

Dual-pixel CMOS szenzorstruktúra intra-frame mozgásdetekcióhoz



Németh Máté

Doktori (PhD) Disszertáció

Témavezető:
Dr. Zarándy Ákos

Információs Technológiai és Bionikai Kar
Pázmány Péter Katolikus Egyetem

Budapest, 2018

Köszönetnyilvánítás

Ezúton szeretném megköszönni mindazoknak, akik segítettek, támogattak a doktori képzés során. Elsősorban köszönöm témavezetőmnek, mentoromnak, Dr. Zarándy Ákosnak, hogy végigkísért ezen a hosszú úton. Nagyon hálás vagyok, hogy lehetőséget biztosított a munkámhoz, és elindított a mérnöki pályán. A kisebb-nagyobb megtorpanások után ő volt az, akinek unszolására létre jött ez a dolgozat. Külön köszönöm, hogy nem mondott le rólam akkor sem, mikor sok minden ellenem dolgozott.

Köszönöm Dr. Szolgay Péternek, volt dékánunknak, hogy bekapcsolódhattam a karon folyó kutatásokba, és hogy megteremtette a lehetőséget a szenzor első verziójának legyártására. Köszönöm atyai közbenjárását, hogy figyelemmel kísérte a munkám, és hogy bokros teendői ellenére mindig volt egy-két jó szava, tanácsa számomra is.

Külön köszönet illeti Dr. Földesy Pétert is, akihez a hardvertervezéssel kapcsolatos kérdéseimmel fordulhattam bizalommal. Köszönöm a türelmét, és hogy időt, energiát nem kímélve segített.

Nagyon köszönöm továbbá a PPKE-ITK, illetve az MTA-SZTAKI Számítógépes Optikai Érzékelés és Feldolgozás Kutatólaboratórium munkatársainak a közreműködést, támogatást, lelkesítést. Köszönöm Dr. Nagy Zoltánnak, Dr. Kiss Andrásnak, Dr. Kárász Zoltánnak, Kiss Mártonnak és Dr. Orzó Lászlónak a szakmai segítséget.

Nagyon köszönöm feleségemnek, hogy támogatott a munkám során, és hogy a nehézségek ellenére is megteremtette a lehetőséget a szellemi munkához.

A kutatási munkát az Európai Szociális Alap (EFOP-3.6.3-VEKOP-16-2017-00002) és a KAP-1.5-14/006 támogatta.

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	1
1.1. Motiváció	2
1.1.1. Látórendszer alapú ütközésselkerülés megvalósítása kisméretű UAV-kon	3
1.1.1.1. Specifikáció	5
1.1.1.2. A képkalkotó és feldolgozó rendszer elemei	5
1.1.1.3. A rendszer algoritmikus komponensei	9
1.2. Szilárdtest szenzorok képkalkotáshoz	10
1.2.1. Bevezetés	10
1.2.2. CCD képkalkotó szenzorok	11
1.2.3. CMOS képkalkotó szenzorok	12
1.2.3.1. Fotodetekció CMOS szenzorokban	13
1.2.3.2. CMOS fotodetektor struktúrák	18
1.2.3.3. Pixel struktúrák	20
1.2.3.4. Shutter implementációk szilárdtest szenzorokban	22
2. Intra-frame mozgásdetekció és sebességmérés szuperponált képen	25
2.1. Bevezetés	25
2.2. Mérési koncepció	26
2.2.1. Sebesség származtatása az intra-frame elmozdulásból	28
2.2.2. Mérési pontosság vizsgálata	30
2.2.2.1. A laterális elmozdulásból adódó hiba	32
2.2.2.2. Az időmérésből adódó hiba	32
2.2.2.3. A pixelizációból adódó hiba	32

2.2.2.4.	Hibák hatásának összegzése, proof-of-concept mérés	33
2.3.	A dupla-exponálási séma emulálása alacsony shutter hatásfokú szenzorral	34
2.3.1.	Intra-frame elmozdulás mérése szuperponált képeken	39
2.3.1.1.	Az algoritmus bemeneti képeivel kapcsolatos követelmények	39
2.3.1.2.	A detekciós algoritmus	41
2.3.1.3.	Intra-frame elmozdulás mérése, mérési pontosság korlátai low-GSE szenzor esetén	45
2.3.2.	Két kamerás mérési elrendezés low-GSE szenzorokhoz a mérési pontosság növelésére	46
2.4.	Konklúzió, alkalmazhatóság vizsgálata a mérési pontosság alapján	49
3.	Dual-pixel CMOS APS architektúra látórendszer alapú sebességméréshez	51
3.1.	Bevezetés	51
3.2.	ASIC képalkotó szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez	52
3.2.1.	Dual-pixel struktúra	53
3.2.2.	A szubpixelek érzékenységének beállítása a fotodióda aktív régiójának méretezésével	57
3.2.2.1.	Az exponálástól függő töltésfelhalmozódás kvantitatív jellemzése fotodetektorokban	58
3.2.2.2.	Fotodióda fényválaszának méretezése fényintenzitás alapján	59
3.2.2.3.	A fotodiódák relatív érzékenységének definiálása a mérési feladathoz	64
3.2.3.	Szilíciumon realizálható ASIC képalkotó felépítése, szimulációs eredmények	70
4.	Tudományos eredmények összefoglalása	75
4.1.	Bevezetés	75
4.1.1.	CMOS képalkotó szenzorok felépítése	76

TARTALOMJEGYZÉK	iii
<hr/>	
4.2. Módszerek	76
4.3. Új tudományos eredmények összefoglalása	77
4.4. Alkalmazási területek	81
Appendix	83
A. Szimulációs eredmények	85
Referenciák	98

Ábrák jegyzéke

1.1.	A látórendszer blokkvázlata[1].	8
1.2.	Az összeszerelt rendszer a kamerák tartókeretével, ami biztosítja a kamerák pontos relatív orientációját[1].	8
1.3.	A képfeldolgozó rendszer a hordozó UAV orrába építve.	9
1.4.	Az Interline Transfer CCD egyszerűsített blokkdiagramja.	12
1.5.	Egy CMOS kompatibilis fotodióda érzékenység jelleggörbéje a hullámhossz függvényében.	17
1.6.	Az n-well\p-szubsztrát fotodetektor sematikus struktúrája. A kiürített réteg az alacsony adalékolású n-well és a szubsztrát között jön létre. A kis adalékolás miatt a kiürített réteg szélessége jóval nagyobb, mint az n+\p-szubsztrát, illetve a p+\n-well fotodiódák esetén.	18
1.7.	A fotodióda áramköri modellje [16]. Iph jelöli a beeső fény hatására létrejövő fotoáramot, D maga az ideális dióda, Rs a soros, Rsh a sönt ellenállás, Cjdep pedig a pn átmenet parazita kapacitása. . .	19
1.8.	(a) Passzív pixel szenzor struktúra a fotodiódával és a kiolvasó tranzisztorral. (b) PPS pixeltömb	21
1.9.	Négy tranzisztorból álló (4T) pixelstruktúra.	22
1.10.	A rolling (bal oldal), illetve global (jobb oldal) shutter működésének grafikus illusztrációja.	23
2.1.	Az új exponálási szekvencia, az elsődleges $[0, \tau_1]$ és másodlagos $[\tau_1, \tau_2]$ exponálási fázisokkal.[2]	27

2.2. Példa a dupla exponálás eredményeképp létrejövő képre. A mozgó jármű világosabb régiói esetén is kismértékben megfigyelhető a motion blur hatása.	28
2.3. A mérési elrendezés geometriája az alkalmazott jelölésekkel. . . .	29
2.4. (a) A mérés abszolút hibája Δc függvényében. (b) A mérés relatív hibája $v = 51,3 km/h$ esetén, Δc függvényében	34
2.5. A jobb oldalon látható a méréshez felhasznált kép, míg a bal oldalon az adatgyűjtő sebesség-idő grafikonja.	35
2.6. GSE a hullámhossz függvényében, az Aptina MT9M021 szenzora esetén.	37
2.7. Az Aptina MT9M021 szenzor a köré tervezett hordozó PCB-vel, és mérésekhez használt hardverplatform.	38
2.8. Néhány kép az adatbázis szemléltetésére.	42
2.9. Az algoritmus folyamatábrája.	43
2.10. A bemeneti kép, a jelölt objektumok, és a kimenetként megjelenő trajektória.	44
2.11. A kiválasztott BLOB, és annak pixelben mért hossza.	45
2.12. A sebességbecslés hibája a kétkamerás módszerhez viszonyítva a trajektóriahossz függvényében.	47
2.13. Az epipoláris geometria szemléletes rajza, illetve a fényforrás lokalizálásához használt kompenzációs képpár részlete az alkalmazott jelölésekkel.	49
3.1. (a) A dual-pixel struktúrára épülő szenzor felépítése a szubpixelekkel. (b) Példa a dual-pixel szenzor kimenetén megjelenő képpárra. A fenti kép mutatja az elsődleges szenzor kimenetét, míg az alsón a másodlagos szenzor kimenete látszik. Ez a képpár csak szemléltetést szolgáló, szerkesztett ábra.	53

3.2. A pixel architektúra a hagyományos 5T global shutter struktúrán alapul. Egy 5T pixel a fotodiódából, az analóg memória elemből (floating diffusion), illetve 5 tranzisztorból áll. Az S1X, S2X kapcsolók segítségével valósítható meg a későbbiekben bemutatott double sampling funkcionalitás. Az ábrán ezt modellezi az S1 és S2 vezérlő impulzus, melyekkel megtörténik a pixel jel-, illetve reset szintjének kiolvasása.	55
3.3. A double sampling-et megvalósító kapcsolt kapacitásokon alapuló erősítő struktúra az ofszet kapacitással (C12), az input (C11) és visszacsatoló (C13) kapacitásokkal, illetve a négy transfer gate kapcsolóval. A kapcsolókat kétfázisú vezérlőjellel működtetem. . .	56
3.4. A parazita kapacitás és a fotoáram jelleggörbéi a fotodióda méreteinek függvényében.	60
3.5. Az AMS C35O technológiájának adatlapjában szereplő adatok szerinti szimuláció eredménye ($150 \times 150 \mu\text{m}$ fotodióda; 100ns integrálási idő, és $26,3 \mu\text{W}$ @ 850nm optikai teljesítmény esetén) és a számítások eredményeként adódó pixelválasz-függvény gráfja. Utóbbinál a kimeneten a feszültség változása a reset szinthez képest 780mV lett, míg a szimulációról $\Delta y = 744\text{mV}$ olvasható le, tehát jó egyezés tapasztalható.	61
3.6. A fotodióda kisülésének ideje $1,17 \mu\text{W}/\mu\text{m}^2$ optikai teljesítménysűrűség (@ 850nm) és $5 \times 5 \mu\text{m}$ -es PD méret esetén, a fotoaktív felület különböző maszk-nyílásai mellett.	62
3.7. A méretezés folyamatábrája.	63
3.8. Az intra-frame elmozdulás az integrálási idő és a fókusztávolság függvényében, az elsődleges szubpixelek esetén.	66
3.9. Az intra-frame elmozdulás az integrálási idő és a fókusztávolság függvényében, a másodlagos pixeltömb esetén.	67
3.10. A látószög a fókusztávolság függvényében.	67
3.11. A trace pixelben mért hossza a képsíkon az integrálási idő függvényében.	68
3.12. Egy integrált pixel layoutja.	70

3.13. Egy 2×2 -es pixeltömb poszt-layout szimulációjának eredménye. Az egyes pixelek esetén a megkülönböztethetőség miatt más-más fotoáramokat alkalmaztam a szimuláció során. A sárga görbe reprezentálja az elsődleges, míg a piros a másodlagos pixeltömb kimenetét. Ez a kimenet még az AFE előtti állapotot jelenti, az SF után. A kiolvasási frekvencia a másodlagos pixelek esetén 1MHz, míg a másik esetben 500kHz.	71
3.14. A szenzor chip layoutja.	72
3.15. Mikroszkópos felvétel az elkészült szenzorról.	73
3.16. (a) A tokozott szenzor. (b) A teljes képkalkotó rendszer az FPGA kártyával és a hordozó PCB-vel.	73
A.1. Az elsődleges és másodlagos pixelek fotodiódáinak feszültségese az exponálás alatt. A szimulációhoz a fotoáramok úgy lettek beállítva, hogy az arányuk megegyezzen a számolt parazita kapacitásaik arányával. Ebben az esetben a pixelek kisülése hasonló ütemben kell, hogy végbemenjen, amit a szimuláció igazol.	86
A.2. Egy elsődleges pixel kimenetét ábrázoló szimuláció-sorozat eredménye, melyet a pixelválaszok méretezéséhez használtam fel. Az ábra a pixelbe tervezett követőerősítő fokozat kimeneti feszültségének időbeli alakulását mutatja a $[0; 3nA]$ fotoáram tartományon, 30 lépésben, 103pA-es lépésközökkel.	87
A.3. Egy másodlagos pixel kimenetét ábrázoló szimuláció-sorozat eredménye. Az ábra a pixelbe tervezett követőerősítő fokozat kimeneti feszültségének időbeli alakulását mutatja a $[0; 100pA]$ fotoáram tartományon, 20 lépésben, 5,3pA-es lépésközökkel.	88

Táblázatok jegyzéke

1.1. CCD és CMOS képalkotó szenzorok általános jellegű összehasonlítása	13
2.1. Az Aptina egyes global shutter szenzorgenerációinak kapcsolódó paraméterei [17]	36
2.2. Az MT9M021 szenzor legfontosabb paraméterei	39
3.1. Radiometrikus és fotometrikus mennyiségek megfeleltetése	58
3.2. A szenzor legfontosabb paraméterei	71

Rövidítések jegyzéke

AEC	Automatic Exposure Control
AFE	Analog Front End
APS	Active Pixel Sensor
BLOB	Binary Large Object
CCD	Charge Coupled Device
CDS	Correlated Double Sampling
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
CTE	Charge Transfer Efficiency
DSP	Digital Signal Processor
FD	Floating Diffusion
FF	Fill Factor
FOV	Field of View
FPGA	Field Programmable Gate Array
FPN	Fixed Pattern Noise
FPS	Frames Per Second
GPU	Graphics Processing Unit
GSE	Global Shutter Efficiency

IMU Inertial Measurement Unit

IR Infra Red

PD Photodiode

PPS Passive Pixel Sensor

QE Quantum Efficiency

ROI Region Of Interest

SoC System on a Chip

TCAS Traffic Collision Avoidance

UAV Unmanned Aerial Vehicle

1. fejezet

Bevezetés

A természetben a legegyszerűbb egysejtűtől kezdve a főemlősökig a környezet érzékelése, és a feldolgozott információk alapján történő alkalmazkodás, cselekvés tette lehetővé az élőlények – így az ember – számára a fennmaradást és a fejlődést. Az állatvilágban az egyedek életbenmaradásához, a táplálékszerzéshez és a társas kapcsolatok kialakításához egyaránt az esetek túlnyomó többségében a látás segítségével észlelt és feldolgozott ingerek bírnak a legnagyobb információ-tartalommal.

Ennek analógiájára a kutatás/fejlesztési szférában és az iparban jelentkező érzékelési, szabályozási, vagy termelési feladatok jelentős részében már elengedhetetlen a képi információk alapján történő visszacsatolás, ellenőrzés. Az 1990-es évektől kezdve jelentős fejlődés tapasztalható a gépi látás terén [18], [19]. Gépi látás esetén a képi információ gyakran jóval több, mint amit az egyes képfeldolgozási eljárások során képesek vagyunk kinyerni a képekből, és a látvány magasabb szintű értelmezése jelenti a legnagyobb mérnöki kihívást. Napjainkban egyre inkább elterjedőben vannak a különböző intelligens szenzorok [20], [21], melyek magán a szenzorchipen, vagy egy dedikált processzáló eszközön képesek különböző jel-feldolgozási funkciók megvalósítására, és a PC vagy egyéb host eszköz felé már a feldolgozott, sok esetben tömörített adat továbbítására. A szenzorokba integrált "intelligencia" mértéke meglehetősen széles skálán mozog. Bizonyos eszközök csak kifejezetten alacsony szintű funkciók végrehajtására képesek, például jelkon-dicionálás, analog-, digitális szűrés, vagy éppen maximumkeresés, átlagszámítás a mérési adatsoron [20]. A skála másik végén a komplex, felhasználó által paramé-

terezhető mérések elvégzésére is képes eszközök találhatók. Képalotó szenzorok esetén több, a piacon és az iparban egyaránt meghatározó kameragyártó cég (pl.: Cognex, Keyence) bizonyos termékeire már nem is a kamera, hanem a "Vision Sensor", vagy a "Vision System" elnevezést használja, utalva a magasabb szintű funkciók integrálására a szenzorba. Ezek az eszközök sokszor saját fejlesztőkörnyezettel rendelkeznek, sőt a legnagyobb teljesítményű eszközök esetében akár egy egyszerű, feladatorientált programnyelv is alkalmazható a különböző képfeldolgozási feladatok, funkciók leírására [22].

A képkalkoló szenzorok lehetséges alkalmazási területei az orvosi biológiától a felügyeleti rendszereken, szórakoztató elektronikai alkalmazásokon át a gyártási folyamatok automatizációjáig rendkívül szerteágazóak. Az egyik ilyen terület a látórendszer alapú elmozdulás-, illetve sebességmérés, mely jelen dolgozat témájául szolgál. A CMOS gyártástechnológia fejlődésével a szenzorok, illetve ASIC eszközök egyre szélesebb körben elérhetővé váltak, ami lehetővé tette különböző alkalmazásorientált szenzorok kifejlesztését.

A dolgozat felépítését tekintve három fő fejezetre tagolható. Az első fejezetben bemutatom a képkalkoló szenzorok működését a fizikai alapfogalmaktól a leggyakrabban alkalmazott pixel-, illetve szenzorstruktúrákig. Ismertetem a legelterjedtebb CMOS fotodetektor struktúrákat, és a legfontosabb CMOS szenzorokkal kapcsolatos fogalmakat. A második fejezet az intra-frame elmozdulásmérés matematikai alapjait tartalmazza az alkalmazott dupla-exponálási sémával, és a módszer hibaanalízisével együtt. A látórendszer alapú mozgásdetekciót és sebességmérést megvalósító dual-pixel szenzor struktúra bemutatása a harmadik fejezetben található.

1.1. Motiváció

A képkalkoló szenzorokkal kapcsolatos kutatásokkal a Magyar Tudományos Akadémia Számítástechnikai és Automatizálási Kutatóintézetének (MTA-SZTAKI) Számítógépes Optikai Érzékelés és Feldolgozás Kutatólaboratóriumában ismerkedtem meg. Itt részt vettem egy kisméretű pilóta nélküli repülőgépek számára fejlesztett, látórendszer alapú ütközésselkerülést biztosító hardverplatform kifejlesztésében. A kutatással kapcsolatban több publikáció is megjelent [1], [23], [24],

[25], [8], [9], [10], [11], [12], [13], [14], [15], [3], [4]. Mivel tulajdonképpen az ebben a projektben tapasztalt kihívások, mérnöki feladatok indítottak el a képalkotó szenzorokkal kapcsolatos kutatások felé – illetve az egyik folyóirat publikációm is erről a témáról írtam, a következő fejezetben szeretném ennek a kutatómunkának a legfontosabb eredményeit, mint egy a disszertációhoz szorosan kapcsolódó előzményt bemutatni.

1.1.1. Látórendszer alapú ütközésselkerülés megvalósítása kis-méretű UAV-kon

Napjainkra a pilóta nélküli robotrepülőgépek (UAV) az intenzív nemzetközi kutatási, fejlesztési tevékenységnek köszönhetően elérték azt a technológiai szintet, hogy képesek autonóm módon különböző feladatok ellátására. Az egyre nagyobb számban megjelenő pilóta nélküli eszközök miatt megkezdődött a UAV-k légtérbe történő integrálásának folyamata. Ez szükségessé teszi speciálisan a UAV-k üzemeltetésével, alkalmazásával kapcsolatos jogszabályok megalkotását. Ezen jogszabályok jelen dolgozat megírásakor még nem kiforrottak, de jellemzően a hatóságok nem engedélyezik a teljesen autonóm működést [26], melyet elsősorban a biztonsági hiányosságokkal indokolnak. A UAV-k üzemeltetési biztonságával kapcsolatban a legkritikusabb pontok az alábbiak:

- Megbízhatóság növelése a szenzorok, aktuátorok redundanciájának biztosításával.
- Az ütközésselkerülés biztosítása [27],[28],[29] a GPS alapú navigáción felül. Ehhez szükséges a potenciális ütközési helyzetek felismerése valós időben, akár statikus objektumokkal (fák, tornyok) akár más légi járművekkel.

Az MTA-SZTAKI Számítógépes Optikai Érzékelés és Feldolgozás Kutatólaboratóriumában az utóbbi pontban említett ütközésselkerülés megvalósítására egy látórendszer alapú, nem kooperatív megoldást alkottunk meg, melynek specifikációjába az alábbi pontok tartoznak bele:

- Megfelelően nagy felbontás és látószög (FOV) az úgynevezett intruder repülőgép (potenciális veszélyforrás az ütközés szempontjából) nagy távolságban történő detektálásához és követéséhez

- A hardverplatformnak képesnek kell lennie a vizuális információk valós időben történő kiértékelésére a döntéshozáshoz (ütközési pályán van-e, szükséges-e pályamódosítás)
- A UAV térbeli helyzetének (orientációjának) mérése az egymást követő képkockák közötti különbségek alapján (yaw, pitch, roll), a UAV pozícióbecslésének pontosítására (az inerciális mérőegység (IMU) és GPS adatainak kiegészítése szenzorfüzióval, növelve ezzel is a redundanciát)
- A repülés során készített képszekvencia tárolása a későbbi kiértékelés, validálás céljára
- Kisméretű UAV-khoz illeszkedő kis méret, tömeg és alacsony fogyasztás, illetve bekerülési költség

Az ember által vezetett repülőgépeken jelenleg az úgynevezett TCAS (traffic collision avoidance) transzponder alapú ütközés elkerülést segítő rendszert alkalmaznak [30]. Nagyobb UAV-k esetén a szenzorfüzió alapú megközelítés is elterjedt. A [31]-ben bemutatott rendszer egy Ka-sávban (27-40 GHz) működő impulzusradarra épül, kiegészítve két látható hullámhossz tartományban, illetve két IR tartományban működő kamerával. A jelfeldolgozást és kiértékelést 2 PC végzi. Általánosságban kijelenthető, hogy a nagy fogyasztású, aktív rendszerek nem alkalmazhatók kis és közepes méretű (~20kg) UAV-k esetén, azonban egy passzív, látórendszer alapú ütközésselkerülő platform megfelelő választásnak tűnik. Több kutatócsoport is erre a következtetésre jutott [32], [33], [34], azonban a szakirodalomban található rendszerek jellemzően PC alapúak. A [33]-ban bemutatott rendszer egyetlen, 1024×768 felbontású kamerát használ egy teljes értékű PC-vel, egy GPU-val. A szakirodalomban található Intel Atom processzor alapú, beágyazott PC-t alkalmazó látórendszer is, két darab WVGA kamerával [35]. A PC alapú megoldások mellett fellelhető a néhány FPGA alapú megoldás is [36], [37], melyek az FPGA-k mellett Intel Atom alapú kártyákat is alkalmaznak a poszt processzáláshoz, illetve a döntéshozáshoz. Ezek a dedikált célrendszerek már képesek akár 60 Hz-es frame rate-re is, ami a PC alapú eszközökről nem mondható el. A fent említett rendszerek és az MTA-SZTAKI-ban fejlesztett FPGA alapú platform közötti részletes összehasonlítás [1]-ben olvasható, jelen dolgozatban a

SZTAKI-s látórendszer specifikációjára, fontosabb paramétereire és képességeire térek ki.

1.1.1.1. Specifikáció

A látórendszernek alapvetően két feladatot kell ellátnia: ütközési helyzetek felismerése, és saját-állapot becslés a kamerák képei alapján. Ehhez a UAV előtti légtér folyamatos figyelése szükséges megfelelően nagy látószögben és felbontással, kellően nagy FPS-sel. A légi közlekedéssel kapcsolatos biztonsági előírások egy fontos eleme az úgynevezett minimális szeparációs távolság két repülőgép között [38], ami függ a repülőp típusától, méretétől. Tehát az intruder objektumok detekciója legkésőbb egy meghatározott, úgynevezett forgalom-elkerülési küszöbnél (angol nyelvű irodalomban "traffic avoidance threshold" [38]) nagyobb távolságból szükséges, hogy manőverezés közben is teljesüljön az előírás szerinti szeparációs minimum. Amennyiben a fenti küszöbérték elérése előtt nem sikerül detektálni az intruder objektumot, az ütközés elkerülhető, ha a detekció az ütközés-elkerülési küszöb ("collision avoidance threshold" [38]) előtt megtörténik. Ez a határérték a pilóták esetében 12,5 másodpercben lett meghatározva a hatóságok által [39], ekkor még a reakcióidőt figyelembe véve elkerülhető az ütközés. UAV-k esetén még nincs hasonló előírás, így legtöbb esetben a cél az úgynevezett "equivalent level of safety" elérése, tehát hogy a fent említett ütközés-elkerülési határérték pilóta nélküli repülőgépek esetén is biztosítva legyen. Fentieket figyelembe véve a kis-, illetve közepes UAV-k esetén, 100 m/s-os sebességkülönbséget feltételezve legalább 1250m-ről szükséges detektálni az intrudert. Ebben az esetben az előírt szeparációs minimum 660 m (2000 ft), míg az ütközés-elkerülési határérték 160 m (500 ft). Az [1]-ben jellemzett robusztus detekció biztosítására $0,1^\circ/\text{pixel}$ felbontást határoztunk meg. Ez a fedélzeti képalkotó rendszer $220^\circ \times 70^\circ$ -os FOV-ja mellett minimum 2200×700 -as felbontást jelent, 20 FPS-sel, tehát a képfeldolgozás, döntéshozás teljes ideje nem haladhatja meg az 50 ms-t.

1.1.1.2. A képalkotó és feldolgozó rendszer elemei

Ebben a fejezetben röviden bemutatom a fedélzeti képalkotó és képfeldolgozó rendszer legfontosabb hardver és szoftver komponenseit, és kitérek a UAV-be történő rendszer-integrációra is.

Kamera Minden gépi látáson alapuló rendszer egyik legfontosabb eleme a kamera, ami alapvetően befolyásolja a teljes rendszer képességeit, ezért kifejezetten fontos a feladathoz leginkább illeszkedő szenzorok megtalálása. Egy képkalkotó rendszer előírt látószöge többféleképpen biztosítható. Az egyik megoldást egyetlen kamera, és nagy látószögű optika alkalmazása jelentené, azonban egy ilyen optika alkalmazását a méret, súly, és pénzügyi szempontok figyelembe vételével elvetettük. Ehelyett 5 db kisméretű kamera és S-mount (M12) lencsék alkalmazása mellett döntöttünk. A kiválasztás során a megfelelő felbontás mellett két fontos kritériumot fogalmaztunk meg a kamerákkal szemben:

- A kamera úgynevezett global shutter elektronikus zárral kell hogy rendelkezzen. A másik elterjedt megoldás, a rolling shutter alapú kamerák mozgó platformok esetén a soronként különböző időpontban kezdődő exponálás miatt nem adnak koherens képet. Az elektronikus zárstruktúráról a 1.2.3.4 fejezetben lesz bővebben szó.
- A másik fontos szempont a kamerák triggerelhetősége. Mivel a rendszer az intruder objektum relatív pozíciójának meghatározását végzi, az elkerülési manőver végrehajtásához szükséges a képfeldolgozó rendszer és az IMU sajátállapot becslőjének szinkronizálása. A mi esetünkben a teljes látómező több szenzor képéből adódik ki, ezért kifejezetten fontos a kamerák egyidejű triggerelése.

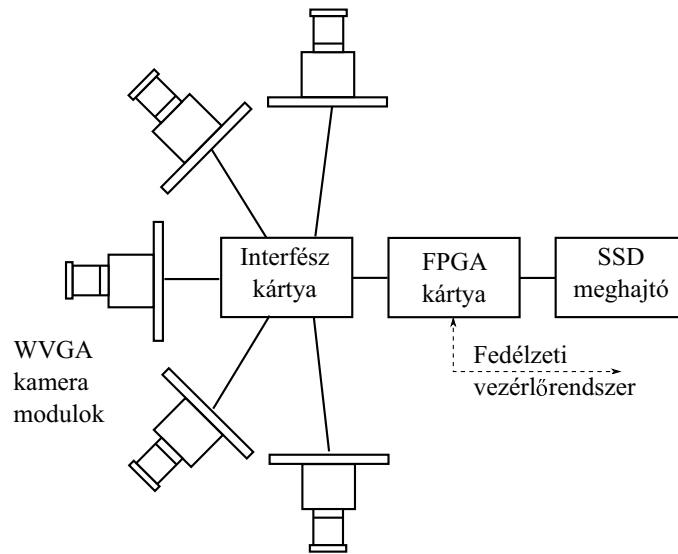
A fenti szempontokat figyelembe véve először a Mobisense systems MBSV034M-FFC kameráira esett a választás. Ezek 1/3 inch méretű, WVGA (752 × 480) szenzorok, cserélhető optikával, amik a mi esetünkben 3,66 mm fókusztávolságú Edmund Optics High Resolution Infinite Conjugate $\mu - Video^{TM}$ lencsék voltak. Ezeknek a kameráknak a tömege optikával együtt sem éri el a 10g-ot, ami kisméretű UAV-k esetén a korlátozott hasznos teher miatt kifejezetten előnyös. Később ezeket a kamerákat lecseréltük az általam tervezett Aptina MT9M021 alapú kamera modulokra. Ennek a szenzornak a felbontása már 1280 × 960, és a párhuzamos digitális IO kimenetek helyett az adatcsere a Texas Instruments DS90UB913Q IC-je segítségével egy soros protokollon keresztül valósul meg. Ez a chip, és az alkalmazott protokoll kifejezetten digitális kamerák adatfolyamának

továbbítására lett tervezve. A protokoll fizikai rétege lehetővé teszi a tápátvitelt, és a kétirányú adatátvitelt (a kétirányú I2C kommunikáció, és a szenzor trigger jelei egyaránt videó adatfolyamba vannak multiplexálva) akár mindössze egy csavart érpár segítségével.

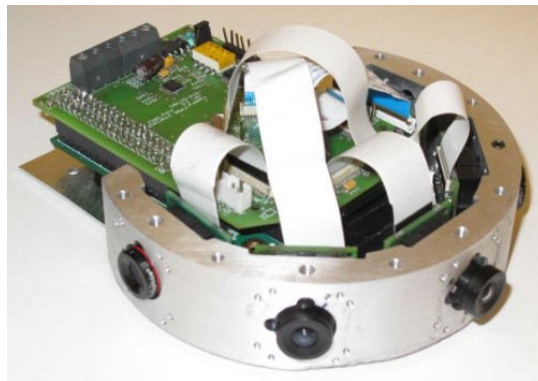
Képfeldolgozó platform Napjainkban a nagy számításigényű képfeldolgozó algoritmusok alapját leggyakrabban GPU, FPGA, vagy DSP platformok képezik. Kisebb méretű UAV-k esetén a GPU-k, jellemzően nagyobb fogyasztásuk és hűtőrendszerük miatt nem tűnnek jó választásnak. A DSP-k mellett szól a nagyobb flexibilitásuk, illetve a fejlesztési idő relatív rövidege. Ezzel szemben az FPGA-k számítási kapacitása jóval nagyobb, viszont egy FPGA alapú célhardver fejlesztési ideje akár sokszorososa is lehet a GPU-k vagy DSP-k esetén tapasztaltnál. A fent említett öt kamera képének real-time feldolgozására egy DSP alapú platform nem lenne képes az előírt 20 FPS mellett ($5 \times 752 \times 480 \times 20 = 36\text{Mb/sec}$), így a választásunk egy FPGA alapú rendszerre esett. Ezen felül az alkalmazás jellegéből kifolyóan (5 kamera képen kell lényegében ugyan azt a műveletsort elvégezni) kihasználható az FPGA-k másik nagy előnye, nevezetesen a képfeldolgozó pipeline-ok párhuzamosíthatósága, amivel jelentősen csökkenthető az algoritmus futási ideje.

Egy kisméretű, Spartan-6 alapú FPGA kártyát választottunk a képfeldolgozó platform alapjául (Expantan6T [40]), ami elegendő IO vonallal rendelkezik az 5 kamera vezérléséhez, és a kamerák felől érkező adatfolyam fogadásához. A fejlesztés későbbi szakaszában már a Xilinx Zynq SoC-jára épülő Zedboard fejlesztőkártyát alkalmaztuk. Itt az FPGA logikai blokkjai (PL - Programmable Logic) mellé a chipbe integrálva lett egy beágyazott kétmagos ARM processzor (PS - Processing System), nagyban megnövelve az FPGA flexibilitását.

Rendszer-architektúra, integráció A látórendszer leegyszerűsített architektúrája az 1.1 ábrán, az összeszerelt rendszer - az Expantan6T fejlesztőkártyával pedig az 1.2 ábrán látható. A kamerákról érkező adatfolyamot egy interfészkártya segítségével illesztjük az FPGA kártya bemeneteihez. Az FPGA végzi az képfeldolgozást, kommunikál a UAV vezérlőegységével, és továbbítja az adatfolyamot a SATA vezérlőhöz. Érdeemes még megemlíteni, hogy a mérések alapján a rendszer



1.1. ábra. A látórendszer blokkvázlata[1].



1.2. ábra. Az összeszerelt rendszer a kamerák tartókeretével, ami biztosítja a kamerák pontos relatív orientációját[1].



1.3. ábra. A képfeldolgozó rendszer a hordozó UAV orrába építve.

teljesítményfelvétele 4,2 W, melynek egy jelentős részét az SSD teszi ki ($\sim 1W$). Ez meglehetősen vonzó tulajdonság egy kisméretű UAV számára.

A kamerarendszer és képfeldolgozó egység a hordozó repülőgép orrába lett beépítve egy patkó alakú alumínium keret segítségével, ami biztosítja a rendszer robusztusságát és a kamerák relatív pozíciójának és orientációjának rögzítését.

1.1.1.3. A rendszer algoritmikus komponensei

A képalkotó és feldolgozó rendszer elsődleges célja az intruder objektumok azonosítása és követése. A kidolgozott algoritmus képes tiszta és felhős - tehát magas kontrasztú, sűrű, élesen kirajzolódó felhőhatárok mellett is - égháttér előtt egyaránt működni. A detekció alapja, hogy egy sötét-, vagy világos pontszerű objektumot keresünk a jellemzően alacsony kontrasztú háttér előtt. Természetesen a magas kontrasztú felhő-határoknál csökken az érzékelés hatékonysága, de a tracking algoritmus képes az objektum követésére, amíg az áthalad egy magas kontrasztú területen. Az eljárás alapvetően három részre osztható:

- **Pre-processzálás:** ROI-k (Regions of Interest – az algoritmus szempontjából releváns területek) kijelölése, azonosítjuk a "gyanús" régiókat. Ezt

egy 5×5 -ös konvolúciós kernel, küszöbölés, majd szűrés alkalmazásával érjük el. A pre-processzálás lépéseit a teljes képen végrehajtjuk, viszont az ezt követező algoritmikus számításokat már csak a ROI-kon végezzük el.

- **ROI vagy fovea processzálás:** Vizsgáljuk a potenciális intruder objektum környezetét, és eldobjuk a megtalált felhő-határpontokat.
- **Tracking:** A nem folytonos trajektóriájú objektumokat szintén eldobjuk. Az ezen lépések után megmaradó objektumok trajektóriáját vizsgáljuk, hogy elkerüljük az ütközési helyzeteket.

Az eljárást egy egyedi, FPGA-n implementált, multi-core számítási architektúrával valósítottuk meg. Az algoritmus részletes leírását a teszteredményekkel együtt [1] tartalmazza.

1.2. Szilárdtest szenzorok képalkotáshoz

1.2.1. Bevezetés

A digitális kamerákban, illetve intelligens képalkotó eszközökben szilárdtest szenzorok segítségével történik a vizuális információ rögzítése. Minden képalkotó szenzor tulajdonképpen egy pixel-tömb, melyben az egyes pixelek jellemzően egy fotodetektorból és valamilyen a kiolvasás megvalósításához szükséges eszközből, vagy eszközökből állnak. Ezek a pixeltömbök a legkülönbözőbb felbontásokkal rendelkezhetnek, a QCIF (176×144 pixel) mérettől egészen a csillagászatban alkalmazott, akár 7000×9000 méretű pixeltömbökig. Napjainkban a CMOS gyártástechnológia fejlődésével már $1,12 \mu\text{m} \times 1,12 \mu\text{m}$ -es pixelméret is elérhető [41], azonban a pixelméretetek folyamatos csökkentésével a képminőség azonos szinten tartása komoly mérnöki feladat, mivel a különböző zajforrások, szivárgási effektusok hatása a kimeneti jelre kis pixelméret esetén hatványozottan jelentkezik.

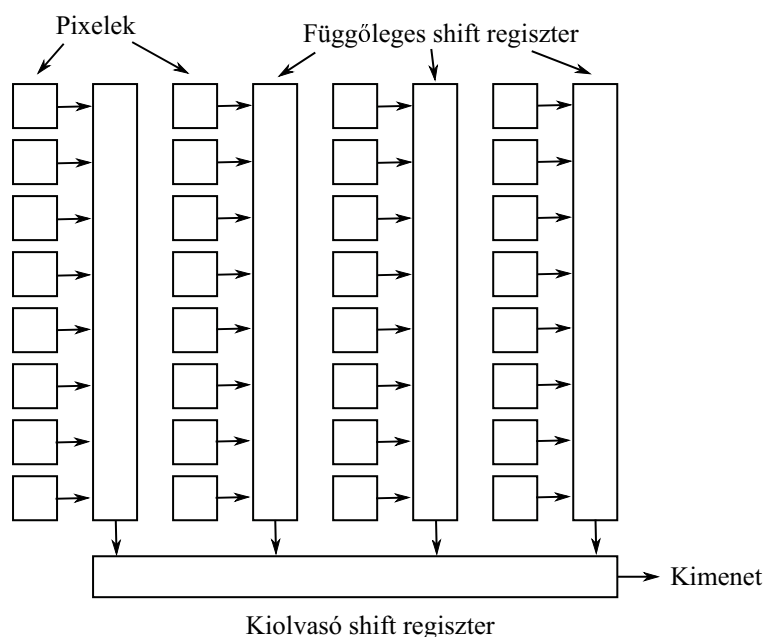
A CCD eszközök történetileg korábban, az 1970-es években jelentek meg [42], míg a CMOS alapú szenzorok az 1980-as években [43]. A CCD és CMOS eszközök mind pixel-struktúrában, mind kiolvasási stratégiában jelentős mértékben eltérnek egymástól. A következő fejezetekben röviden bemutatom a CCD és CMOS

szenzorok felépítését és működési elvét, majd részletesen kitérek a CMOS képalkotókban alkalmazott pixel-struktúrákra, a kiolvasási lánc egyes elemeire, illetve a pixelekben alkalmazott fotodetektorokra.

1.2.2. CCD képalkotó szenzorok

A képalkotó szenzorok piacán jelenleg még mindig a CCD alapú eszközök a domináns szerep, bár a CMOS eszközök egyre inkább elterjedőben vannak. A CCD struktúra tulajdonképpen MOS kapacitásokból álló analóg shift regisztereken alapul, melyekből a töltés kiolvasása egy 2, 3 vagy 4 fázisú órajellel történik [44]. A megfelelően magas töltéstranszfer hatásfok (CTE) eléréséhez (a shift regiszter két MOS kapacitása között) komplex, megfelelően nagy sebességű és nagy pontosságú – sok esetben magasabb, akár 15V feszültségű – órajelek szükségesek, emiatt a CCD szenzorok fogyasztása a CMOS eszközökhöz viszonyítva meglehetősen nagy. A CCD szenzorok a következőképpen csoportosíthatók [45]:

- Interline Transfer: A leelterjedtebb CCD eszközök, ahol a szenzorban fényérzékeny oszlopok mellett található a töltéstranszfert megvalósító shift regiszterek. A fény érzékelésének és a kapott töltéskép kiolvasásának szétválasztása lehetővé teszi a frame kiolvasása alatti újra exponálást, növelve az elérhető FPS-t. A struktúra sematikus rajza a 1.4 ábrán látható.
- Full Frame: Ez a legegyszerűbb formája a CCD szenzoroknak, ami az úgynevezett "Progressive Scan" kiolvasási módszert alkalmazza: a pixelekben felhalmozódott töltést függőlegesen sorról-sorra a kiolvasó regiszterbe shiftelve olvassuk ki. Minden függőleges shiftelés után a regiszterből kiolvashatók az adott sorhoz tartozó pixel-értékek.
- Frame Transfer: Ezen CCD szenzorok az exponálás után a teljes frame-et egy beeső fénytől védett átmeneti tárolóba másolják. Így a kiolvasás alatt ebben az esetben is indítható az újabb exponálás.



1.4. ábra. Az Interline Transfer CCD egyszerűsített blokkdiagramja.

1.2.3. CMOS képalkotó szenzorok

A CCD szenzorokhoz hasonlóan a CMOS képalkotók is szilícium alapúak, azonban a CCD érzékelőkkel ellentétben a standard technológiákhoz képest csak minimális változtatások szükségesek az előállításukhoz, így a legtöbb VLSI technológiával kompatibilisek, elősegítve a pixeltömbök integrálhatóságát más VLSI alapú megoldásokkal. A CCD és CMOS eszközök összehasonlításakor adódó legfontosabb általános jellegű megfigyeléseket a 1.1 táblázat tartalmazza [46], [47].

A CMOS és CCD eszközök felépítésüket tekintve is jelentősen különböznek egymástól, elsősorban a kiolvasási (readout) architektúrájukban. A CCD szenzorok shift-regiszter alapú működésével ellentétben a CMOS érzékelők kiolvasása sor-oszlop címzéssel történik, a DRAM memóriákhoz hasonló módon, sor/oszlop dekóderek segítségével. Ezen felül a CCD eszközök esetén a felhalmozódott töltést olvassuk ki, míg CMOS szenzorok esetén a töltés-feszültség konverzió legtöbbször már a pixelen belül megtörténik, így a hasznos jel a kimeneten feszültségként jelenik meg. A CMOS alapú technológiák már nagyon kiforottnak tekinthetők, és a VLSI eszközök iránti rendkívül nagy kereslet és igény miatt folyamatosan fejleszt-

1.1. táblázat. CCD és CMOS képalkotó szenzorok általános jellegű összehasonlítása

	CCD	CMOS
Érzékenység	Magasabb	Alacsonyabb
Zajszint	Alacsonyabb	Magasabb
Fogyasztás	Magasabb	Alacsonyabb
Ár	Magasabb	Alacsonyabb
FF	Magasabb	Alacsonyabb
Integrálhatóság	Kis mértékben	Egyszerűbb

tik azokat, illetve csökkentik az elérhető csík szélességet. Ez a CMOS képalkotók, illetve camera-on-a-chip rendszerek teljesítményének folyamatos növekedését is magában hordozza. A CMOS képalkotók további előnye abban mutatkozik meg, hogy több különböző CMOS technológia érhető el akár az akadémiai vagy oktatási szféra számára is. Ez a tény, a relatíve alacsonyabb ár és a CAD tervezőszoftverek (pl. Cadence) elérhetősége elősegíti a kisebb költségvetésű intézmények bekapcsolódását is a prototípustervezésbe.

1.2.3.1. Fotodetekció CMOS szenzorokban

A fotodetektorok a félvezetők – leggyakrabban szilícium – fényérzékenységét használják ki az optikai jelek érzékelésére. A kvantummechanika alapvető törvényszerűsége, hogy egy izolált iontörzshöz kapcsolódó töltéshordozók csak diszkrét energiaszintekkel rendelkezhetnek [16]. Egy izolált iontörzs esetén egy kvantumállapotot csak egy elektron foglalhat el, kristályrácsban pedig az energiaszintek energiasávokká szélesednek, melyeket úgynevezett tiltott sávok választanak el egymástól. Egy kristályrács, mint kvantummechanikai rendszer lehetséges állapotait a Schrödinger egyenlet megoldásai adják, mely alapján számolható az egyes félvezetők (pl.: Ge, Si, GaAs) energia-struktúrája adott kristálytani irányok mentén [48]. Az abszolút nulla fokon nem teljesen telített energiaszinteket nevezzük összefoglaló néven vezetési sávnak, az ezek alatti energiaszinteket pedig vegyértéksávnak. Vezetők esetén, abszolút nulla fokon a vezetési sáv legalsó energiaszintjei sem teljesen üresek, ellentétben a félvezetőkkel és szigetelőkkel. A legfontosabb különbséget a vezető-, illetve szigetelő anyagok energiaszerkezetében

a tiltott sáv szélessége jelenti. Vezetők esetében tulajdonképpen nem beszélhetünk tiltott sávról, ugyanis a vegyérték-, és vezetési sávok energiaszintjei nem különülnek el egymástól. A szigetelőnek nevezett anyagok vegyérték-, és vezetési sávjai között jellemzően $> 9eV$, míg félszigetelők esetén $1eV$ körül alakul a tiltott sáv szélessége (pl.: GaAs - $1,4eV$). Utóbbi esetben a tiltott sáv kis szélessége lehetővé teszi, hogy a töltéshordozók gerjesztés hatására feljussanak a vezetési sávba, drasztikusan lecsökkentve ezzel az anyag elektromos ellenállását.

Vezetők esetén az elektronok az egyedüli töltéshordozók, azonban a félvezetőknél a vezetési sávba gerjesztett elektronok helyén kialakuló hiányt, más néven "lyukat" modellezhetjük pozitív töltésű elemi töltéshordozóként. Abszolút nulla fok feletti hőmérsékleteken termikus generáció segítségével [16] spontán létrejönnek elektron-lyuk párok, melyek később rekombinálódnak. Termikus egyensúly esetén megadható a félvezetőben az elektronok és lyukak – hőmérsékletfüggő – koncentrációja, melyek ún. intrinszc félvezető (tökéletes kristályrács, rácshibák és szennyeződések, adalékok nélkül) esetén megegyeznek. Ez az állapot adalék atomok kristályrácsba ültetésével drasztikusan megváltoztatható, ekkor az elektron, illetve lyuk koncentráció nem fog megegyezni. Azokat a félvezetőket nevezzük N típusúaknak, melyekben az elektronok a többségi töltéshordozók, míg a P típusúakban a lyukak a többségi töltéshordozók.

Az elektronok vezetési sávba történő gerjesztése történhet beeső fény hatására is. Amennyiben a kristályrácsban elnyelődő foton elég nagy energiájú volt (tehát a tiltott sáv szélességénél nagyobb energiát tudott átadni az elektronnak) ahhoz, hogy egy elektronnal kölcsönhatásba lépve azt a vezetési sávba gerjessze, a jelenséget foto-generációnak nevezzük. Ezzel a beeső foton hatására elektron-lyuk pár keletkezett, amik később rekombinálódhatnak, vagy külső térerősség segítségével szétválasztva őket, a beeső fény hatására, intenzitásfüggő foto-generált áram jöhet létre. Ezt használják ki a pn átmenet alapú szilárdtest szenzorok, ahol az elektron-lyuk párok szétválasztásához szükséges térerősséget a pn átmenet beépített térerőssége szolgáltatja.

Abszorpció Fentiek alapján adódik az a következtetés, hogy minden a tiltott sávnál nagyobb energiájú foton – elnyelődve a kristályrácsban – elektron-lyuk

párt hoz létre. Egy foton energiája az alábbi összefüggés segítségével írható le:

$$P_{ph} = h\nu = \frac{hc}{\lambda} \quad (1.1)$$

ahol h a Plank állandó, ν a beeső fény frekvenciája, c a fénysebesség, és λ a fény hullámhossza. A valóságban ez a hatásmechanizmus komplikáltabb, különösen az ún. indirekt sáv szerkezetű – mint amilyen a Si is – félvezetők esetén. Az indirekt sáv szerkezetű félvezetőkben [16] a tiltott sávhoz tartozó minimális energiakülönbség a vezetési és vegyértéksávok között különböző hullámszámoknál jelentkezik. Emiatt a foton mellett egy fononnal – a kristályrács kollektív rezgéseire kapcsolódó részecske – is kölcsönhatásba kell lépnie az elektronnak a vezetési sávba jutáshoz. A háromrészecskés kölcsönhatás valószínűsége jóval alacsonyabb, így az abszorpció együttható is kisebb mint a direkt tiltott sávval rendelkező félvezetők – mint pl. a GaAs – esetén.

Amint a beeső fény eléri a kristályrács felületét, és belép a homogénnek tekintett félvezető anyagba, az anyagban a fotonok és az elektronok közötti kölcsönhatás miatt az optikai teljesítmény csökken. Ez a csökkenés az alábbi összefüggéssel írható le [16]

$$P_{ph}(x + dx) - P_{ph}(x) = -\alpha P_{ph}(x)dx \quad (1.2)$$

ahol α az abszorpció tényező, P_{ph} a beeső optikai teljesítmény, x pedig az anyag felületétől mért távolság. Tehát a félvezető kristályrácsban az optikai teljesítmény a felülettől távolodva exponenciálisan csökken.

$$P_{ph}(x) = P_{ph}(0)e^{-\alpha x} \quad (1.3)$$

Mivel az abszorpció tényező függ a beeső foton energiájától, más hullámhosszú fény esetén más abszorpció mérhető. A szilíciumban az úgynevezett penetrációs mélység – $1/\alpha$ -ként van definiálva – a látható fény tartományában a vörös fény (750nm) esetén a legnagyobb, míg kék fény (400nm) esetén a legkisebb. Fontos megjegyezni, hogy azok a fotonok, amiknek az energiája kisebb a tiltott sáv szélességénél, nem detektálhatók az adott félvezetővel.

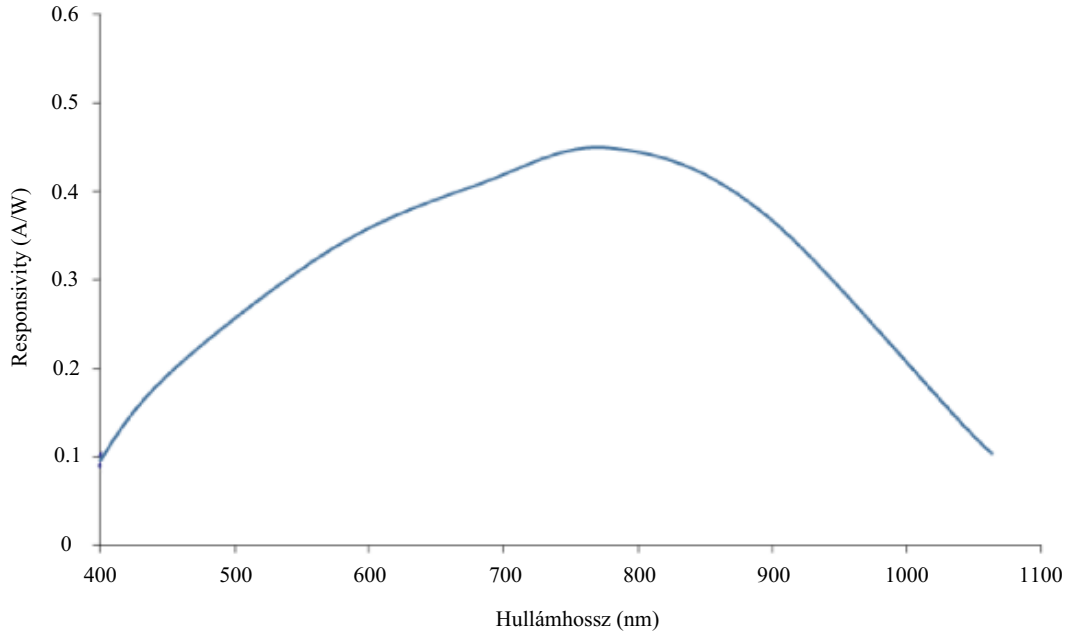
Kvantum hatások Ahhoz, hogy a foto-generált töltéshordozók hasznos jelként jelenhessenek meg a kimeneten, és ne rekombinálódjanak a kristályrácsban, szükség van egy külső térerősségre. Ez a pn átmenet esetén a beépített térerősség segítségével valósul meg. A térerősség hatására az elektronok és a lyukak a fotodióda anódja illetve katódja felé mozognak, így hozva létre a már mérhető fotoáramot. Ez a jelenség tovább javítható a pn átmenet záró irányú előfeszítésével. Ekkor a kiürített réteg szélessége megnő, ami egyrészt növeli a kristályrácsban azt a térfogatot, amiben a jelenség létrejöhet, másrészt növeli magát a térerősséget. A kiürített rétegben létrejövő elektron és lyuk áramot nevezik a fotoáram drift komponensének, vagy drift áramnak.

Azonban a fotonok nem csak a kiürített rétegben nyelődnek el, az abszorpció hullámhosszfüggő, tehát más hullámhosszú fény más mélységben képes behatolni a kristályrácsba. A kiürített rétegen kívül létrejövő töltéshordozó párok bizonyos hányada diffúziós mozgás segítségével eljut a kiürített rétegig, ahol hozzáadódik a hasznos jelhez. Az elektronok nagyobb mozgékonyasága miatt azok diffúziós hossza (L_n , L_p) nagyobb, így nagyobb valószínűséggel jutnak el a kiürített rétegig. Azok a töltéshordozók, melyek a diffúziós hosszuknál távolabb jönnek létre a kiürített rétegtől, nagy valószínűséggel rekombinálódnak a kristályrácsban, az energiájukat vagy foton kibocsátása vagy rezgés (hő) formájában kisugároztatva. A töltéshordozók adalékolástól függő diffúziós hossza az alábbi összefüggés alapján számolható:

$$L_{n/p} = \sqrt{D_{n/p}\tau_{n/p}} \quad (1.4)$$

ahol $D_{n/p}$ a diffúziós együttható, $\tau_{n/p}$ pedig a kisebbségi töltéshordozó élettartama, tehát a keletkezéstől a rekombinációig eltelt idő, ami a rekombinációs centrumok (pl.: rácshibák) sűrűségétől függ. Ezek alapján a foto-generált áramsűrűség három komponensre bontható:

- A kiürített rétegben létrejövő és ott szétválasztott töltéshordozók (drift áram)
- A kiürített rétegen kívül létrejövő töltéshordozók, melyek diffúzió segítségével eljutnak a kiürített rétegbe (diffúziós áram)



1.5. ábra. Egy CMOS kompatibilis fotodióda érzékenység jelleggörbéje a hullámhossz függvényében.

- A kiürített rétegen kívül létrejövő töltéshordozók, melyek rekombinálnak a kristályrácsban

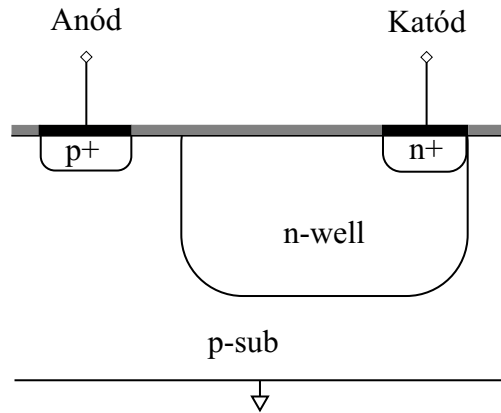
Ezek közül az első kettő összegeként adódik a fotodetektor kimenetén a hasznos jel.

$$J_{ph} = J_{drift} + J_{diff} \quad (1.5)$$

A foto-áramsűrűség és a beeső optikai teljesítménysűrűség (vagy besugárzás [W/m^2]) közötti kapcsolatot az úgynevezett responsivity írja le az alábbi módon

$$R_{ph} = \frac{J_{ph}}{E_{ph}} \quad (1.6)$$

ahol E_{ph} a besugárzás a szenzor felületén. Ezek alapján definiálható a szenzor kvantum hatásfoka, mely a foto-generált töltéshordozók számát írja le, beeső fotonként (egy foton energiáját a $\hbar\omega$ összefüggés írja le). Egy általános jelleggörbe



1.6. ábra. Az n-well\p-szubsztrát fotodetektor sematikus struktúrája. A kiürített réteg az alacsony adalékolású n-well és a szubsztrát között jön létre. A kis adalékolás miatt a kiürített réteg szélessége jóval nagyobb, mint az n+\p-szubsztrát, illetve a p+\n-well fotodiódák esetén.

az 1.5. ábrán látható.

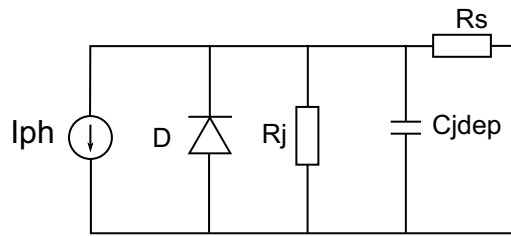
$$\eta = \frac{\frac{J_{ph}}{q}}{\frac{E_{ph}}{h\nu}} = R_{ph} \frac{h\nu}{q} \quad (1.7)$$

A különböző CMOS technológiák tervezésénél a fent ismertetett jelenségek miatt fontos szempont a pn átmenetek (tehát tulajdonképpen az ionimplantációk vagy diffúziók) mélységének a megválasztása, hiszen ez jelentősen befolyásolja a szenzor spektrális fényválasztát, az abszorpció hullámhosszfüggése miatt.

1.2.3.2. CMOS fotodetektor struktúrák

Ebben a fejezetben röviden ismertetem a fotodióda, fototranzisztor illetve a photogate működésének alapjait, melyek a leggyakrabban alkalmazott CMOS kompatibilis fotodetektor struktúrák. Utóbbi kettőre csak említés szinten térek ki, egyrészt mivel jelenleg a fotodióda alapú szenzorok a legelterjedtebbek, másrészt jelen disszertáció témájaként is egy fotodiódán alapuló szenzor szolgál.

Fotodióda A fotodióda napjaink képző eszközeinek az egyik legfontosabb fotodetektor struktúrája, mivel megfelelő érzékenység mellett könnyen előállítható az elterjedt CMOS technológiákkal. Leegyszerűsített áramköri modellje az 1.7



1.7. ábra. A fotodióda áramköri modellje [16]. I_{ph} jelöli a beeső fény hatására létrejövő fotoáramot, D maga az ideális dióda, R_s a soros, R_{sh} a sönt ellenállás, C_{jdep} pedig a pn átmenet parazita kapacitása.

ábrán látható. A korábban leírt módon a beeső fény hatására elektron-lyuk párok keletkeznek, melyek a beépített térerősség hatására szétválasztódnak, majd fotoáram vagy feszültség formájában mérhető jelet hoznak létre az anód és a katód elektródák között. P szubsztrát esetén három alapvető fotodióda struktúrát különböztethetünk meg [49], melyek a következők: $n^+ \setminus p$ -szubsztrát, $p \setminus n$ -well és n -well $\setminus p$ -szubsztrát. Természetesen ezek mindegyikének van n szubsztrát alapú megfelelője, azonban az elektronok nagyobb mozgékonyága miatt ($L_n > L_p$) a p szubsztrát alapú szenzorok jobb spektrális válasszal jellemezhetők, ráadásul ezek illeszkednek a klasszikus CMOS technológiákba, amik szintén p szubsztrát alapúak. Az n -well $\setminus p$ -szubsztrát fotodetektor sematikus struktúrája az 1.6 ábrán látható. A fent említett három struktúra nagyon hasonló tulajdonságokkal rendelkezik, általában az adott technológia határozza meg, milyen struktúrát alkalmazhatnak a fejlesztőmérnökök a tervezés során. A későbbiekben bemutatott, az AustriaMicrosystems $0,35\mu\text{m}$ -es Opto technológiája esetén - amivel a disszertáció témájául szolgáló képzéshoz szenzor is realizálva lett - a fotodetektor az n -well $\setminus p$ -szubsztrát struktúrára épül. A másik két típushoz viszonyítva az n -well $\setminus p$ -szubsztrát fotodetektorok jellemzője a legjobb spektrális válasz a látható tartományban - az n -well alacsonyabb adalékolási szintje miatt a kiürített réteg vastagabb a többi fotodióda struktúrához képest. Emiatt a foto-generált kisebbségi töltéshordozók nagyobb hányada hasznosulhat. Hátrányuk azonban a magasabb crosstalk a szomszédos pixelek között[50].

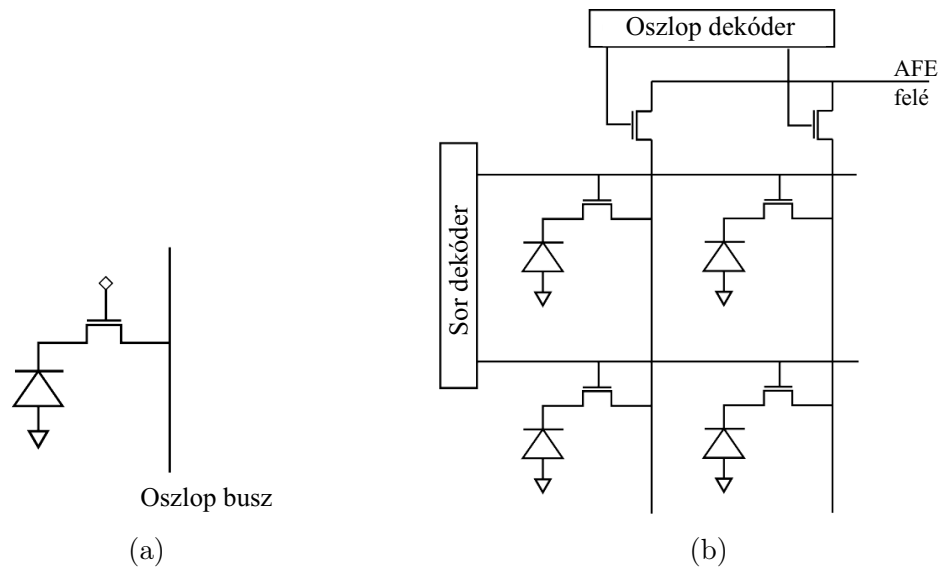
Fototranzisztor A CMOS kompatibilis fototranzisztorok felépítésüket tekintve alapulhatnak vertikális, illetve laterális PNP tranzisztoron. Előnyük a fotodiódához viszonyítva a nagyobb áramerősítési tényező (β), ami miatt kvantum hatásfokuk (tehát a fotodetektor érzékenysége) is β -szorosa a fotodióda alapú szenzoroknak [51], [16]. Ezeket a fotodetektorokat azonban mégsem alkalmazzák széles körben, elsősorban - a fotodiódához viszonyítva - komplikáltabb struktúrájából adódó alacsonyabb fill faktor, illetve a technológiai szórásból (mismatch) adódó viszonylagosan nagy különbségek miatt az áramerősítési tényezőben. A fototranzisztor tehát tulajdonképpen felfogható egy erősítő fokozattal rendelkező n-well fotodiódának.

Photogate A photogate detektor felépítését tekintve nagyon hasonló a CCD szenzorokhoz. Tulajdonképpen egy MOS kapacitás, melynek polyszilícium gate elektródájára feszültséget kapcsolva kiürített réteg jön létre, ahol beeső fény hatására létrejöhet a korábbiakban bemutatott módon a töltésfelhalmozódás. Ezen eszközök esetén kifejezetten alacsony a termikus generációból adódó zaj, azonban a spektrális válasz - főleg alacsony hullámhosszon - a polyszilícium elektróda abszorpciója miatt alacsonyabb [52], [53].

1.2.3.3. Pixel struktúrák

Felépítését tekintve alapvetően két típusú pixelt különböztetünk meg: passzív, illetve aktív. A passzív pixelek a fotodiódán kívül csak egyetlen MOS tranzisztort tartalmaznak a kiolvasáshoz, ezzel szemben az aktív pixelekben egy aktív követőerősítő, és az exponálás vezérléséhez szükséges tranzisztorok is megtalálhatók. Mind a passzív pixel szenzor (PPS), illetve aktív pixel szenzor (APS) alapú CMOS érzékelők működésüket tekintve hasonlóak az analóg DRAM-okhoz, tehát a különálló oszlop, illetve sor címzési struktúrájuk lehetővé teszi az egyes pixelekhez való tetszőleges (Random Access) hozzáférést (1.8b. ábra).

PPS pixel Egy PPS pixel működése a következő. Az exponálás előtt a fotodiódát egy külső V_{ref} feszültséggel reset-eljük, tehát záró irányba előfeszítjük. Ezután a kiolvasó tranzisztor az integrálás idejére bezár, leválasztva a buszról a fotodiódát. Ezalatt az idő alatt a beeső fotonok számával arányosan elkezd



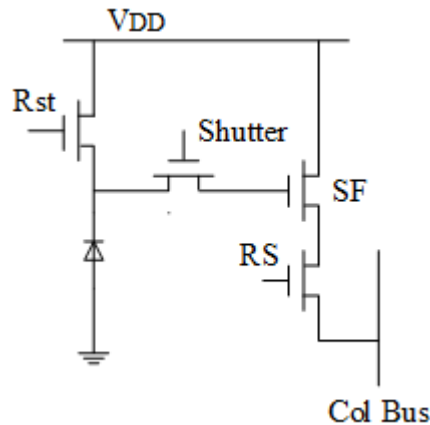
1.8. ábra. (a) Passzív pixel szenzor struktúra a fotodiódával és a kiolvasó tranzistorral. (b) PPS pixeltömb

kisülni a fotodióda. Az exponálás végén a tranzisztort nyitásba vezérelve áram folyik a buszon a pixelbe, kiegyenlítve a V_{ref} és az integrálás utáni V_{diode} közötti potenciálkülönbséget. Ezt a töltésmennyiséget egy külső kapacitáson integrálva feszültségként olvasható ki a pixelválasz.

A PPS pixelek legnagyobb hátránya a lassú kiolvasási idő, mivel a busz közvetlenül kapcsolódik a fotodiódához, ami nagy kapacitív terhelést jelent (az RC időállandó nagy). Előnyük a magas fill faktor, ami az APS struktúráknál magasabb QE-t okoz.

APS pixel A különböző aktív pixel szenzor struktúrára épülő képkalkotók jelentős fejlődésen mentek keresztül az elmúlt 20 évben. A VLSI technológiákkal való kompatibilitás lehetővé teszi különböző innovatív architektúrák kifejlesztését az egyszerűtől akár a komplex, CCD-CMOS hibrid pixelekig [54]. A teljesség igénye nélkül röviden bemutatok két struktúrát.

Az APS szenzorok legegyszerűbb, manapság leginkább az orvosi képkalkotásban (pl.: röntgen) használt típusa a 3T APS pixel [55], ami tulajdonképpen egy követő-erősítővel egybeépített PPS pixel. Ezzel lehetővé vált a fotodióda leválasztása a buszról, ami egyrészt jóval kisebb kapacitív terhelést jelent a pixel



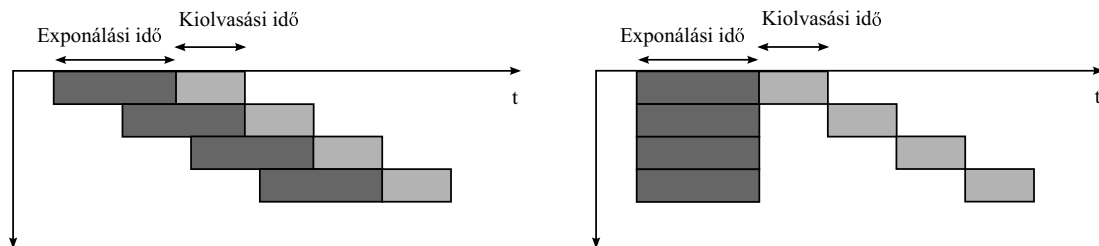
1.9. ábra. Négy tranzisztorból álló (4T) pixelstruktúra.

kimenetén, másrészt így már a pixelben megtörténik a töltéskonverzió. Ennek a struktúrának a továbbfejlesztéséből született a 4T APS pixel [56], melynek felépítése az 1.9. ábrán látható. Ezzel a struktúrával már megvalósítható az úgynevezett global shutter vezérlési stratégia, melyről részletesebben az 1.2.3.4. fejezetben lesz szó, illetve a double sampling [56]. Ez utóbbi tulajdonképpen a pixelválasz reset szinttel történő kompenzálását jelenti, amivel csökkenthető a technológiai szórásból és a töltéshordozók termikus mozgásából adódó kTC zaj miatt létrejövő úgynevezett FPN (Fixed Pattern Noise) [57], [58].

Összességében kijelenthető, hogy a pixel architektúra megválasztása mindig az alkalmazási területtől, az elérhető technológiától, illetve az optikai, elektromos és egyéb sajátos specifikációktól függ.

1.2.3.4. Shutter implementációk szilárdtest szenzorokban

A képképző szenzorok pixelválasza a beeső fényintenzitás mellett nagymértékben függ az exponálási időtől, tehát hogy mennyi ideig volt kitéve a szenzor fényérzékeny felülete a sugárzásnak. Ennek szabályozására fejlesztették ki a különböző zár (shutter) vezérlési módszereket. Ebben a fejezetben az elektronikus shutterek két típusát mutatom be röviden, mivel az aktív pixel szenzorok a shutter vezérlési stratégiát tekintve két csoportra bonthatók: rolling, illetve global shutter. Ezek alapvető működése az 1.10. ábrán látható.



1.10. ábra. A rolling (bal oldal), illetve global (jobb oldal) shutter működésének grafikus illusztrációja.

Rolling shutter A rolling shutter-t alkalmazó szenzorok esetén az exponálás kezdetének időpontja sorról sorra változik a szenzortömbön, az exponálás végétével az adott sor kiolvasása azonnal megtörténik, így nincs szükség analóg tárolóelemekre a pixelekben. Az exponálási idő vezérelhető a pixel reset és readout jele között eltelt idő segítségével. A rolling shutter esetén a sorok közötti időeltolódás a kamera, illetve a látványban szereplő objektum(ok) mozgása esetén geometriai torzítást eredményez a rögzített képen [59]. Ez korlátozza a lehetséges alkalmazási területeket.

Global shutter Ezzel szemben a global shutter-t alkalmazó szenzorok esetén koherens képet kapunk, mivel az exponálás minden pixel esetén azonos pillanatban, szinkronizált módon kezdődik. A kiolvasás a rolling shutter szenzorokhoz hasonlóan sorról sorra történik, azonban ennek megvalósításához a kiolvasó fázisig el kell tárolni az exponálás során felhalmozódott töltésmennyiséget, egy a beeső fénytől árnyékolt analóg "memóriában". A global shutter szenzoroknak két típusa létezik [56]: Integrate Then Read (ITR) vagy más néven triggered, illetve az Integrate While Read (IWR) vagy pipelined. Előbbi esetben a teljes frame kiolvasása után indítható az újabb exponálás, míg utóbbi esetén már akár a kiolvasási fázis alatt is, jelentősen növelve ezzel az elérhető frame rate-et.

Az 1.10. ábrán látható, hogy a kiolvasás szempontjából magasabb sorszámú sorok esetén az exponálás vége és a kiolvasás kezdete között egyre hosszabb idő telik el, így a különböző szivárgási, és egyéb másodlagos effektusok hatására a két időpont között megváltozhat az eltárolt töltésmennyiség, ami a képminőség

romlásához vezet. Az ehhez vezető effektusokat leíró kvantitatív mennyiséget shutter hatásfoknak nevezzük, melyről a 2. fejezetben lesz bővebben szó.

2. fejezet

Intra-frame mozgásdetekció és sebességmérés szuperponált képen

2.1. Bevezetés

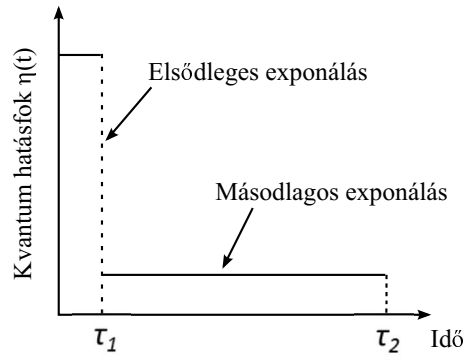
Az automatizálás, gyártástechnológia, és tulajdonképpen a mérnöki tudományok egészét tekintve a képalkotó szenzorokat – különösen a CMOS szenzorok megjelenését követően – egyre szélesebb körben alkalmazzák akár kifejezetten speciális, precíziós mérőrendszerekben is. Sok esetben a vizuális információ alapvető fontosságú a szabályzott jellemzővel vagy mérendő objektummal kapcsolatban. Egy-egy képrészlet a mérendő objektumról a mérés mibenlététől függően sokrétű információt is hordozhat, amely komplex döntések meghozatalát is lehetővé teszi a képi információk alapján. Ilyen információ lehet például mozgó objektumok sebességének mérése, illetve magának a mozgásnak a detekciója.

A látórendszer alapú sebességméréssel kapcsolatos tudományos eredmények alapvetően két kutatási irányhoz kapcsolódnak: optical-flow (interframe), és motion blur (intra-frame) alapú módszerek. Az inter-frame módszerek komoly irodalommal rendelkeznek (például: [60], [61], [62], [63], [64], [65]), míg az intra-frame megoldásokkal kevés publikáció foglalkozik ([66], [67]). Előbbi esetben az elmozdulás két képkocka (frame) összehasonlításából számítható – innen az inter-frame, "képek közötti" elnevezés. Ilyenkor a mérendő objektum detektálását mindkét képen el kell végezni, majd az objektumok megfeleltetését (matching) követően számolható azok elmozdulása a két kép között, amennyiben ismert a két kép rögzítésének időpontja. Ez a feldolgozási szekvencia meglehetősen nagy számítási

teljesítményt igényel. Fentiekkel ellentétben az intra-frame mérési eljárások be-
menete egyetlen kép, melyben az információt a motion blur effektus hordozza –
az inter-frame "képen belüli" elmozdulást jelent. A motion blur tulajdonképpen
az objektum exponálás alatti elmozdulása miatt jön létre. A legtöbb esetben
ez egy képminőséget rontó, nemkívánatos effektus, a mi esetünkben azonban a
mérési eljárás alapját képezi. A motion blur-re épülő mérési eljárások hátránya,
hogy amennyiben a mérendő objektum vizsgálatakor szükség van annak valami-
lyen azonosítására, klasszifikációjára, a kérdéses régiókból sokszor nehezen, nagy
számítási igényű algoritmusokkal (deblurring) nyerhető ki használható képi infor-
máció. Az ebben a fejezetben bemutatott eljárás segítségével elérhető, hogy a
motion blur csak a látvány bizonyos területein jelentkezzen szignifikánsan, míg
a kép (vagy akár a mérendő objektum) többi része hordozza a további vizsgálá-
tokhoz szükséges képi információt. Ezen felül a 3. fejezetben megmutatom, hogy
megfelelő szenzorstruktúra alkalmazásával a mozgás-információt hordozó moti-
on blur a szenzorban szétválasztható a látvány többi részétől, minimalizálva a
szükséges utófeldolgozást, és ezáltal a szükséges számítási teljesítményt.

2.2. Mérési koncepció

A képkalkotó szenzor felületére beeső fény mennyiség függ a látvány fényességé-
től (luminance, L_v), a lencse relatív apertúrájától (N), és az exponálási időtől
(t). Egy mérési szituációban jellemzően N és L_v adott, így a mozgó objektumok
intra-frame jellemzői, a motion blur hatása a képen t -vel szabályozható. Az itt
bemutatott eljárás alapját egy egyedi zár (shutter) vezérlési modell adja. A kép-
alkotó eszközök – legyen szó akár a korai analóg, film alapú fényképezőgépekről –
működése nyilvánvalóan valamilyen fény-anyag kölcsönhatáson alapszik. Ahhoz,
hogy az exponálás vezérelhető legyen, szükség van valamilyen mechanizmusra,
ami lehetővé teszi, hogy maga a fényérzékelést végző szenzorfelület csak jól defi-
niált időben legyen kitéve a megvilágításnak. Ezt a funkciót valósítja meg a zár,
ami az exponálás alatt nyitott állapotban van. Korábban mechanikus zárat
alkalmaztak, míg napjainban a legtöbb CMOS szenzor esetén az elektronikus zár
használata terjedt el, amit magán a szilíciumon realizálnak CMOS kapcsolóele-
mekkel.



2.1. ábra. Az új exponálási szekvencia, az elsődleges $[0, \tau_1]$ és másodlagos $[\tau_1, \tau_2]$ exponálási fázisokkal.[2]

A mérési eljárás egy módosított zár-ciklusra épül. A klasszikus nyitott, zárt állapotok mellé bevezettünk egy köztes, "félig-nyitott" (semi-open) állapotot, tehát a zár ciklus, annak triggerelése után a következőképpen alakul: nyitott, félig-nyitott, zárt (2.1. ábra). Ezzel létrehoztam egy dupla exponálási eljárást, ahol a zár nyitott állapota megfeleltethető az elsődleges exponálási fázissal, a félig-nyitott állapot pedig a másodlagos fázissal. Az egyes exponálási fázisokat különböző kvantum hatásfokkal (QE, η) modelleztem. A korábban leírtaknak megfelelően tehát a kvantum hatásfok szemléletes jelentése a foto-generált töltéshordozók száma beeső fotononként.

A fenti dupla exponálási eljárás hatására egy szuperponált kép jön létre, mely két komponens összegeként áll elő. Amint az a 2.1. ábrán látható, az elsődleges exponálási fázis τ_1 -gyel van jelölve, ez hozza létre az úgynevezett elsődleges képet. Ez egy rövid időintervallumot jelent, ameddig az elektronikus zár teljesen nyitva van. Ezalatt az idő alatt a szuperponált kép domináns komponensei rögzítésre kerülnek, tulajdonképpen egy klasszikus exponálásnak megfelelően. τ_1 után az exponálás folytatódik a másodlagos fázissal ($[\tau_1, \tau_2]$), ami egy jóval hosszabb időintervallumot jelöl ($\tau_1 \ll \tau_2$), azonban alacsonyabb η -val van modellezve. Szemléletesen ez azt jelenti, hogy a beeső fotonok csak egy töredéke fog kölcsönhatásba lépni az anyaggal, és töltéshordozókat gerjeszteni a vezetési sávba a fotodiódán, csökkentve a szenzor érzékenységét.

2. INTRA-FRAME MOZGÁSDETEKCIÓ ÉS SEBESSÉGMÉRÉS SZUPERPONÁLT KÉPEN

28

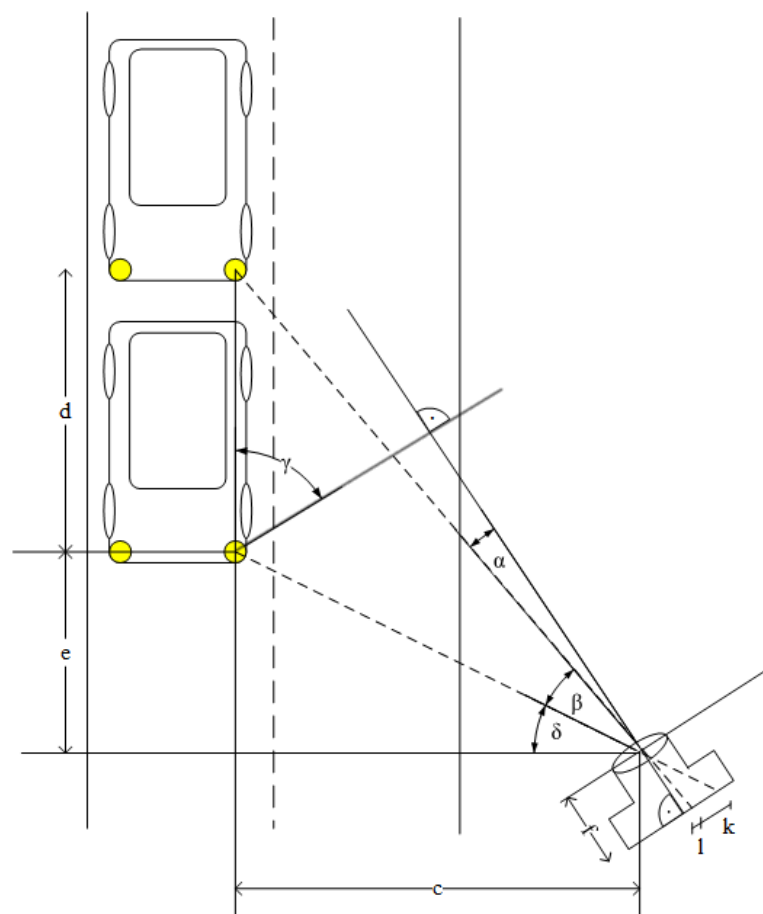


2.2. ábra. Példa a dupla exponálás eredményeképp létrejövő képre. A mozgó jármű világosabb régiói esetén is kismértékben megfigyelhető a motion blur hatása.

Ha tekintünk egy egyenlőre hipotetikus szenzort, ami képes implementálni a bemutatott dupla exponálási módszert és feltesszük, hogy a szenzoron vezérelhetők a τ_1, τ_2 paraméterek, az eszköz kimenetén a 2.2. ábrán látható képhez hasonlót várunk. A dupla exponálás eredményeként tehát létrejön egy kiindulási kép az elsődleges exponálás hatására, majd a folyamat folytatódik, de az alacsony kvantum határfok miatt csak a látvány nagy intenzitású területein jelenik meg a mérendő fényforrás mozgási sebességétől függő motion blur. Ha tehát feltételezünk egy olyan mérési szituációt, ahol egy jól lokalizálható mozgó fényforrás van jelen, a fényforrás $[\tau_1, \tau_2]$ időintervallum alatt befutott trajektóriájának vetülete megjelenik a szuperponált képen, miközben a látvány többi része éles marad.

2.2.1. Sebesség származtatása az intra-frame elmozdulásból

A 2.2. fejezetben láthattuk, ahogy a dupla exponálás hatására előáll egy szuperponált kép, ami alkalmas a látvány nagy intenzitású területeinek intra-frame elmozdulásának mérésére. Belátható, hogy a megjelenő trajektória vagy nyomjelző hossza arányos a fényforrás mozgásának sebességével. A mérési elrendezés



2.3. ábra. A mérési elrendezés geometriája az alkalmazott jelölésekkel.

geometriáját a 2.3. ábra mutatja. Az alkalmazott paraméterek jelentése az alábbi: c a jármű és a kamera közötti laterális távolság; d az intra-frame elmozdulás; e a jármű és a kamera távolságának az elmozdulás irányába eső komponense a dupla exponálás végén; f a kamera fókusz távolsága; k az intra-frame elmozdulás vetülete a képsíkon; l az optikai tengely és a trajektória kezdetének távolsága a képsíkon. Általános esetben, az alkalmazott optikai rendszer ismerete nélkül, a mérési elrendezés geometriája alapján az alábbi összefüggések írhatók fel:

$$\frac{e}{c} = \tan \delta \quad (2.1)$$

$$\frac{e + d}{c} = \tan (\beta + \delta) \quad (2.2)$$

$$\delta = \gamma - \alpha - \beta \quad (2.3)$$

ahol γ a képsík és a mérendő objektum mozgási iránya által bezárt szög, α, β kalibrált optikai rendszer esetén származtatható a rögzített képből. Egy konkrét mérési elrendezés esetén γ, e és c paraméterek tekinthetők adottnak. A (2.1) és (2.3) egyenleteket (2.2)-ba helyettesítve a következőt kapjuk az elmozdulásra:

$$d = c(\tan (\gamma - \alpha) - \tan (\gamma - \alpha - \beta)) \quad (2.4)$$

A korábban az exponálási séma esetén bevezetett jelöléseket alkalmazva a fényforrás mozgási sebességére az alábbi kifejezés adódik:

$$v = \frac{d}{\tau_2 - \tau_1} = \frac{c(\tan (\gamma - \alpha) - \tan (\gamma - \alpha - \beta))}{t_{int}} \quad (2.5)$$

ahol t_{int} a másodlagos exponálás intervallumát jelöli.

2.2.2. Mérési pontosság vizsgálata

Az intra-frame elmozdulásmérés során a mérési pontosságot a pixelizáció miatt elsősorban a képsíkra vetített trajektória pixelben mért hossza, tehát az exponálási idő és a szenzor pixelmérete határozza meg. Nagyobb exponálási idő alkalmazásával nő a mérési pontosság, viszont a mozgó régiókban sok képi információ elveszik a motion blur miatt, tehát alapvetően egy trade-off jelentkezik a képminőség és a

mérési pontosság között. A 2.5 egyenlet alapján elvégezhető az elméleti pontosság becslése, azonban számszerűsíthető eredményt csak akkor kaphatunk, ha ismertek a mérőrendszer optikai paraméterei. Mivel egy konkrét mérőrendszer esetén ezen paraméterek adottnak tekinthetők, és minden eszköz esetén változhatnak, ebben a fejezetben egy általános esetet feltételezve a pinhole kamera modellt alkalmazva vezetem le az elérhető mérési pontosságot, és az egyes paraméterek megváltozásának hatását a mérési eredményre, tehát a mérés robusztusságát. A levezetés során – annak egyszerűsítése okán – feltételezzük, hogy a szenzor egy magasságban helyezkedik el a fényforrással, és a fényforrás sebességének az exponálás alatt z irányú komponense nincsen, tehát a z irányú komponenst a képkalkotás során figyelmen kívül hagyhatjuk. Ezzel az általánosság érvényességét nem korlátozzuk, hiszen maga a mérési elrendezés is kialakítható ily módon.

Az intra-frame elmozdulásból származtatott sebesség (2.5) egyenlet alapján, függ az alábbi paraméterektől: c , γ , β , α , t_{int} . Az egyes paraméterek mérési hibáinak a számolt értékre gyakorolt hatását a hiba-terjedést (error propagation)[68] jellemző egyenlet írja le (2.6)

$$\Delta v = \sqrt{\left(\frac{\partial v}{\partial c} \Delta c\right)^2 + \left(\frac{\partial v}{\partial \gamma} \Delta \gamma\right)^2 + \left(\frac{\partial v}{\partial t_{int}} \Delta t_{int}\right)^2 + \left(\frac{\partial v}{\partial \alpha} \Delta \alpha\right)^2 + \left(\frac{\partial v}{\partial \beta} \Delta \beta\right)^2} \quad (2.6)$$

melyben az egyes tagok a következő jelentést hordozzák:

- (1) A laterális elmozdulásból adódó hiba.
- (2) A képsík és a jármű mozgási irányának szöge. Későbbiek során ennek hatását elhanyagoljuk, mivel a mérési geometriát adottnak és ismertnek tekintjük, és a paraméter mérések közötti változása sem számottevő, a mérési feladat jellegéből adódóan.
- (3) Az időmérésből adódó hiba.
- (4-5) A pixelizációból adódó hiba a szögmérésben.

Nyilvánvalóan β is függ c -től, azonban vegyük észre, hogy ez a függés a függvény-kapcsolat miatt mindig csökkenti a c paraméter megváltozása által okozott hibát a sebességmérésben. Emiatt ennek a függésnek az elhanyagolásával továbbra is jó felső becslés adható a hiba mértékére, a probléma jelentős egyszerűsítése mellett.

2. INTRA-FRAME MOZGÁSDETEKCIÓ ÉS SEBESSÉGMÉRÉS SZUPERPONÁLT KÉPEN

32

2.2.2.1. A laterális elmozdulásból adódó hiba

A 2.3 ábrán c paraméterrel jelölt mennyiség bizonyos határok között mérésről mérésre változhat. Megfigyelhető, hogy a mérési geometria ismeretében ez az egyetlen paraméter, ami nem a mérőrendszer komponenseiből, hanem a mérés elvéből adódóan jelentkezik, mivel – az alkalmazási példánál maradva – nem áll módunkban befolyásolni a járművek sávon belüli mozgását.

$$\frac{\partial v}{\partial c} = \frac{\tan(\gamma - \alpha) - \tan(\gamma - \alpha - \beta)}{t_{int}} \quad (2.7)$$

2.2.2.2. Az időmérésből adódó hiba

Az időmérésből adódó hiba a képfeldolgozó hardver órajel frekvenciájának jellemzőiből származtatható. Az órajel stabilitását az úgynevezett Maximum Time-Interval Error (MTIE) írja le [69], mely legegyszerűbb módon a jitter-rel jellemezhető. Esetünkben a kamera vezérlését végző, FPGA-n implementált áramkör 20MHz-es clock domain-hez tartozik, mely esetén a jitter az adatlap [70] alapján maximum 1ns. A 2.6-ben szereplő $\frac{\partial v}{\partial t_{int}} \Delta t_{int}$ szorzatban a Δt_{int} együttható miatt az időmérésből adódó hiba elhanyagolható ($\frac{\partial v}{\partial t_{int}} \Delta t_{int} \approx 10^{-7}$) hatással van a sebességmérés pontosságára.

2.2.2.3. A pixelizációból adódó hiba

A pixelizációból adódó hiba a képfeldolgozás során a trace hosszának meghatározásakor lép fel, hatása a számításra a következő parciális deriváltakkal írható le.

$$\frac{\partial v}{\partial \alpha} = \frac{c(\sec^2(\beta + \alpha - \gamma) - \sec^2(\gamma - \alpha))}{t_{int}} \quad (2.8)$$

$$\frac{\partial v}{\partial \beta} = \frac{c \sec^2(\beta + \alpha - \gamma)}{t_{int}} \quad (2.9)$$

Korábbiakhoz hasonlóan itt is a pinhole kamera modellt alkalmazva, egy adott képalkotó eszköz esetén felírható az a látószög, ami alatt egy pixel látszik. Ez a számítás tetszőleges kamera-rendszer esetén elvégezhető, amennyiben annak

ismertek az optikai paramétereit. Legyen a fókusztávolság $f = 6mm$, és a pixel-méret $s_{pix} = 3,75\mu m$. Ekkor felső becslés adható a szögmérés bizonytalanságára az alábbi módon: $\Delta\alpha = \Delta\beta = \arctan \frac{s_{pix}}{f}$.

2.2.2.4. Hibák hatásának összegzése, proof-of-concept mérés

A hiba analízist a proof-of-concept mérési elrendezés és a mérési eredmények alapján az alábbi tesztpontban végeztem: $c = 6m$, $\gamma = 44^\circ$, $t_{int} = 53,6ms$, $\alpha = 7,4^\circ$, $\beta = 5^\circ$, $v = 51,3km/h$. Ezen paraméterek segítségével a korábban kifejtett parciális deriváltak és (2.6) egyenlet alapján számolható a tesztpontban adódó abszolút és relatív hiba Δc függvényében (2.4. ábra). Vegyük észre, hogy Δc az egyetlen olyan paraméter, ami mérésről mérésre változhat, és nem a kamerából, mérési elrendezésből adódik, ráadásul kb. 25-ször nagyobb a hatása a kimenetre, mint a szögmérésből adódó hibáknak. Ebből kifolyólag a mérések során kiemelkedő fontosságú a c paraméterre adott becslés a mérési geometria alapján. $\Delta c = 0,15m$ esetén a sebességmérésben megjelenő hiba:

$$\Delta v = \sqrt{\left(\frac{\partial v}{\partial c} \Delta c\right)^2 + \left(\frac{\partial v}{\partial \alpha} \Delta \alpha\right)^2 + \left(\frac{\partial v}{\partial \beta} \Delta \beta\right)^2} = 1,3km/h \quad (2.10)$$

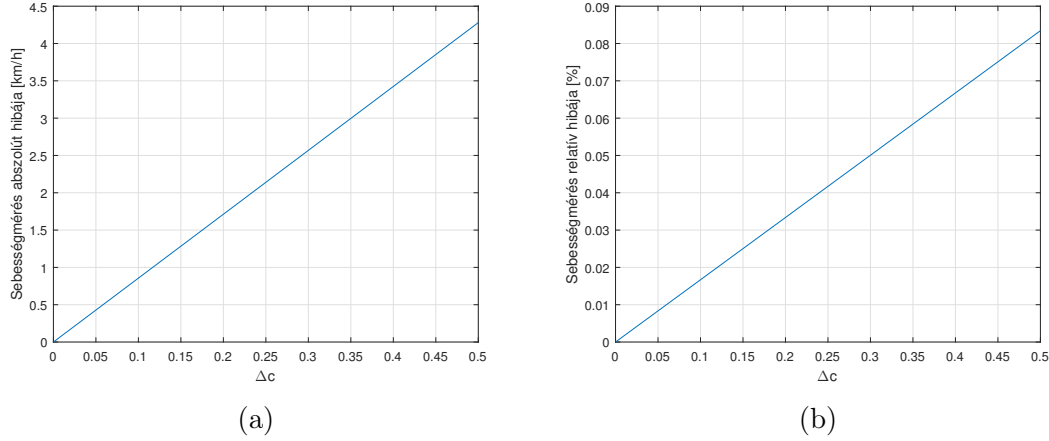
$$\frac{\Delta v}{v} = 2,5\% \quad (2.11)$$

ami a 2.4. ábráról is leolvasható.

A fent leírtak tehát egy elméleti felső korlátot adnak a mérés hibájára, egy kiválasztott mérési szituációban. Ehhez azonban ismerni kell a mérési elrendezés geometriáját és a kamera belső paramétereit.

A kapott eredményt alátámasztandó, elvégeztem egy proof-of-concept mérést, ahol a referencia sebességet egy GPS adatgyűjtővel állítottam elő. A referencia sebesség a kép készítésének időpontjában $52km/h$, az intra-frame sebességmérés eredményeként pedig $51,3km/h$ adódott, ami $1,36\%$ -os relatív hibát jelent. Nyilvánvalóan ez a mérés alkalmatlan a módszer validálására, azonban a kapott eredmények összhangban vannak a fenti számolással. A mérés eredménye a 2.5. ábrán látható, a képfeldolgozási eljárásokat a későbbiekben ismertetem.

Fenti eredmények mindaddig fennállnak, amíg $\gamma > \beta + \alpha$ teljesül.



2.4. ábra. (a) A mérés abszolút hibája Δc függvényében. (b) A mérés relatív hibája $v = 51,3 \text{ km/h}$ esetén, Δc függvényében

2.3. A dupla-exponálási séma emulálása alacsony shutter hatásfokú szenzorral

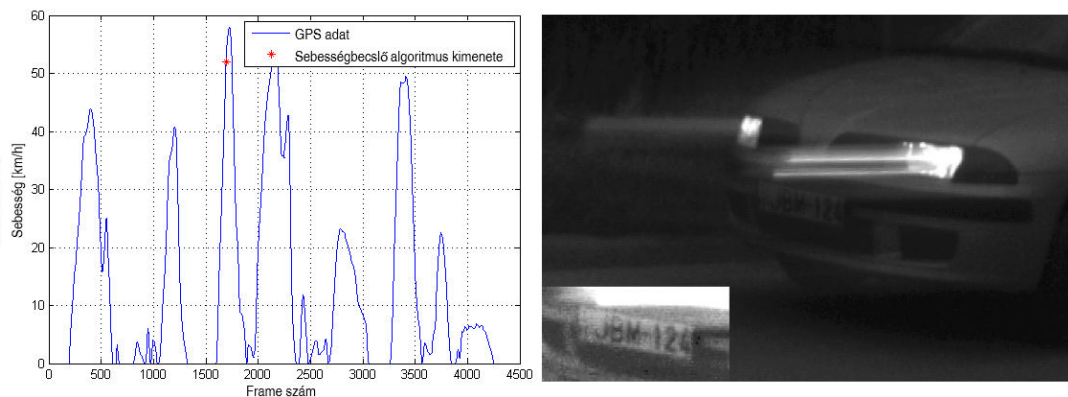
Ebben a fejezetben ismertetem, hogyan lehet az eddig csak modell szinten létező eljárást a valóságban alkalmazni, piaci forgalomban kapható eszközökkel megvalósítani. Ahogy az 1. fejezetben kifejtettem, mozgó objektumok fényképezése esetén a rögzített kép geometriai koherenciájának megőrzése érdekében global shutter pixeleket alkalmaznak. Ekkor azonban a sorról sorra történő kiolvasás miatt szükség van az exponálás végén a fotodiódán lévő hasznos jel analóg tárolására pixel szinten. Egy global shutter szenzor képminőségét jelentős módon befolyásolhatja a szilíciumon realizált elektronikus zár hatásfoka. A zár hatásfoka (GSE) a fotodióda nyitott shutter melletti érzékenysége és a pixelen belüli analóg tárolóelem zárt shutter állapotbeli parazita érzékenysége, más szavakkal a szenzor nyitott és zárt shutter állapotbeli QE arányaként van definiálva.

$$GSE = \frac{\eta_{PD}}{\eta_m} \quad (2.12)$$

A pixelszintű tároló hullámhosszfüggő érzékenysége több komponensből tevődik össze:

2.3 A dupla-exponálási séma emulálása alacsony shutter hatásfokú szenzorral

35



2.5. ábra. A jobb oldalon látható a méréshez felhasznált kép, míg a bal oldalon az adatgyűjtő sebesség-idő grafikonja.

- Töltésfelhalmozódás a tárolóelemen a pn átmenet eredendő fényérzékenysége miatt
- A PD-n kívül, megvilágítás hatására létrejövő töltéshordozók diffúziójából adódó töltésfelhalmozódás
- Küszöbalatti szivárgó áramok okozta töltésfelhalmozódás

A shutter hatásfokkal kapcsolatos problémák elsősorban a pixelméretetek folyamatos csökkenése miatt jelentkeztek, mivel a tranzisztorok méretcsökkenéséből adódóan a parazita hatások mind jobban érvényesülnek. Amint az [17] és [71] tanulmányokból is látható, a szenzorgyártók egy fontos törekvése a GSE javítására irányul, amit különböző pixelstruktúrák használatával érnek el. Ez a tendencia a 2.1. táblázatban is tettenérhető az Aptina egymást követő global shutter szenzorgenerációinak megfigyelésével.

Pixel szintű analóg tárolóként egyszerűbb szenzorok esetén (1.9. ábra) a Shutter tranzisztor source diffúzióját (FD node), illetve a pixelben lévő source follower fokozat NMOS tranzisztorának gate elektródáját alkalmazzák, pontosabban azok parazita kapacitásait. A GSE növelése elsősorban az analóg tárolóelemek optikai és elektromos izolációjának javításával érhető el. Az optikai izolációra egy jó példa az úgynevezett tungsten buried light shield [72], ami a tároló diódát körülvevé gátolja meg a szóródó fény hatására létrejövő töltésfelhalmozódást a diódán.

2. INTRA-FRAME MOZGÁSDETEKCIO ÉS SEBESSÉGMÉRÉS SZUPERPONÁLT KÉPEN

36

2.1. táblázat. Az Aptina egyes global shutter szenzorgenerációinak kapcsolódó paraméterei [17]

Paraméterek	Mérték- egység	Generáció			
		2	3	4	
Pixel Pitch	μm	6	3.75	3.75	2.8
Max QE	%	58	70	75	70
GSE	arány	1700	310	3000	2200

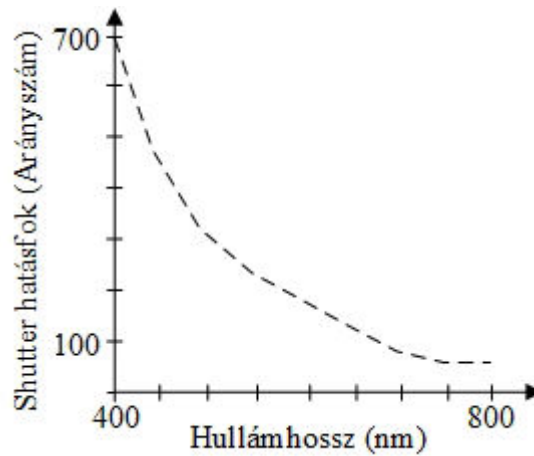
Az elektromos izoláció javítására is léteznek módszerek, amik elsősorban szubszt-rát előfeszítéssel [73] csökkentik a szubthreshold szivárgási áramot, amennyiben a technológia, illetve a pixelstruktúra lehetővé teszi. Az ehhez hasonló megoldásokhoz természetesen legtöbbször saját technológia kifejlesztése szükséges a nemkonvencionális rétegrend, illetve anyaghasználat miatt. Az egyes gyártók a pontos eljárásokat természetesen üzleti titokként kezelik, így részletek nem érhetők el ezekkel kapcsolatban.

A további vizsgálatokhoz tekintsünk egy konkrét szenzort, az Aptina MT9M021 jelű képalkotóját, ami az Aptina 3. generációs global shutter szenzorai közé tartozik. Egy SZTAKI-ban futó projekt keretein belül ez a szenzor szolgált az FPGA-s kamerarendszer alapjául [1], továbbá a disszertációban közölt, az intra-frame sebességmérésre felhasznált képek is ezzel az eszközzel készültek. Ahogy az a Sergey Velchiko-val, az ON Semiconductor (korábban Aptina) fejlesztőmérnökével történt levelezésem során kiderült – ezúton is nagyon köszönöm a készséges együttműködését és segítségét, a fenti szenzor esetében a GSE kifejezetten alacsony értéket, 310:1 arányt mutatott. Mivel a GSE egy hullámhosszfüggő paraméter, az előbbi adatlapi érték az GSE teljes spektrumra vett átlagát jelöli. Az MT9M021 szenzor GSE görbéje a 2.6. ábrán látható, figyeljük meg, hogy az infravörös tartományban kifejezetten alacsony a GSE értéke.

Következőkben vizsgáljuk meg az alacsony shutter határfok (továbbiakban: low-GSE) kimeneti képre gyakorolt hatását. A korábbiakban felvázoltaknak megfelelően a kép rögzítése során az exponálás, és a hasznos jelet hordozó töltéstranszfer végeztével az elektronikus shutter zár, leválasztva az FD analóg tárolót a fotodiódáról. Az alacsony shutter határfok miatt azonban a töltésfelhalmozódás kisebb mértékben ugyan, de folytatódik az FD node-ban. Megfigyelhető az

2.3 A dupla-exponálási séma emulálása alacsony shutter hatásfokú szenzorral

37



2.6. ábra. GSE a hullámhossz függvényében, az Aptina MT9M021 szenzora esetén.

analógia a korábban bemutatott dupla exponálási módszerrel. Ha szemléltetésképpen tekintjük a 2.1. ábrát, az egyes fázisokban felhalmozódó töltésmennyiség arányos lesz a függvény megfelelő szakaszának integráljával, tehát magas shutter hatásfokú szenzorokra az alábbi összefüggés írható fel:

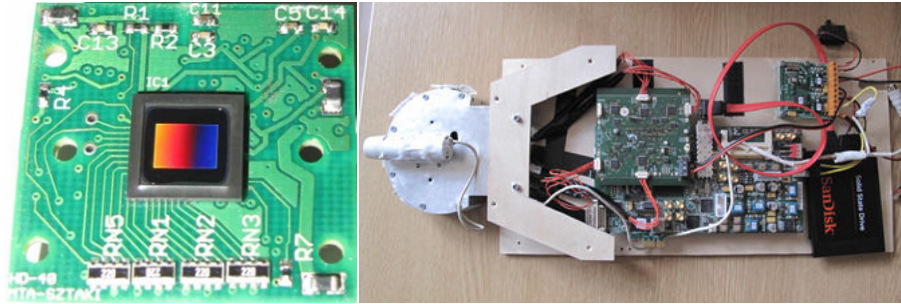
$$\int_0^{\tau_1} \eta(t) dt \gg \int_{\tau_1}^{\tau_2} \eta(t) dt \quad (2.13)$$

A 2.1. ábrán alkalmazott jelölésekkel élve, a $[0, \tau_1]$ és $[\tau_1, \tau_2]$ időintervallumok rendre megfeleltethetők az exponálási és kiolvasási időknak. Mivel sorról sorra történik a szenzor kiolvasása, a readout idő pixelről pixelre változik, azonban az adatlap és a kiolvasási frekvencia ismeretében ez az idő meghatározható. Low-GSE szenzorok esetén a parazita hatásokból adódó töltésfelhalmozódás akár azonos nagyságrendbe is kerülhet a hasznos jellel, különösen alacsony exponálási idők mellett. Az Aptina szenzorral végzett mérések során kiderült, hogy erős fényforrás esetén szignifikánsan változhat a pixelek értéke a kiolvasás során, akár telítésbe is vive a pixelt a fényforrás readout alatti trajektóriájának vetülete mentén. Ennek eredményeképpen a kiolvasás után egy intra-frame mozgásinformációt tartalmazó szuperponált képet kapunk, akárcsak a fejezet elején bemutatott modell esetén.

A másodlagos exponálást emuláló kiolvasási idővel befolyásolhatók a másodlagos kép intra-frame jellemzői. A 2.7. ábrán látható FPGA hardverplatform

2. INTRA-FRAME MOZGÁSDETEKCÍÓ ÉS SEBESSÉGMÉRÉS SZUPERPONÁLT KÉPEN

38



2.7. ábra. Az Aptina MT9M021 szenzor a köré tervezett hordozó PCB-vel, és mérésekhez használt hardverplatform.

segítségével a kiolvasási frekvencián keresztül bizonyos határok között változtatható a kiolvasáshoz szükséges idő, mely egy teljes kép esetén az alábbi módon számolható:

$$T_{readout} = \frac{1}{f_{pixclk}} N_{row} Row_{length} \quad (2.14)$$

ahol f_{pixclk} a kiolvasási frekvencia, N_{row} sorok Row_{length} az oszlopok számát jelöli a képen. Ezek alapján 2.5-hoz hasonlóan számolható a mért objektum sebessége.

$$v = \frac{d}{T_{readout}} \quad (2.15)$$

A 2.14 összefüggés változhat egy konkrét szenzor, illetve akár a szenzor kontrol regisztereinek tartalmától függően is, hiszen a legtöbb esetben a szinkronizációhoz szükséges blanking paraméterek állíthatók, amiket figyelembe kell venni a számításnál. Egy kiválasztott pixel kiolvasásához szükséges idő meghatározásakor természetesen a pixel indexeinek függvényében változik a 2.14 összefüggés.

A mérések során használt, 2.7. ábrán látható adatgyűjtő eszköz a kamera modulokból (maximum négy kamera üzemeltethető, akár szinkronban is a triggerelt üzemmódnak köszönhetően), egy interfészkártyából és az FPGA fejlesztőkártyából áll. Az interfészkártya feladata a kamerák felől jövő adatfolyam fogadása, soros-párhuzamos átalakítás, illetve a jelszintek illesztése. Az alkalmazott FPGA kártya a Xilinx Spartan6 alapú SP605 elnevezésű fejlesztőkártyája. A 2.2 táblázatban láthatók az MT9M021 szenzor legfontosabb paraméterei.

2.2. táblázat. Az MT9M021 szenzor legfontosabb paramétere

Paraméter	Tipikus érték
Optikai formátum	1/3"
Aktív pixelek	1280×960 = 1.2 Mp
Pixel pitch	3,75 μm
Input clk tartomány	6-50 MHz
Frame rate	45 fps
Érzékenység	6,1 V/lux-sec
Dinamikatartomány	64 dB
SNR	38 dB
Disszipáció	<400 mW

2.3.1. Intra-frame elmozdulás mérése superponált képeken

Ahogy azt a 2.2.2. fejezetben kifejtettem, a sebességmérés pontossága nagyban függ a fényforrás képre vetített trajektória hosszának mérési pontosságától, ezért a módszer egyik fontos eleme egy olyan képfeldolgozó eljárás kifejlesztése, ami képes megbízhatóan detektálni a trajektóriákat jelző szaturáció közeli régiókat. Általános felhasználás esetén az intra-frame feature-ök nemkívánatos képhibaként lennének kategorizálva, az itt bemutatott mérési eljárásnak azonban az alapját képezik. Ebben a fejezetben a módszerhez kapcsolódó képfeldolgozó algoritmust szeretném bemutatni a kapott teszteredményekkel együtt.

2.3.1.1. Az algoritmus bemeneti képeivel kapcsolatos követelmények

Mivel az exponálási és kiolvasási idők alapvetően befolyásolják a rögzített superponált képet, a gondos beállításuk elengedhetetlen a megfelelő detekciós arány elérése érdekében. Ehhez empirikus módon megkerestem azt a paraméter tartományt, ahol kielégítő detekciós arányt tapasztaltam.

A detekciós algoritmus pontossága abban az esetben a legnagyobb, ha a fényforrás trajektóriája jól elkülöníthető a háttértől. Ehhez a dupla exponálási modellt alapul véve minél rövidebb exponálási idő szükséges, hiszen ekkor a látvány többi része – természetesen a környezet megvilágításától függően – messze lesz a szaturációs tartománytól, növelve a kontrasztot a trajektória és a háttér között. Általában az alkalmazástól – és persze magától a szenzortól – függ, hogy mi lehet

2. INTRA-FRAME MOZGÁSDETEKCIÓ ÉS SEBESSÉGMÉRÉS SZUPERPONÁLT KÉPEN

40

az exponálási idő minimuma. Ha például egyéb képi információra is szükség van, nem lehet tetszőlegesen rövidre választani a $[0, \tau_1]$ időintervallumot.

A mérési pontosság növeléséhez minél hosszabb kiolvasási idő lenne előnyös, azonban ahogy a másodlagos exponálási fázis hossza nő, a látvány alacsonyabb intenzitású részeinél is – az alacsonyabb QE mellett is – egyre inkább jelentkezik a motion blur hatása, nehezítve a mozgó objektum vizsgálatát (például járművek sebességmérése esetén a rendszámfelismerést). A kísérletek során alacsony, 100-1700 lux környezeti megvilágítás mellett tapasztaltam a legjobb eredményeket, az itt közölt képek is ebben a tartományban készültek. Amennyiben a megvilágítás nagyobb, és az exponálási idő alsó határértéke miatt nem lehetséges a további kompenzálás, neutral density filter alkalmazása szükséges az optikai rendszerben.

Példaképpen ismertetnék egy konkrét mérési szituációban alkalmazott szenzorvezérlési paramétersort. A mérés során $200\mu s$ -os exponálási idő, és 22MHz-es readout órajel mellett megfelelő képminőséget tapasztaltam (2.2. ábra) a mozgó objektum – jelen esetben egy jármű – alacsonyabb fényintenzitású régióiban, továbbá a fényforrás intra-frame trajektóriája is jól szeparálhatónak bizonyult. A méréseket többször, különböző fényviszonyok között elvégezve azt az empirikus megfigyelést tettem, hogy az elsődleges kép minősége, és az intra-frame elmozdulásmérés pontossága közötti egyensúly akkor a legjobb, ha a 2.16 kifejezés teljesül.

$$\int_0^{\tau_1} \eta(t) dt \approx \int_{\tau_1}^{\tau_2} \eta(t) dt \quad (2.16)$$

Az összefüggés a szenzor paramétereinek ismeretében közelíthető a következő módon:

$$\eta t_{int} \approx \frac{\eta}{GSE} t_{readout} \quad (2.17)$$

A 2.14 összefüggést felhasználva 2.17-re, a 2.18 adódik. Egy konkrét mérési szituációban a kamera paramétereit úgy állítottam be, hogy az összefüggés teljesüljön.

$$0.2 \times 10^{-3} s \approx \frac{1}{22 \times 10^6} \times 500 \times 1650 \times \frac{1}{310} s \quad (2.18)$$

Ahol $0.2ms$ a beállított integrálási idő, $22MHz$ a kiolvasó órajel, az 500 jelöli a trajektória kezdőpontjának függőleges pozícióját a képen (500-adik sor), az 1650 pedig a teljes sorhosszt jelöli az úgynevezett blanking pixelekkkel együtt. Az Aptina szenzor shutter határfoka pedig az adatlap alapján 1 : 310.

A 2.16-tal megfogalmazott összefüggés további vizsgálatot igényel, azonban annyi bizonyos, hogy amennyiben ezt az ökölszabályt betartva végeztem a méréseket, a megfelelő képminőség mellett a detekciós arány 91,46% százalékra adódott. Azonban amint a későbbiekben is látni fogjuk ezt az arányt más jellemzők is befolyásolják.

2.3.1.2. A detekciós algoritmus

A detekciós algoritmus kifejlesztése során a bemenetet mozgó járművekről készített képek alkották, azok intra-frame elmozdulását vizsgáltam, de az eljárás tetszőlegesen használható hasonló alkalmazások esetén is. A fejlesztést Matlab segítségével végeztem, maga az algoritmus részletesen publikálva lett [2]-ben, folyamatábrája a 2.9. ábrán látható. A módszer fejlesztéséhez, teszteléséhez egy összesen 250 képből álló adatbázist rögzítettem valós mérési körülmények között, néhány kép ezek közül a 2.8. ábrán látható. Ebből 50 darabot a későbbiek során bemutatott kétkamerás algoritmushoz használtam fel – ez tehát 50 képpárt jelent. A fennmaradó 200 képből pedig 30-at használtam fel tanuló adatbázisként a paraméterek hangolására. A többi képen pedig futtattam az algoritmust, és vizsgáltam a detekciós arányt.

A intra-frame információt hordozó régióknak van néhány jellemző, univerzális tulajdonsága, amik kihasználhatók a detekció során, ezek a következők:

- A pixelek jellemzően szaturáció közeli értéket vesznek fel.
- Amennyiben a szenzort megfelelően helyezzük el, a képeken a trajektória vízszintes élként jelenik meg

Első lépésként hisztogram transzformáció segítségével kiemeljük a kép fényesebb régióit, elnyomva a látvány többi részét, így ezen – az intra-frame elmozdulásmérés számára irreleváns – területeken a későbbi lépések során kevesebb processzálas történik. Ezután anizotróp élkiemelést végzek a képen a vízszintes éldetekcióhoz, majd a következő lépés az így kapott élkép binarizálása. Ahogy korábban említettem, a számunkra érdekes régiók jellemzően telítesben vannak, így egy univerzális, magas binarizációs küszöb alkalmazható. Az így létrejövő

2. INTRA-FRAME MOZGÁSDETEKCÍÓ ÉS SEBESSÉGMÉRÉS SZUPERPONÁLT KÉPEN

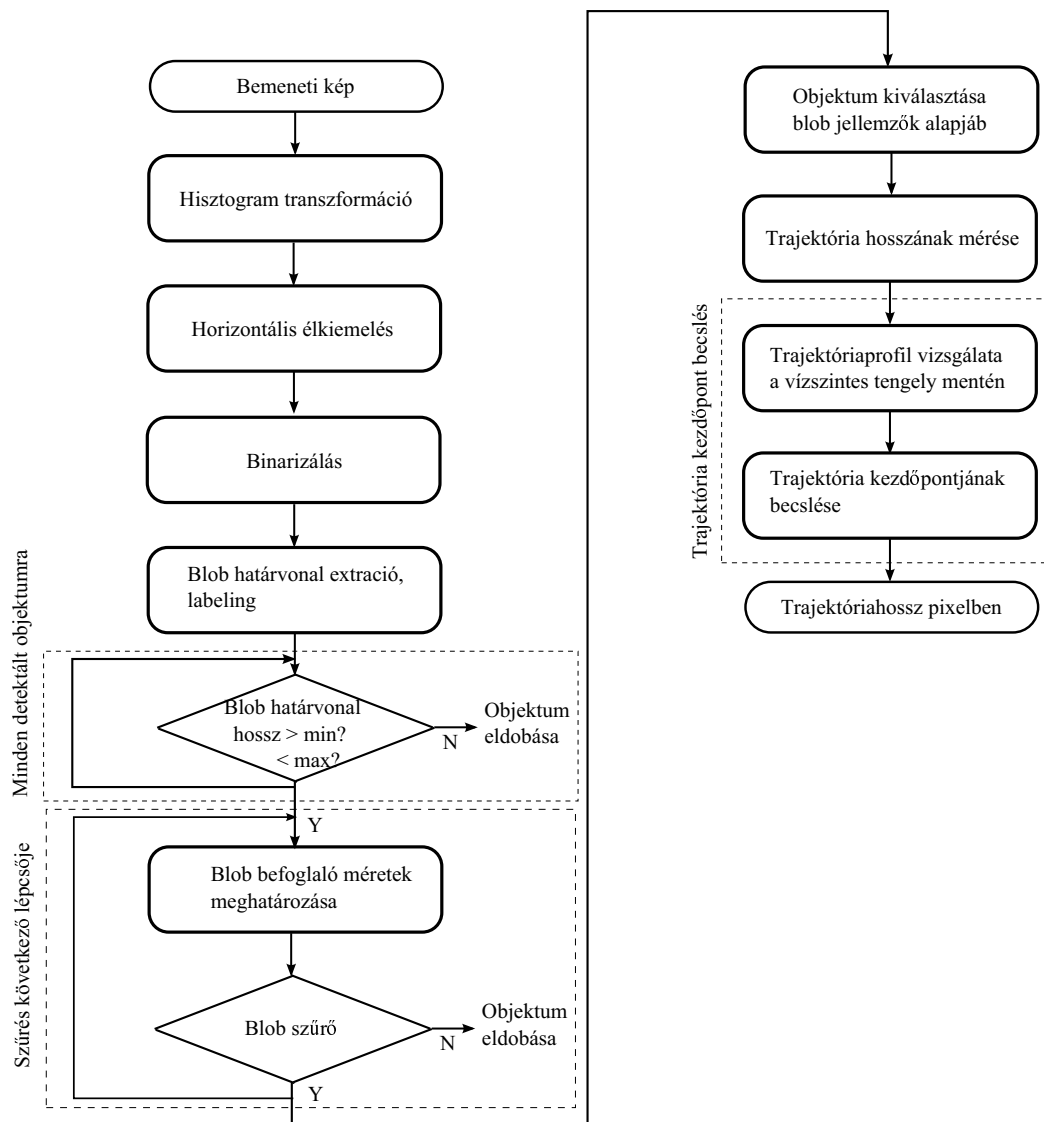
42



2.8. ábra. Néhány kép az adatbázis szemléltetésére.

bináris képen elvégezhető a megjelenő morfológiai objektumok (BLOB-ok – Binary Large Object) határainak felcímkézése. Az angol nyelvű szakirodalomban ezt Labeling-nek nevezik. Ez lehetővé teszi a különálló BLOB-ok regisztrálását, megkülönböztetését az algoritmus későbbi lépései számára. Ezután a BLOB-okon szűrést végzünk körvonalhossz alapján. Azokat a BLOB-okat, melyek körvonalhossza egy előre meghatározott tartományon kívül esik eldobjuk, a fennmaradókat pedig jelölt objektumokként kezeljük. Mozdó járművek mérése esetén ezzel a lépéssel szűrhető ki például az égbolt (túl nagy körvonalhossz), vagy éppen egyéb apró szaturált területek – például pixelhibák is (túl kicsi körvonalhossz). Az alkalmazott küszöbértékek egyenlőre empirikus módon a tanulásra szolgáló képhalmaz alapján lettek meghatározva, hogy minél robusztusabb legyen az algoritmus. A fenti lépéssor eredményeképpen tehát létrejön egy objektumhalmaz, amire egy példa a 2.10. ábrán látható. Az objektumhalmazt újra szűrjük a befoglaló keret – angol nyelvű szakirodalomban: bounding box – vízszintes és függőleges méreteinek aránya alapján, majd a végső szelekció morfológiai jellemzők alapján történik.

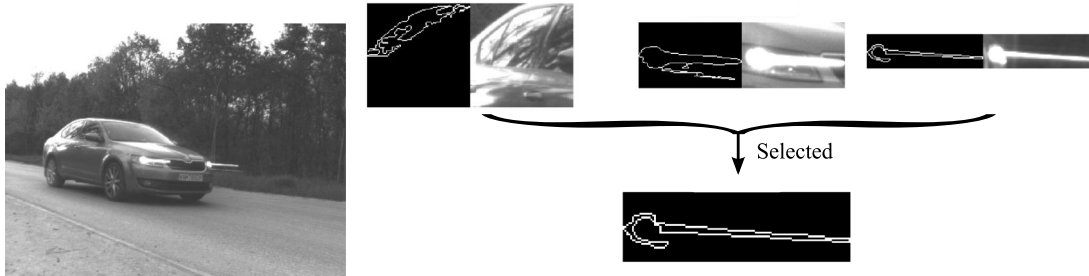
2.3 A dupla-exponálási séma emulálása alacsony shutter hatásfokú szenzorral



2.9. ábra. Az algoritmus folyamatábrája.

2. INTRA-FRAME MOZGÁSDETEKCÍÓ ÉS SEBESSÉGMÉRÉS SZUPERPONÁLT KÉPEN

44



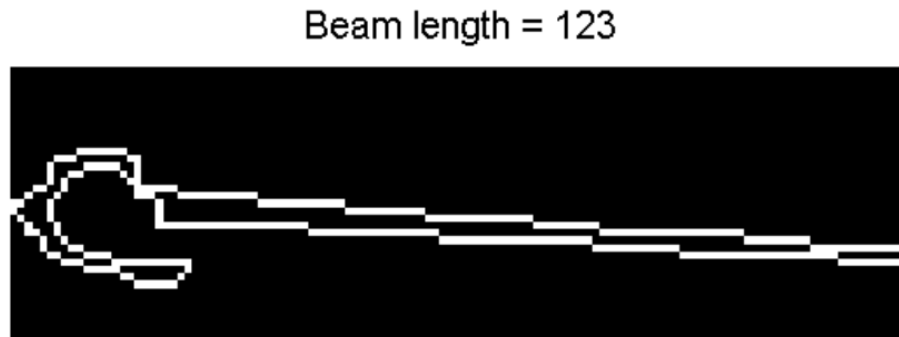
2.10. ábra. A bemeneti kép, a jelölt objektumok, és a kimenetként megjelenő trajektória.

A bounding box méret alapú szűrésnél kihasználhatjuk, hogy a mérési környezet – tehát a telepítés módja – ismert. A 2.10. ábrán látható, hogy mivel a megjelenő trajektória vízszintes, olyan BLOB-okat keresünk melyek esetén a bounding box vízszintes mérete sokszorososa a függőleges méretének. Az arányszám itt is empirikus módon lett meghatározva.

Ebben a konkrét alkalmazásban, nevezetesen járművek sebességmérése esetén a mérésnél és a képfeldolgozó eljárás hangolásánál ügyelni kell az alábbi szempontokra:

- A jármű karosszériáján a visszatükröződések megnehezítik a mérést, mivel befolyásolhatják a trajektória morfológiai jellemzőit. Emiatt mindig a mérőrendszerrel távolabb eső fényszóró trajektóriáját választjuk a szelekció során.
- A mérési elrendezés beállításakor – a 2.3. ábrán a γ megválasztása – fontos szempont, hogy a jármű karosszériája a mérés során ne takarja ki a fényszórót a trajektória végpontjánál sem.

A bemutatott képfeldolgozó eljárást a korábban ismertetett 170 képet tartalmazó bemeneti kép-adatbázison futtatva a tesztek alapján képes 91.46%-os találati aránnyal kiválasztani a megfelelő trajektóriát a 2.3.1.1. fejezetben leírtaknak megfelelően rögzített bemeneti képeken. Fentiek alapján tehát az algoritmus kimenete a jármű fényszórójának intra-frame trajektóriája és annak pixelben mért



2.11. ábra. A kiválasztott BLOB, és annak pixelben mért hossza.

hossza, azonban ez tartalmazza a fényszóró körüli szaturált területet. Ez a fényszóró tükröző felületeit reprezentálja az elsődleges kép készítésének időpontjában, ráadásul a konkrét fényszóró geometriájától függ.

2.3.1.3. Intra-frame elmozdulás mérése, mérési pontosság korlátai low-GSE szenzor esetén

Miután a jelölt objektumok detekciója, és a trajektória kiválasztása megtörtént, következő lépésként az intra-frame elmozdulás mérését hajtjuk végre. Amint azt a 2.2.2. fejezetben kifejtettem, ettől nagyban függ a mérés pontossága. Ehhez lokalizálni kell a trajektória két végpontját. Ahogy a 2.10 és 2.11. ábrákon látható, a kezdőpont lokalizációja az azt körülvevő szaturált terület miatt nehézkes. A probléma megoldásához két módszert dolgoztam ki:

- Egyetlen kamera képét felhasználó becslés a kiválasztott BLOB profiljának vízszintes tengely mentén történő vizsgálata alapján.
- Két kamerát alkalmazó módszer a fényforrás pontos lokalizálására.

Mivel egyetlen kamera képe alapján nem áll rendelkezésre információ a fényforrás pontos helyzetét illetően, csak különböző becslési eljárások jöhetnek szóba. A vizsgált fényforrások – jelen esetben járművek fényszórói – geometriájuk szerint nagyon sokfélék lehetnek, így a statisztikai alapú megközelítés sem kecsegtet sok sikerrel.

2. INTRA-FRAME MOZGÁSDETEKCIÓ ÉS SEBESSÉGMÉRÉS SZUPERPONÁLT KÉPEN

46

Fentiek alapján a trajektória hosszának korrekciójára az alábbi összefüggést javasoltam:

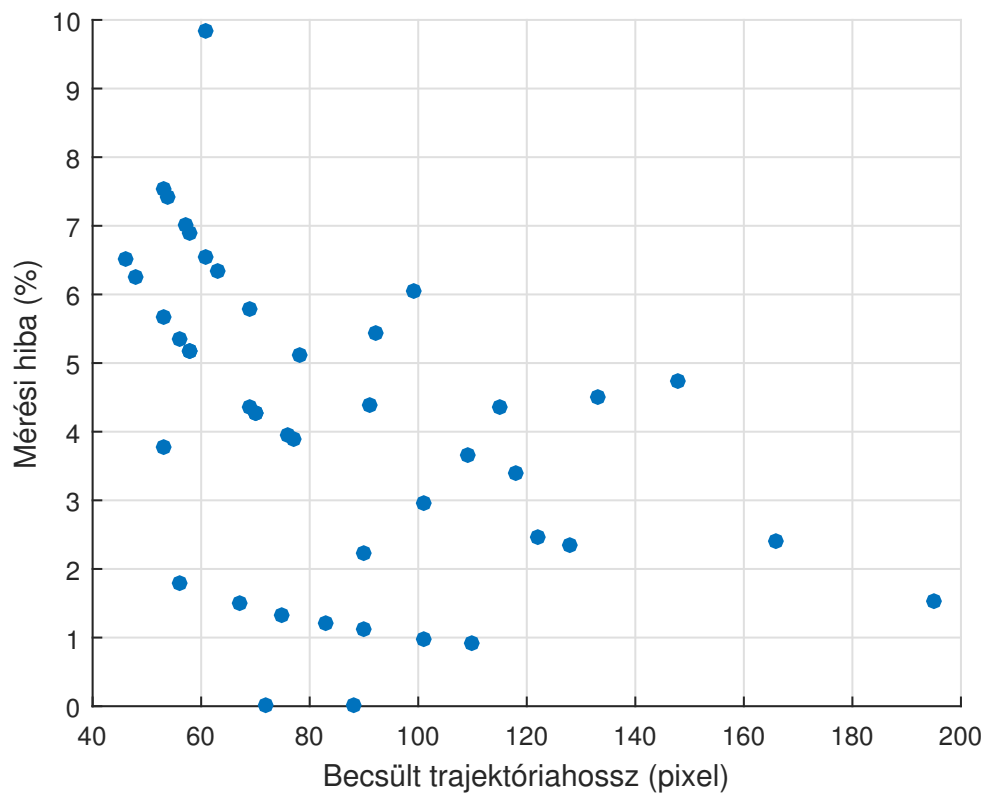
$$y = x - \frac{h}{2} \quad (2.19)$$

ahol 2.13. ábra jelöléseit alapul véve x a detektált BLOB teljes hossza, y maga a keresett trajektóiahossz, míg h a fényszóró horizontális mérete. Ez az összefüggés azon a feltevésen alapszik, hogy a fényforrás a fényszóró középpontjában helyezkedik el. A korrekcióhoz létrehoztam egy algoritmust, ami szétválasztja a trajektóriát a fényszóró telített régiójától a BLOB profiljának vízszintes tengely mentén történő vizsgálatával. A módszer becslési hibájának átlaga a 2.3.2. fejezetben bemutatásra kerülő eljárást feltételezve referenciának, 3,2 pixelre, szórása pedig 1,6 pixelre adódott.

Az eljárások objektív kiértékeléséhez szükség van valamilyen referenciára, ezt nevezzük "ground truth"-nak. A fentiekben leírt képfeldolgozó algoritmust és a trajektóiahossz-becslőt futtattam a korábban részletezett, 50 képet tartalmazó kétkamerás adatbázison – ahol tehát rendelkezésre áll a ground truth az eljárás kiértékelésére, az eredmény a 2.12. ábrán látható. A hibákat kiátlagolva a teljes tartományra, 4,1%-os mérési hibát kaptam eredményül. A trajektória hossza arányos a mért objektum mozgási sebességével, és fordítottan arányos a jármű és a kamera távolságával, így a távolság csökkentésével, illetve magasabb sebességtartományban nő a mérés pontossága. Ezen felül a fényforrás lokalizálatlanságából adódó relatív hiba is csökken. Ez a tendencia a 2.12. ábrán is jól látható. Szintén érdemes megfigyelni a 2.12. ábrán, hogy bizonyos trajektóiahosszakhoz különböző hibaértékek tartoznak. Ez az eltérő fényszóró-geometriákból adódik, ahol a becsült fényszóró középpont és a tényleges fényforrás közötti eltérés különböző lehet más más jármű esetén.

2.3.2. Két kamerás mérési elrendezés low-GSE szenzorokhoz a mérési pontosság növelésére

A detektált BLOB szaturációs régióján belül a fényforrás pontos lokalizálására az itt bemutatott módszert dolgoztam ki, ez szolgáltatja a 2.3.1.3. fejezetben ismertett trajektóiahossz becslőhöz a viszonyítási alapot. Mivel az [1]-ben bemutatott FPGA-s hardverplatform képes több kamera szinkronizációjára, lehetőség



2.12. ábra. A sebességbecslés hibája a kétkamerás módszerhez viszonyítva a trajektóriahossz függvényében.

van két szenzor egyidejű triggerelésére. Ugyanazon exponálási beállítások mellett a második kamera esetén kb. 5%-os transzmissziójú neutral density szűrővel biztosítható, hogy az egyébként teljesen fekete kompenzációs képen csak maga a fényforrás jelenjen meg. Egy ilyen módszerrel rögzített képpár-részlet látható a 2.13. ábrán.

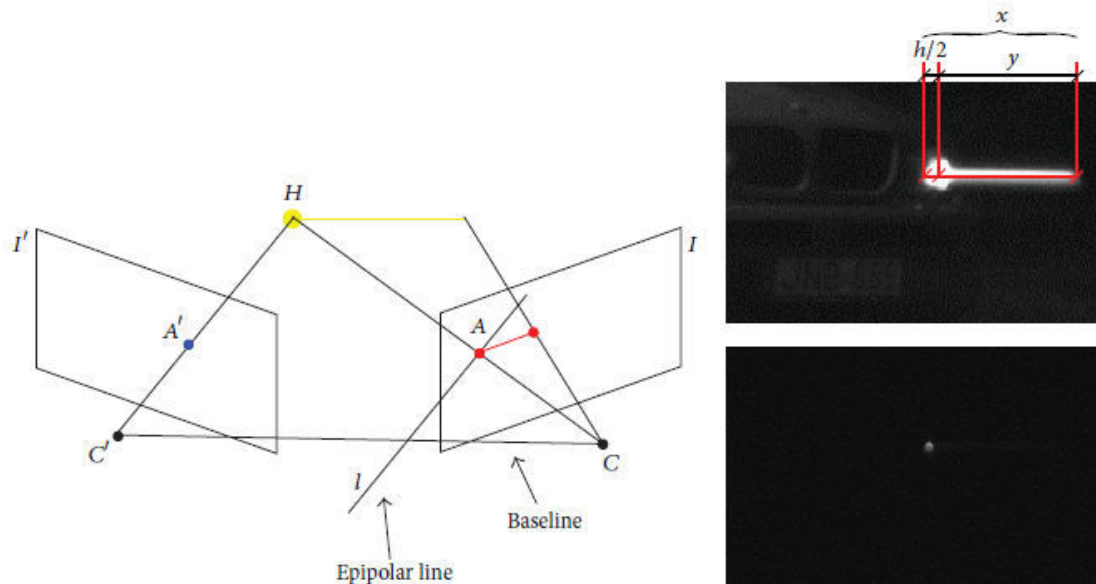
Epipoláris geometria és sztereo megfeleltetési módszerek alkalmazásával, kalibrált szenzorpár esetén a két nézet közötti leképezésből meghatározható a fényforrás pozíciója az elmozdulásmérésre használt képen. A kalibrációt a Matlab Image Processing and Computer Vision toolboxával hajtottam végre. Jelöljük A és A' -vel a trajektória (T) kezdőpontjának projekcióit az egyes képeken. Ekkor a két nézet között a projektív geometriát az alábbi összefüggés írja le [74]:

$$A'^T F A = 0 \quad (2.20)$$

ahol F a fundamentális mátrix, ami az $A' \rightarrow l$ leképezést írja le. F tehát I' kép-beli pontokat képez le I -beli egyenesekre az alábbi módon:

$$F A' = l \quad (2.21)$$

ahol l az epipoláris egyenes. Amennyiben a fényforrást pontszerűnek tételezzük fel a kompenzációs (I') képen – ez jó közelítéssel igaz is, hiszen a fényforrás csupán néhány pixel kiterjedésű, az extrinsic kalibrációval meghatározott fundamentális mátrix segítségével megkapjuk l epipoláris egyenest az eredeti I képen. Az $A' \rightarrow l$ leképezés miatt tehát ezen egyenes mentén lesz a fényforrás. Végeredményben a BLOB-ként leírt trajektória vízszintes tengelye és az epipoláris egyenes metszéspontja definiálja a fényforrást az eredeti (I) képen. Amennyiben a két kamerát egymás fölé helyezük, az epipoláris egyenes függőleges lesz, így minden esetben egyértelmű lesz a leképezés eredménye. Fontos megjegyezni, hogy míg az F mátrix meghatározásához nem szükséges a kamera paramétereinek ismerete (a kalibrációs képpárokból számoljuk), addig az egy kamerás mérési módszer esetén ezen paraméterek ismeretének pontatlansága szintén mérési hibát visz a mérőrendszerbe.



2.13. ábra. Az epipoláris geometria szemléletes rajza, illetve a fényforrás lokalizálásához használt kompenzációs képpár részlete az alkalmazott jelölésekkel.

2.4. Konklúzió, alkalmazhatóság vizsgálata a mérési pontosság alapján

A 2.3.2. fejezetben bemutatott kétkamerás módszerrel jó közelítéssel elérhető a 2.2.2. fejezetben jellemzett elméleti mérési pontosság, egy extra szenzor használata árán. Nyilvánvalóan a megkövetelt mérési pontosságot elsősorban az alkalmazás jellege szabja meg. A korábbi alkalmazási példánál maradván járművek sebességmérése esetén legtöbbször jól definiált specifikációnak kell megfelelnie egy sebességmérő szenzornak, bár ez a specifikáció országról országra változhat. Az USA-ban – az ilyen jellegű szabályozásért felelős szervezet – a US Department of Transportation National Highway Traffic Safety Administration [75] előírásai szerint a kérdéses sebességmérő szenzorok esetén a hitelesített mérőeszköz által mért értéktől maximum $+2, -3\text{ km/h}$ eltérést engednek meg. Ez az abszolút skálán definiált specifikáció nyilvánvalóan magasabb sebességtartományok esetén a relatív hiba szempontjából megengedőbb. Bármilyen validációs eljárás nélkül, az alábbi megállapításokat tehetjük:

- A bemutatott két kamerás intra-frame sebességmérési eljárás, a hiba analízis alapján, bizonyos körülmények – a mérési geometria pontos ismerete – mellett alkalmasnak mutatkozik akár szigorú előírások teljesítésére is, azonban ennek alátámasztása további vizsgálatokat, tesztek igényel.
- Az egy kamerás mérési módszer, a bemutatott korrekciós eljárás után kevésbé kritikus alkalmazásokban lehet megfelelő választás.

Kevésbé szigorú specifikációjú alkalmazási terület lehet például egy elosztott forgalomellenőrző és irányító rendszer egy szenzor node-jaként történő alkalmazás. Mivel kisméretű, alacsony fogyasztású, olcsó eszközzel van szó, kézenfekvő megoldás lehetne a Smart City [76] koncepcióban, akár nagy számban is alkalmazni a traffic management rendszerekben. A mérési eljárás egyik legfontosabb követelménye, hogy valamilyen fényforrás legyen jelen a mérendő objektumon. Mivel az újonnan gyártott személyautókon már kötelező az automatikusan bekapcsoló menetfény alkalmazása, ez a probléma egyre kevésbé jelentkezik a jövőben.

Az alkalmazhatóság szempontjából fontos megemlíteni, hogy a mérés egyértelműségének feltétele, hogy a fényforrás trajektóriájának kezdő és végpontja is szerepeljen a képen. Ez határozza meg az eszközzel mérhető sebességtartomány felső korlátját, míg az alsó korlátot a pixelizációból eredő hiba jelenti. Ennek megfelelően a kívánt sebességtartomány lefedéséhez, az adott mérési szituációhoz illeszkedő optika választása javasolt.

A fejezetben ismertetett kiértékelésnél csupán a kezdeti mérésekből indultam ki, amik alapján az eredmények bizakodásra adnak okot. A tényleges validációhoz nyilvánvalóan hitelesített mérőműszerrel végzett ellenőrzés lenne szükséges.

3. fejezet

Dual-pixel CMOS APS architektúra látórendszer alapú sebességméréshez

3.1. Bevezetés

A 2 fejezetben kifejtettem, és mérési eredményekkel is alátámasztottam egy látórendszer alapú sebességmérési módszert. Az eljárás képes egyetlen szuperponált – tehát intra-frame mozgásinformációt tartalmazó – kép alapján és a mérési geometria ismeretében a látványban szereplő fényforrások sebességének mérésére. Amint azt a korábbi fejezetekben is láthattuk, az intra-frame mozgásinformáció kinyerése a szuperponált képekből meglehetősen nagy számításigényű algoritmuson alapul, ami alá egy kellően nagy számítású hardvereszköz – legyen az PC, FPGA, GPU – szükséges. Napjainkban a szenzorika fejlődésében egyre inkább megfigyelhető az a tendencia, hogy a fejlesztőmérnökök minél több funkciót integrálnak magába a szenzorba akár on-chip, akár off-chip [22] módon. Ezekben az intelligens szenzorokban magának a mérésnek az elvégzésén kívül sokszor egyéb jelfeldolgozási funkciókat is implementálnak, csökkentve a szükséges poszt processzálást. Képképző szenzorok esetén különböző on-chip megoldások születtek:

- Bizonyos szenzorokba digitális feldolgozó egységet integráltak, tehát on-chip képesek képfeldolgozási funkciókat megvalósítani [77], [78], [79].

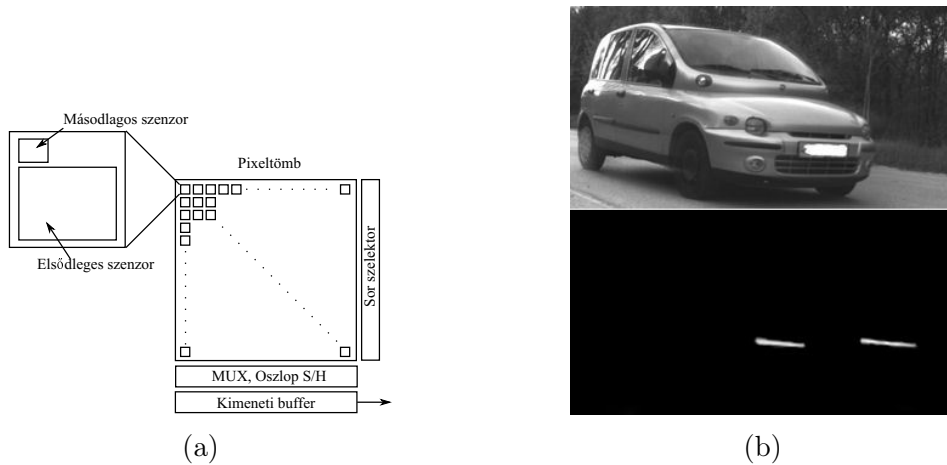
- A CNN alapú megoldások az analóg tartományban képesek fókuszsíkbeli processzáásra [80].

Egy általános célú, nagy számítási teljesítményű képfeldolgozó platform a mérete, ára és fogyasztása miatt sem lehet megfelelő választás bizonyos alkalmazási területek esetén. Ha például adott egy jól specifikált képfeldolgozási feladat, előbbi eszközöknél olcsóbb, és mégis megfelelő teljesítményű alternatívát jelenthet egy az adott mérési feladatra kifejlesztett kepalkotó célhardver. Hogy egy alkalmazási területet említsek, napjainkban egyre inkább hangsúlyossá válik az úgynevezett Smart City koncepció [81], [82], [83]. Ebben az esetben az elosztott szenzorhálózatok nagy szerepet játszanának a város működésének szabályozásában. Ennek egyik területe a forgalomirányítás, mely esetben az úthálózatot egy alkalmas szenzorhálózat figyeli, és egy adott útszakasz forgalom-terheléséről, vagy akár egyes gépkocsik mozgásáról is szolgáltat információkat. Ilyen nagyszámú node-ot tartalmazó szenzorhálózatok esetén előnyös választásnak tűnnek a kis és relatíve olcsó célszenzorok, szemben a napjainkban alkalmazott, jellemzően RADAR, illetve LIDAR alapú sebességmérő/képalkotó eszközökkel [84]. Ebben a fejezetben egy olyan képalkotó eszköz koncepcióját mutatom be, amely on-chip képes a képkészítés mellett a 2. fejezetben bemutatott elven alapuló intra-frame sebességmérésre.

3.2. ASIC képalkotó szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez

Az ebben a fejezetben bemutatásra kerülő szenzor architektúra tehát on-chip képes az intra-frame információ kinyerésére a látványból. Emellett a forgalmi helyzet kiértékelése, és a járművek azonosítása miatt szükséges egy a feladat ellátásához elégséges minőségű kép rögzítése is. Ezt a funkcionalitást két különálló pixeltömb pixel-szintű integrálásával valósítom meg. A pixel-szintű integrálás a képpárok térbeli és időbeli koherenciája miatt fontos. Az elsődleges pixeltömb rögzíti a látványt, míg a másodlagos pixeltömb az intra-frame mozgásinformációt. Így a szenzornak tulajdonképpen két független kimeneti busza, és szintén független vezérlőjelei vannak. A tervezés egyik legfontosabb lépése a

3.2 ASIC képkalkotó szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez⁵³



3.1. ábra. (a) A dual-pixel struktúrára épülő szenzor felépítése a szubpixelelkel. (b) Példa a dual-pixel szenzor kimenetén megjelenő képpárra. A fenti kép mutatja az elsődleges szenzor kimenetét, míg az alsón a másodlagos szenzor kimenete látszik. Ez a képpár csak szemléltetést szolgáló, szerkesztett ábra.

másodlagos szenzortömb érzékenységének beállítása úgy, hogy a látványról képi információt ne tartalmazzon, csak a nagy intenzitású régiók jelenjenek meg a kimeneti képen. Ez az eljárás összhangban van a 2. fejezetben bemutatott mérési eljárással, az ott leírtaknak megfelelően ezzel a módszerrel a képfeldolgozási műveletek során felmerülő bizonytalanságok is eliminálhatók, javítva ezzel a mérési pontosságot. A 3.1b ábra egy a koncepciónak megfelelő kimeneti képpárt ábrázol.

3.2.1. Dual-pixel struktúra

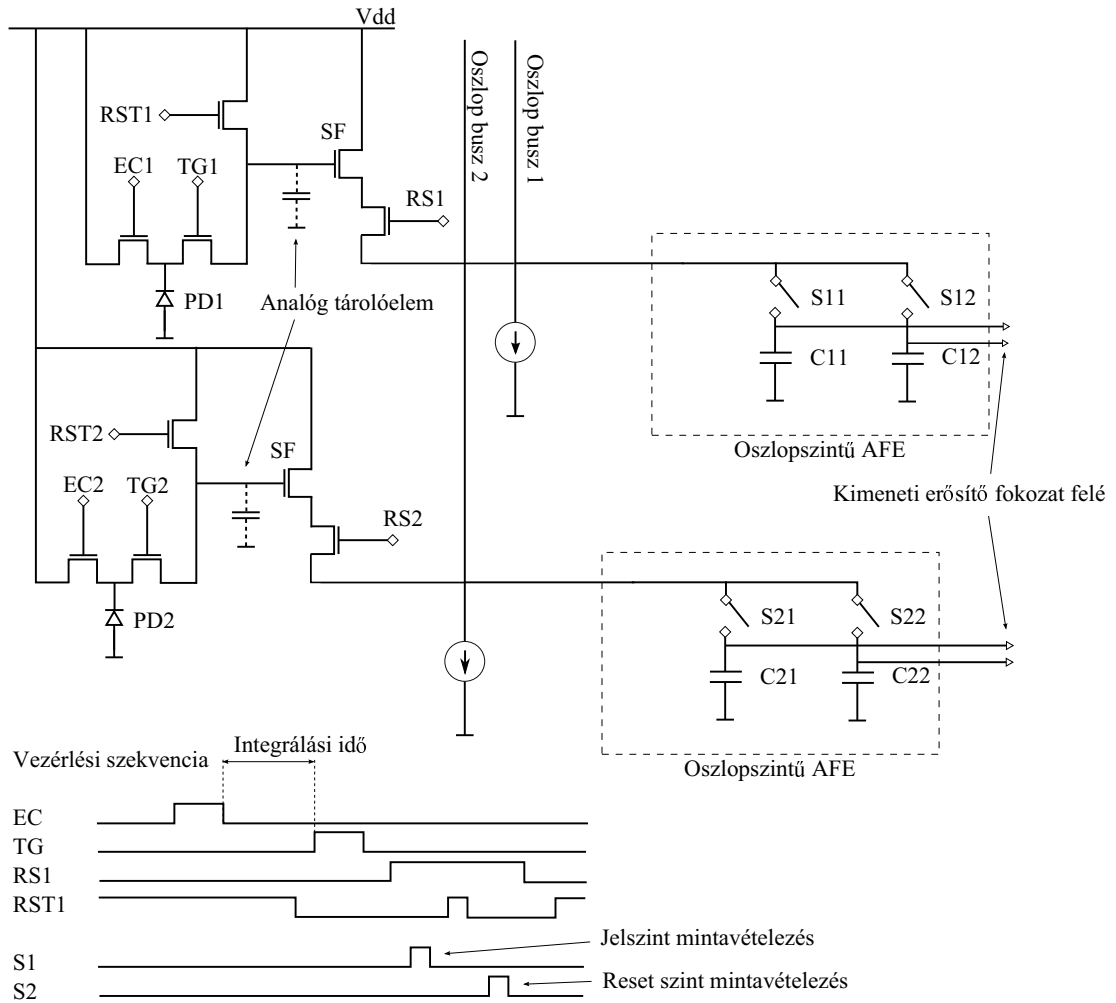
Az itt bemutatott dual-pixel architektúra a klasszikus 5T global shutter pixel struktúrára [56] alapul. Ez a struktúra az egyszerűsége miatt kifejezetten előnyös egy prototípus szenzor esetén, az alacsony tranzisztor szám miatt egy pixel viszonylag kis szilícium felületen megvalósítható. A 3.1a ábrán látható a pixel struktúra sematikus rajza. Egy integrált pixel egy elsődleges és három másodlagos pixelt tartalmaz, így a másodlagos pixel tömb felbontása pontosan a háromszorosa az elsődleges pixel tömbének. Fontos megjegyezni, hogy csupán a horizontális felbontás lett megnövelve, ami illeszkedik a 2. fejezetben bemutatott mérési szituációhoz, így növelve a horizontális tengely mentén mozgó objektumok elmozdulásának mérési pontosságát.

A pixel tranzisztor szintű kapcsolási rajza a 3.2 ábrán látható. Az egyszerűsítés kedvéért csak egy másodlagos szubpixel lett feltüntetve az ábrán. A 1.2.3.3. fejezetben leírtaknak megfelelően az 5T global shutter pixelek esetén szükség van egy analóg memória elemre, ahol az exponálás végétől kiolvasásig tároljuk az exponálás során felhalmozódott töltésmennyiséget. A pixel az alábbi tranzisztorokból áll az angol nyelvű szakirodalomban megtalálható elnevezéseikkel:

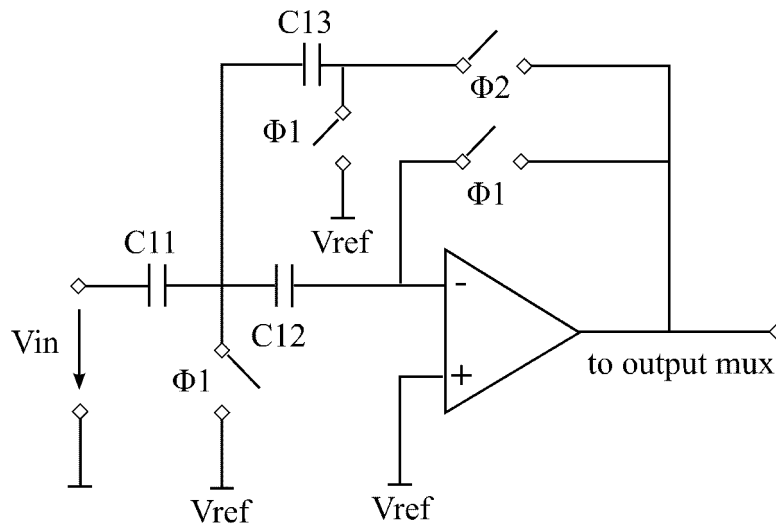
- Exposure Control (EC) Gate: A fotodióda resetelését végzi az exponálás előtt, ezt a reset jelszintet olvassuk ki a double sampling során.
- Transfer Gate (TG): Kiolvassa az exponálás utáni hasznos jelet a PD-ből. Az EC és TG tranzisztorok valósítják meg a global shutter működést a pixelben.
- Reset (Rst) tranzisztor: Az analóg memória elemet (FD) reseteli a kiolvasás után.
- Source Follower (SF): Az oszloponként elhelyezett, áramgenerátorként használt kiolvasó tranzisztorral követő erősítő fokozatot alkot, ami az FD izolációját valósítja meg.
- Row Select (RS) tranzisztor: A kiolvasás időmultiplexelt módon, sorról sorra történik, ezzel a tranzisztorral választható ki egy adott sor a kiolvasási fázisban.

Ezzel a struktúrával megvalósítható a global shutter szenzorokra jellemző "Integrate while read" működési elv, ami lehetővé teszi az új exponálást a kiolvasás alatt, hiszen az előző exponálás eredményeként létrejött jelet pixel szinten eltároltuk az FD-ben. Az 5T struktúra előnyei közé tartozik [56] az egyszerűsége és kis mérete mellett, hogy megvalósítható vele double sampling (bár ahogy a későbbiekben látni fogjuk, nem valódi correlated double sampling), tehát FPN korrekcióra alkalmas, és ideális struktúra nagy fényáramú mérési szituációk esetén. Hátrányaként említhető, hogy nem érhető el vele kifejezetten magas GSE, és a CDS hiánya miatt a kTC zaj (termikus zaj a parazita kapacitáson) az FD-ben alacsony beeső fényteljesítmény esetén rontja a képminőséget.

3.2 ASIC képalkotó szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez⁵⁵



3.2. ábra. A pixel architektúra a hagyományos 5T global shutter struktúrán alapul. Egy 5T pixel a fotodiódából, az analóg memória elemből (floating diffusion), illetve 5 tranzisztorból áll. Az S1X, S2X kapcsolók segítségével valósítható meg a későbbiekben bemutatott double sampling funkcionalitás. Az ábrán ezt modellezi az S1 és S2 vezérlő impulzus, melyekkel megtörténik a pixel jel-, illetve reset szintjének kiolvasása.



3.3. ábra. A double sampling-et megvalósító kapcsolt kapacitásokon alapuló erősítő struktúra az ofszet kapacitással (C12), az input (C11) és visszacsatoló (C13) kapacitásokkal, illetve a négy transfer gate kapcsolóval. A kapcsolókat kétfázisú vezérlőjellel működtetem.

A szenzor kiolvasó elektronikájának analóg front-end (AFE) áramköre egy kapcsolt kapacitásos erősítő kapcsolás. Ez a struktúra hajtja végre a double sampling-et, amivel a pixel szintű FPN részben eliminálható. Ez úgynevezett non-correlated double sampling, hiszen a pixelekben a következő exponálás reset szintje kerül levonásra az aktuális jelszintből. A CDS-hez a pixelekben is több tranzisztorra és kapacitásra lenne szükség [85], ami jócskán bonyolítaná a pixel és a kiolvasó áramkörök struktúráit és növelné azok méretét [58].

A 3.3 ábrán látható AFE struktúrája az [57]-ben bemutatott modellen alapul, ami képes analóg feszültségek kivonására, ezen felül az erősítő ofszet hibáját is kompenzálja. A modell előnye, hogy a kapcsolt kapacitásos struktúra csak két fázisú nem átlapolt vezérlőjelet igényel, ami könnyen előállítható. Az erősítő kapcsolás magából az erősítőből, az ofszet kapacitásból, az input és visszacsatoló kapacitásokból, illetve négy transfer gate kapcsolóból áll. A double sampling az alábbi módon valósul meg:

- A fotodiódáról történő kiolvasás után a Φ_1 vezérlőjel hatására az erősítő ofszet feszültségét (V_{os}) és az RS tranzisztossal kiválasztott sorban lévő,

3.2 ASIC képképző szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez⁵⁷

adott pixel fényválaszát (V_{sig}) mintavételezzük a C_{12} és C_{11} kapacitásokkal (a töltés-feszültség konverzió tehát tulajdonképpen PD parazita kapacitásain történik meg).

- A sor reset-je után az FD referencia szintjét is mintavételezzük, tehát a következő exponálás reset szintjével kompenzálunk. Az analóg kivonás a C_{13} -on történik meg.

Ennek megfelelően az oszlop-szintű AFE kimenete a következőképpen alakul:

$$V_{out} = V_{ref} - \frac{C_{11}}{C_{13}}(V_{rst} - V_{sig}) \quad (3.1)$$

Ezzel a módszerrel a műveleti erősítő ofszet hibája kiejthető, és csökkenthető az FD reset zajának és a pixeltömb termikus elektron-lyuk pár generációjának (dark signal) nem uniform jellegéből adódó zajának kimeneti jelre gyakorolt hatása. Ezeket a hibaforrásokat azonban nem eliminálja teljesen, a non-correlated double sampling miatt.

3.2.2. A szubpixelek érzékenységének beállítása a fotodióda aktív régiójának méretezésével

Az integrált szenzor mindkét pixeltömbjéhez külön exponálás vezérlési rendszer (Exposure Control – EC) tartozik, hiszen különböző feltételeknek kell megfelelniük. Az elsődleges szenzor esetén az EC követelményei hasonlóak, mint a legtöbb képképzőnél, nevezetesen az integrálási időt a látvány megvilágításához kell igazítani a megfelelő minőségű kép rögzítéséhez. Ezzel szemben a másodlagos szenzor követelményei különbözőek. Leegyszerűsítve, az exponálási séma feltételei minden kép készítése esetén nagyon hasonlóak: a látvány teljes egészét el kell nyomni a szenzornak, egyedül a jól meghatározható fényáramú (a gyártó által biztosított isolux diagram alapján) fényszóróknak kell látszódnia a másodlagos képeken. Ez hordozza majd a sebességméréshez szükséges intra-frame elmozdulásról az információt. Ennek eredményeképpen a másodlagos pixelek érzékenysége méretezhető egy specifikált megvilágítás értékre. Fontos megjegyezni, hogy a csak proof of concept szinten létrehozott képképző nem tartalmaz AEC-t (Automatic Exposure Control), így az integrálási időket manuálisan kell állítani a szenzorok esetén.

3.1. táblázat. Radiometrikus és fotometrikus mennyiségek megfeleltetése

Radiometrikus egység		Fotometrikus egység	
Radiant power (kisugárzott teljesítmény)	P [W]	Luminous flux (fényáram)	F [lm]
Radiant intensity (sugárerősség)	J [W/steradian]	Luminous intensity (fényerősség)	$I_v [cd = lm / steradian]$
Irradiance (besugárzás)	E [W/m ²]	Illuminance (megvilágítás)	$E_v [lx = lm / m^2]$

3.2.2.1. Az exponálástól függő töltésfelhalmozódás kvantitatív jellemzése fotodetektorokban

Az optikai sugárzás mérésére kétféle jelölésrendszer terjedt el, a radiometria, illetve a fotometria. A radiometria az optikai sugárzást fizikai mennyiségek formájában határozza meg, tehát hullámhosszfüggetlen. Ezzel szemben a fotometria a sugárzást az átlagos emberi megfigyelő látására jellemző színeképi függvény alapján értékeli, tehát hullámhosszfüggő. Az alapfogalmak és elnevezések kapcsolatát, megfeleltetését a 3.1 táblázat tartalmazza. Ahhoz, hogy le tudjuk írni a töltésfelhalmozódást a pixelekből, ismerni kell a fényforrás fényerősségét, illetve a spektrális teljesítményeloszlását. Továbbiakban ezeket adottnak feltételezzük. Az 1. fejezetben leírtakat felhasználva az alábbi következtetéseket tehetjük. Egy fotodetektorban a foton-indukált fényáram [16] a kvantum hatásfok és az optikai teljesítmény függvényében a következőképpen alakul:

$$I_d = \eta(\lambda) P_{pix}(\lambda) \frac{q\lambda}{hc} \quad (3.2)$$

Ahol η a kvantum hatásfok és P_{pix} az optikai teljesítmény. Az egy pixelre eső optikai teljesítmény a teljesítménysűrűség, vagy besugárzás és a pixel effektív felületének szorzataként áll elő ($P_{pix} = E \times A_{eff}$). A 3.2 összefüggés egy adott hullámhossz esetén áll fenn, a teljes spektrumra kibővítve 3.3 egyenlet adódik.

$$I_d = \frac{q}{hc} \int \eta(\lambda) \lambda P_{pix}(\lambda) d\lambda = \int R(\lambda) P_{pix}(\lambda) d\lambda \quad (3.3)$$

Ezek alapján amennyiben a rekombinációtól és a drift áramtól eltekintünk, a töltésfelhalmozódás az integrálási idő alatt:

$$Q = t_{int} \int R(\lambda) P_{pix}(\lambda) d\lambda = t_{int} I_d \quad (3.4)$$

3.2 ASIC képkalkotó szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez⁵⁹

Nyilvánvalóan a töltésfelhalmozódás P_{pix} -en keresztül függ a detektor fotoaktív felületétől.

3.2.2.2. Fotodióda fényválaszának méretezése fényintenzitás alapján

A 3.4 egyenlet alapján levonhatjuk azt a következtetést, hogy a töltésfelhalmozódás a pixelekben (tehát tulajdonképpen a fényválasz) a technológiai paramétereket adottnak tekintve elsősorban a fotodióda aktív régiójának méretétől és az integrálási időtől függ. Eddig a fényválaszt a töltések szempontjából vizsgáltuk meg, térjünk át a feszültség-tartományra, hiszen a fotodiódán a hasznos jel feszültségként fog megjelenni a kiolvasás során. A töltés-feszültség konverzió lényegében a PD parazita kapacitásain fog megtörténni az $U = \frac{Q}{C}$ összefüggésnek megfelelően. Tehát a töltés-feszültség konverzió egy megfelelő mérőszáma (charge-to-voltage conversion gain) írja le a PD érzékenységét – tehát hogy milyen feszültségváltozással reagál egy beeső fotonra.

A PD junction kapacitást (kiürített réteg parazita kapacitása, p-n junction depletion capacitance) a bottom és sidewall kapacitások alkotják [16], ez határozza meg a charge-to-voltage conversion gain-t (C_{gain}):

$$C_{jdep} = \frac{C_{J0B}A_D}{\left[1 - \frac{V_d}{\phi_B}\right]^{m_j}} + \frac{C_{J0sw}P_D}{\left[1 - \frac{V_d}{\phi_{sw}}\right]^{m_{jsw}}} \quad (3.5)$$

Ahol C_{J0B} és C_{J0sw} az úgynevezett zero-bias bottom és sidewall kapacitások, V_d a pn átmenet záró irányú előfeszítése, ϕ_B és ϕ_{sw} a bottom és sidewall beépített potenciál, m_j és m_{jsw} a technológiára jellemző adalékolás grading együtthatói, A_D és P_D a PD területe és kerülete. Ezek az adott technológia adatlapjából leolvasható értékek. Fentiek alapján a C_{gain} -re felírható a következő összefüggés, ami tehát jellemzi a PD érzékenységét:

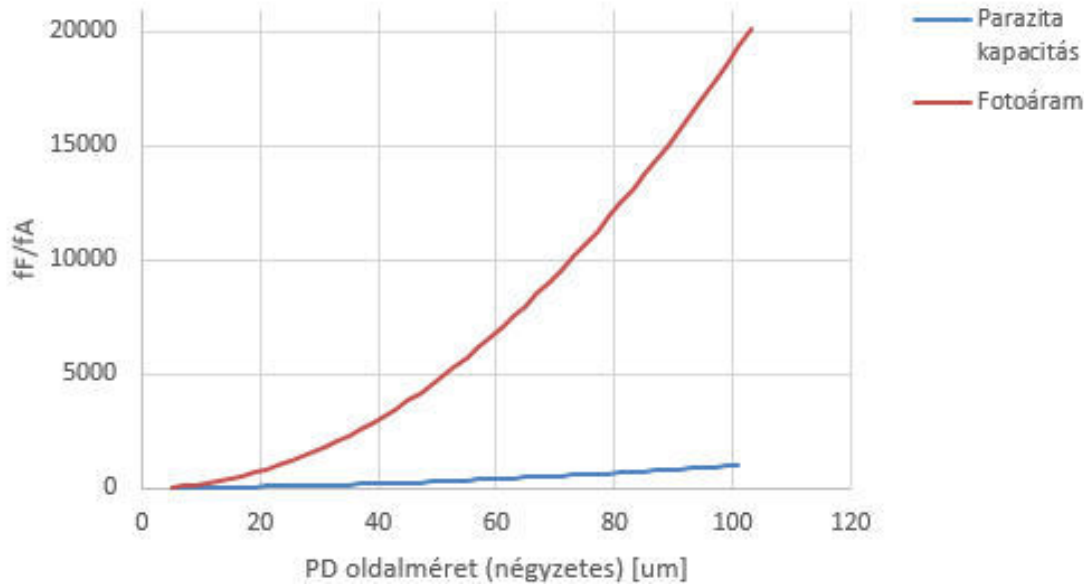
$$C_{gain} = \frac{q}{C_{jdep}} \quad (3.6)$$

Ennek tükrében 3.5 alapján a PD fényválasza a feszültség-tartományban az alábbi:

$$U = \frac{Q}{C_{jdep}} = \frac{t_{int}}{C_{jdep}} \int R(\lambda)P(\lambda)d\lambda \quad (3.7)$$

3. DUAL-PIXEL CMOS APS ARCHITEKTÚRA LÁTÓRENDSZER ALAPÚ SEBESSÉGMÉRÉSHEZ

60

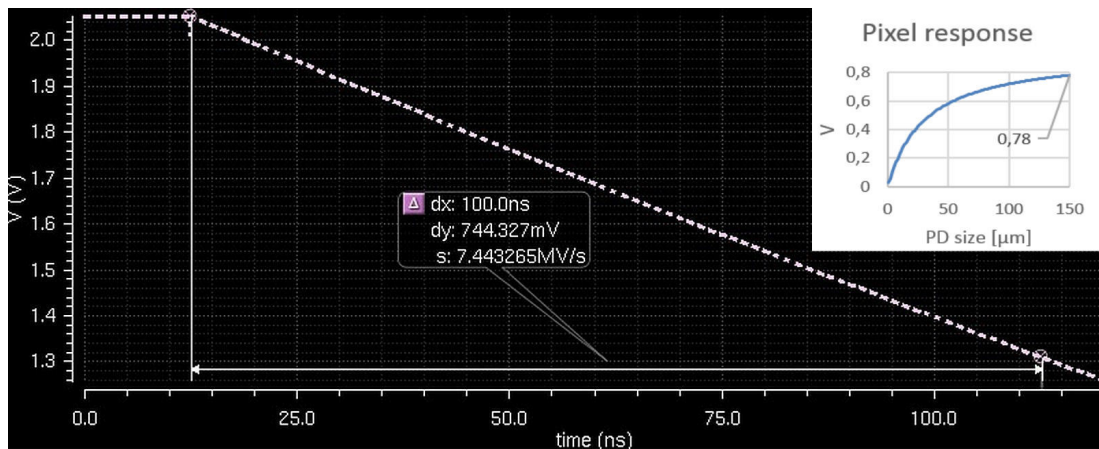


3.4. ábra. A parazita kapacitás és a fotoáram jelleggörbéi a fotodióda méretének függvényében.

A chip realizációjához az AustriaMicrosystems C35O 0,35 μm -es technológiáját választottuk, mivel oktatási intézmények számára is elérhető, akár prototípusgyártáshoz (tehát kis mennyiségek esetén) is. Későbbiekben ennek a technológiának a paramétereit alkalmaztam a számítások során. Mivel ezen paraméterek jelentős része titkosított információ, így csak bizonyos eredményeket tudok jelen dolgozatban számszerűsíteni.

Az AMS C35O technológia dokumentációja alapján az nwell-psub fotodióda esetén a sidewall kapacitás (lineáris tag a 3.5 egyenletben) lesz a domináns, a bottom kapacitással szemben (négyzetes tag). A fotoáram azonban négyzetesen skálázódik (a PD aktív felületével arányos), mivel $I_d = R(\lambda)P_{pix}(\lambda)$, ahol P_{pix} a pixel felületére eső besugárzás [W], amit a beeső teljesítménysűrűségből (E) számolunk, és arányos a pixel felületével, a technológiára jellemző $R(\lambda)$ pedig adottnak tekinthető. Meghatározott E esetén tehát (négyzet alakú PD-t feltételezve) a fotoáram négyzetesen skálázódik a PD oldalméret függvényében, mivel $P = EA_{eff}$. Ezen összefüggések a 3.4 ábrán is megfigyelhetők, amit a PD technológiai dokumentációja alapján vettem fel.

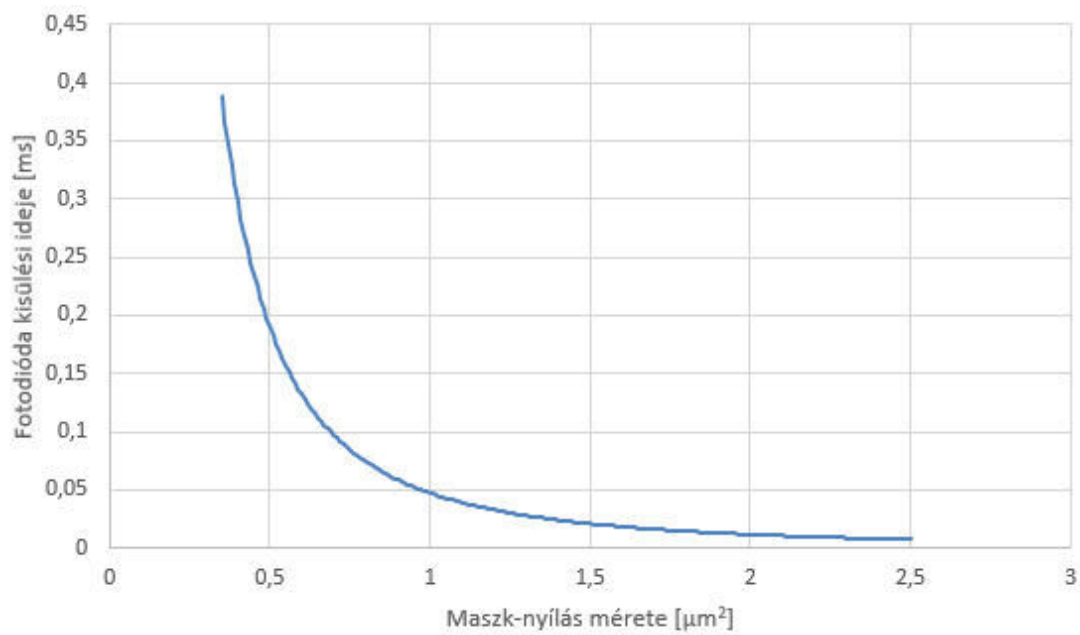
3.2 ASIC képképző szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez



3.5. ábra. Az AMS C35O technológiájának adatlapjában szereplő adatok szerinti szimuláció eredménye ($150 \times 150 \mu\text{m}$ fotodióda; 100ns integrálási idő, és $26,3 \mu\text{W}$ @ 850nm optikai teljesítmény esetén) és a számítások eredményeként adódó pixelválasz-függvény gráfja. Utóbbinál a kimeneten a feszültség változása a reset szinthez képest 780mV lett, míg a szimulációról $\Delta y = 744 \text{mV}$ olvasható le, tehát jó egyezés tapasztalható.

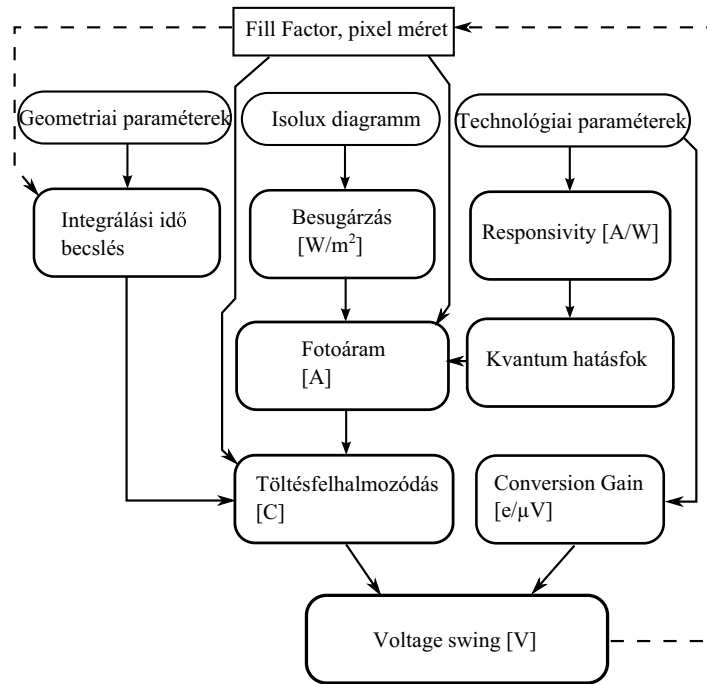
Ezek alapján levonható a következtetés, hogy a pixelek méretének növelésével azok érzékenysége is nő [86], mivel C_{gain} kisebb mértékben csökken (lineáris), mint ahogy a fotoáram nő (négyzetes). A kapott eredmények alátámasztására egy szimulációt is végeztem, melynek eredménye a 3.5. ábrán látható. Vegyük észre, hogy C_{gain} a fotodióda méretén kívül annak záró irányú előfeszítésétől is függ, azonban jóval kisebb mértékben. Ez tulajdonképpen a pixelek reset szintjét jelenti. A tervezés során a későbbiekben a pixelválasz finomhangolására a záróirányú előfeszítést külső feszültséggel tettem lehetővé, növelve ezzel a design flexibilitását. A manapság leggyakrabban alkalmazott pined fotodiódák esetén a módszer nem alkalmazható, hiszen ott az előfeszítés mértékét az adalékolási profil határozza meg.

A fotodióda méretének nagyarányú csökkentése technológiai korlátokba ütközik. Az AMS C350 technológia esetén az $5 \times 5 \mu\text{m}$ a minimális méret, ennél kisebb szükséges fotoaktív felület esetén célszerű a méretezést a fotodióda feletti fémrétegből kialakított maszkkal elvégezni (nyilvánvalóan erre is van technológiai korlát, azonban több nagyságrenddel kisebb). A méretezés szempontjából talán



3.6. ábra. A fotodióda kisülésének ideje $1,17\mu\text{W}/\mu\text{m}^2$ optikai teljesítménysűrűség (@ 850nm) és $5\times 5\mu\text{m}$ -es PD méret esetén, a fotoaktív felület különböző maszk-nyílásai mellett.

3.2 ASIC képalkotó szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez⁶³



3.7. ábra. A méretezés folyamatábrája.

a legszemléletesebb módszer a PD egy kapacitásként történő modellezése. Ekkor vizsgálhatjuk, hogy a fotoáram hatására a méret függvényében hogyan sül ki a fotodióda (mikor kerül szaturációba a pixel):

$$U(t) = \frac{Q(t)}{C_{jdep}} = \frac{1}{C_{jdep}} \int_{t_0}^t I_d(\tau) d\tau + U(t_0) \quad (3.8)$$

Ha a fotoáramot konstansnak tekintjük, és $t_0 = 0$, $U(t_0) = 0$, az $U(t) = \frac{I_d}{C_{jdep}} t$ összefüggés adódik. Amennyiben a záró irányú előfeszítést 2,5V-ra állítjuk be, a kapacitás kisülése a $t = 2,5 \frac{C_{jdep}}{I_d}$ egyenlettel jellemezhető. Ezek alapján ábrázolható a pixel telítődését jellemző görbe a maszk-nyílás méretének függvényében (3.6. ábra) egy $5 \times 5 \mu\text{m}$ -es fotodióda, és konstans $1,17 \mu\text{W}/\mu\text{m}^2$ optikai teljesítménysűrűség esetén (adatlapból származtatott adatok).

Ahhoz, hogy a megfelelő maszk-nyílást meghatározzuk, szükséges a beeső fénytelteljesítmény ismerete. Ehhez a fényszóró-gyártók által rendelkezésre áll az úgynevezett isolux diagram, ami leírja az egyes fényszórók iránykarakterisztikáját. Ezzel az értékkel azonban – amellet hogy a beeső fénytelteljesítmény nagy

mértékben függ a mérési geometriától – meglehetősen nehézkes a számolás, mivel a fényforrás nem tekinthető pontszerűnek, hiszen akár több pixel is reprezentálhatja azt a rögzített képen. A 3.2.2.3 fejezetben mutatok módszert az elsődleges-, illetve másodlagos szenzortömbök relatív érzékenységének méretezésére. Első közelítésben jelen fejezet konklúziójaként megemlíthető, hogy a 3.6. ábra alapján a $0,2\text{-}1\ \mu\text{m}^2$ tartomány megfelelő választásnak tűnik a teszt szenzor esetén. Így akár többfajta maszk alkalmazásával meglehetősen széles dinamikatartomány lefedhető tesztelés és validáció céljából. A méretezés folyamatát a 3.7. ábra szemlélteti.

3.2.2.3. A fotodiódák relatív érzékenységének definiálása a mérési feladathoz

Belátható, hogy a szenzorstruktúrák érzékenységének méretezését nem szükséges – és a sok változó paraméter miatt nem is praktikus – abszolút skálán végrehajtani. Ehelyett ebben a fejezetben ismertetek egy módszert az egyes pixelek fényválaszának relatív méretezésére a mérési feladat kritériumainak ismeretében. Az ebben a fejezetben bemutatott méretezési eljárás meglehetősen feladat-specifikus, mivel egy proof-of-concept teszt szenzor realizálása a cél, azonban ez a séma használható általánosabb célú hardver fejlesztése esetén is. Fontos megjegyezni, hogy a tényleges méretezés már csak a pixelek layoutjának ismeretében lehetséges, hiszen a számolások során felhasználtam a pixeltömb layout-jából származó adatokat. Az érzékenységek méretezése a megfelelően kiválasztott integrálási időközön keresztül a fotoaktív terület méretének meghatározásával valósul meg. Mivel itt egy valós optikai rendszer elemeként szeretném használni a képalkotó szenzort, a számolások során a leképezési törvényt alkalmaztam, a kiválasztott optikák paramétereivel. A levezetés nagyon hasonló a korábban bemutatott pinhole kamera modell esetéhez, így arra nem térnék ki.

Másodlagos szubpixel A másodlagos szubpixel esetén a cél megfelelően nagy integrálási idő beállítása (amit a látószög megenged), a minél nagyobb mérési pontossághoz. Ha ismert a pixelméret (s_{pix}), az intra-frame elmozdulás fókuszsíkra vetített hossza (K) alapján számolható, hogy az autó fényszórójának elmozdulása a képsíkon hány pixelt érint: $l_{trace} = \frac{K}{s_{pix}}$. Minél nagyobb ez az érték, annál nagyobb a sebességmérés pontossága. Ez nyilvánvalóan befolyásolható az integrálási

3.2 ASIC képkötő szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez⁶⁵

idővel. Az integrálási idő azonban nem lehet tetszőlegesen nagy, hiszen a látószög és a technológiai adottságok korlátot szabnak. A méréshez a másodlagos képnek tartalmaznia kell a teljes trace-t, és ahhoz, hogy az elsődleges pixeltömb képén a látványnak egy megfelelően nagy része látszódjon, nem választható tetszőlegesen kicsire a látószög. Ez a kis méretű szenzor ($\sim 1,44\text{mm}^2$) miatt jelentős korlátot jelent. A fókusztávolság és a látószög kapcsolatát az alábbi egyenlet írja le:

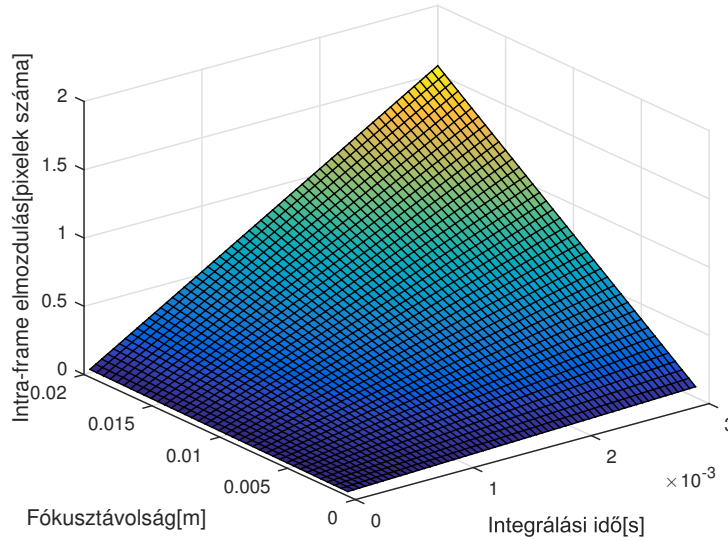
$$\xi = 2 \arctan \frac{h}{2f} \quad (3.9)$$

ahol ξ a látószög, h a szenzor oldalmérete, f pedig a fókusztávolság.

A 2.2. fejezetben leírt mérési szituációban az intra frame elmozdulást ábrázolva az integrálási idő és a fókusztávolság függvényében, a 3.9. ábra adódik. Ez alapján 10mm-es fókusztávolság választása esetén a látószög $6,87^\circ$ (3.10 ábra), melynek hatására az elsődleges kép, a pixeltömb képminőség és képméret becslése alapján megfelelő információtartalommal bír a járművek esetleges azonosításához. Ennél kisebb látószög választása már jelentősen csökkentené a képi információt.

Az $f = 10\text{mm}$ választása a másodlagos szenzor $8\mu\text{m}$ -es pixel pitch-e esetén az intra-frame elmozdulás a 2.2. fejezetben leírt mérési szituációban 7 pixeles trace hosszt eredményez 12ms integrálási idő mellett (3.11). Az integrálási idő további növelése a technológiai adottságok (dark current) miatt nem szerencsés. Ebben az esetben a pixelizáció miatti hiba elérheti a 10%-ot is, azonban a jelenség megfigyeléséhez és a képkötő kiértékeléséhez megfelelőnek mutatkozik. Nyilvánvalóan ennél nagyobb szenzor-, és/vagy kisebb pixelméret esetén a mérési pontosság jelentősen növelhető lenne, azonban a szenzor első verziójához ezt is elegendőnek ítéltük meg.

Elsődleges szubpixel Az elsődleges pixel esetén a cél egy olyan integrálási idő meghatározása, ahol megfelelő képminőség biztosításához az autó képe kevesebb, mint 1 pixelt mozdul el a képsíkon. Az elsődleges pixelek $S_{pix} = 24\mu\text{m}$ mérete esetén az eredményt a 3.8 ábra mutatja. Látható, hogy a nagy pixelméret miatt még ms közeli integrálási időknél is 1 pixel alatt van az elmozdulás. A képminőség, zajcsökkentés (dark current) miatt $\sim 100\mu\text{s}$ integrálási idő választás megfelelőnek tűnik. Az optika apertúráját úgy kell beállítani, hogy a fenti integrálási idő mellett jó képet adjon a szenzor. Későbbiekben fentieket áramkör szimulációkkal

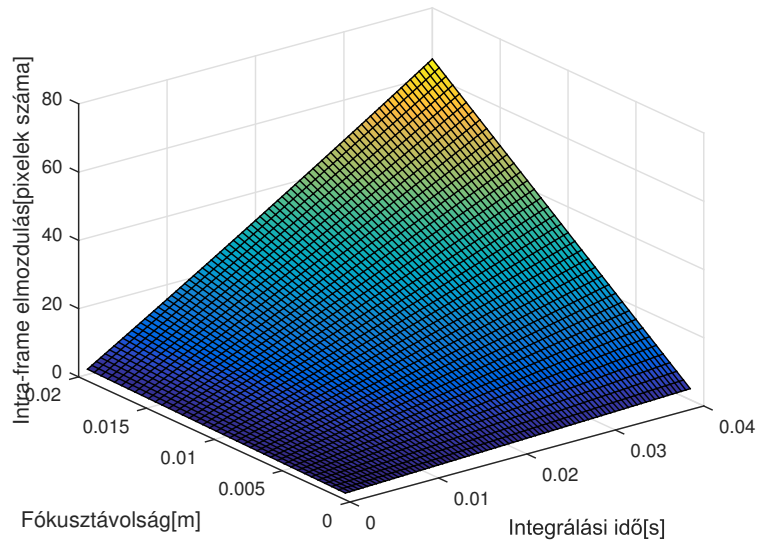


3.8. ábra. Az intra-frame elmozdulás az integrálási idő és a fókusz távolság függvényében, az elsődleges szubpixelek esetén.

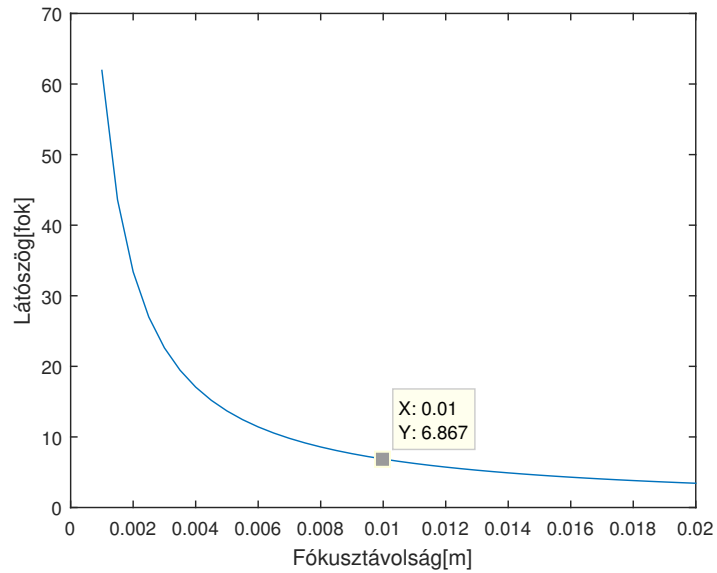
támasztom alá. Az elsődleges és másodlagos pixelek, illetve a mérési feladat sajátosságait figyelembe véve az integrálási idők aránya a következőre adódott: 1200:100.

A fotoaktív felületek arányának empirikus meghatározása a szimulációs eredmények alapján A másodlagos szubpixel érzékenységét a fotoaktív felület méretezésével (amit adott pixelméret mellett maszkolással valósítunk meg) úgy állítjuk be, hogy egy adott megvilágítás esetén, ha az elsődleges szubpixel kimenete középérték környékén van, a másodlagos szubpixel kimenete 0 közeli ($\sim 5\%$) legyen. Ez a feltétel biztosítja, hogy míg az elsődleges pixeltömb által készített kép tartalmazza a fontos képi információkat, a másodlagos pixeltömb elnyomja a látvány alacsony intenzitású területeit. Az érzékenységek ilyen módon történő beállítását a pixelek integrált jellege miatt megtehetjük, hiszen mind a két pixeltömbre beeső fényintenzitás eloszlás (tehát tulajdonképpen maga a látvány) jó közelítéssel ugyanaz. Ehhez szükség van adott beeső fotonfluxus (Φ) esetén a pixel-válaszok arányára a fém-maszk függvényében. A pixel layout ismeretében

3.2 ASIC képalkotó szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez⁶⁷

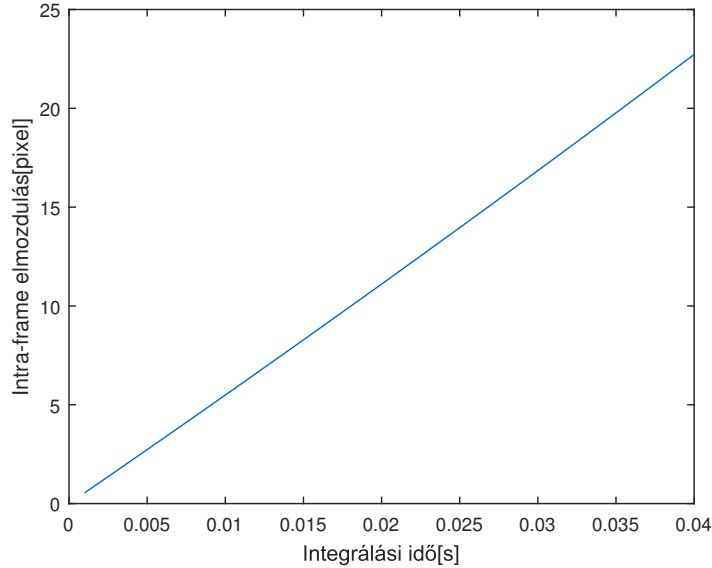


3.9. ábra. Az intra-frame elmozdulás az integrálási idő és a fókusz távolság függvényében, a másodlagos pixeltömb esetén.



3.10. ábra. A látószög a fókusz távolság függvényében.

68 **3. DUAL-PIXEL CMOS APS ARCHITEKTÚRA LÁTÓRENDSZER
ALAPÚ SEBESSÉGMÉRÉSHEZ**



3.11. ábra. A trace pixelben mért hossza a képsíkon az integrálási idő függvényében.

a fotoaktív területek aránya, illetve a parazita kapacitások az alábbiak:

$$\frac{A_1}{A_2} = \frac{15,1 \times 13,55}{5 \times 5} = 8,18 \quad (3.10)$$

$$C_{jdep_1} = 26,54 fF \quad (3.11)$$

$$C_{jdep_2} = 7,38 fF \quad (3.12)$$

$$\frac{C_{jdep_1}}{C_{jdep_2}} = 3,6 \quad (3.13)$$

ahol az 1-es indexű elemek az elsődleges, míg a 2-es indexű elemek a másodlagos szubpixelt jellemzik. Ezek alapján a pixelválaszok arányára felírható a következő összefüggés:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{C_A C_C C_M}{C_{int}} = \frac{8,18 \times 3,6 C_M}{12} \quad (3.14)$$

3.2 ASIC képképző szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez⁶⁹

ahol C_A a fotoaktív felületek arányát, C_C a parazita kapacitások arányát, C_{int} az integrálási idők arányát leíró konstans, C_M pedig a maszkegyüttható, amivel a pixelválaszok arányát beállítjuk.

A számolt parazita kapacitások helytállóságának ellenőrzésére elvégeztem egy szimulációt egy $5 \times 5 \mu m$ (másodlagos szubpixel) és egy $15,1 \times 13,55 \mu m$ (elsődleges szubpixel) pixel esetén. Amennyiben a fent számolt $\frac{C_{jdep1}}{C_{jdep2}}$ arány megfelel a valóságnak, és a fotoáramok az alábbi egyenletet kielégítik:

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \frac{1}{C_C} \quad (3.15)$$

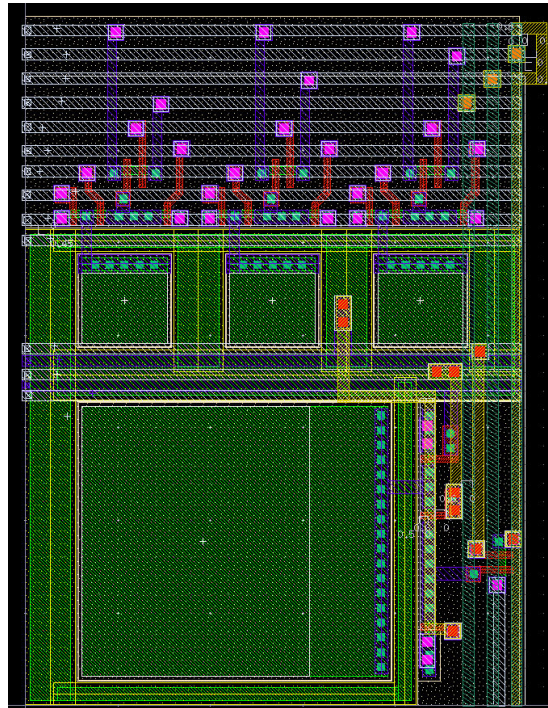
a pixelek kiszűrése hasonló ütemben kell, hogy végbemenjen. A szimuláció eredménye az A.1. ábrán látható. Megfigyelhető a két görbe jó egyezése a teljes tartományon.

Következő lépésben, egy valós mérési szituációnak megfelelően azonos megvilágítás mellett vizsgáltam a pixelválaszokat, felhasználva a fejezet elején meghatározott integrálási időket (1ms az elsődleges, míg 12ms a másodlagos pixeltömb esetén). Ehhez (3.3) alapján a következőképpen állítottam be a fotoáramokat a szimulációhoz:

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \frac{1}{C_A} \quad (3.16)$$

Elsőként vizsgáltam az elsődleges pixeltömb kimenetét. A szimuláció eredményét az A.2 ábra szemlélteti. Az elsődleges szubpixel válaszában (V_1) középértéke ($\sim 700mV$), 1400pA-es fotoáram esetén tapasztalható ($\sim 400nA$ kiolvasó áram esetén, melyet a source follower fokozat segítségével állítottam be). Az azonos beeső fényintenzitás modellezéséhez, (3.16) alapján a másodlagos pixel esetén a szimuláció során alkalmazott fotoáram nagyságára 170pA-ra adódik (a 12-szeres integrálási idő hatását az azonos időalap biztosításához 12-szeres fotoárammal modelleztem, tehát továbbiakban a 170pA-t 2040pA-rel helyettesítettem).

Ezen feltételek figyelembe vételével határoztam meg a C_M maszkegyütthatót, a következő módon. Mivel a másodlagos pixeltömb szimulációja esetén (A.3) az alfejezet elején említett 5% körüli jelszint 52pA-nál jelentkezik, a maszkegyüttható: $C_M = 2040/52 = 39$ adódik. Ezek alapján a maszkolás utáni fotoaktív felület mérete: $(5 \times 5 \mu m)/39 = 0,64 \mu m^2$, ami jó egyezést mutat a korábbi becslésekkel.

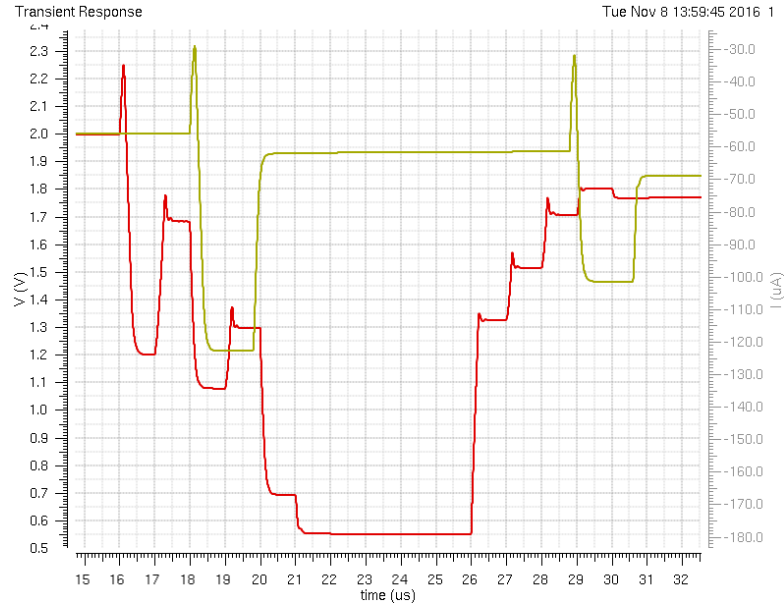


3.12. ábra. Egy integrált pixel layoutja.

3.2.3. Szilíciumon realizálható ASIC képalkotó felépítése, szimulációs eredmények

Napjainkra a CMOS gyártástechnológia akadémiai és oktatási szférában is elérhető lett, köszönhetően a különböző multiprojekt wafer alapú szolgáltatásoknak, mint amilyen például a Europractice mini@sic [87] programja is. Ez lehetővé teszi ASIC prototípusok gyártását elérhető áron, akár alacsony darabszámban is. A PPKE ITK-n lehetőséget kaptam egy tesztszenzor megtervezésére és legyártatására, amit ezúton is szeretnék megköszönni. A kitűzött cél tehát egy, intra frame sebességmérésre alkalmas képalkotó szenzor schematic-jának, majd layoutjának megtervezése, és a gyártáshoz szükséges dokumentációk létrehozása volt. Ezt a Cadence feljesztőkörnyezet segítségével valósítottam meg. Egyes komponensek esetén standard cellákat alkalmaztam (pl: padding, ADC), de a szenzor jelentős része full-custom tervezési metodikával készült. Ebben a fejezetben röviden bemutatom az elkészült szenzort, néhány szimulációval.

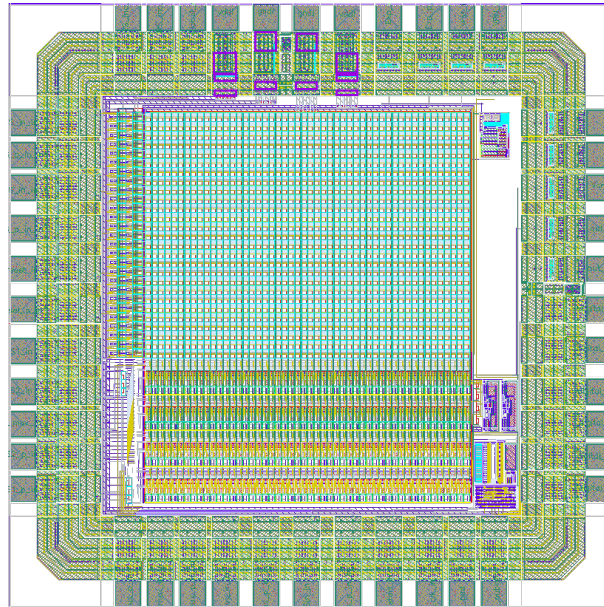
3.2 ASIC képalkotó szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez⁷¹



3.13. ábra. Egy 2×2 -es pixeltömb poszt-layout szimulációjának eredménye. Az egyes pixelek esetén a megkülönböztethetőség miatt más-más fotoáramokat alkalmaztam a szimuláció során. A sárga görbe reprezentálja az elsődleges, míg a piros a másodlagos pixeltömb kimenetét. Ez a kimenet még az AFE előtti állapotot jelenti, az SF után. A kiolvasási frekvencia a másodlagos pixelek esetén 1MHz, míg a másik esetben 500kHz.

3.2. táblázat. A szenzor legfontosabb paramétere

Szenzor paraméter	Elsődleges szenzor	Másodlagos szenzor
Szenzortömb mérete	1/10"	
Pixelek száma	27×50	27×150
Pixel pitch	24μm	8μm
Gyártási technológia	0.35μm 2P4M Opto CMOS	
Tápfeszültség	3.3V	
Full well kapacitás	248ke	69ke
Pixel swing	1.5V	
Conversion gain	6.03μV/e	21.7μV/e
Disszipáció	~10mW	
Tokozás	44 pin JLCC44	
Tranzisztorszám	~ 50000	



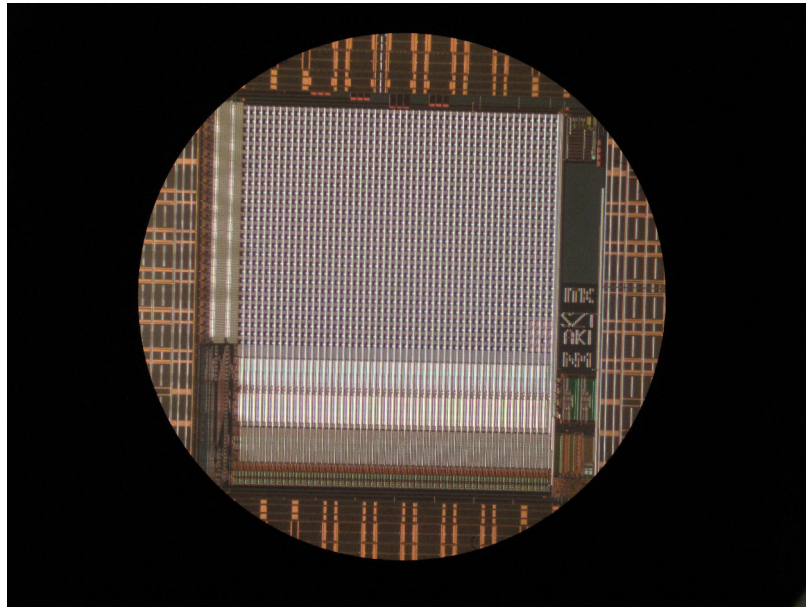
3.14. ábra. A szenzor chip layoutja.

A 3.2. fejezetben bemutatott dual-pixel struktúra layoutja a 3.12. ábrán látható. Úgy terveztem meg a szenzort, hogy a nagyobb rugalmasság biztosítása érdekében minden vezérlőjel a szenzoron kívülről érkezik (exponálás, AFE vezérlés, kiolvasás stb.). Az intergált pixeltömb poszt-layout szimulációja 2×2 -es pixeltömb esetén (ez 4 elsődleges és 12 másodlagos pixelt jelent) a 3.13. ábrán látható, a chip legfontosabb paramétereit a 3.2. táblázat tartalmazza. A 3.14. ábra a szenzor teljes layoutját mutatja a padringgel együtt.

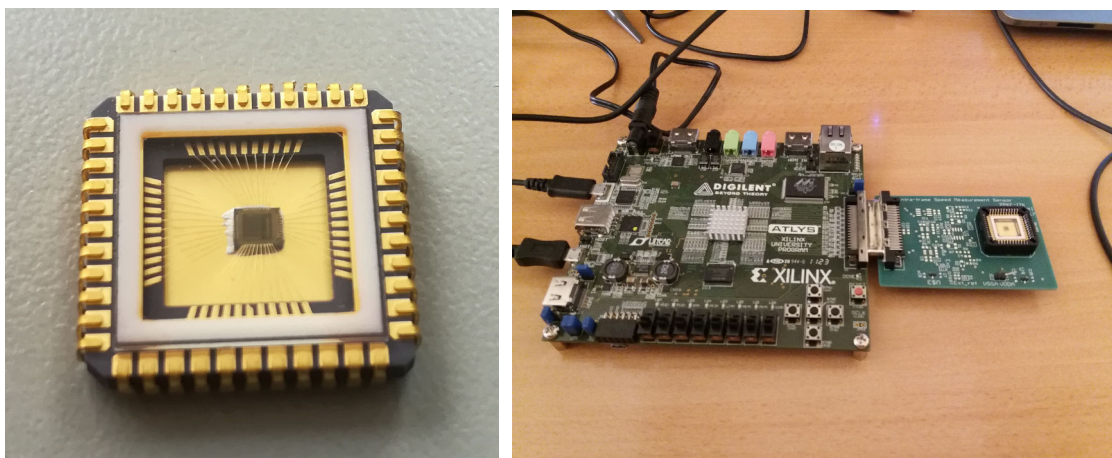
A szenzor az AustriaMicrosystems C35O technológiájával lett megvalósítva, a design átment a DRC, illetve LVS (Layout versus Schematic) ellenőrzéseken. Az eszkörről készült mikroszkópos felvételt a 3.15. ábra, míg a tokozás utáni állapotot a 3.16a. ábra mutatja. A chip vezérlését FPGA segítségével terveztem megvalósítani, melyhez a Xilinx Zynq FPGA-jára épülő Digilent ZedBoard-ot választottam. Ezen a fejlesztőkártyán implementáltam a vezérlést, azonban a szenzor működtetéséhez egy hordozó PCB-re is szükség volt, melyet szintén megterveztem. A teljes képalkotó rendszer a 3.16b. ábrán látható.

Mivel a chip első verziója tervezési hiányosságok miatt sajnos nem bizonyult működőképesnek, mérési eredményekkel nem tudom alátámasztani a korábbi el-

3.2 ASIC képalkotó szenzor architektúra intra-frame elmozdulásméréshez⁷³



3.15. ábra. Mikroszkópos felvétel az elkészült szenzorról.



(a)

(b)

3.16. ábra. (a) A tokozott szenzor. (b) A teljes képalkotó rendszer az FPGA kártyával és a hordozó PCB-vel.

méleti feltevéseket, ehhez a chip egy új revíziója lenne szükséges. Bár az exponálás hatására mérhető fényválasz a pixeltömbök kimenetén, az nem felel meg az elvárt karakterisztikus jellemzőknek elsősorban az AFE és a kimeneti végfok nem megfelelő árnyékolása miatt.

4. fejezet

Tudományos eredmények összefoglalása

4.1. Bevezetés

Napjainkban a szenzorika egyik legdinamikusabban fejlődő ágát a képalkotó szenzorok képezik. Ennek a fejlődésnek egy fontos területe a gépi látás, azon belül is a különböző autonóm járművek önálló feladatvégrehajtást támogató látórendszereivel kapcsolatos kutatások. Az MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutatóintézetében (SZTAKI) lehetőségem volt részt venni egy olyan projektben, melynek célja kisméretű pilótanélküli robotrepülőgépek (UAV) biztonságos önálló manőverezését biztosító fedélzeti rendszer kifejlesztése. A biztonságos autonóm műveletvégzés egyik fontos alapkövetelménye az ütközésselkerülés megvalósítása, melyhez egy többkamerás látórendszert építettünk [1].

Az alkalmazott WVGA szenzorok képességeinek, hiányosságainak alaposabb vizsgálata indított el abban az irányban, hogy átfogó kutatást végezzek a napjainkban alkalmazott CMOS kamerák pixelstruktúrájával kapcsolatban. A képalkotó szenzoroknak alapvetően két típusát különböztetjük meg: töltéscsatolt eszközök (CCD), illetve CMOS alapú kamerák. A CCD szenzorok érzékenysége a nagyobb kitöltési tényező miatt magasabb, és kevésbé zajérzékenyek, míg a CMOS eszközök legnagyobb előnye, hogy hasonló technológiával készülnek, mint a hagyományos VLSI áramkörök, így jóval egyszerűbb és költséghatékonyabb egy csipre integrálni különböző funkciókat. Ez lehetővé teszi a kutatók számára egyedi pixelstruktúrák megalkotását, és akár fókuszsíkbeli vagy szenzorközeli

képfeldolgozási funkciók realizálását magán a szenzorcsipen.

4.1.1. CMOS képalkotó szenzorok felépítése

A CMOS alapú szenzorok esetén a foton elektron konverzió több struktúrával történhet (fotodióda, fototranzisztor, fotogate). A legelterjedtebb fényérzékelési módszer a záró irányban előfeszített fotodióda feszültségésésének mérésén alapul. Az exponálás alatt a beeső fényintenzitástól függő fotoáram záróirányú áramként jelentkezik, kisütve a dióda pn átmenetének parazita kapacitását. A hullámhossztól függő fotoáram a következőképp számolható:

$$I_{ph} = \frac{q\eta P_{ph}}{\hbar\omega} \quad (4.1)$$

ahol I_{ph} a fotoáram, q az elemi töltés, η a kvantum hatásfok, P_{ph} a beeső fényteljesítmény, \hbar a redukált Planck állandó, és ω a körfrekvencia. Az exponálás végeztével, kiolvasáskor a fotodióda feszültsége hordozza a képi információt a pixelekben. Felépítését tekintve alapvetően két típusú pixelt különböztetünk meg: passzív, illetve aktív. A passzív pixelek a fotodiódán kívül csak egyetlen MOS kapcsolót tartalmaznak a kiolvasáshoz, ezzel szemben az aktív pixelekben egy aktív követőerősítő, és az exponálás vezérléséhez szükséges tranzisztorok is megtalálhatók. Az aktív pixel szenzorok (APS) a zár (shutter) vezérlési stratégiát tekintve két csoportra bonthatók. Az egyik csoportba az úgynevezett rolling shutter szenzorok tartoznak. Ebben az esetben sorról sorra végighaladva a szenzortömbön, az exponálás végeztével az adott sor kiolvasása azonnal megtörténik, így nincs szükség analóg tárolóelemekre a pixelekben. Emiatt ez a kiolvasási stratégia feltételezi, hogy az exponálás az egymást követő sorokban más és más időpillanatban kezdődik. Ezzel szemben a global shutter-t alkalmazó szenzorok esetén koherens képet kapunk, mivel az exponálás minden pixel esetén azonos pillanatban kezdődik. Az áramköri megvalósítása viszont komplexebb az analóg tárolóelemek szükségessége miatt.

4.2. Módszerek

A látórendszer alapú sebességméréssel kapcsolatos tudományos eredmények alapvetően két kutatási irányhoz kapcsolódnak: optical-flow (inter-frame), és motion

blur (intra-frame) alapú módszerek. Az inter-frame módszerek komoly irodalommal rendelkeznek, míg az intra-frame megoldásokkal kevés publikáció foglalkozik. Előbbi esetben az elmozdulás két képkocka (frame) összehasonlításából számítható. Ilyenkor a mérendő objektum detektálását mindkét képen el kell végezni, majd az objektumok megfeleltetését (matching) követően számolható azok elmozdulása a két kép között. Ez a feldolgozási szekvencia meglehetősen nagy számítási teljesítményt igényel.

Fentiekkel ellentétben az intra-frame mérési eljárások bemenete egyetlen kép, melyben az információt a motion blur effektus hordozza. A motion blur tulajdonképpen az objektum exponálás alatti elmozdulása miatt jön létre. A legtöbb esetben ez egy képminőséget rontó, nem kívánatos effektus, a mi esetünkben azonban a mérési eljárás alapját képezi. Hátránya, hogy amennyiben a mérendő objektum vizsgálatakor szükség van annak valamilyen azonosítására, klasszifikációjára, a kérdéses régiókból sokszor nehezen nyerhető ki használható képi információ. A 2. fejezetben bemutatott eljárás segítségével elérhető, hogy a motion blur csak a látvány bizonyos területein jelentkezzen szignifikánsan, míg a kép (vagy akár a mérendő objektum) többi része hordozza a további vizsgálatokhoz szükséges képi információt. Ezen felül megfelelő szenzorstruktúra alkalmazásával a mozgásinformációt hordozó motion blur a szenzorban szétválasztható a látvány többi részétől, minimalizálva a szükséges utófeldolgozást, és ezáltal a számítási teljesítményt. Disszertációmban az intra-frame sebességmérés elméleti és gyakorlati vonatkozásait vizsgálom.

4.3. Új tudományos eredmények összefoglalása

Az új tudományos eredményeimet két téziscsoportba soroltam. Az első téziscsoportba az intra-frame sebességmérés elméletével kapcsolatos eredményeimet csoportosítottam, míg a második téziscsoportba az intra-frame mozgásdetekcióra optimalizált pixelstruktúrához kapcsolódó tézisek kerültek.

1. Téziscsoport: Intra-frame mozgásdetekció és sebességmérés szuperponált képeken

A képalkotó szenzor felületére beeső fény mennyisége függ a látvány fényességétől (luminance, L_v), a lencse relatív apertúrájától (N), és az exponálási időtől (t). Egy mérési szituációban jellemzően N és L_v adott, így a mozgó objektumok intra-frame jellemzői, a motion blur hatása a képen t -vel szabályozható. Az intra-frame elmozdulásmérés során a mérési pontosságot a pixelizáció miatt elsősorban az exponálási idő határozza meg. Nagyobb t alkalmazásával nő a mérési pontosság, viszont a mozgó régiókban sok képi információ elveszik a motion blur miatt, tehát alapvetően egy trade-off jelentkezik a képminőség és a mérési pontosság között. Ebben a téziscsoportban módszert adtam fényforrással rendelkező objektumok intra-frame elmozdulásának mérésére.

A téziscsoporthoz kapcsolódó publikációk: [2], [5]

1.1. Tézis *Létrehoztam egy dupla exponáláson alapuló képrögzítési modellt képalkotó szenzorokhoz, ami lehetővé teszi szuperponált képek felvételét. Megmutattam, hogy alacsony shutter hatásfokú szenzorokkal emulálható ez az exponálási szekvencia.*

A kifejlesztett módszer hatására létrejövő szuperponált kép két komponens összegeként áll elő. Az elsődleges kép tartalmazza a képi információt a látványról, míg a másodlagos képen csak a látvány nagy intenzitású területei jelennek meg, ez a komponens tartalmazza ezen területek intra-frame elmozdulását. Egy ilyen szuperponált kép létrehozásához kiegészítettem a klasszikus zár ciklust (nyitott, zárt) egy köztes - részben nyitott - állapottal. Az exponálási séma egyes fázisait különböző kvantum hatásfokkal modelleztem. Mivel a kvantum hatásfok a vezetési sávba gerjesztett töltéshordozók számát adja meg az egyes beeső fotonokra, ezzel tulajdonképpen a szenzor érzékenységét változtattam az egyes fázisokban. A szuperponált kép a következőképpen jön létre: az elsődleges exponálás alatt rögzítésre kerül maga a látvány, majd a hosszabb másodlagos exponálás alatt, az alacsonyabb kvantum hatásfok miatt csak a nagy intenzitású régiókban módosulnak jelentős mértékben az előző fázis során eltárolt pixel értékek. Ezek alapján

egy kellően nagy fényerejű mozgó fényforrás $[\tau_1, \tau_2]$ időintervallumhoz tartozó trajektóriája kirajzolódik a szuperponált képen, miközben az alacsony intenzitású területek, vagy a statikus fényforrások nem módosítják a rögzített képet.

Egy képalkotó szenzor shutter hatásfoka a pixel nyitott, illetve zárt shutter állapot melletti érzékenységének arányaként definiálható. Alacsony shutter hatásfoku szenzorok esetén tehát a zárt shutter állapotbeli töltésfelhalmozódás jelentősen módosíthatja a pixelben tárolt értéket, nagy intenzitású fényforrás akár szaturációba is viheti a pixelt annak kiolvasásáig. Ez a jelenség alkalmassá teszi az ilyen szenzorokat az intra-frame mozgásdetekcióra.

1.2. Tézis A szenzorparaméterek és a mérési környezet geometriai paramétereinek ismeretében egy olyan új módszert dolgoztam ki, mely alkalmas szuperponált képeken a nagy intenzitású területek intra-frame elmozdulásának, illetve sebességének mérésére. Megvizsgáltam és mérési eredményekkel alátámasztottam az elérhető elméleti mérési pontosságot, ezen felül hibaanalízist végeztem, figyelembe véve az egyes paraméterek megváltozásának hatását a mérési pontosságra.

Amennyiben a mérési környezet geometriai paramétereit (2.3. ábra), és az exponálási szekvencia jellemzői ismertek, a látvány egy nagy intenzitású pontjának képsíkra vetített intra-frame elmozdulása alapján annak mozgási sebessége kifejezhető trigonometriai összefüggések segítségével.

$$d = c(\tan(\gamma - \alpha) - \tan(\gamma - \alpha - \beta)) \quad (4.2)$$

$$v = \frac{d}{\tau_2 - \tau_1} \quad (4.3)$$

Tekintve hogy a sebességmérés szögmérésre vezethető vissza, látható, hogy a sebességmérés hibája ekvivalens az intra-frame trajektória pixelben mért hosszának mérési hibájával. Egy konkrét mérési szituációban – ahol tehát adottak mind a geometria, mind a szenzor paramétereit – megvizsgáltam az elérhető mérési pontosságot egy mozgó jármű fényszórójának segítségével. Egy valós mérési elrendezés esetén – ahol a ground truth-t egy GPS-es sebességmérő szolgáltatatta – 1,3%-os mérési hibát tapasztaltam.

A szuperponált képeken végzett sebességmérés leginkább korlátozó tényezője a fényforrás trajektória kezdőpontja körüli szaturált régió, ami megnehezíti a fényforrás lokalizációját. Kidolgoztam egy két kamerán alapuló módszert, melynek segítségével sikerült megoldást találni a problémára.

2. Téziscsoport: Dual-pixel CMOS APS architektúra látórendszer alapú sebességméréshez

Az 1. Téziscsoportban bemutatott eljárás alapvető problémája, hogy a fényforrás lokalizálatlansága esetenként jelentős mérési hibát visz a rendszerbe. A 2. Téziscsoportban erre a problémára fókuszáltam, és kidolgoztam egy szilíciumon realizálható szenzorstruktúrát, ami a szenzorcsipen képes szeparálni a látvány nagy intenzitású régióinak intra-frame elmozdulását, emellett regisztrálni a látvány többi részét is.

A téziscsoporthoz kapcsolódó publikációk: [6], [7]

2.1. Tézis Kidolgoztam egy pixel-szintű integrációs módszert látórendszer alapú sebességmérő szenzorokhoz, ami lehetővé teszi az 1.1 Tézisben definiált szuperponált kép egyes komponenseinek elkülönített rögzítését. Ezzel a kidolgozott új módszerrel tovább növeltem a sebességmérés pontosságát, a fényforrás trajektóriájának pontosabb lokalizálhatósága által.

Az intra-frame elmozdulásmérésre optimalizált dual-pixel szenzorstruktúra alapját az 1.1 Tézisben ismertetett dupla exponálási modell alkotja. A szenzor architektúráját úgy építettem fel, hogy az exponálási szekvencia egyes fázisaihoz külön szubpixelek tartozzanak. Minden egyes pixel tehát kétféle szubpixelt tartalmaz: az elsődleges szubpixel valósítja meg az elsődleges exponálási fázist, míg a másodlagos szubpixelek a másodlagos fázist. Az ennek eredményeként létrejött struktúra két különálló pixeltömbje saját vezérlő bemenetekkel illetve adatkimenetekkel rendelkezik, viszont a rögzített képek geometriai és időbeli koherenciája miatt pixel szinten vannak integrálva. Ennek megfelelően, ahogy a 3.1b. ábra is szemlélteti, a két független kimeneten két különböző exponálási paraméterekkel rögzített kép olvasható ki, így valósítva meg a nagy intenzitású régiók intra-frame

elmozdulásának szenzor szintű szétválasztását a képi információt hordozó elsődleges képtől. A másodlagos pixeltömb érzékenységének beállításával biztosítható, hogy az általa rögzített képen csak a látvány magas intenzitású régiói jelenjenek meg.

2.2. Tézis Kidolgoztam egy kvantitatív pixel maszkolási eljárást a 2.1 Tézisben bemutatott dual-pixel struktúrához, ami lehetővé teszi az intra-frame mozgásdetekciót végző subpixel érzékenységének beállítását a fotodióda aktív régiójának méretezésével.

A módszer lényege, hogy amíg az elsődleges szenzor rögzíti a látványt, a másodlagos szenzor kimenetén, azonos fényáram mellett csak a nagy intenzitású területeken legyen nullától eltérő kimenet. Belátható, hogy ehhez nem szükséges abszolút skálán végrehajtani a méretezést, a két szubpixel érzékenységének aránya a meghatározó jellemző. A pixelek kimenetén megjelenő feszültség közelíthező az alábbi összefüggéssel:

$$V = \frac{A_{eff} t_{int}}{C_{jdep}} \int R(\lambda) f(\lambda) d\lambda \quad (4.4)$$

ahol A_{eff} a fotoaktív felület, t_{int} az exponálási idő, C_{jdep} a fotodióda pn átmenetének parazita kapacitása, $R(\lambda)$ a fotodióda érzékenysége a hullámhossz függvényében, míg $f(\lambda)$ a megvilágítás spektrális teljesítmény-eloszlás függvénye. Látható, hogy a technológia paramétereinek ismeretében a pixel-válasz a fotoaktív felület méretével befolyásolható. Ezt a jelenséget használtam ki a másodlagos szubpixel méretezése során.

4.4. Alkalmazási területek

A tézisekben megfogalmazott intra-frame sebességmérés egyik kézenfekvő alkalmazása járművek sebességének mérése. Napjainkban sebességmérésre leggyakrabban aktív érzékelőket alkalmaznak, mint például a radar és a lidar alapú rendszerek. Ezek drága, nagy fogyasztású eszközök, mindemellett a járművek azonosítása miatt a rendszerbe szükség van egy kamera integrálására is. Fentiek

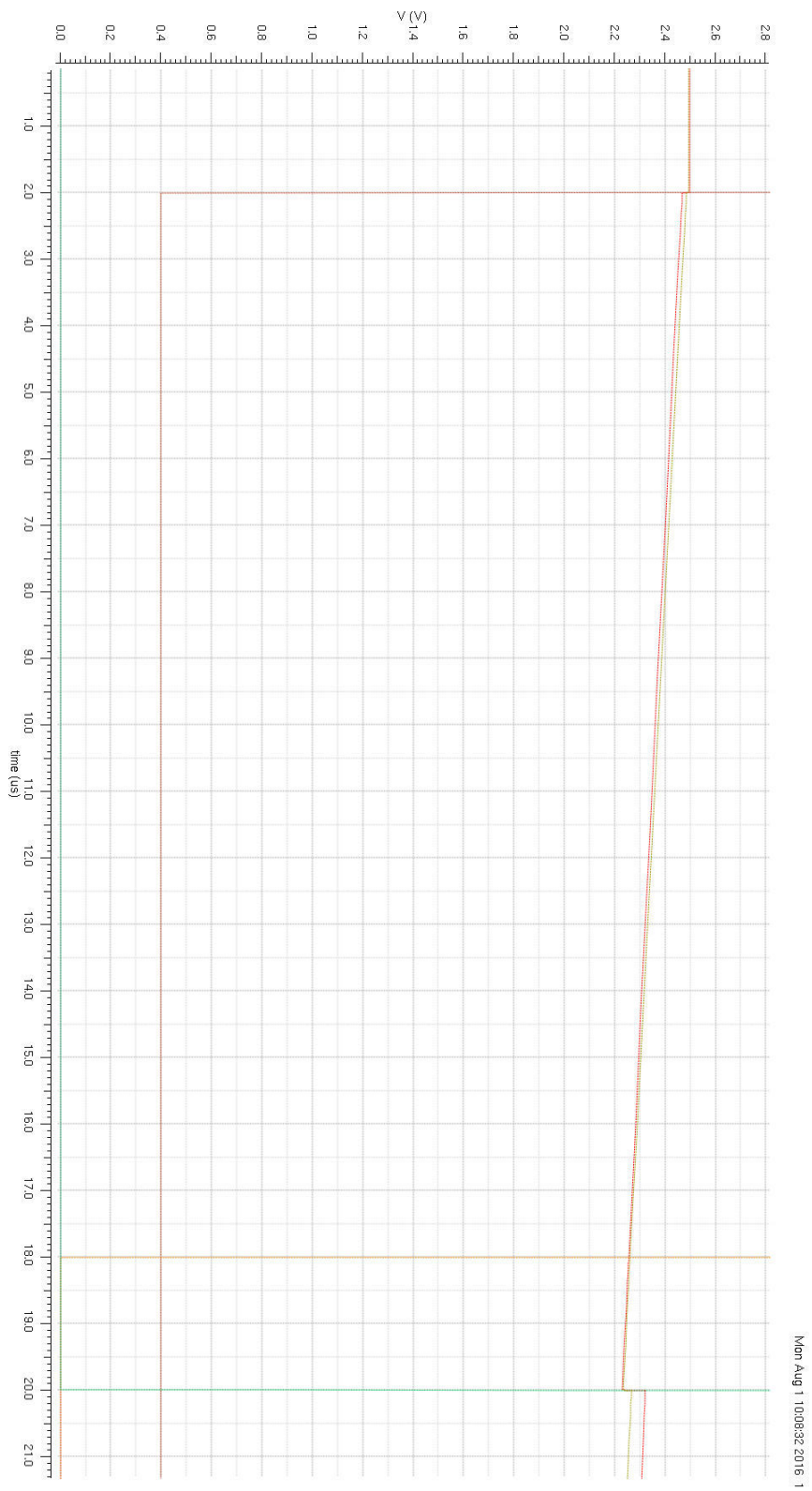
alapján jelentős előnnyel kecsegtetne egy olyan tisztán látórendszer alapú (tehát passzív) eszköz kifejlesztése, ami megfelelő pontossággal képes egyidejűleg a sebességmérésre és a járművek azonosítására.

A kifejlesztett két kamerás intra-frame sebességmérési eljárás, a hiba analízis alapján alkalmasnak mutatkozik akár szigorú előírások teljesítésére is, azonban ennek alátámasztása további vizsgálatokat, validációt igényel. Az egy kamerás mérési módszer, a bemutatott korrekciós eljárás után kevésbé kritikus alkalmazásokban lehet megfelelő választás. Ilyen kevésbé szigorú specifikációjú alkalmazási terület lehet például egy elosztott forgalomellenőrző és irányító rendszer egy szenzor node-jaként történő alkalmazás. Mivel kisméretű, alacsony fogyasztású, olcsó eszközzel van szó, kézenfekvő megoldás lehetne a Smart City koncepcióban, akár nagy számban is alkalmazni a traffic management rendszerekben.

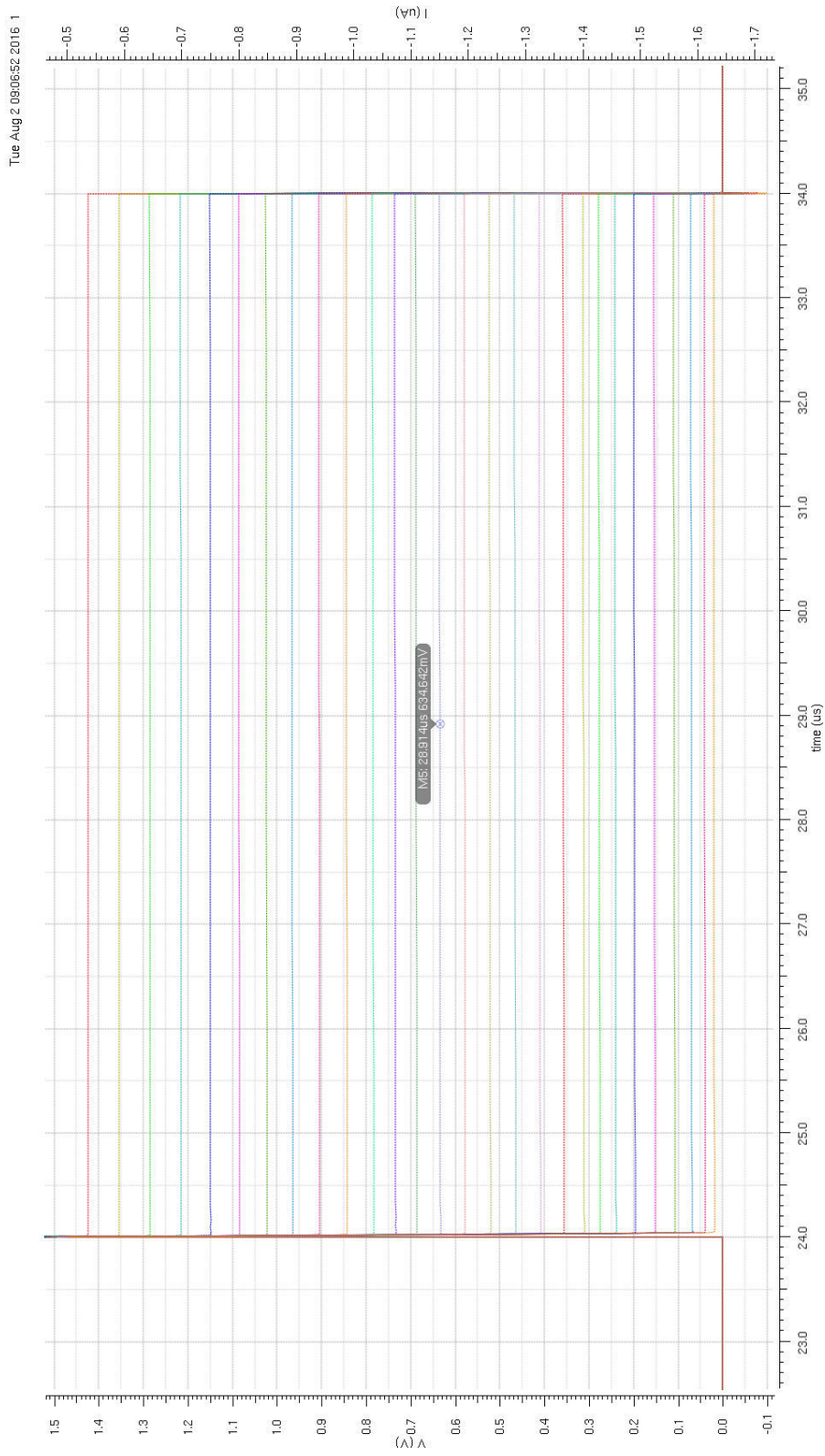
Appendix

A. függelék

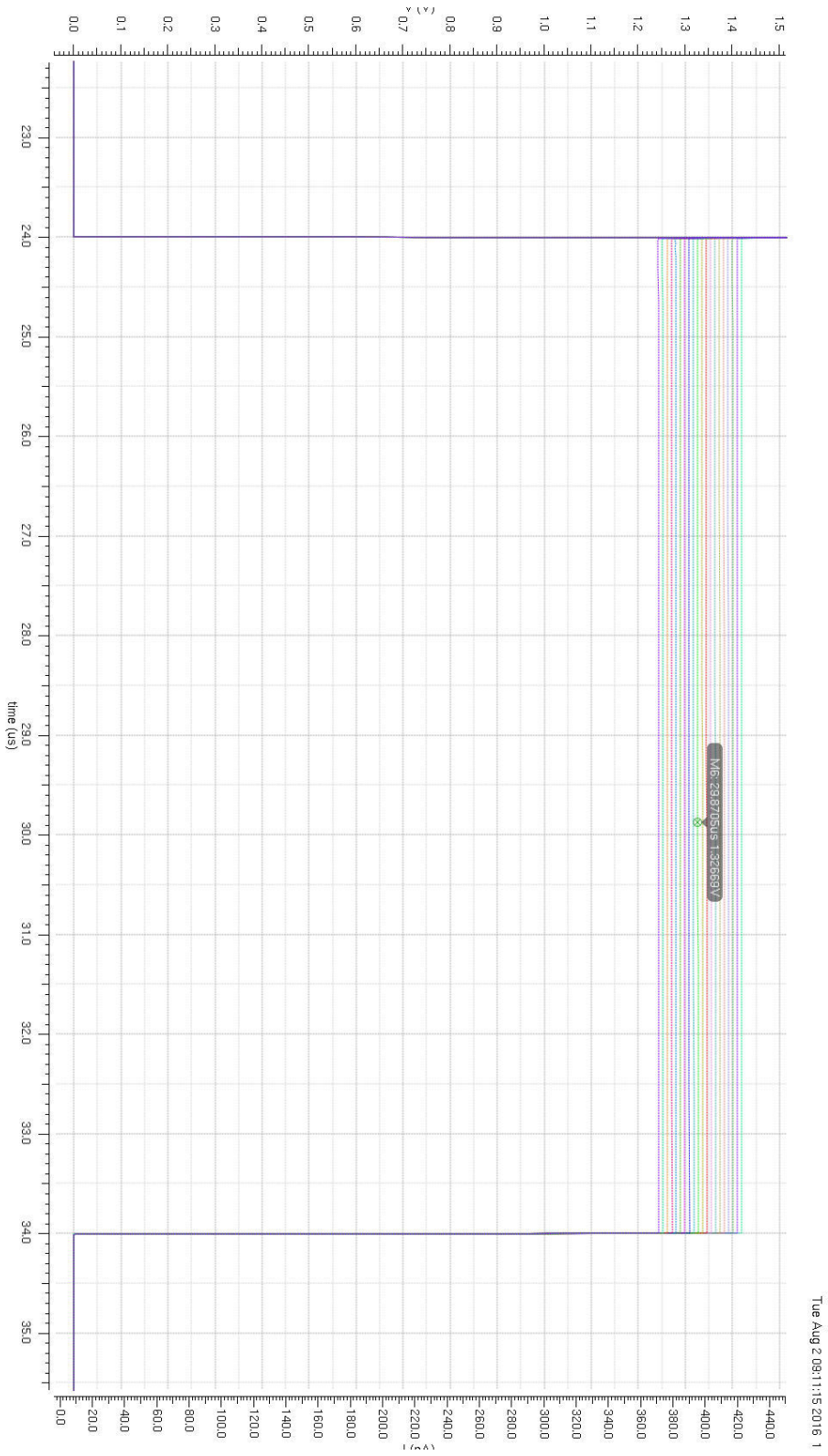
Szimulációs eredmények



A.1. ábra. Az elsődleges és másodlagos pixelek fotodiódáinak feszültségése az exponálás alatt. A szimulációhoz a fotoáramok úgy lettek beállítva, hogy az arányuk megegyezzen a számolt parazita kapacitásai arányával. Ebben az esetben a pixelek kistilése hasonló ütemben kell, hogy végbemenjen, amit a szimuláció igazol.



A.2. ábra. Egy elsődleges pixel kimenetét ábrázoló szimuláció-sorozat eredménye, melyet a pixelválaszok méretezéséhez használtam fel. Az ábra a pixelbe tervezett követőerősítő fokozat kimeneti feszültségének időbeli alakulását mutatja a $[0; 3nA]$ fotoáram tartományon, 30 lépésben, 103pA-es lépésközökkel.



A.3. ábra. Egy másodlagos pixel kimenetét ábrázoló szimuláció-sorozat eredménye. Az ábra a pixelbe tervezett követőerősítő fokozat kimeneti feszíttségének időbeli alakulását mutatja a [0; 100pA] fotóáram tartományon, 20 lépésben, 5,3pA-es lépésközökkel.

Referenciák

A szerző folyóirat publikációi

- [1] A. Zarandy, **M. Nemeth**, Z. Nagy, A. Kiss, L. Santha, and T. Zsedrovits, „A real-time multi-camera vision system for uav collision warning and navigation,” *Journal of Real-Time Image Processing*, vol. 12, no. 4, pp. 709–724, 2016. (document), 1.1, 1.1.1, 1.1.1.1, 1.1, 1.2, 1.1.1.3, 2.3, 2.3.2, 4.1
- [2] **Mate Nemeth** and A. Zarandy, „Intraframe scene capturing and speed measurement based on superimposed image: New sensor concept for vehicle speed measurement,” *Journal of Sensors*, vol. 2016, doi:10.1155/2016/8696702. (document), 2.1, 2.3.1.2, 4.3
- [3] T. Zsedrovits, P. Bauer, A. Hiba, M. Németh, B. J. M. Pencz, Ákos Zarándy, B. Vanek, and J. Bokor, „Performance analysis of camera rotation estimation algorithms in multi-sensor fusion for unmanned aircraft attitude estimation,” *JOURNAL OF INTELLIGENT & ROBOTIC SYSTEMS*, vol. 84, no. 1-4, pp. 759–777, 2016. 1.1
- [4] T. Zsedrovits, P. Bauer, B. J. M. Pencz, A. Hiba, I. Gőzse, M. Németh, Z. Nagy, B. Vanek, Ákos Zarándy, and J. Bokor, „Onboard visual sense and avoid system for small aircraft,” *IEEE AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS MAGAZINE*, vol. 31, no. 9, pp. 18–27, 2016. 1.1

A szerző konferencia publikációi

- [5] M. Németh and Zarándy, „New sensor concept for intra-frame scene and speed capturing,” in *2015 European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD), Trondheim, Norway*, pp. 1–4, Aug 2015. 4.3

-
- [6] M. Nemeth, A. Zarandy, and P. Földesy, „Dual-pixel cmos aps architecture for intra-frame speed measurement,” in *informal Proceedings of the IEEE International Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems (DDECS '16)*, Kosice, Slovakia, April 2016. 4.3
- [7] M. Németh, A. Zarándy, and P. Földesy, „Pixel-level aps sensor integration and sensitivity scaling for vision based speed measurement,” *Procedia Engineering*, vol. 168, no. Supplement C, pp. 1321 – 1324, 2016. Proceedings of the 30th anniversary Eurosensors Conference “ Eurosensors 2016, 4-7. September 2016, Budapest, Hungary. 4.3
- [8] T. Zsedrovits, P. Bauer, M. Németh, B. J. M. Pencz, Á. Zarándy, B. Vanek, and J. Bokor, „Performance analysis of camera rotation estimation algorithms for uas sense and avoid,” in *2015 Workshop on Research, Education and Development of Unmanned Aerial Systems, RED UAS 2015*, pp. 1–10, 2015. 1.1
- [9] Á. Zarándy, M. Németh, B. J. M. Pencz, Z. Nagy, and T. Zsedrovits, „Cellular sensor-processor array based visual collision warning sensor,” in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2015*, no. C5 in Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 1973–1976, New York: IEEE, 2015. 1.1
- [10] Á. Zarándy, T. Zsedrovits, B. J. M. Pencz, M. Németh, and B. Vanek, „A novel algorithm for distant aircraft detection,” in *International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS 15)*, pp. 774–783, Denver: IEEE, 2015. 1.1
- [11] T. Zsedrovits, Á. Zarándy, B. J. M. Pencz, A. Hiba, M. Németh, and B. Vanek, „Distant aircraft detection in sense-and-avoid on kilo-processor architectures,” in *2015 European Conference on Circuit Theory and Design*, pp. 1–4, Trondheim: IEEE, 2015. 1.1
- [12] Á. Zarándy, Z. Nagy, B. Vanek, T. Zsedrovits, A. Kiss, and M. Nemeth, „A five-camera vision system for uav visual attitude calculation and collision

- warning,” in *Lecture Notes in Computer Science* (C. Mei, L. Bastian, and N. Bernd, eds.), no. 7963, (Wien), pp. 11–20, Springer, 2013. 1.1
- [13] Á. Zarándy, Z. Nagy, T. Zsedrovits, A. Kiss, and M. Németh, „FPGA implementation of a foveal image processing system for uav applications,” in *2014 14th International Workshop on Cellular Nanoscale Networks and their Applications - CNNA 2014*, pp. 1–2, 2014. 1.1
- [14] A. Zarándy, B. Pencz, M. Németh, and T. Zsedrovits, „Implementation of visual navigation algorithms on the Eye-RIS 1.3 system,” in *2014 14th International Workshop on Cellular Nanoscale Networks and their Applications - CNNA 2014*, pp. 1474–1475, 2014. 1.1
- [15] Ákos Zarándy, B. Pencz, and M. Németh, „Remote aircraft detection against terrain background and its implementation on scamp simulator,” in *2014 14th International Workshop on Cellular Nanoscale Networks and their Applications - CNNA 2014*, pp. 1473–1474, 2014. 1.1

A disszertációhoz kapcsolódó publikációk

- [16] O. Yadid-Pecht and R. Etienne-Cummings, *CMOS Imagers From Phototransduction to Image Processing*. KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 2004. (document), 1.2.3.1, 1.2.3.1, 1.7, 1.2.3.2, 3.2.2.1, 3.2.2.2
- [17] S. Velichko and G. A. J. H. et al., „Low noise high efficiency 3.75 μm and 2.8 μm global shutter cmos pixel arrays,” *Proceedings of the International Image Sensor Workshop (IISW '13)*, Snowbird, Utah, USA, 2013. (document), 2.3, 2.1
- [18] E. R. Davies, *Machine vision: theory, algorithms, practicalities*. Elsevier, 2004. 1
- [19] A. Hornberg, *Handbook of machine vision*. John Wiley & Sons, 2007. 1
- [20] F. Kovács, *Intelligens érzékelők az orvosi biológiában*. SZAK KIADÓ, 2013. 1

- [21] H. Fei and H. Qi, *Intelligent Sensor Networks: The Integration of Sensor Networks, Signal Processing and Machine Learning*. CRC Press, 2012. 1
- [22] [Online] <http://www.keyence.com/products/vision/vision-sys/xg-7000/features/feature-03.jsp>, 2017.06.10. 1, 3.1
- [23] T. Zsedrovits, Zarándy, B. Vanek, T. Péni, J. Bokor, and T. Roska, „Estimation of relative direction angle of distant, approaching airplane in sense-and-avoid,” *JOURNAL OF INTELLIGENT ROBOTIC SYSTEMS*, vol. 69, pp. 407–415, 2013. 1.1
- [24] P. Bauer, A. Hiba, B. Vanek, Zarándy, and J. Bokor, „Monocular image-based time to collision and closest point of approach estimation,” (Athens, Greece), IEEE MED’16, 2016. 1.1
- [25] A. Hiba, Zarándy, B. Jani Mátyásné Pencz, P. Bauer, and B. Vanek, „Remote Aircraft Detection against Sky Background,” (VDE Verlag GmbH, Berlin), pp. 125–126, 15th International Workshop on Cellular Nanoscale Networks and their Applications, 2016. 1.1
- [26] W. Felder, „Unmanned system integration into the national airspace system.” Philadelphia, PA, USA: Keynote Presented at ICUAS 2012, June 2012. 1.1.1
- [27] D. Dey, C. Geyer, S. Singh, and M. Digioia, „Passive, long-range detection of aircraft: Towards a field deployable sense and avoid system,” *Field and Service Robotics, Springer Tracts in Advanced Robotics*, vol. 62/2010, pp. 113–123, 2010. 1.1.1
- [28] „Unmanned aircraft system airspace integration plan.” Tech. Rep. March, Department of Defense, 2011. 1.1.1
- [29] „Integration of unmanned aircraft systems into the national airspace system concept of operations.” Federal Aviation Administration, 2012. 1.1.1
- [30] C. Livadas, J. Lygeros, and A. Lynch, „High-level modeling and analysis of the traffic alert and collision avoidance system (tcas),” *Proc. IEEE*, vol. 88, p. 926–948, 2000. 1.1.1

-
- [31] G. Fasano, D. Accardo, A. Moccia, C. Carbone, U. Ciniglio, F. Corrado, and S. Luongo, „Multi-sensor-based fully autonomous non-cooperative collision avoidance system for unmanned air vehicles,” *Journal of Aerospace Computing, Information, and Communication*, vol. 5, pp. 338–360, 2008. 1.1.1
- [32] D. Dey, C. Geyer, S. Singh, and M. Digioia, „Passive, long-range detection of aircraft: towards a field deployable sense and avoid system,” *Field and Service Robotics, Springer Tracts in Advanced Robotics*, vol. 62, p. 113–123, 2010. 1.1.1
- [33] L. Mejias, S. McNamara, J. Lai, and J. Ford, „Vision-based detection and tracking of aerial targets for uav collision avoidance,” *International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, p. 87–92, 2010. 1.1.1
- [34] L. Mejias, J. J. Ford, and J. S. Lai, „Towards the implementation of vision-based UAS sense-and-avoid,” (Acropolis Conference, Centre, Nice), 27th International Congress of the Aeronautical Sciences (ICAS), 2010. 1.1.1
- [35] M. Achtelik, S. W., and R. Siegwart, „Onboard imu and monocular vision based control for mavs in unknown in-and outdoor environments,” *IEEE international conference on Robotics and automation (ICRA)*, 2011. 1.1.1
- [36] J. Nikolic, M. Burri, J. Rehder, S. Leutenegger, C. Huerzeler, and R. Siegwart, „A uav system for inspection of industrial facilities,” pp. 1–8, *Aerospace Conference*, 2013. 1.1.1
- [37] C. Ahlberg, J. Lidholm, F. Ekstrand, G. Spampinato, M. Ekstrom, and L. Asplund, „Gimme-a general image multiview manipulation engine,” pp. 129–134, *International Conference on Reconfigurable Computing and FPGAs (ReConFig)*, 2011. 1.1.1
- [38] „International civil aviation organization: Air traffic management.” ICAO Doc 4444, 2007. 1.1.1.1
- [39] „Fact sheet—unmanned aircraft systems (uas).” Federal Aviation Administration, 2010. 1.1.1.1

- [40] [Online] <http://www.tokudenkairo.co.jp/exp6t/>, 2017.09.06. 1.1.1.2
- [41] E. Tadmor, A. Lahav, and G. Yahav, „A 1/4-inch 8mpixel cmos image sensor with 3d backside-illuminated 1.12m pixel with front-side deep-trench isolation and vertical transfer gate,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 63, pp. 138 – 144, 2016. 1.2.1
- [42] B. W. S. and G. E. Smith, „Charge coupled semiconductor devices.,” *Bell Labs Technical Journal*, pp. 587–593, 1970. 1.2.1
- [43] E. Fossum, „Cmos image sensors: Electronic camera-on-a-chip,” *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. 44, pp. 1689–1698, 1997. 1.2.1
- [44] A. E. Gamal, „Introduction to image sensors and digital cameras.” Stanford University, Stanford, USA, EE-392B Lecture Notes, April 2001. 1.2.2
- [45] „Advantages and disadvantages of various ccd area array sensors.” [Online] http://www.astrosurf.com/club_eclipse/associatif/occultations/weto2006/4_detecteurs/DidierLanoiselee/2_AdvantDisadvanVariousCCD.pdf, Utolsó elérés ideje: 2017.05.05. 1.2.2
- [46] S. Mendis, S. Kemeny, R. C. Gee, B. Pain, Q. Kim, and E. R. Fossum, „Progress in cmos active pixel image sensors,” *Proc. SPIE*, vol. 2172, pp. 19–29, 1994. 1.2.3
- [47] E. Fossum, „Active pixel sensors: Are ccd’s dinosaurs?,” *Proc. PIE*, vol. 1900, pp. 2–14, 1993. 1.2.3
- [48] S. M.Sze, *Physics of Semiconductor Devices*. Wiley, 1981. 1.2.3.1
- [49] I. Brouk and Y. Nemirovsky, „Dimensional effects in cmos photodiodes,” *Solid-State Electronics*, vol. 46, pp. 19–28, 2002. 1.2.3.2
- [50] A. M. et al., „Cmos photodetectors for industrial position sensing,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, pp. 489–492, 1994. 1.2.3.2

-
- [51] A. M. et al., „Cmos photodetectors for industrial position sensing,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, pp. 489–492, 1994. 1.2.3.2
- [52] S. U. Ay, *Design Issues and Performance of Large Format Scientific CMOS Image Sensors*. PhD Thesis, 2004. 1.2.3.2
- [53] Q. Huang, L. Su, T. J. Q. Huang, L. Su, and T. Jin, „Back-side illuminated photogate cmos active pixel sensor structure with improved short wavelength response,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, pp. 1993 – 1997, 2011. 1.2.3.2
- [54] X. Ge, *The Design of a Global Shutter CMOS Image Sensor in 110nm Technology*. PhD Thesis, 2012. 1.2.3.3
- [55] Y. Liu, *The Design of a High Dynamic Range CMOS Image Sensor in 110nm Technology*. PhD Thesis, 2012. 1.2.3.3
- [56] S. Lauxtermann, A. Lee, J. Stevens, and A. Joshi, „Comparison of global shutter pixels for cmos image sensors,” 01 2007. 1.2.3.3, 1.2.3.4, 3.2.1
- [57] S. Lim, J. Cheon, Y. Chae, W. Jung, D.-H. Lee, S. Ham, D. Kim, and G. Han, „A 1/3.4-inch 2.1-mpixel 240-frames/s cmos image sensor,” International Image Sensor Workshop (IISW) 2009, Bergen, Norway, 2009. 1.2.3.3, 3.2.1
- [58] Y. D. Wit and T. Geurts, „A low noise low power global shutter cmos pixel having single readout capability and good shutter efficiency,” International Image Sensor Workshop (IISW) 2011, 2011. 1.2.3.3, 3.2.1
- [59] H. H. C. Chia-Kai Liang, Li-Wen Chang, „Analysis and compensation of rolling shutter effect,” *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 17, p. 1323 – 1330, 2008. 1.2.3.4
- [60] S. Indu, M. Gupta, and A. Bhattacharyya, „Vehicle tracking and speed estimation using optical flow method,” *International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST)*, vol. 3, pp. 429 – 434, 2011. 2.1

- [61] S. Dogan, M. S. Temiz, and S. Külür, „Real time speed estimation of moving vehicles from side view images from an uncalibrated video camera,” *Sensors Journal*, vol. 10, pp. 4805–4824, 2010. 2.1
- [62] J. Vergeest, „High-velocity optical flow,” pp. 112–119, 21st International Conference on Computer Graphics, Visualization and Computer Vision, 2013. 2.1
- [63] S. Chhaniyara, P. Bunnun, L. D. Seneviratne, and K. Althoefer, „Optical flow algorithm for velocity estimation of ground vehicles: A feasibility study,” *INTERNATIONAL JOURNAL ON SMART SENSING AND INTELLIGENT SYSTEMS*, vol. 1, pp. 1–23, 2008. 2.1
- [64] J. Lana, J. Li, G. Hua, B. Ranb, and L. Wang, „Vehicle speed measurement based on gray constraint optical flow algorithm,” *International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 125, p. 289–295, 2014. 2.1
- [65] D. Honegger, P. Greisen, L. Meier, P. Tanskanen, and M. Pollefeys, „Real-time velocity estimation based on optical flow and disparity matching,” IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), 2012. 2.1
- [66] H.-Y. Lin, K.-J. Li, and C.-H. Chang, „Vehicle speed detection from a single motion blurred image,” *Image and Vision Computing*, vol. 26, p. 1327–1337, 2008. 2.1
- [67] H.-Y. Lin and C.-H. Chang, „Automatic speed measurements of spherical objects using an off-the-shelf digital camera,” IEEE International Conference on Mechatronics, 2005. 2.1
- [68] A. A. Clifford, *Multivariate error analysis: a handbook of error propagation and calculation in many-parameter systems*. John Wiley Sons, 1973. 2.2.2
- [69] S. Bregni, „Measurement of maximum time interval error for telecommunications clock stability characterization,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 45, pp. 900–906, 1996. 2.2.2.2

-
- [70] „Spartan-6 fpga data sheet: Dc and switching characteristics.” online, 2015. 2.2.2.2
- [71] J. Solhusvik, S. Velichko, and T. W. et al., „A 1.2mp 1/3" global shutter cmos image sensor with pixel-wise automatic gain selection,” Proceedings of the International Image Sensor Workshop (IISW '11), Hokkaido, Japan, 2013. 2.3
- [72] „Image sensor pixels with light guides and light shield structures, patent us14011660.” [Online] <https://patents.google.com/patent/US20140078359>, 2013. 2.3
- [73] M. Battaglia, D. Bisello, D. Contarato, P. Denes, P. Giubilato, L. E. Glesener, S. Mattiazzo, and C. Vu, „A sensor with analog and digital pixels in 0.15 micron soi technology,” Proceedings, 1st Symposium on Radiation Measurements and Applications (SORMA), 2008. 2.3
- [74] R. I. Hartley, „Theory and practice of projective rectification,” *International Journal of Computer Vision*, vol. 35, pp. 115–127, 1999. 2.3.2
- [75] U. D. of Transportation National Highway Traffic Safety Administration, „Speed-measuring device performance specifications.” [Online] <http://www.theiacp.org/portals/0/pdfs/IACPLidarModule.pdf>, 2018.04.28. 2.4
- [76] M. Eremiaab, L. Tomab, and M. Sanduleacc, „The smart city concept in the 21st century,” *Procedia Engineering*, vol. 181, pp. 12–19, 2017. 2.4
- [77] V. Mariatos, K. D. Adaos, and G. P. Alexiou, „A novel system-on-chip architecture for efficient image processing,” Rapid System Prototyping, 2008. RSP '08. The 19th IEEE/IFIP International Symposium on, 2008. 3.1
- [78] C. S. Hong, *On-Chip Spatial Image Processing with CMOS Active Pixel Sensors*. PhD Thesis, 2001. 3.1
- [79] A. Elouardi, S. Bouaziz, A. Dupret, L. Lacassagne, J. Klein, and R. Reynaud, „A smart sensor for image processing: Towards a system on chip,” Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on, 2006. 3.1

-
- [80] R. Dominguez-Castro, S. Espejo, A. Rodriguez-Vazquez, R. A. Carmona, P. Foldesy, A. Zarandy, P. Szolgay, T. Sziranyi, and T. Roska, „A 0.8 μm cmos two-dimensional programmable mixed-signal focal-plane array processor with on-chip binary imaging and instructions storage,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 1013 – 1026, 1997. 3.1
- [81] C. A. Ramírez, R. Barragán, G. García-Torales, and V. M. Larios, „Low-power device for wireless sensor network for smart cities,” *Microwave Conference (LAMC), IEEE MTT-S Latin America*, 2016. 3.1
- [82] S. Pellicer, G. Santa, A. L. Bleda, R. Maestre, A. J. Jara, and A. G. Skarmeta, „A global perspective of smart cities: A survey,” *Innovative Mobile and Internet Services in Ubiquitous Computing (IMIS), 2013 Seventh International Conference on*, 2013. 3.1
- [83] P. Rizwan, K. Suresh, and M. R. Babu, „Real-time smart traffic management system for smart cities by using internet of things and big data,” *Emerging Technological Trends (ICETT), International Conference on*, 2017. 3.1
- [84] M. Castro, L. Iglesias, and J. A. Sánchez, „Vehicle speed measurement: Cosine error correction,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, p. 2128–2134, 2012. 3.1
- [85] M. Tabet, *Double Sampling Techniques for CMOS Image Sensors*. PhD Thesis, 2002. 3.2.1
- [86] S. Vargas-Sierra, E. Roca, and G. Liñán-Cembrano, „Pixel design and evaluation in cmos image sensor technology,” *XXIV Conference on Design of Circuits and Integrated Systems*, 2009. 3.2.2.2
- [87] [Online] http://www.europractice-ic.com/prototyping_minisic.php, 2018.05.3. 3.2.3

The project was supported by the European Union, co-financed by the European Social Fund (EFOP-3.6.3-VEKOP-16-2017-00002).