

Tömörített érzékelés a FET alapú, terahertzes képalkotásban



Gergelyi Domonkos
A Ph.D. Disszertáció tézisei

Pázmány Péter Katolikus Egyetem
Információs Technológiai és Bionikai Kar
Roska Tamás Műszaki és Természettudományi Doktori Iskola

Témavezető:
Dr. Földesy Péter

Budapest, 2014

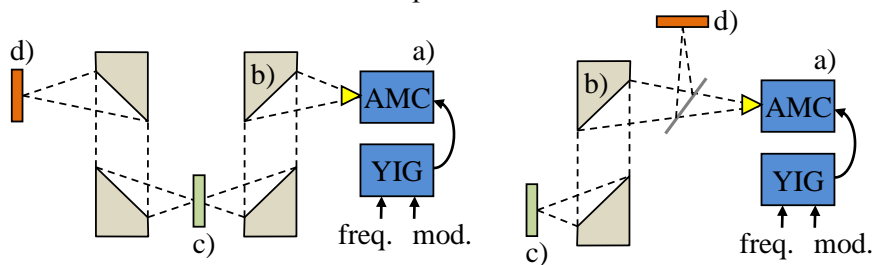
Bevezető

A terahertzes (THz-es) érzékelés egy viszonylag új modalitásnak számít az orvoslásban. Az első klinikai alkalmazására 2012 júliusában került sor, ahol dermális eredetű rákbetegségek diagnosztizálása volt a cél (TeraView – Cambridge, UK). Azonban a THz-es képalkotásnak még sokat fejlődnie, hogy a diagnosztikában általánosan elfogadott technikává válhasson. Ugyanis, a lehetséges felhasználások nagy kiterjedésű területek gyors feltérképezését igénylik magas érzékenység mellett. Ehhez pedig elengedhetetlen a THz-es detektorok nagymértékű integrációja és a rendszer zajának általános csökkentése.

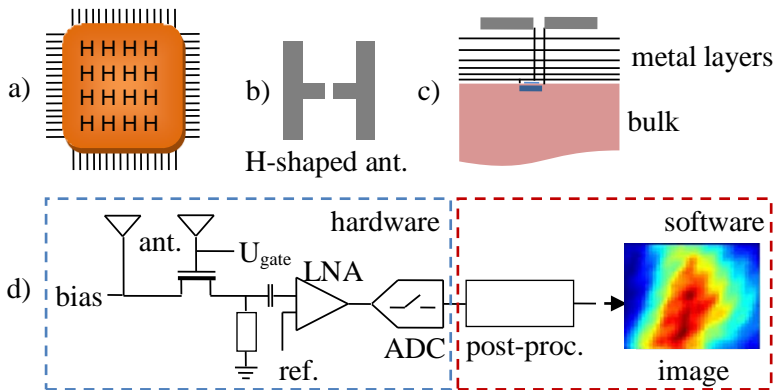
Az MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutatóintézetében 2008 óta folyt kutatás MOS technológián alapuló THz-es detektorok létrehozására. Szobahőmérsékleten üzemelő, antennához csatolt, FET alapú plazma hullám detektorok álltak annak a kutatási projektnek a középpontjában, amihez 2009-ben lehetőségem nyílt csatlakozni.

Munkámmal a fent említett célok, a skálázhatóság és az általános rendszer teljesítmény által felvetett kérdések mind teljesebb megválaszolásához igyekszem hozzájárulni azáltal, hogy az érzékelési folyamatot átfogó, alkalmazás orientált módon vizsgálom: a detektor tömböt, a kiolvasó áramkört és az utófeldolgozást egyszerre tekintve.

Az első ábra a két alapvető mérési elrendezést mutatja be, míg a második ábra a modellezett rendszer fő komponenseit szemlélteti.



1. ábra Az ábra bal illetve jobb oldalán rendre egy transzmisszív és egy reflektív elrendezés látható; a fő komponensek: a) folyamatos üzemű (CW) forrás: erősítő-sokszorozó lánc (AMC) és itrium-vas-gránit (YIG) oszcillátor, b) off-axis parabola tükrök, c) cél tárgy d) detektor chip



2. ábra A vizsgálat a hardware és a szoftver egyes részeire is kiterjedt, úgy mint a detektor tömb és a kiolvasó áramkör illetve az utófeldolgozás és kép visszaállítás; a) detektor tömb antennákkal; b) egy antenna felülnézete; c) a chip keresztmetszete (a legfelső fém rétegen az antennával); d) a vizsgált rendszer vázlata (egy detektor elemet feltüntetve) – a különböző komponenseket egyszerű zajmodelljünkkel helyettesíttem, hogy lehetővé váljon a különböző tervezési döntések kvantitatív értékelése

A CMOS gyártástechnológián alapuló teljesítmény detektorok költséghatékony, nagy felbontású és szobahőmérsékleten üzemelő THz-es képalkotást ígérnek. Azonban az ilyen plazma hullám detektorok rendszer szintű integrációja még nem kiforrott.

Munkámmal a THz-es képalkotók tervezését szeretném elősegíteni és az úgynevezett tömörített érzékelés illetve a holisztikus (szoftvert és hardvert is magában foglaló) rendszer vizsgálat eszközeivel közelíteni a mérési elrendezések alacsony jel-zaj viszonyát az alkalmazási igényekhez.

Alkalmazott módszerek és megközelítések

Tömörített érzékelés

A tömörített érzékelés (CS) fogalma első sorban egy diszkrét jel (\mathbf{x}) tömörített formában történő mérését jelenti, amit a következő formában írhatunk fel:

$$\Phi \mathbf{x} = \mathbf{y} \quad (1)$$

ahol Φ egy M -szer N -es véletlen mátrix, ami egyenletes eloszlású bináris értékeket tartalmaz. ' \mathbf{x} ' a jel \mathbf{y} pedig a mérések vektora. Mivel $M < N$ az inverz probléma nem egyértelmű. A rekonstrukció mégis tökéletes lehet, ha egy megfelelő bázisban reprezentálva a jelet, ritkás vektort kapunk:

$$\Psi \mathbf{a} = \mathbf{x}. \quad (2)$$

Itt Ψ a feltételezett speciális bázis mátrixa és \mathbf{a} az \mathbf{x} jel ritkás reprezentációja. Ekkor a L_0 -ás norma szerint minimalizálva, azaz a legtöbb nulla értéket tartalmazó \mathbf{a} vektort keresve egyértelmű lehet a visszaállítás a mérésekből. (2)-t behelyettesítve (1)-be, a feladat a következő lesz:

$$\mathbf{a}^* = \arg \min_{\mathbf{a}} \|\mathbf{a}\|_0 \text{ s. t. } \Phi \Psi \mathbf{a} = \mathbf{y}. \quad (3)$$

Ennek a kombinatorikus problémának a megoldására számos megoldás született: például a nullás norma lecserélése a legkisebb négyzetes hibát adó L_2 vagy a bizonyos feltételek mellett tökéletes visszaállítást biztosító L_1 normára. A nullás norma „simított” verzióira építő alternáló projekciós és más mohó módszerek, Bayes-i megközelítések és iteratív küszöbölésen nyugvó algoritmusok is születtek.

A jelet k -ritkásnak nevezzük, ha \mathbf{a}^* csupán k számú nem nulla elemet tartalmaz, de nagyobb gyakorlati jelentőséggel bír, ha például k számú ε -nál nem nagyobb elemről beszélünk (lásd k -tömöríthető jelek).

A \mathbf{v} vektor L_0 , L_1 és L_2 normája:

$$\|\mathbf{v}\|_0 = \{\text{nullánál nagyobb } v_i\text{-k száma}\} \quad (4)$$

$$\|\mathbf{v}\|_1 = \sum_{i=1}^n |v_i| \quad (5)$$

$$\|v\|_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^n v_i^2} \quad (6)$$

Meg kell jegyezni, hogy a nullás nem igazi norma, nem teljesíti maradéktalanul az axiómákat. A simított L_0 norma pedig egy, az abszolútértéktől különböző, f függvényt felhasználva közelíti a nullás norma értékét (számos egyszerű függvény család is megfelelő):

$$\|v\|_{s_0} = \sum_{i=1}^n f(v_i) \quad (7)$$

Itt csak a zajmentes esetet közlöm, de a gyakorlatban mindig zaj terheli a méréseket, így a megoldandó (3)-as feladat ennek megfelelően módosul. Az algoritmusok legtöbbje eleve erre a módosított problémára készült.

Kereszt validáció

A kereszt validáció (CV) matematikai háttere sok probléma esetén kidolgozott, több alkalmazása is van a CS-en belül. Azonban ezek legtöbbje a közelítési hiba becslésére és egyébként heurisztikus paraméterek – mint az elégséges mérések száma vagy a ritkasság mértéke – meghatározására összpontosít.

A kereszt-validációt egyrészt a zajcsökkentés egy eszközeként javaslom, ami növelheti a visszaállítás pontosságát és végeredményben a kimeneti képek jel-zaj viszonyát (SNR).

Másrészt egy olyan algoritmikus keretet adhat, amiben egy lehetséges túlmintavételezés adatai és a tömörített érzékelés algoritmikus keretrendszere könnyen egyesíthetővé válik. Ezáltal javíthatunk a megszokott, legkisebb négyzetes hibát minimalizáló megoldások eredményén. Ennek szükségességét a kis teljesítményű források indokolják.

Általában véve a kereszt validáció használata túl számításigényes volna, de esetünkben a probléma kis részekre oszlik. N kicsi lesz, így a konstans szorzással ($L < 100$) növekvő $O(L \cdot N \cdot \log(N))$ futás idejű algoritmusok kezelhetőek.

CV-nál a mérési adatok halmazát (D) két részhalmazra bontjuk (D_1 és D_2). A rekonstrukciót kizárólag D_1 használatával végezzük el, majd megismételjük azt egy új felosztáson. A kimaradt értékeket (D_2) az így

kapott megoldás jelöltek hibabecslésre használhatjuk. Ezután a jelölteket különféle módon kombinálhatjuk a végső kép létrehozásához (pl.: a hibával súlyozott pixelek átlaga vagy a pixelek mediánja).

A teljesítmény értékelése

A terahertzes detektorokat a zaj ekvivalens teljesítménnyel (NEP) szokás jellemezni, mivel ez a detektorok zaj teljesítményét és fajlagos válaszát is magában foglalja:

$$NEP_{detector} = \frac{\text{noise power}}{\text{responsivity}} = \frac{P_{noise}}{\left. \frac{U_x}{P_{in}} \right|_{x=0}} \quad (8)$$

ahol U_x a detektor x bemeneti teljesítményre adott válasza. A NEP 1 Hz-es mintavételi frekvenciát feltételez, ami 0.5s integrációs időnek felel meg.

Munkámban ennek a teljesítményindikátornak a zaj összetevőjére összpontosítok, így kézenfekvő az egyes komponenseket zajszámokkal (NF) leírni:

$$NF = 10 \log \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = 10 \log \frac{T_{off} + T_{on}}{T_0} \quad (9)$$

$$T = \frac{P_{noise}}{Bk_B} \quad (10)$$

A zajszám függ az adott komponens terhelésétől. A fenti formula illesztett esetet feltételez. T_{off} és T_{on} a komponensek egyenértékű zajhőmérséklete ki- illetve bekapcsolt állapotban, ahol $T_0 = 290K$ az abszolút hőmérséklet. B a zajsáv szélességet k_B pedig a Boltzmann állandót reprezentálja. Az egyenértékű zajhőmérséklet (T) fehér zaj spektrumhoz kapcsolódik, ami a mérés viszonylag kis sáv szélessége miatt jó közelítést ad a jelentős 1/f zaj jelenlétében is. Hogy más mérőszámokkal (pl.: NEP) összevethető legyen, a következő egyszerű közelítést használtam az átlagos pillanatnyi zajteljesítmény meghatározásához:

$$P_{noise} \approx T_0 \left(10^{\frac{NF}{10}} - 1 \right) B k_B \quad (11)$$

Azonban a képközpontok teljesítményének jellemzésére magasabb szintű leírókat használnak a különböző alkalmazásokban. A legáltalánosabb mérőszám itt is a jel-zaj viszony (SNR), amit a következő formában alkalmaztam:

$$\text{SNR}_{\text{result}} = 10 \log_{10} \frac{\|\mathbf{x}_1\|_2}{\|\mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_{\text{res}}\|_2} \quad (12)$$

ahol \mathbf{x}_1 az eredeti kép (egy oszlopvektorba rendezve), \mathbf{x}_{res} pedig a folyamat végeredménye.

E mellett az L_1 normán alapuló hibát is használtam, mivel ez még közvetlenebb értéket ad a valóban érzékelt képminőségről:

$$L_1 \text{ error}_{\text{result}} = 20 \log_{10} \frac{\sum |\mathbf{x}_1|}{\sum |\mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_{\text{res}}|} \quad (13)$$

Az eredmények összefoglalása

1. Tézis A képközpontú rendszer SNR-jének növelése nem-lineáris rekonstrukciók használatával

Megmutattam, hogy a tömörített érzékelés eszköztárának használata a mérés és az utó-feldolgozás során lehetővé teszi a FET alapú THz-es képközpontú kimeneti jel-zaj viszonyának növelését.

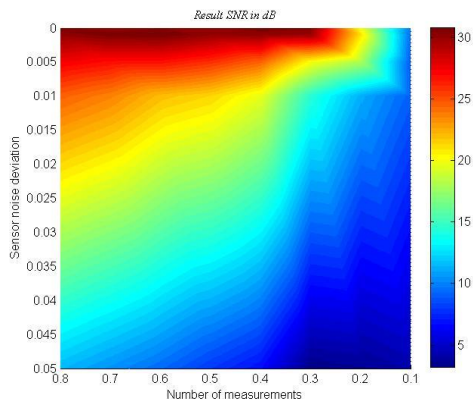
A tézishoz kapcsolódó publikáció: [1]

1.1. Tézis Lehetséges az SNR növekedés CS-es mérési elrendezés használatával, kisméretű, FET alapú, soros szenzor tömböt feltételezve

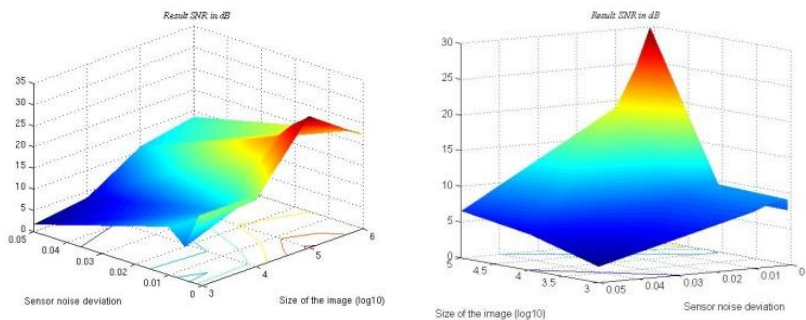
Numerikus szimulációkkal igazoltam, hogy kis méretű (0.25-3kpixel) és kevésbé strukturált (kb. 0.75-ös ritkasságnál) képek esetében előny érhető el simított L_0 normán alapuló CS algoritmusokkal, ha a szenzor zaj varianciája 0.01 alatt marad és a tömörítési ráta a 0.1 és 0.3 közötti tartományban mozog.

Nem egyértelmű a zajtűrő CS eljárások alkalmazhatósága egy olyan környezetben, ahol az eljárás lényeges, elméleti feltételei nem teljesülnek. A feladat kevésbé strukturált, alacsony ritkaságú, minimális méretű képek visszaállítása kevés, zajos mintából. A garantált rekonstrukciós hiba értékek nem érvényesek, illetve a túl laza felső korlátoknak nincs gyakorlati jelentőségük ilyen kis képek esetén. Bár a CS algoritmusok jól tolerálják a kép zajt, de kis problémák (16×16 - 4×4 pixel), zajos mérések és gyengén strukturált látvány esetén nehezebb a feladat, amit a 3-as és a 4-es ábra szemléltet.

Ezek az ábrák nagyszámú szimulált CS-es mérés és visszaállítás eredményét összegzik, különböző jel-zaj viszonyú szenzor és a teljes pixel számhoz viszonyított, változó mennyiségű mérés mellett. A jobb oldali színskála a kimeneti képek SNR-jét mutatja dB-ben. Ha ezeket összehasonlítjuk az eredeti képekkel, akkor a sárga tartomány jelenti a vizuálisan elfogadható minőségű képeket e futtatásokon belül.



3. ábra Egy szimuláció csoport végeredménye látható, ami a CS algoritmusok teljesítményét szemlélteti különböző körülmények között. A szín a kimeneti kép SNR-jét adja meg dB-ben. A függőleges tengelyen a szenzor zajnak a mérési vektor egy rögzített maximumához viszonyított varianciája látható, míg a vízszintes tengelyen a teljes pixel szám arányában megadott mintaszám került feltüntetésre.



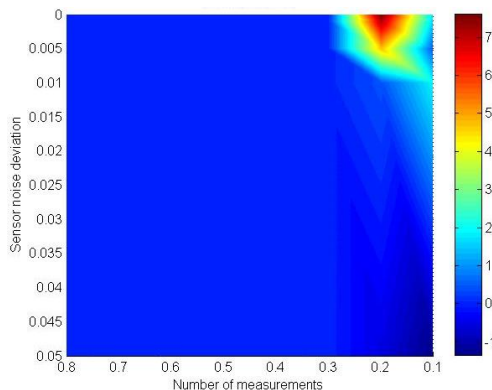
4. ábra A kis mértékű ritkasság hatását szemlélteti a két képen az első ábrához hasonló szimulációk végeredménye látható felületként ábrázolva. A különbség, hogy a jobb oldali ábránál a mérési kép sokkal részletgazdagabb volt, mint bal oldali társa. Az eredmény egyértelmű, bár a csúcspok maximuma közel azonos, a jobb oldali felület hegyesebb, itt sokkal kevésbé tolerált a zaj.

A 4-es ábra a magas frekvenciájú komponensek megnövekedésének hatását szemlélteti. Az ábra bal oldalán egy, a harmadik ábra szimuláció halmazához hasonló futtatás eredménye látható, felületként ábrázolva. Az ábra jobb oldalára pedig, ugyanilyen beállítások mellett, de magasabb entrópiájú képekkel készült végeredmény került. A két felületnek közel egyezik a maximuma, de a jobb oldali sokkal hegyesebb, jelezve, hogy a CS eljárás zaj toleranciája ebben az esetben jelentősen csökken.

(Konkrét applikáció esetében kiegészítő regularizációs tagok adhatók az optimalizációhoz, de itt kikötés volt az általános bemenet.)

Hogy bizonyítsam, a CS visszaállítás használható a soros szenzorok esetében, azt teszteltem hasonló szimulációkkal, hogy képes-e jobb eredményt elérni a legkisebb négyzetes módszernél.

A zaj varianciája, a tömörítési ráta (M/N), a kép mérete és entrópiája által meghatározott paraméter teret vizsgáltam kisméretű képekre, zajos mérések esetén. Azt találtam, hogy a választott általános algoritmusok használata esetén is létezik egy olyan szűk tartomány, ahol a számításigényesebb eljárások jelentős előnnyel bírnak a legkisebb négyzetes hiba minimalizálásával szemben. Az 5-ös ábra egy simított L_0 normán alapuló algoritmussal végzett futtatás-köteg egyértelmű, összesített eredményét mutatja.



5. ábra Az ábra egy CS algoritmusnak a négyzetes hiba minimalizálásához viszonyított többlet SNR-jét mutatja a relatív mintaszám és szenzor zaj variancia függvényében (az előző ábrákhoz hasonló formában). Ez a példa egyértelműen bizonyítja, hogy jelentős előnyök érhetők el, még általános esetben is, CS eljárások használatával.

A valós mérési rendszerünk SNR-je 46 dB körül mozgott levegőben, a szimulációk alapján pedig 31-36 dB közé tehető a minimálisan megkövetelt szenzor SNR 16×16 pixeles képeknél. Ezeknek az alapvető próbáknak a biztató eredményei teremtettek alapot a további vizsgálódáshoz.

1.2. Tézis A CS-es utófeldolgozás hatékonyságát növelő meta-algoritmus

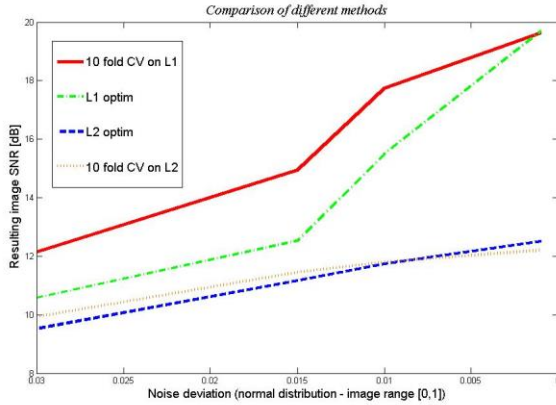
Konstruktív módon egy általános utó-feldolgozási eljárást adtam, ami kereszt-validáció és entrópia alapú szűrés segítségével csökkenti a kimeneti képek zaját.

A kereszt-validációból származó megoldás jelöltek és becsült hibájuk lehetőséget adnak egy súlyozott vagy átlagolt kép előállítására, aminek kisebb a zaja. Mivel a ritkásság alapú optimalizációból kikerülő képek entrópiája általánosan kisebbnek mutatkozik a kisméretű és zajos képeken, ezért egy entrópia alapú súlyozással illetve szűréssel ez tovább javítható.

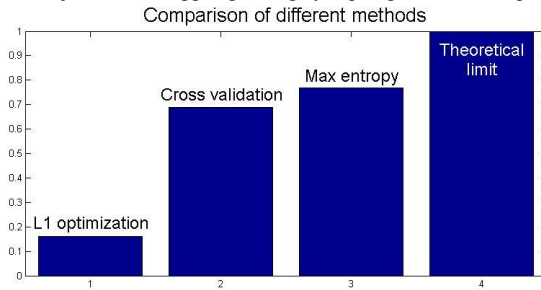
A kereszt-validáció alapú utófeldolgozás hibaturése a 6. ábrán összevethető a CV nélküli eredményekkel nem-lineáris és lineáris rekonstrukció esetében. A várakozásnak megfelelően az előbbi esetben jelentősen javítja a zajos mérésekből történő visszaállítást, míg az utóbbi esetben természetesen nem eredményez különbséget.

A kereszt-validációból kikerülő megoldás jelöltek súlyozott átlagolásával kapott képek jellemzően veszítenek a magas frekvenciás komponenseikből, ami azt eredményezi, hogy az entrópiájuk alacsonyabb lesz a természetes képek értékeinél. Ezért javaslom a jelöltek entrópia alapú szűrését illetve egy arányos súlyozás alkalmazását a végső képek előállításakor.

Az 7. ábra az entrópia alapú szűrés hatékonyságát veti össze a sima kereszt-validációs illetve az anélküli megoldásokkal. A referencia megoldás egy olyan algoritmus, ami az eredeti kép ismeretében végez ideális szűrést a kereszt-validáció eredményén.



6. ábra A kereszt-validáció alapú szűrés zajtoleranciáját szemlélteti a sima algoritmusokkal összevetve. A vízszintes tengelyen a zaj szórása, a függőleges tengelyen pedig a kimeneti kép SNR-je látható.



7. ábra Az entrópia alapú szűrés hatékonyságának összevetése a sima CV és a CV nélküli rekonstrukciókkal, $\sigma = 0.015$ mellett. A javasolt eljárás tovább növeli a rekonstrukció robusztusságát.

2. Tézis A CS és a THz-es képalkotók fizikai realizációjának viszonya

Megmutattam, hogy integrált, FET alapú THz-es képalkotók implementációja során, a holisztikus szemléletű (a hardvert és az utófeldolgozást is érintő) tervezés SNR többletet eredményezhet a hagyományos, komponens alapú megközelítéssel szemben.

A tézishoz kapcsolódó publikáció: [2]

2.1. Tézis A soros, tömörített érzékelésre képes THz-es detektorok előnye

Megmutattam, hogy a szenzorok soros kapcsolása SNR előnyt eredményezhet integrált, THz-es képalkotók VLSI implementációja esetén, ha bizonyos, a detektor zaj teljesítményére és a kis zajú előerősítő (LNA) zajszámára vonatkozó feltételek teljesülnek.

Egy részben sorosított, klaszterekbe szervezett detektor tömb egy mérésre vonatkoztatott relatív zajteljesítménye a következő értékre módosul:

$$P_{total} = \left(P_{det} + \frac{1}{N_{pc}} P_{LNA} \right) \frac{N_{pc} M_{pc} N f p s}{t_{int} r f_s (N_{cs} \eta)^2} \quad (14)$$

Ahol $P_{det} = \sqrt{B} NEP$ és $P_{LNA} \approx T_0 k_B B \left(10^{\frac{NF}{10}} - 1 \right)$ a detektor illetve az LNA zajteljesítménye. A többi jelölést az első táblázat foglalja össze. Ha az LNA és detektor átlagos zajteljesítményére teljesül a következő feltétel,

$$\frac{P_{LNA}}{P_{det}} > \frac{(N_{cs} \eta)^2 - N_{pc} M_{pc}}{M_{pc} - (N_{cs} \eta)^2} \quad (15)$$

akkor az SNR többlet a következő formában adható meg:

$$10 \log \left(\frac{1+K}{1+\frac{K}{N_{cs}}} \frac{N_{pc} \eta^2}{N_{pc}} \right) \text{ [dB]}, \text{ ahol } K = t_{int} \frac{P_{LNA}}{P_{det}} \quad (16)$$

t_{int}	az LNA utáni integráció relatív ideje (P_{det} mérésének idejéhez viszonyítva)	η	az összegzés hatékonysága (~ 0.8)
t_{int2}	pixelen belüli relatív integrációs idő	B	a mérés sávszélessége
f_s	mintavégeli frekvencia	T_0	290 K
P_{total}	eredő zajteljesítmény	k_B	Boltzmann-állandó
N	a teljes tömbben lévő pixelek száma	NF	az LNA zajszáma
M	a szükséges mérések száma; $M \approx 4s \log(N)$, ha a kép s-ritkásságú (az egész képre értelmezett)	S	mintaszám (nem CS-nél: $N_{pc} = 1$)
f_{ps}	képkocka sebesség (frame per second)	k	pixel klaszterek száma
M_{pc}	a CS mérések szám egy klaszteren belül, $M_{pc} < N_{pc}$	r	A/D konverterek száma
N_{pc}	a pixelek száma egy klaszteren belül; $N_{pc} = N/k$	N_{cs}	az aktív pixelek átlagos száma egy CS mérésben t_{int} -en belül

1. táblázat A használt jelölések összefoglalása

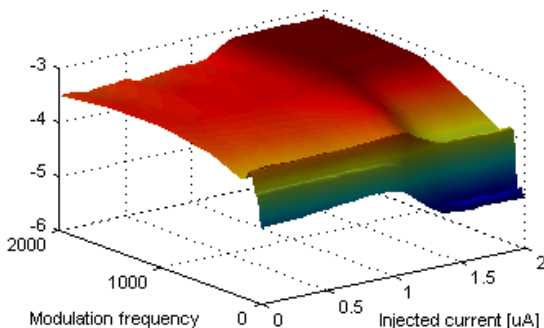
2.2. Tézis *Előfeszített detektorok integrált rendszerekben*

Megmutattam, hogy az indukált áram javíthatja a rendszer SNR-jét FET alapú képalkotók alkalmazás orientált implementációiban.

Lisauskas elméleti úton bizonyította, hogy az indukált áram okozta SNR növekedés legfeljebb 1.35-szörös a FET alapú plazma hullám detektorok esetében. Később Földesy új modellt adott a FET alapú detektorok áramköri viselkedésére és bizonyította, hogy az indukált áram nem változtatja meg a belső válasz amplitúdóját illetve, hogy nyílt kapcsolatban a detektor tranzisztoron mért válasz csak kisebb lehet a nem-lineáris plazma jelenségek által létrehozott belső, DC válasznál.

Ezek ellenére, a holisztikus rendszer-vizsgálat megközelítésével élve, alapvető módszerekkel megvizsgáltam a soros, CS-es mintavételezésre képes és normál detektorok rendszer-szintű teljesítményét előfeszített esetben. Megadtam a fellépő veszteségeket és rámutattam, hogy az összegződés várt hatékonyság növekedésének kis mértéke esetén is abszolút SNR többlet érhető el. Ehhez a tényhez hozzávéve a detektorok meghajtóképességének növekedését és a felfelé tolódó jelszintet, arra a megállapításra jutottam, hogy az előfeszített detektorok alkalmazása – bizonyos korlátok között – indokolt.

Sok esetben az idő, a költség és a könnyű rendszerbe ágyazhatóság felülírja az optimális kimeneti SNR által megkövetelt tervezési döntéseket. Az indukált áramnak ilyen esetekben is lehet létjogosultsága.



7. ábra Mérési eredmények 0.75V-os gate feszültségnél; a z-tengelyen a rendszer SNR látható dB-ben egy ideális referencia értékhez képest

A 7-es ábra a rendszerünk egy tesztelrendezésben mért SNR-jének a modulációs frekvenciától és az indukált áramtól való függését mutatja. Ez

szemlélteti, hogy bizonyos körülmények között az előfeszítés növelheti a rendszer jel-zaj viszonyát. Ez egy viszonylag sima felület, ami konstans gate-feszültségnél készült ($U_{gs} = 0.75$ V, U_s földre kötve), de az SNR-t számos egyéb tényező befolyásolja. A paraméterter teljes feltérképezése egy konkrét detektor esetében is nehezen kivitelezhető és nem jár gyakorlati haszonnal.

Egyszerű közelítésekkel élve és felhasználva a Földesy-féle detektor modellt illetve a 2.1 tézist, felső korlátot adtam a CS-es méréseket végző, sorosan kapcsolt detektorok áram okozta SNR veszteségére:

$$L(N_{pc}, F_{det}) \leq 10 \log \left(\frac{F_{det} \cdot N_{pc} + 1 + 2\sqrt{F_{det} \cdot N_{pc}}}{N_{pc} + F_{det} + 2\sqrt{F_{det} \cdot N_{pc}}} \right) \quad (17)$$

Ez a korlát 2.79 dB-es maximális veszteséget eredményez $F_{det} = 3$ és $N_{pc} = 16$ esetén.

Mivel a detektorok zaja viszonylag nagy, kis zajtényezők is elérhetők az LNA-nál. Például $F_{LNA} = 1.2$ -t feltételezve, a veszteség mértéke csupán 13 %, amit a sorosan kapcsolt detektor válaszok összeadódásának már kismértékű növekedése is ellensúlyoz.

A mi rendszerünkben az összegződés hatékonysága áram nélkül 0.81 körül adódott, de Elkhatib mérései nyomán 0.9 fölötti összegződések várhatóak áram módban, megfelelő terhelés és gate-feszültség viszonyok mellett.

Alkalmazási területek

Az első tézis csoport eredményét minden olyan CS alapú utófeldolgozó rendszerben hasznosítani lehet, ahol kisméretű képeket kell zajos mérésekből visszaállítani. Az integrált, FET alapú THz-es képalkotók esetén az SNR a legkritikusabb pont, így a költséges utófeldolgozások alkalmazása indokolt.

A második tézis csoport az integrált tömbök rendszerbe ágyazott, általános teljesítményére összpontosít és segítséget nyújt a CS alapú THz-es detektorok tervezési döntéseinek kvantitatív értékelésében. Ilyen lehet az LNA specifikációjának meghatározása vagy a tömb és a kiolvasó áramkör szervezésének a rendszer összteljesítményére gyakorolt hatása, ahol közvetlenül a kimeneti kép elérhető SNR-jével lehet kalkulálni. E mellett megadja a CS architektúrákkal elérhető előnyt és kijelöli alkalmazhatóságuk határait.

Referenciák

- [1] **D. Gergelyi** and P. Földesy, "Digital Micromirror Device (DMD) projector based test bench for vision chips," in *Cellular Nanoscale Networks and Their Applications (CNNA), 2010 12th IEEE International Conference On*, Berkeley, CA, 2010.
- [2] **D. Gergelyi**, P. Földesy and Á. Zarándy, "Scalable, Low-Noise Architecture for Integrated Terahertz Imagers," *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 36, no. 6, pp. 520-536, 2015.
- [3] P. Földesy and **D. Gergelyi**, "Serially connected MOS terahertz sensor array," in *Infrared millimeter and terahertz waves (IRMMW), International Conference on*, Mainz, 2013.
- [4] P. Földesy, Z. Fekete, T. Pardy and **D. Gergelyi**, "Terahertz Spatial Light Modulator with Digital Microfluidic Array," in *26th Eurosensors Conference, appears in Journal of Procedia Engineering*, Kraków, 2012.
- [5] P. Földesy, **D. Gergelyi**, C. Füzy and G. Károlyi, "Test and configuration architecture of a subthz cmos detector array," in *Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems (DDECS), 2012 IEEE 15th Symposium on*, Tallin, 2012.
- [6] G. Károlyi, **D. Gergelyi** and P. Földesy, "Sub-Thz Sensor Array with Embedded Signal Processing in 90nm CMOS Technology," *Sensors Journal, IEEE*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2013.