyszerűen kezelhetjük. A növekvő soros ellenállás és kapacitív terhelés $f = 1/(2\pi RC)$ elsődrendű vágási frekvenciája Elmore közelítéssel $f_N = 1/(2\pi RCN^2)$. Ha rögzítjük, az összehasonlíthatóság kedvéért a moduláció frekvenciáját, akkor a tárgyalt tervezérelt tranzisztor-detektorok esetében csökkentenünk kell a tranzisztorok csatornaellenállását ahhoz, hogy a teljes sor frekvenciamenete ne változzon (a terhelő kapacitást tekintjük állandónak, mivel a vezetékezés és erősítő bemeneti kapacitása jellemzően lényegesen nagyobb a kisméretű detektor-tranzisztorokénál). A csökkenő csatornaellenállás növekvő V_{GS} nyitófeszültséggel érhető el, ami azonban csökkenő válaszjelet eredményez. Mivel a detektor tranzisztor csatorna ellenállása $r_{SD}(V_{GS}) \sim 1/(V_{GS} - V_{th})$, a feszültségválasz (érzékenység) pedig $V_r(V_{GS}) \sim 1/(V_{GS} - V_{th})^2$ jelleget követ növekvő nyitófeszültségnél, ezért nagyobb ütemben csökken a válasz, mint az ellenálláscsökkenés. Tehát egy bizonyos megvalósításban, antenna méretben és ismétlődési távolságon belül található olyan detektorszám és nyitófeszültséggel megtalálható optimum, mely a legnagyobb jel-zaj viszonyt szolgáltatja egyenletes beeső intenzitás mellett.

A 3.4.8 fejezetben bemutatott integrált áramkör zaj és érzékenységi modelljét felhasználva a 74. ábrán tudom a jelenséget illusztrálni. A jel-zaj viszony 30-40 közötti darabszámú sorba kötött detektornál érné el a maximumát.



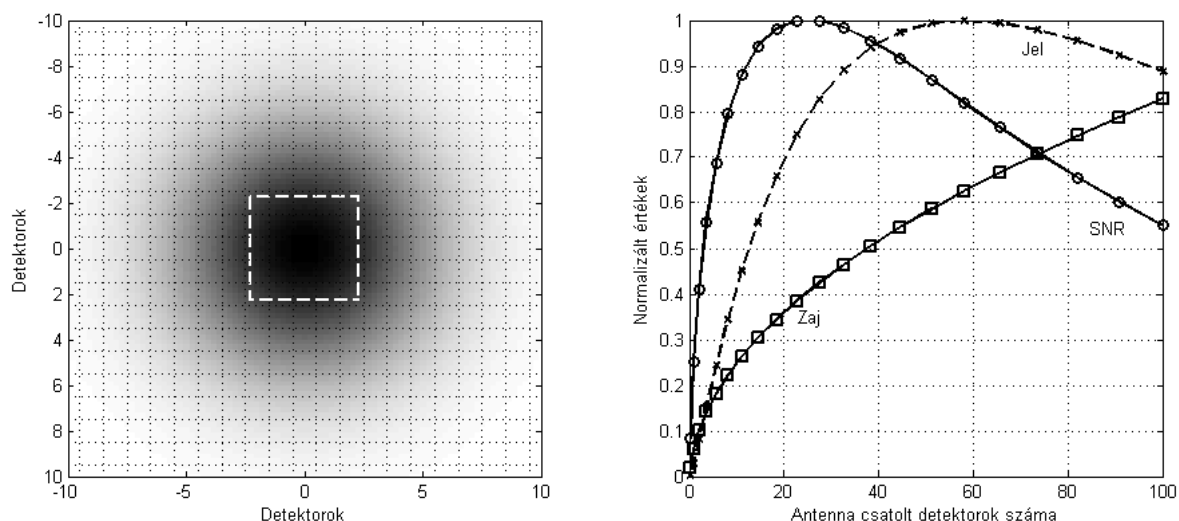
74. Ábra. Sorba kötött tervezérlésű tranzisztor detektorok számának hatása az összegzett jelre, zajra és jel-zaj viszonyra azonos RC időállandót adó tranzisztor nyitófeszültséget beállítva.

Az ábrán látható, hogy a négyzetgyökösen növekvő termikus zajt nem követi az összegzett jelválasz, mert a növekvő időállandót kompenzálni kellett a megnövelt nyitófeszültséggel, következésképpen csökkenő érzékenységgel. Ez a csökkenés a 74. ábra példáján a „jel” görbén megfigyelhető. További illusztrációként a 75. ábra bemutatja a nyitófeszültség és csatornaellenállás viszonyát. A jobboldali részábrán látható módon a sorba kötött érzékelők nem arányos, kisebb feszültségválaszt eredményeznek a rögzített modulációs frekvencia mellett csökkenő időállandó miatt.

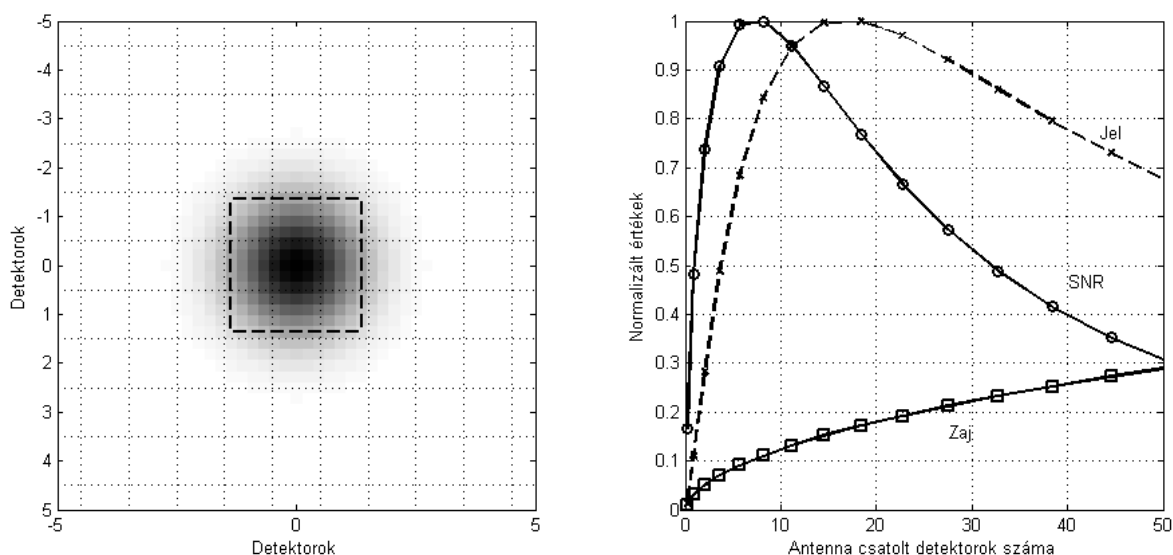


75. Ábra. Csatornaellenállás mint a nyitófeszültség függvénye jobboldalon, baloldalon a detektor normalizált feszültségválasza látható két esetre. A két jelzett eset egy illetve 16 sorba kötött detektorhoz tartozik. A 16 detektor esetén az elosztott RC tag azonos modulációs frekvenciát eredményező $R/16^2$ értékhez tartozó nyitófeszültséget használják a detektorok, a jobboldali nagyobb választ adó görbét eredményezve.

Figyelembe véve a fókuszáló, leképező rendszert visszatérhetünk az fókuszált példához. A példában a FWHM érték választása illusztratív volt, azonban a közel Gauss-i fókuszpont körüli eloszlást feltölthetjük antennákkal a korábban megadott D ismétlődési távolsággal és így meghatározható az optimális jel-zaj viszonyhoz tartozó detektorszám. A 76. és 77. ábra két fókuszálási esetre mutatja be a leírt eljárást. Az ábrák jobb oldali részábráikról leolvasható a két esetre a legnagyobb jel-zaj viszonyhoz tartozó detektorszám (24 illetve 9), illetve a bal oldali részábrák négyzetes elrendezésben jelenítik meg ezt a detektorszámot.



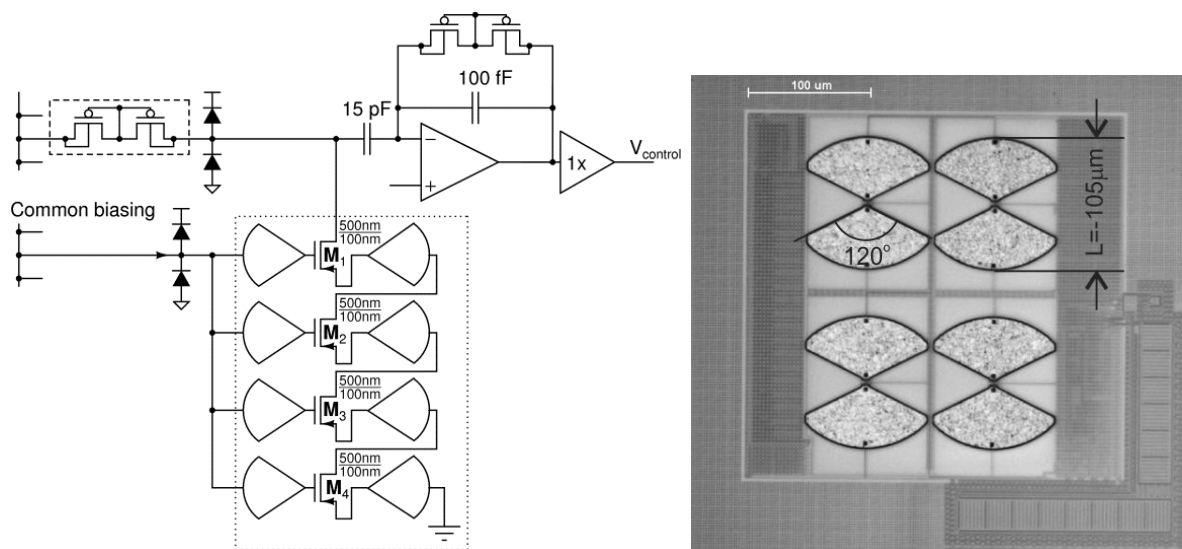
76. Ábra. Sorba kötött detektorok mennyiségétől függő normalizált jel, zaj és jel-zaj arány Gauss-i eloszlású fókuszsíkbeli teljesítmény eloszlás esetén. A bal oldali ábra fókuszáltsága $NA=0.25$ optikának felel meg, a rács mérete a detektorok ismétlődési távolsága.



77. Ábra. Sorba kötött detektorok mennyiségétől függő normalizált jel, zaj és jel-zaj arány Gauss-i eloszlású fókuszsíkbeli teljesítmény eloszlás esetén. A bal oldali ábra fókuszáltsága $NA=1$ optikának felel meg.

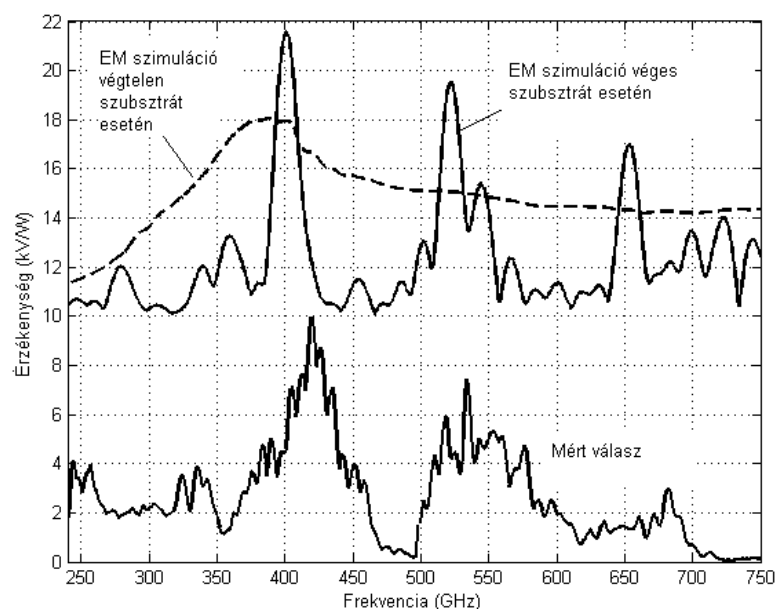
3.7.4 Négyelemű detektor

Négy antenna csatolt érzékelőt csatoltam sorban, úgy, hogy azok egyedi feszültségválasza összeadódjon. A kimeneten egy 40 dB (100x) feszültség erősítő kapott helyet. A detektorok és antennák mérete azonos volt $\frac{W}{L} = 500 \text{ nm}/100 \text{ nm}$ (78. ábra).



78. Ábra. Baloldalon a négy sorban kapcsolt antenna csatolt detektor és a kimeneti erősítő látható, a baloldali ábrán az elkészült áramkör fotója.

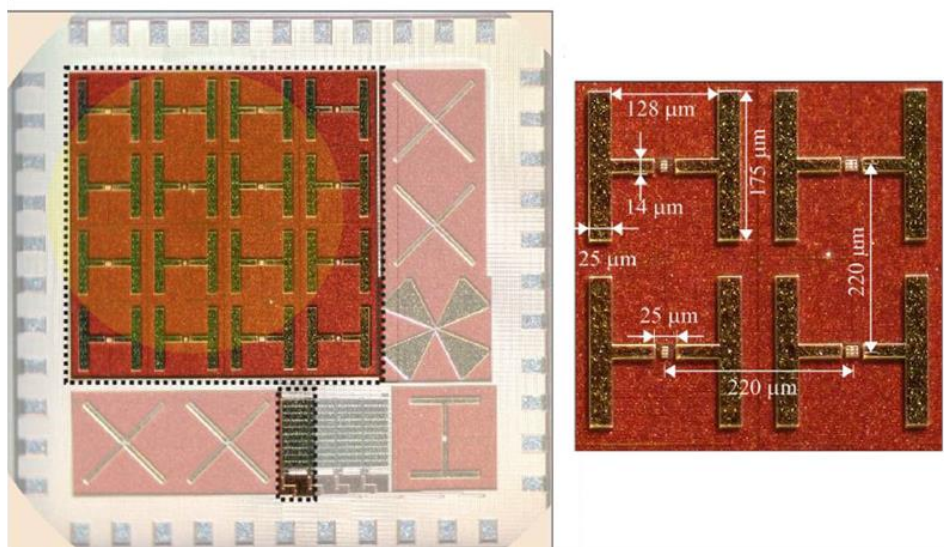
A 79. ábra bemutatja a véges elem szimuláció eredményét és a mért választ. Ennél az antennatípusnál az antennák és a szilícium hordozó között nem helyezkedik el egyéb vezetőréteg. Ez felveti a véges vastagságú ($\sim 250 \mu\text{m}$) hordozó térfogatába jutó sugárzás belső visszaverődéseinek hatását. Ismert eljárás a rezonáns antennák alatti $L_{eff}/4$ távolságra elhelyezett reflektor használata. Ebben az esetben a hordozó vastagsága technológiailag adott, ezért építeni lehet a jelenségre, de módosítani nem. A görbék bemutatják a végtelen és a véges hordozón elhelyezkedő antennák eredményeit.



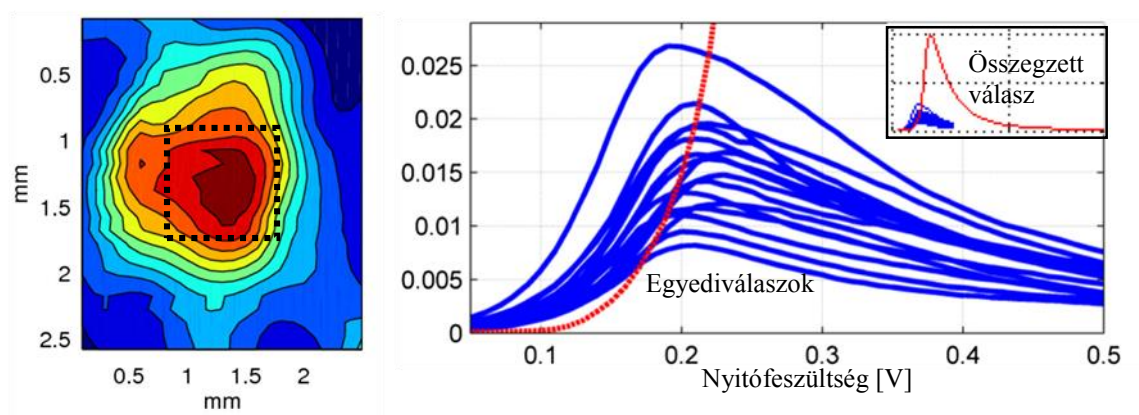
79. Ábra. A szimulált és mért érzékenységi görbék láthatóak.

3.7.5 16-elemű programozható érzékenységű tömb

Következő példaként a 3.4.8 fejezetben már használt áramkört mutatom be (80. ábra). A tömb 4x4 sorba kötött detektort tartalmaz, melyek egyedileg állítható nyitófeszültséggel vezérelhetők. Az optikai elrendezésben egy, $NA = 0,16$ optikát használva a 81. ábrán látható görbéket mérhetjük [18]. A sorban összeadódó 16 detektor válasza, az egy detektor esetén alkalmazott 1 kHz-es moduláció biztosítására + 0,2 V nyitófeszültség növekedést kellett alkalmazni, mely közel feleződött válaszértékkel járt. Így alakult ki a 7x jel-növekedés és 4,3-4,5x jel-zaj viszony javulás.



80. Ábra. Az áramkör sorba kötött 16 antenna csatolt detektor tartalmaz, melynek kimenete 40 dB erősítővel érhető el. Az antennák rezonáns frekvenciája 460 GHz.

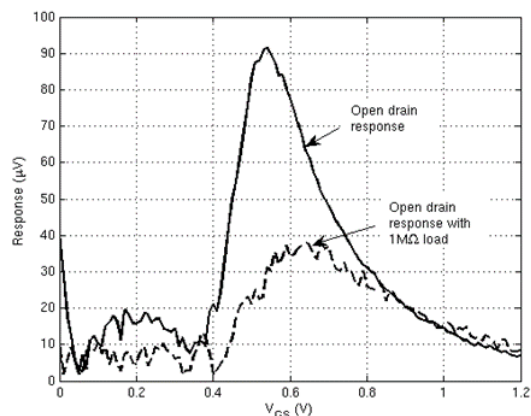
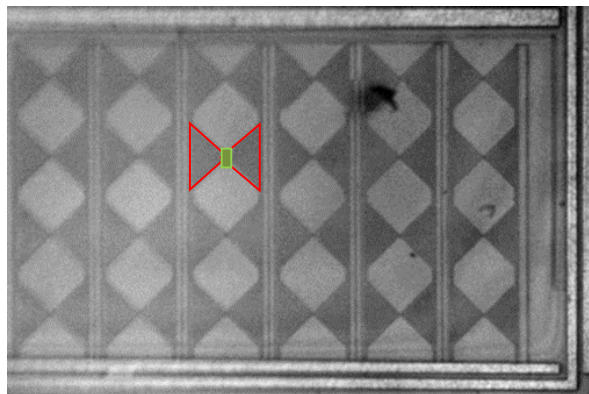


81. Ábra. 460 GHz-en történt mérési eredmények. A kísérletben a fókuszálás $NA=0.16$ off-axis parabola tükörrel történt. A tömb méretét a baloldali ábrán látható szaggatott négyzet jelzi a mért fókuszsíkbeli intenzitás eloszlással. A jobb oldali ábrán az egyedi detektorok mérési eredménye illetve az összes detektor együttes válasza látható.

3.7.6 24-elemű tömb

További példaként egy 350 nm-es AMS Bi-CMOS technológián tervezett és gyártott detektortömb készült el [17]. Ebben a megvalósításban 24 sorba kötött antenna-detektor foglalt

helyet, melyek egyedi mérete $110\ \mu\text{m} \times 125\ \mu\text{m}$ volt. A tervezett frekvenciatartomány 600 GHz volt. A mért erősítetlen érzékenység 594 GHz sugárzás mellett terheletlen kimenettel közel 45 V/W volt. A tömb mikrofotója és válaszána mérési eredménye a 82. ábrán láthatóak. A méréskor $\sim 2\ \mu\text{W}$ teljesítményű sugárzás érte a tömb felszínét.



82. A bal oldali mikroszkópos képen a 6x4 sorba kötött antenna csatolt detektor képe látható ($700 \times 500\ \mu\text{m}$ méretben). A jobb oldali görbék terheletlen (*open-drain*) és 1 Mohm-al terhelt kimeneten mért feszültségválaszt mutatják.

3.7.7 Összefoglalás

A fejezetben bemutattam, hogy az integrált antennák mérete miként lényegesen kisebb a fókuszálható, illetve az optika által leképezhető pontmérettől. Tervezérelt tranzisztor alapú teljesítménydetektorok esetére megadtam egy eljárást, mellyel az ismert optikai leképezéshez sorba kötött detektorok száma meghatározható úgy, hogy a jel-zaj viszony maximális legyen. A metodika figyelembe veszi a növekvő soros ellenállást és kapacitív terhelést is, csökkenő töréspontú, alacsony frekvenciás szűrővel modellezve. Ennek eredményeként indokoltam az összeköthető érzékelők felső korlátját, azaz az alkalmazható modulációs frekvencia csökkenését, mely a környezeti elektronika *flicker* zaját növeli. A gyakorlati tapasztalataim alapján szilícium hordozón 4-9 sorosan csatolt detektor adja az optimumot. Tekintettel a rezonáns antennák és maguk a tranzisztorok méretének lényeges különbségére, más típusú antennacsatolt érzékelőknél az eljárás hasonlóan megismételhető.

4. Összefoglalás - tézisek

***I. Téziscsoport* Fókuszsíkbán integrált érzékelő és processzortömbök architektúrái**

Megvizsgáltam, hogy a fókuszsíkbéli processzortömb és az érzékelőtömb implementációs technológiája, hullámhossz függése miként befolyásolja az architektúrákat, valamint hogy miként lehet felületfoglalásban és teljesítményfelvételben a rendelkezésre álló megoldásoknál előnyösebb alternatívát adni. A planáris integráció analóg és digitális megvalósításának kompromisszumait látható, közeli infravörös hullámhossztartományban működő fókuszsíkbéli processzortömbök tervezésén keresztül, valamint 3D integráltságú, hibrid technológiájú architektúrák tervezésében tanulmányoztam. Új tervezési módszert és architektúrát hoztam létre *early-vision* képfeldolgozó áramkörök létrehozásához.

A megfogalmazott tézispontjaim a következők:

- I.1 Kidolgoztam és megterveztem egy integrált áramköri technológián alapuló kevert jelű fókuszsíkbéli processzortömb architektúrát, amely számítási teljesítményében összemérhető a DSP és FPGA alapú megoldásokkal, felület és fogyasztás tekintetében pedig egy nagyságrenddel meghaladja a DSP, FPGA és analóg megoldások hasonló jellemzőit [3]-[7].
- I.2 Új vizuális szenzorarchitektúrát hoztam létre, amely lokálisan adaptív képérzékelést tesz lehetővé. Az expozíció során többszöri kiolvasással rendelkező szenzortömb integrálási ideje pixelenként változtatható, lehetővé téve az expozíció közbeni és képről képre történő adaptív érzékenyítést is [2].

***II. Téziscsoport* Szub-terahertz tartományú tervezérelt tranzisztor detektorok modellezése és alkalmazhatóságának kiterjesztése**

A tranzisztor csatornájában kialakuló 2D elektronplazma folyadékréteg és RLC modelljei [56][63] csak korlátozottan alkalmas azonban a DC áram hatásának magyarázatára, illetve becslésére. A gyakorlatban előforduló sok helyzetet a modell elméletileg nem képes leírni és számos egymásnak ellentmondó állításhoz vezet [52]. Kísérletileg is igazolt új modellt állítottam fel a hiányosságok minél nagyobb mértékű megszüntetésére, és az új modellre építve jobb, hatékonyabb fókuszsíkbéli processzorokat hoztam létre. Az érzékelőket, mint elektronikai áramköri építőelemeket írtam le az EKV (Enz-Krummenacher-Vittoz) [82] fenomenologikus áramköri modellek keretében. Így beláttam, hogy a korábban publikált bizonytalan modellek és mérésekkel igazolhatatlan áram hatásmechanizmusok hibásak. Olyan kombinált érzékenységi modellt adtam meg, mely különböző eszköztípusokon (pl. GaAs *high electron mobility*, nagy

elektron mozgékonyágú, tranzisztorokon is) és áramköri környezetben is nagy pontossággal igazolhatóan modellezi a gyakorlati eredményeket.

A koherens sugárzásokkal történő képalkotás egyik nehézsége az interferencia kialakulása az érzékelők felületén. A kézenfekvő megoldás a komplex amplitúdó meghatározása (intenzitás és fázis). Ehhez legalább két független, fázisviszonyaiban meghatározott interferogram mérésére van szükség [96]. Erre két tipikus megoldás terjedt el: időben vagy térben multiplexelt mérések sorozata. Az optikai technológiákban mindkét megoldás jelen van, a THz tartományú képalkotásban az időbeli multiplexelés a meghatározó [88]. Ez a gyakorlatban nem nagyszámú érzékelő használatát és a referencia sugárnyaláb mechanikai késleltetését jelenti, melynek hátránya a kis működtetési sebesség. A térbeli multiplexelés a mintavételi idő növelésére megoldást ad, azonban használata jellemzően kisszámú érzékelő miatti korlátos felbontás további csökkenésével jár, továbbá körülményes optikai elrendezést igényel. Megmutattam, hogy lineáris és cirkulárisan polarizált antennák és egymásra merőlegesen síkban polarizált objektum és referencia sugárnyaláb használatával a komplex amplitúdó megmérhető. Beláttam továbbá, hogy az integrált antennák használatával a térbeli multiplexelés problémái jelentősen csökkenthetők.

Beláttam, hogy a tervezérelt tranzisztorok szaturációja a nyelő (*drain*) elektróda oldalon kialakuló kiűrtett csatornaszakasz miatt az érzékenységet felelős elektróda–plazmon csatolást megszünteti. Ennek eredményeként az érzékelőként használt tranzisztor mérhető külső válasza kizárólag a forrás (*source*) és kapu (*gate*) oldalon megjelenő csatolt sugárzástól függ. Az áramirány megfordításával a forrás elektróda válik érzéketlenné és a nyelő oldali csatolt sugárzást lehet érzékelni. Gyakorlati igazolásként keresztben elhelyezett csokornyakkendő antennákat csatoltam egyetlen tranzisztorhoz és az áramirány változtatásával a merőleges polarizáltságú antennapárnak megfelelő különböző, lineárisan polarizált sugárzást tudtam mérni, amelyet polarizáció érzékeny képalkotásban használtam fel.

Megvizsgáltam a jel-zaj viszony javítás lehetőségét nem koherens, teljesítménydetektorként használt tervezérelt tranzisztor érzékelő esetére. Az integrált áramköri rezonáns antenna struktúrák mérete jóval kisebb a szabadtéri hullámhossznál, azaz a fókuszpont méreténél. Ezt kihasználva kidolgoztam egy metodikát és érzékelő tömböket hoztam létre, melyek jel-zaj viszonya meghaladja az egyedi érzékelőkéét.

A megfogalmazott tézispontjaim a következők a témakörben:

- II.1 Megalkottam a 2D elektron plazma alapú tervezérelt tranzisztorok THz-es sugárzásra adott válaszána modelljét a teljes tranzisztor működési tartományra, amely tetszőleges statikus elektromos előfeszítés mellett alkalmazható [12].
- II.2 Bebizonyítottam, hogy a tervezérelt tranzisztorok THz-es sugárzásra adott válasza egy, a mikroelektronikai szakirodalomban közismert, könnyen mérhető és

tervezhető mérőszámmal, a transzkonduktancia és a csatorna áram hányadosával arányos (g_m/I_D) [12].

- II.3 Bebizonyítottam, hogy a korábban publikált és elfogadott modellek és áram érzékenységet érintő hatásmechanizmusok mérésekkel igazolhatatlanok és hibásak. Megadtam egy olyan érzékenységi modellt, amely különböző eszköztípusokon (szilícium és GaAs HEMT tranzisztorokon), komplex áramköri környezetben is nagy pontossággal adja vissza a mérési eredményeket [12].
- II.4 Megalkottam egy olyan elrendezést, mely lineáris és cirkulárisan polarizált antennák kombinációjával felbontás csökkenés nélkül képes egy lépésű (egy időponthoz tartozó méréssel) THz tartományú sugárzás komplex amplitúdójának mérésére. Elrendezéstől függően az eljárás alkalmas 2, 3 vagy 4 egyidejű, fázisban eltérő (0° , 90° , 180° , 270°) mérés elvégzésére javuló rekonstrukciós pontossággal [15][16].
- II.5 Megmutattam, hogy nagyfrekvenciás teljesítményérzékelő alkalmazásban a szimmetrikus felépítésű tervezérelt tranzisztor két elektródája (forrás és nyelő) egymástól független érzékelőként használható, amennyiben a tranzisztor előfeszítése biztosítja a csatorna ellentétes elektróda oldali szaturációját [14].
- II.6 Megmutattam, hogy adott optikai leképezésnél miként lehet az érzékelőtömb jel-zaj viszonyát több detektor soros integrálásával maximalizálni [17][18].

Köszönetnyilvánítás

Tisztelettel tartozom Roska Tamás akadémikus emlékének, aki pályám során inspiráló tanácsokkal és számtalan lehetőséggel segített. Kiemelt köszönettel tartozom Dr. Szolgay Péternek, aki a kezdeti időszaktól kezdve mindvégig barátilag támogatta munkámat és segítette oktatói tevékenységemet.

Köszönöm Zarándy Ákosnak, kollégámnak és barátomnak, a folyamatos biztatást és segítséget, aki nélkül ez a disszertáció nem készülhetett volna el.

Hálával tartozom munkatársaimnak Rekeczky Csabának, Szatmári Istvánnak, Benedek Zsoltnak, Szentpáli Bélának és külföldi kollégáimnak Ángel Rodríguez-Vázquez-nek, Gustavo Linannak, Ricardo Carmonának, Omer Eshetnek.

Köszönöm családomnak, feleségemnek Dittának, lányaimnak Flórának és Janának, szüleimnek, akik mindig támogattak és elfogadták a munkámmal járó kényelmetlenségeket, hosszú utazásokat és hosszú éjszakai fennléteket.

A MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutatóintézetének, MTA Műszaki Fizikai és Anyagtudományi Kutatóintézetnek és a Pázmány Péter Katolikus Egyetemnek köszönettel tartozom a támogatásért.

5. Referenciák

5.1 A szerző publikációi

- [1] G. Linán, P. Földesy, S. Espejo, R. Domínguez-Castro and A. Rodríguez-Vázquez, “A 0.5 μ m CMOS 10⁶ Transistors Analog Programmable Array Processor for Real-Time Image Processing”. Proc. of the 25th European Solid-State Circuits Conference, pp. 358-36, Duisburg-Germany, Sept. 1999.
- [2] Á. Zarándy, P. Földesy, T. Roska, „Per-pixel integration time controlled image sensor”, In Proceedings of the 2005 IEEE European Conference on Circuit Theory and Design, 2005. vol. 3, pp. III-149, 2005.
- [3] P. Földesy, Á. Zarándy, Cs. Rekeczky, T. Roska, “Digital implementation of cellular sensor-computers”, International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 13, no. 4, pp. 409-428, 2006.
- [4] P. Földesy, Á. Zarándy, Cs. Rekeczky, T. Roska, "High performance processor array for image processing", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2007., pp. 1177-1180, 2007.
- [5] R. Carmona-Galán, Á. Zarándy, Cs. Rekeczky, P. Földesy, A. Rodríguez-Pérez, C. Domínguez-Matas, "A hierarchical vision processing architecture oriented to 3D integration of smart camera chips", Journal of Systems Architecture, vol. 10, no. 59, pp. 908-919, 2013.
- [6] P. Földesy, R. Carmona-Galan, Cs. Rekeczky, Á. Zarandy, A. Rodríguez-Vázquez, T. Roska, “Digital processor array implementation aspects of a 3D multi-layer vision architecture”, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2010.
- [7] P. Földesy, R. Carmona-Galan, Á. Zarándy, Cs. Rekeczky, A. Rodríguez-Vázquez, T. Roska, “3D multi-layer vision architecture for surveillance and reconnaissance applications”, IEEE European Conference on Circuit Theory and Design, ECCTD 2009, pp. 185-188, 2009.
- [8] Á. Zarándy, P. Földesy, R. Carmona, Cs. Rekeczky, J. Bean, W. Porod, „Cellular multi-core processor carrier chip for nanoantenna integration and experiments”, Cellular nanoscale sensory wave computing, ed. C. Baatar, W. Porod, T. Roska, pp. 147-162, 2010.
- [9] Á. Zarándy, D. Fekete, P. Földesy, G. Soós, Cs. Rekeczky, “Displacement calculation algorithm on a heterogeneous multi-layer cellular sensor processor array”, 12th Int. W. on Cellular Nanoscale Networks and Their Apps., CNNA 2010, Berkeley, California, pp. 171–176, 2010.

- [10] P. Földesy, "Multi-wavelength sub-THz sensor array with integrated lock-in amplifier and signal processing in 90nm CMOS technology", in *High-Speed Devices and Circuits with THz Applications*, ed. J. H. Choi, CRC Press New York, pp. 93-124, 2015.
- [11] G. Károlyi, D. Gergelyi, P. Földesy, "Sub-Thz Sensor Array with Embedded Signal Processing in 90nm CMOS Technology", *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 8, pp. 2432-2441, 2013.
- [12] P. Földesy, "Terahertz responsivity of field-effect transistors under arbitrary biasing conditions", *Journal of Applied Physics*, vol. 114, no. 11, 114501, 2013.
- [13] P. Földesy, "Characterization of silicon field effect transistor sub-THz detectors for imaging systems", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS2012*, 2012.
- [14] P. Földesy, "Current steering detection scheme of three terminal antenna-coupled terahertz field effect transistor detectors", *Optics Letters*, vol. 38, no. 15, pp. 2804-2806, 2013.
- [15] P. Földesy, "Terahertz single-shot quadrature phase-shifting interferometry", *Optics Letters*, vol. 37, no. 19, pp. 4044-4046, 2012.
- [16] P. Földesy, "Eszköz és eljárás interferencia-mintázat érzékelésére", *Magyar szabadalom*, P1200693/5, 2012.
- [17] P. Földesy, G. Gergelyi, Z. Kárász, Cs. Füzy, "Serially connected MOS terahertz sensor array", *38th IEEE International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, 10.1109/IRMMW-THz.2013.6665576, 2013.
- [18] D. Gergelyi, P. Földesy, Á. Zarándy, "Scalable, Low-Noise Architecture for Integrated Terahertz Imagers", *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 36, no. 6, pp. 520-536, 2015.

5.2 Egyéb hivatkozott publikációk

- [19] K. I. Schultz, et al. "Digital-pixel focal plane array technology", *Lincoln Laboratory Journal*, vol. 20, no. 2, 2014.
- [20] L. O. Chua, T. Roska, "Cellular Neural Networks and Visual Computing: Foundations and Applications", *Cambridge University Press*, 2002.
- [21] S. Espejo, R. A. Carmona, R. Dominguez-Castro and A. Rogriguez-Vázquez "A CNN Universal Chip in CMOS Technology", *Int. J. Circuit Theory and Applications*, vol. 24, no. 1, pp. 93-109, 1996.
- [22] G. Liñán, S. Espejo, R. Domínguez-Castro and A. Rodríguez-Vázquez, "ACE4k: An Analog I/O 64x64 Visual Microprocessor Chip with 7-bit Analog Accuracy", *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vols. 2-3, no. 30, pp. 89-116, 2002.

Referenciák

-
- [23] G. Linan, R. Dominguez-Castro, S. Espejo, A. Rodriguez-Vazquez, "ACE16K: An advanced focal-plane analog programmable array processor", IEEE 27th European Solid-State Circuits Conference, ESSCIRC 2001, pp. 201-204. 2001.
 - [24] Ángel Rodríguez-Vázquez et al., "The Eye-RIS CMOS Vision System", Analog Circuit Design, Springer Netherlands, pp. 15-32, 2008.
 - [25] T. Roska, "Computer-Sensors: Spatial-Temporal Computers for Analog Array Signals, Dynamically Integrated with Sensors", Journal of VLSI Signal Processing, no. 23, pp. 221-237, 1999.
 - [26] A. El Gamal: "High Dynamic Range Image Sensors", Tutorial at International Solid-State Circuits Conference, February 2002.
 - [27] Á. Zarándy, T. Roska, "Proactive, adaptive, cellular sensory-computer architecture via extending the CNN universal machine", 16th European Conference ECCTD'03, Krakow, Poland, 2003.
 - [28] X. Q. Liu, A. El Gamal, "Photocurrent estimation from multiple nondestructive samples in a CMOS image sensor," SPIE Proceedings, pp: 4306-4310, 2001.
 - [29] T. Hamamoto, K. Aizawa: "A Computational Image Sensor with Adaptive Pixel-Based Integration Time", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 36. no. 4, 2001.
 - [30] R. Wagner, Á. Zarándy and T. Roska "Adaptive Perception with Locally-Adaptable Sensor Array", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 51, no. 5, pp: 1014 - 1023, May 2004.
 - [31] Á. Zarandy, M. Csapodi, M., T. Roska, "20 μ sec focal plane image processing", In Proc. 6th IEEE International Workshop on Cellular Neural Networks and Their Applications pp. 267-271, 2002.
 - [32] A. J. Annema, B. Nauta, R. van Langevelde, H. Tuinhout, "Analog circuits in ultra-deep-submicron CMOS", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 40, no. 1, pp. 132-143, 2005.
 - [33] S. Asano, T. Maruyama, T., Y. Yamaguchi, "Performance comparison of FPGA, GPU and CPU in image processing", IEEE International Conference on Field Programmable Logic and Applications, pp. 126-131, 2009.
 - [34] Z. Nagy, P. Szolgay, "Configurable multilayer CNN-UM emulator on FPGA", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 50, no. 6, pp. 774-778, 2003.
 - [35] Zs. Vörösházi, et al. "Implementation of embedded emulated-digital CNN-UM global analogic programming unit on FPGA and its application", International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 36, no. 5-6, pp. 589-603, 2008.
-

- [36] K. I. Schultz, et al. "Digital-pixel focal plane array technology", Lincoln Laboratory Journal, vol. 20, no. 2, 2014.
- [37] P. Dudek, S. J. Carey, "General-purpose 128 x 128 SIMD processor array with integrated image sensor", IEE-Electronics Letters, vol. 42, no. 12, p. 678, 2006.
- [38] V. Suntharalingam et al., "Megapixel CMOS image sensor fabricated in three-dimensional integrated circuit technology", IEEE Solid-State Circuits Conference, International Digest of Technical Papers, pp. 356-357, 2005.
- [39] J. A. Burn et al. "A wafer-scale 3-D circuit integration technology", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 10, no. 53, pp. 2507-2516, 2006.
- [40] MITLL Low-Power FDSOI CMOS Process Design Guide, vol. 6, Revision 2008, September 2008.
- [41] B. Zitova, F. Jan, "Image registration methods: a survey", Image and vision computing, vol. 11, no. 21, pp. 977-1000, 2003.
- [42] C. Harris, M. Stephens, "A combined corner and edge detector", Alvey Vision Conference, vol. 15, p. 50, 1988.
- [43] C. Fumeaux, J. Alda, G. D. Boreman, "Lithographic Antennas at Visible Frequencies," Optics Letter, vol. 24, pp. 1629-1631, 1999.
- [44] P. Mühlischlegel, H. J. Eisler, O. J. F. Martin, B. Hecht, D. W. Pohl, "Resonant optical antennas", Science, vol. 308, no. 5728, pp. 1607-1609, 2005.
- [45] C. Fumeaux, G. D. Boreman, W. Herrmann, H. Rothuizen, F. K. Kneubuhl, "Mixing of 30 THz Laser Radiation with Nanometer Thin-Film Ni-Ni-O-Ni Diodes and Integrated csokornyakkendő Antennas", Applied Physics, vol. 63, no. 2, pp. 135-140, 1996.
- [46] M. D. Grossberg, S. K. Nayar: "High Dynamic Range from Multiple Images: Which Exposures to Combine?", Int. Proc. ICCV Workshop on Color and Photometric Methods in Computer Vision (CPMCV), Nice, France, October 2003.
- [47] J. Fernández-Berni, R. Carmona-Galán, R. del Río, R. Kleihorst, W. Philips, A. Rodríguez-Vázquez, "Focal-plane sensing-processing: A power-efficient approach for the implementation of privacy-aware networked visual sensors", Sensors, vol. 8, no. 14, pp. 15203-15226, 2014.
- [48] T. Roska,"Computer-Sensors: Spatial-Temporal Computers for Analog Array Signals, Dynamically Integrated with Sensors", Journal of VLSI Signal Processing, vol.23, pp. 221-237, 1999.

- [49] R. Wagner, Á. Zarándy, T. Roska, "Adaptive Perception with Locally-Adaptable Sensor Array", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 51, no. 5, pp. 1014 - 1023, 2004.
- [50] K. Noda, K. Matsui, K. Imai, "A 1.9-um loadless CMOS four-transistor SRAM cell in a 0.18-um logic technology" IEDM Tech. Dig. papers, pp. 847–850, 1998.
- [51] M. A. Kinch, "State-of-the-Art Infrared Detector Technology", SPIE Press Book, ISBN 9781628412895, 2014.
- [52] A. Rogalski, F. Sizov, "Terahertz detectors and focal plane arrays." Opto-electronics review, vol. 19, no. 3, pp. 346-404, 2011.
- [53] R. Han and E. Afshari, "A Broadband 480-GHz Passive Frequency Doubler in 65-nm Bulk CMOS with 0.23mW Output Power", in IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 4–7, 2012.
- [54] B. Szentpáli, G. Matyi, P. Fürjes, E. László, G. Battistig, I. Bársony, T. Berceli, "Thermopile-based THz antenna", Microsystem technologies, vol. 18, no. 7-8, pp. 849-856, 2012.
- [55] S. Koenig, D. Lopez-Diaz, J. Antes, F. Boes, R. Henneberger, A. Leuther, T. Zwick, "Wireless sub-THz communication system with high data rate", Nature Photonics, vol. 7, no. 12, pp. 977-981, 2013.
- [56] M. Dyakonov and M. Shur, "Shallow water analogy for a ballistic field effect transistor: New mechanism of plasma wave generation by dc current", Physical Review Letters, vol. 71, no. 15, pp. 2465-2468, 1993.
- [57] W. Knap, V. Kachorovskii, Y. Deng, S. Rumyantsev, J.-Q. Lu, R. Gaska, M. Shur, G. Simin, X. Hu and M. A. Khan, "Nonresonant detection of terahertz radiation in field effect transistors", Journal of Applied Physics, vol. 91, no. 11, pp. 9346-9353, 2002.
- [58] M. Dyakonov and M. S. Shur, "Current instability and plasma waves generation in ungated two-dimensional electron layers", Applied Physics Letters, vol. 87, no. 11, pp. 111501-111501, 2005.
- [59] R. Al Hadi, H. Sherry, J. Grzyb, N. Baktash, Y. Zhao, E. Ojefors, A. Kaiser, A. Cathelin and U. Pfeiffer, "A broadband 0.6 to 1 THz CMOS imaging detector with an integrated lens", in Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, 2011.
- [60] S. Boppel, A. Lisauskas, M. Mundt, D. Seliuta, L. Minkevicius, I. Kasalynas, G. Valusis, M. Mittendorff, S. Winnerl and V. Krozer, "CMOS Integrated Antenna-Coupled Field-Effect Transistors for the Detection of Radiation From 0.2 to 4.3 THz", IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 60, no. 12, pp. 3834-3843, 2012.

- [61] N. Oda, M. Sano, K. Sonoda, H. Yoneyama, S. Kurashina, M. Miyoshi, T. Sasaki, I. Hosako, N. Sekine and T. Sudou, "Development of terahertz focal plane arrays and handy camera", in SPIE Defense, Security and Sensing, pp. 80121B-80121B, 2011.
- [62] H. Sherry, J. Grzyb, Y. Zhao, R. Al Hadi, A. Cathelin, A. Kaiser and U. Pfeiffer, "A 1kpixel CMOS camera chip for 25fps real-time terahertz imaging applications", 2012 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), pp. 252-254., 2012.
- [63] E. Ojefors, U. R. Pfeiffer, A. Lisauskas and H. G. Roskos, "A 0.65 THz focal-plane array in a quarter-micron CMOS process technology", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 44, no. 7, pp. 1968-1976, 2009.
- [64] A. Lisauskas, D. Glaab, H. Roskos, E. Ojefors and U. Pfeiffer, "Terahertz imaging with Si MOSFET focal-plane arrays", SPIE OPTO: Integrated Optoelectronic Devices, pp. 72150J-72150J, 2009.
- [65] I. Stanley, "A tutorial review of techniques for coherent optical fiber transmission systems", IEEE Communications Magazine", vol. 23, no. 8, pp. 37-53, 1985.
- [66] D. Veksler, F. Teppe, A. Dmitriev, V. Y. Kachorovskii, W. Knap and M. Shur, "Detection of terahertz radiation in gated two-dimensional structures governed by dc current", Physical Review B, vol. 73, no. 12, p. 125328, 2006.
- [67] J. Lu and M. Shur, "Terahertz Detection by High Electron Mobility Transistor: Effect of Drain Current", in Twelfth International Symposium on Space Terahertz Technology, vol. 1, p. 103, 2001.
- [68] T. Elkhatib, V. Y. Kachorovskii, W. Stillman, S. Rumyantsev, X.-C. Zhang and M. Shur, "Terahertz response of field-effect transistors in saturation regime", Applied Physics Letters, vol. 98, no. 24, pp. 243505-243505, 2011.
- [69] A. Lisauskas, S. Boppel, J. Matukas, V. Palenskis, L. Minkevicius, G. Valusis, P. Haring-Bolivar and H. G. Roskos, "Terahertz responsivity and low-frequency noise in biased silicon field-effect transistors", Applied Physics Letters, vol. 102, no. 15, pp. 153505-153505, 2013.
- [70] V. Popov, M. Shur, G. Tsymbalov and D. Fateev, "Higher-order plasmon resonances in GaN-based field-effect transistor arrays", International Journal of High Speed Electronics and Systems, vol. 17, no. 03, pp. 557-566, 2007.
- [71] D. Veksler, A. Muravjov, V. Y. Kachorovskii, T. Elkhatib, K. Salama, X.-C. Zhang and M. Shur, "Imaging of field-effect transistors by focused terahertz radiation", Solid-State Electronics, vol. 53, no. 6, pp. 571-573, 2009.

- [72] M. Sakowicz, M. Lifshits, O. Klimenko, F. Schuster, D. Coquillat, F. Teppe and W. Knap, "Terahertz responsivity of field effect transistors versus their static channel conductivity and loading effects", *Journal of Applied Physics*, vol. 110, no. 5, pp. 054512-054512, 2011.
- [73] S. Preu, S. Kim, R. Verma, P. Burke, M. Sherwin and A. Gossard, "An improved model for non-resonant terahertz detection in field-effect transistors", *Journal of Applied Physics*, vol. 111, no. 2, pp. 024502-024502, 2012.
- [74] J. Hebling, K. L. Yeh, M. C. Hoffmann, B. Bartal, K. A. Nelson, "Generation of highpower terahertz pulses by tilted-pulse-front excitation and their application possibilities" *Journal of Optical Society of America B*, vol. 25, pp. B6-B19, 2008.
- [75] J.-Q. Lu, M.S. Shur, "Terahertz detection by high-electron-mobility transistor: Enhancement by drain bias", *Applied Physics Letters*, Vol. 78, p. 2587, 2001.
- [76] A. Gutin, T. Ytterdal, V. Kachorovskii, A. Muraviev and M. Shur, "THz SPICE for Modeling Detectors and Nonquadratic Response at Large Input Signal", *Sensors Journal*, IEEE, vol. 13, no. 1, pp. 55-62, 2013.
- [77] J. Y. Suen, P. Tewari, Z. D. Taylor, W. S. Grundfest, H. Lee, E. R. Brown, M. O. Culjat and R. S. Singh, "Towards medical terahertz sensing of skin hydration", *Stud. Health Technol. Inform*, vol. 142, pp. 364-368, 2009.
- [78] F. Teppe, D. Veksler, "Plasma wave resonant detection of femtosecond pulsed terahertz radiation by a nanometer field-effect transistor", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 87, no. 2, p. 022102, 2005.
- [79] F. Silveira, Denis Flandre, P. G. A. Jespers, "A gm/ID based methodology for the design of CMOS analog circuits and its application to the synthesis of a silicon-on-insulator micropower OTA", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 31, no. 9, pp. 1314-1319, 1996.
- [80] E. A. Vittoz, "The Fundamentals of Analog Micropower Design", in *Circuits and systems tutorials*, John Wiley and Sons, 1996, p. 365–372.
- [81] Eric A. Vittoz, Christian C. Enz, "Charge-Based MOS Transistor Modeling: The EKV Model for Low-Power and RF IC Design", John Wiley & Sons, 2006.
- [82] A. Bhattacharyya, "Compact MOSFET models", John Wiley & Sons, 2009.
- [83] F. A. Tor, Y. Trond and S. Michael, "Introduction to Device Modeling and Circuit Simulation", New York: John Wiley & Sons, 1998.
- [84] C. Galup-Montoro, M. Cherem Schneider, "Mosfet Modeling for Circuit Analysis and Design", World Scientific, 2007.

- [85] M. Fernandez-Barciela, P. J. Tasker, Y. Campos-Roca, M. Demmler, H. Massler, E. Sanchez, M. C. Curras-Francos and M. Schlechtweg, "A simplified broad-band large-signal nonquasi-static table-based FET model", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 3, pp. 395-405, 2000.
- [86] S. Preu, et al., "Terahertz detection by a homodyne field effect transistor multiplicative mixer", *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 2, pp. 278-293, 2012.
- [87] E. Castro-Camus, J. Lloyd-Hughes, M. B. Johnston, M. Fraser, H. H. Tan, C. Jagadish, "Polarization-sensitive terahertz detection by multicontact photoconductive receivers", *Applied Physics Letters*, vol. 86, no. 25, p. 254102, 2005.
- [88] G. M. Png et al., "Terahertz phase contrast imaging", *International Society for Optics and Photonics Smart Materials, Nano-, and Micro-Smart Systems*, pp. 768-777, 2005.
- [89] J. L. Johnson, T. D. Dorney, D. M. Mittleman, "Enhanced depth resolution in terahertz imaging using phase-shift interferometry", *Applied Physics Letters*, vol. 78, pp. 835-837, 2001.
- [90] G. M. Png, S. P. Micken, T. J. Rainsford, D. Abbott, "Terahertz phase contrast imaging", In *proc. of SPIE Smart Structures, Devices, and Systems II*, vol. 5649, pp. 769-777, 2005.
- [91] Y. Zhang, W. Zhou, X. Wang, Y. Cui, W. Sun, "Terahertz digital holography", *Strain*, vol. 44, pp. 380-385, 2008.
- [92] Sheng-Hui Ding, et al., "Continuous-wave terahertz digital holography by use of a pyroelectric array camera", *Optics Letters*, vol. 36, pp. 1993-1995, 2011.
- [93] S. Yoneyama, H. Kikuta, K. Moriwaki, "Simultaneous phase-stepping for interferometry using polarization imaging with a micro-retarder array", *Journal of Experimental Mechanics*, vol. 45, pp. 451-456, 2005.
- [94] S. Lai, B. King, M. A. Neifeld, "Wave front reconstruction by means of phase-shifting digital in-line holography", *Optics communications*, vol. 173, pp. 155-160, 2000.
- [95] S. Lai, M. A. Neifeld, "Digital wavefront reconstruction and its application to image encryption", *Optics communications*, vol. 178, pp. 283-289, 2000.
- [96] J. P. Liu, T. C. Poon, "Two-step-only quadrature phase-shifting digital holography", *Optics letters*, vol. 34, pp. 250-252, 2009.
- [97] Y. Awatsuji, et al., "Parallel two-step phase-shifting digital holography", *Applied Optics*, vol. 47, pp. 183-189, 2008.
- [98] M. T. Tahara, et al., "Parallel two-step phase-shifting digital holography using polarization", *Optical Review*, vol. 17, pp. 108-113, 2010.

- [99] S. Lucyszyn, "Investigation of anomalous room temperature conduction losses in normal metals at terahertz frequencies", *IEEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 151, no. 4, pp 321-329, 2004.
- [100] G. B. F. Gonzalez, "Comparison of dipole, bowtie, spiral and log-periodic IR antennas", *Infrared Phys. Technol.*, vol. 46, no. 5, pp. 418-428, 2005.
- [101] H. J. R. Johnson, "Antenna engineering handbook", New York: McGraw-Hill Book Company, 1984.
- [102] M. C. Herbordt, J. Cravy, R. Sam, O. Kidwai, C. Lin, "A system for evaluating performance and cost of SIMD array designs", *Journal of Parallel and Distributed Computing*, vol. 2, no. 60, pp. 217-246, 1999.
- [103] T. A. Elkhatib, V. Y. Kachorovskii, W. J. Stillman, D. B. Veksler, K. N. Salama, X. C. Zhang, M. S. Shur, "Enhanced plasma wave detection of terahertz radiation using multiple high electron-mobility transistors connected in series", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 2, pp. 331-339, 2010.