



**Híradástechnikai Tanszék
Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem**

A momentán Fourier transzformáció alkalmazása radar jelek feldolgozására

Albrecht Sándor

Ph. D. Tézisfüzet

Konzulensek

Dr. Ian Cumming
Department of Electrical and Computer Engineering
University of British Columbia, Vancouver, BC

Dr. Pap László
Híradástechnikai Tanszék
Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Budapest, 2002

1 Bevezetés

Lineáris transzformációk, mint például a diszkrét Fourier transzformáció (DFT), a jel- és képfeldolgozás széles körben használt eszközei, hatékonyságuk nagy jelentőséggel bír. Olyan alkalmazásoknál, ahol a DFT-t használják a jel feldolgozására, gyakran ajánlatos relatívan kicsi, egymást követő, átlapolt DFT-eket alkalmazni a spektrum komponensek kiszámítására. Ezek a transzformációk általában off-line eljárások nagy adat halmazokon, ahol N mintára van szükség a transzformáció elvégzéséhez. A momentán Fourier transzformáció (MFT) egy olyan eljárás, amely hatékony, rekurzív formában számolja ki egy diszkrét időfüggvény DTF-téjét minden egyes új mintára. Ez az eljárás hasznos lehet olyan esetekben, amikor egy diszkrét idősor spektrumának változását kell részletesen nyomon követni, illetve olyankor amikor csak néhány spektrum koefficiensre van szükség.

Az inkrementális DFT használatát Papoulis 1977-ben [1], Bitmead és Anderson 1981-ben [5] mutatták be. A momentán Fourier transzformáció (MFT) részletes levezetését Dudás adta 1986-ban [6]. 1991-ben Lilly mutatott be egy hasonló levezetést, bevezetve a „mozgó Fourier transzformáció” kifejezést, ahol az MFT-t egy időben változó rendszer modelljének a frissítésénél használta [7].

A szintetikus apertúrájú radar (SAR) a távérzékelés hatékony szenzora, amely képes a föld vagy más bolygó geofizikai paramétereinek megfigyelésére, függetlenül az időjárástól és napszakoktól [3]. A SAR rendszereket széles körben használják óceán felszín, jégtakaró, mezőgazdasági termőterületek megfigyelésére, valamint katonai célokra, például mozgó céltárgyak követésére és azonosítására. A SAR, radar jeleket bocsát ki egy repülőgépre vagy űreszközre (pl. műhold, űrsikló) szerelt, egyenletes sebességgel haladó, a haladási irányra (azimutirányra) merőleges antennából. Ugyanez az antenna fogja fel a visszavert jelet, amely "nyers" formában kerül tárolásra. Ezek után a földiállomáson nagymértékű jelfeldolgozásra van szükség a kívánt radarkép előállítására.

A SPECTral Analysis (SPECAN) SAR jelfeldolgozó algoritmus, amely 1979-ben került kifejlesztésre a kanadai MacDonald Dettwiler and Associates (MDA) vállalatnál, multi-look változata az impulzustömörítéssel eljárásnál használatos deramp-FFT módszernek. A SPECAN-ban, a vett jel az időtartományban szorzásra kerül egy referencia függvénnyel, majd átlapolt rövid DFT-k felhasználásával kerül sor az impulzustömörítésre. Ezzel ellentétben egy nagy pontosságú jelfeldolgozó algoritmusnak, mint például a Range Doppler (RD) módszer, szüksége van mind a DFT mind az inverz DFT algoritmusra, ami azt jelenti, hogy nagyobb a számítás igénye mint a SPECAN-nak. A SPECAN egy hatékony, közepes, illetve alacsony felbontású algoritmus, amelyet általában az úgynevezett "quick look" jelfeldolgozó rendszerekbe implementálnak a vett radarkép amplitudójának a megtekintésére.

A börsztmódusú üzemmód azért használatos SAR rendszereknél (pl. RADARSAT, ENVISAT), hogy szélesebb sávról (swath) készülhessen radar kép, hogy energiát takarítsunk meg a műholdon, illetve, hogy az adatkapcsolat sáv szélességét csökkentsük a műhold és a földiállomás között. Ebben az üzemmódban a vett jel az azimut-időtartományban periódikusan ablakozott, ami egy szegmentált frekvencia-idő struktúrát eredményez az azimut-spektrumban (az azimut-spektrum egy másik elterjedt neve a Doppler-spektrum). A spektrum szegmentált tulajdonsága miatt speciális jelfeldolgozásra van szükség a pontos fókuszálás, a konzisztens fázis és a hatékony számítás érdekében.

2 Kutatási célok

Kutatásom célja az volt, hogy tovább fejlesszem az MFT elméletét, megvizsgáljam tulajdonságait és alkalmazhatóságát, különösen tekintettel arra, hogy milyen előnyökkel jár, ha az MFT a SPECAN illetve a rövid-IFFT (SIFFT) börsztmódusú jelfeldolgozó algoritmusokban kerül felhasználásra.

Bevezettem a momentán mátrix transzformáció (MMT) általános alakját és megmutattam, hogy ha a DFT vagy az IDFT szerepel az MMT-ben, akkor az így keletkező MFT és IMFT hatékony számítási strukturával rendelkezik. Az MFT tulajdonságai és számítási hatékonysága szintén a vizsgálatom tárgyát képezték.

A vett jel azimut FM rátája (frekvenciaváltozás sebessége) változik a harántcellákban, ami azt eredményezi, hogy az azimutirányú képfelbontás és a kimeneti mintavételi frekvencia állandó értéken tartása komoly feladatot jelent. Levezettem egy egyedi redukált-MFT algoritmust és megmutattam, hogy milyen előnyökkel rendelkezik az FFT algoritmusokhoz képest, amikor a SPECAN SAR jelfeldolgozó algoritmusban kerülnek felhasználásra.

Részletesen megvizsgáltam a ScanSAR üzemmódusú radar börsztös vett jelének tulajdonságait. Megmutattam, hogy hogyan hat a Doppler-centroid és a cirkuláris konvolúció a Doppler-lenyomatra. Leírtam a SIFFT algoritmus bemenő és kimenő céltárgyterét, valamint zárt képletet adtam mindkettőre. Definíciót adtam a SIFFT algoritmus aritmetikájára, amikor az IMFT-t és az IFFT-t alkalmazzuk és megmutattam, hogy az IMFT hogyan tudja javítani a SIFFT algoritmus számítási hatékonyságát.

3 Új eredmények

Tézis 1: A momentán Fourier transzformációs pár [J1, J2, J3, C3]

A momentán Fourier transzformáció (MFT) egy olyan eljárás amely hatékony, rekurzív formában számolja ki egy diszkrét időfüggvény DTF-tjét minden egyes új mintára. A momentán mátrix transzformációkból kiindulva az eddigiektől eltérő levezetését adtam az MFT-nek és az IMFT-nek (Tézis 1.1), valamint megvizsgáltam azok tulajdonságait és hatékonyságát (Tézis 1.2).

Tézis 1.1: A momentán Fourier transzformációs pár levezetése a rekurzív mátrix transzformációkból

Legyen x_i egy tetszőleges, komplex egyváltozós diszkrét függvény egy eleme. Vizsgáljuk a függvényt az N minta hosszú ablakon keresztül, amely az i -dik mintában végződik. Az analízis során, lépjen az ablak előre egyszerre egy mintányit. Az i -dik mintához tartozó ablakba belép az x_i minta, míg az x_{i-N} elhagyja az ablakot. Legyen \mathbf{T} egy $N \times N$ -es mátrixtranszformáció, mely egy lineáris transzformációt reprezentál és amelynek létezik az inverze, \mathbf{T}^{-1} . Transzfomáljuk az oszlopvektorokat minden egyes mintánál \mathbf{T} -vel. A momentán mátrix transzformáció (MMT) általános alakjából kiindulva, bevezettem annak rekurzív alakját:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{T} \mathbf{x}_i = \mathbf{T} \mathbf{P} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{y}_{i-1} + \mathbf{T} \Delta \mathbf{x}_i \quad (1)$$

A fenti egyenletben \mathbf{P} az $N \times N$ -es elemi ciklikus permutáció mátrix, míg $\Delta \mathbf{x}_i$ az úgynevezett különbség vektor, amelynek utolsó eleme az ablakba belépő és kilépő minta különbségével egyenlő (a többi eleme nulla). Vegyük észre, hogy (1)-ben, az újonnan transzformált index vektor, \mathbf{y}_i kiszámolásához nem szükséges más mint az előzőleg transzformált \mathbf{y}_{i-1} és az ablakba be- és kilépő minták különbsége. A rekurzív MMT diagonalizálható és a (2)-ben megadott diagonális formában írható fel:

$$\mathbf{y}_i = \begin{bmatrix} \lambda_k & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \lambda_l & 0 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & 0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & \lambda_m \end{bmatrix} \mathbf{y}_{i-1} + \mathbf{T}_{N-1} (x_i - x_{i-N}), \quad (2)$$

ahol \mathbf{T}_{N-1} a \mathbf{T} mátrix utolsó oszlopa, $\lambda_k = w^{-k} = e^{j2\pi k/N}$ a \mathbf{P} mátrix sajátértéke és $k, l, m \in \{0, 1, \dots, N-1\}$.

Megmutattam, hogy ha a \mathbf{T} mátrix egyenlő a DFT illetve az IDFT mátrix-szal (\mathbf{F} , \mathbf{F}^{-1}), akkor az MMT-nek létezik diagonális formája:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{F} \mathbf{P} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{y}_{i-1} + \mathbf{F} \Delta \mathbf{x}_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & w^{-1} & 0 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & w^{-2} & 0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & w^{-(N-1)} \end{bmatrix} \mathbf{y}_{i-1} + \begin{bmatrix} 1 \\ w^{-1} \\ w^{-2} \\ \cdot \\ w^{-(N-1)} \end{bmatrix} (x_i - x_{i-N}) \quad (3)$$

$$\mathbf{x}_i = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{P} \mathbf{F} \mathbf{x}_{i-1} + \mathbf{F}^{-1} \Delta \mathbf{y}_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & w^{-(N-1)} & 0 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & w^{-(N-2)} & 0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & w^{-1} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{i-1} + \begin{bmatrix} 1 \\ w^{-(N-1)} \\ w^{-(N-2)} \\ \cdot \\ w^{-1} \end{bmatrix} (y_i - y_{i-N}) \quad (4)$$

A (3) egyenlet nem más mint a momentán Fourier transzformáció (MFT) rekurzív egyenlete [6, 7, 8]. Az N elemű \mathbf{y}_i vektor tartalmazza az i -dik mintában végződő N hosszúságú \mathbf{x}_i függvényrészlet spektrumkomponenseit. Vegyük észre, hogy az $y_{i,k}$ spektrumkomponensek egymástól függetlenül számíthatók,

$$y_{i,k} = w^{-k} (y_{i-1,k} + x_i - x_{i-N}) \quad (5)$$

mely növeli az MFT hatékonyságát ha csak néhány frekvencia komponenst kell kiszámolni, mint például a spektrális zoom transzformációban. Valamint vegyük észre, hogy az egyes spektrum komponensek frissítésére mindössze egy komplex szorzás és két komplex összeadás szükséges.

A (4) egyenlet az MFT duál párja, az inverz momentán Fourier transzformáció (IMFT). \mathbf{x}_i tartalmazza az N hosszúságú bementi függvényt, míg \mathbf{y}_i N darab spektrum koefficienst, melyek az i -dik frekvencia komponensnél végződnek. Vegyük észre, hogy \mathbf{x}_i elemei is egymástól függetlenül számíthatók valamint azt, hogy az MFT és az IMFT kiszámításánál is ugyanazokat a w konstansokat (twiddle faktorokat) használjuk, de más sorrendben.

Tézis 1.2: Az MFT összevetése az FFT algoritmusokkal

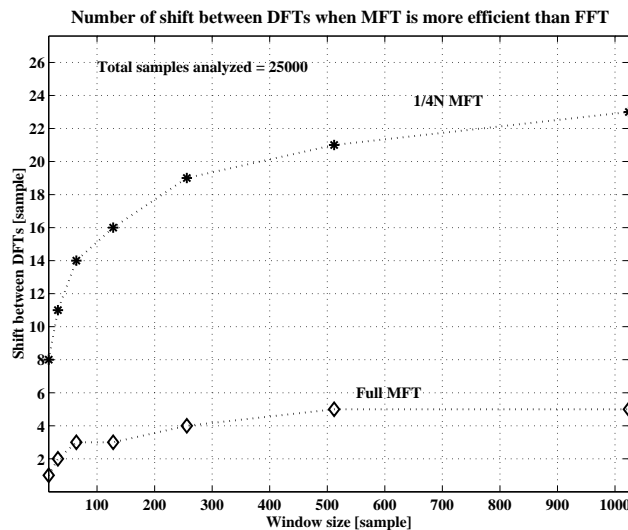
Vizsgálatunkban egy M hosszúságú komplex adatsoron N hosszúságú DFT-ket hajtunk végre. Ha a DFT-ket q ($1 \leq q \leq N$) mintával toljuk el egymáshoz képest és az FFT algoritmust használjuk, akkor $\frac{M-N}{q} + 1$ DFT-re van szükségünk a teljes adatsor spektrum analíziséhez. Az MFT-t M -szer kell használnunk ugyanerre a feladatra, mert a spektrumoefficienseket minden mintában ki kell számolnunk, függetlenül q értékétől.

Megmutattam, hogy mely eltolások esetén hatékonyabb az MFT, mint a radix-2 FFT:

$$q_{MFT} < \frac{(M-N)[5N \log_2(N)]}{M(8N_c - 1) - 5N \log_2(N)} \quad (6)$$

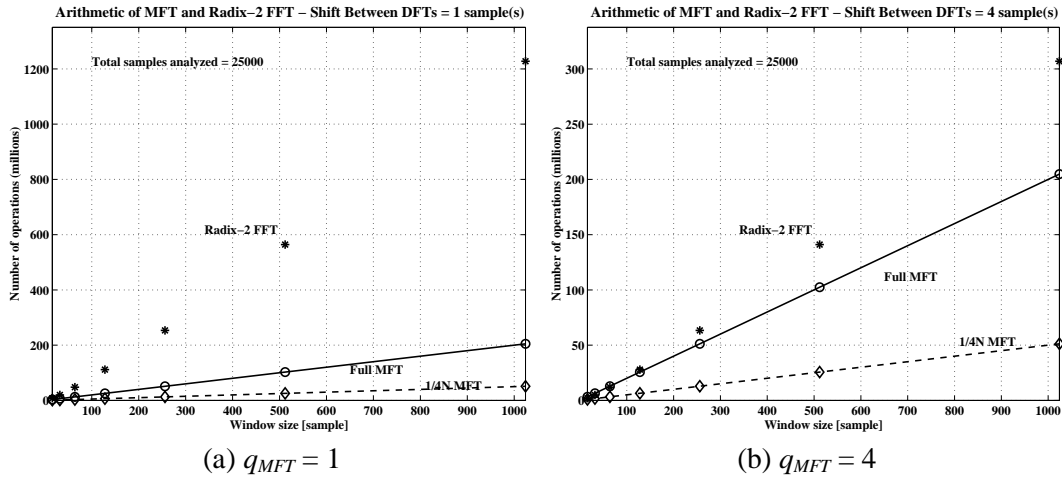
Mint ahogy az a (6) egyenletből látható, q_{MFT} függ az adatsor méretétől (M), az ablak méretétől (N), valamint a kiszámolt spektrumoefficiensek számától (N_c). A 1. ábrán a DFT-k közötti eltolás látható az ablak méret függvényében két különböző N_c -re, amikor az MFT hatékonyabb az FFT-nél.

A teljes MFT hatékonyabb a radix-2 FFT-nél, ha az eltolás nagyon kicsi ($q_{MFT} \leq 5$), míg a redukált-MFT ($N_c = N/4$) még akkor is hatékonyabb, ha az eltolás mértéke nagyobb. Az algoritmusok számításigénye $q_{MFT} = 1$ esetre a 2. ábrán látható.



1 ábra DFT-k közötti eltolás, amikor az MFT hatékonyabb

Az MFT aritmetikája lineárisan függ a számított spektrum koefficiensektől (N_c) és az analizálandó adat nagyságától (M). Egy adott adatsorhosszra, változó eltolás mellett az MFT számításigénye nem változik, míg az FFT aritmetikája jelentősen csökken az eltolás mértékének növekedésével (2. ábra).



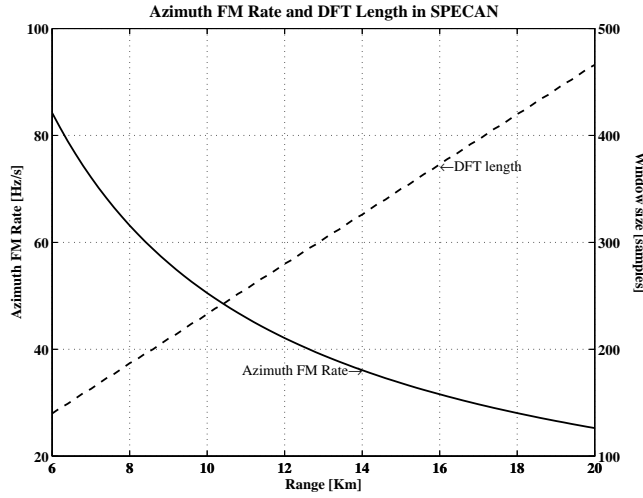
2 ábra Az MFT és a radix-2 FFT számításigénye, $M = 25000$

Tézis 2: Az MFT alkalmazhatósága a SPECAN algoritmusban [J3, C2, T1]

Levezettem egy redukált-MFT algoritmust a SPECAN SAR jelfeldolgozó algoritmusához (Tézis 2.1). Megvizsgáltam a SPECAN aritmetikáját különböző DFT algoritmusokra (Tézis 2.2) és azt, hogy az MFT milyen előnyökkel rendelkezik az FFT algoritmusokhoz képest, amikor azok a SPECAN-ban kerülnek felhasználásra (Tézis 2.3).

Tézis 2.1: Redukált MFT algoritmus a SPECAN algoritmushoz

A vett SAR-jel azimut FM rátája fordítottan arányos a harántirányú távolsággal, azaz más és más az egyes harántirányú cellákban. Ahhoz, hogy a képfelbontás és a kimeneti mintavételi frekvencia állandó legyen a sávban különböző, a haránt távolság növekedésével szinkronban egy mintával nagyobb DFT-hosszakot kell választanunk a SPECAN algoritmusához. A 3. ábrán látható a változó harántirány hatása az FM rátára és a kívánt DFT-hosszra egy tipikus repülőgépes távérzékelő rendszer esetében. Vegyük észre, hogy a DFT-hosszak széles tartományára szükség van ahhoz, hogy a felbontás végig állandó maradjon a teljes sávban.



3 ábra Az azimut FM ráta és a DFT-hossz a harántirány függvényében, repülőgépes SAR rendszer

A radix-2 FFT algoritmus csak akkor használható, ha a DFT hossza kettő hatványa (3. ábra, , $N = 256$). A többi esetben mixed-radix FFT algoritmust használnak a hatékonyság érdekében, amennyiben N összetett szám. Ez azt jelenti, hogy minden egyes különböző DFT-re egy FFT algoritmust kell implementálni a SPECAN jelfeldolgozó egységben, ami az architektúrát meglehetősen bonyolulttá teszi, főleg akkor, amikor sok különböző FFT algoritmusra van szükség. Ellentétben az FFT-vel, az MFT architektúrája és hatékonysága nem függ az ablakmérettől, ugyanazt az egyszerű algoritmust használhatjuk fel az azimut impulzustömörítéshez szükséges DFT-k kiszámítására.

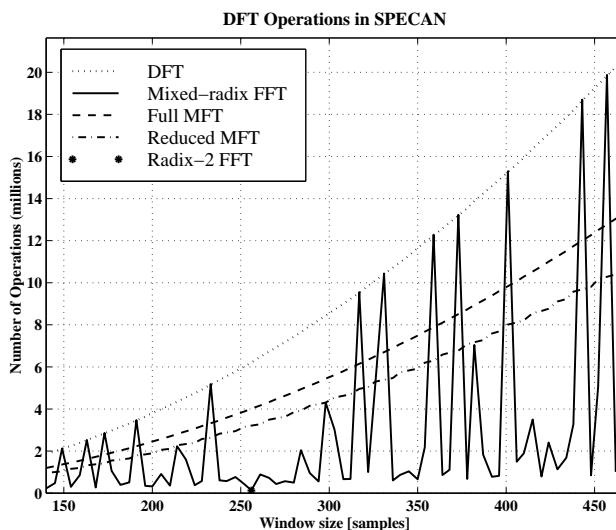
A SPECAN-ban, a DFT előállításakor egyszerre a spektrum koefficiensek csak egy részét - a jó-kimenő mintákat (G) - használják fel az impulzustömörítéshez. Jóllehet a spektrum koefficiensek száma nem változik a feldolgozás alatt, azok pozíciója más és más az egyes DFT-kben. Így, hagyományos formában a redukált-MFT nem használható. A frekvencia tartományban a kiszámított spektrum komponensek intervallumának együtt kell változnia a jó-kimenő minták helyzetével. Részletes levezetését adtam egy a SPECAN-ban használatos redukált-MFT algoritmusnak és megmutattam, hogy hány valós műveletre van szüksége a redukált MFT algoritmusnak a teljes feldolgozási tartomány feldolgozásához:

$$\begin{aligned}
 MFTOPS &= MFTOPS_{DFT1} + \left(\frac{M-N}{q} + 1 \right) (MFTOPS_{DFT2NEW} + MFTOPS_{DFT2OLD}) \\
 &= N [8G + 2] + \left(\frac{M-N}{q} + 1 \right) (N [8L + 2] + q [8(G-L) + 2])
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

Jóllehet (7) meglehetősen komplexnek tűnik, a számolt spektrum koefficiensek időzítését és szinkronizálását leszámítva, a megvalósítása a redukált MFT algoritmusnak ugyanaz mint a hagyományos teljes MFT-é.

Tézis 2.2: A SPECAN aritmetikája

A SPECAN azimut impulzustömörítésének számítás igénye a 4. ábrán látható, egy tipikus repülőgépes távérzékelő rendszer esetében, amihez a felhasznált DFT-hosszak a 3. ábrán vannak definiálva. Az ábrán a SPECAN aritmetikája van feltüntetve abban az esetben, amikor a direkt DFT, a teljes és a redukált MFT, valamint a mixed-radix és a radix-2 FFT kerül felhasználásra a SPECAN-ban. A 4. ábrából kitűnik, hogy általában az FFT aritmetikája kisebb mint az MFT aritmetikája, bár nagyon változó, ahogy a radix változik a haránti sáv egyes részeiben.



4 ábra A SPECAN impulzustömörítés aritmetikája különböző DFT algoritmusokkal

Vegyük észre, hogy a teljes és a redukált MFT aritmetikája egyenletesebb ellentétben a mixed-radix FFT algoritmusok aritmetikájával. Azt is vegyük észre, hogy a mixed-radix algoritmus aritmetikája megegyezik a direkt DFT aritmetikájával, ha az ablak hossz nem összetett szám (prím) és hogy a radix-2 FFT algoritmust mindössze egyszer lehet felhasználni a feldolgozás alatt, akkor amikor a DFT-hossz 256 minta hosszúságú.

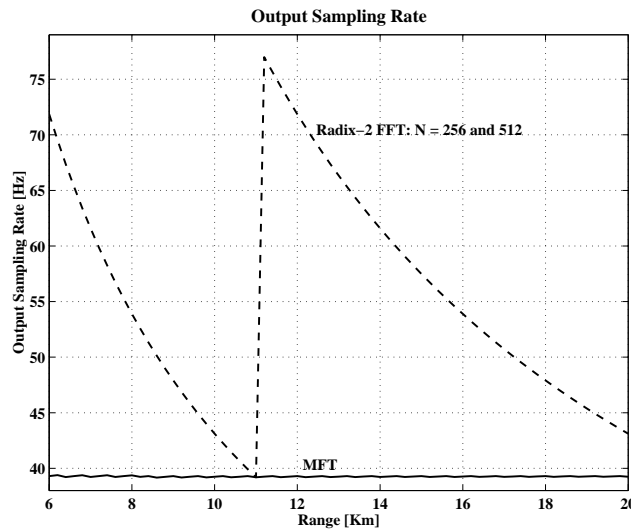
Tézis 2.3: A SPECAN algoritmus kimeneti mintavételi frekvenciája

A komplexitás és a számítási hatékonyság mellett, a SPECAN algoritmusban fontos feladat a kimeneti mintavételi frekvencia állandó szinten tartása. Azaz, azok a tárgyak, melyek T másodpercre vannak egymástól a bemeneten, azoknak T másodpercre kell

lenniük egymástól a kimeneten is. A [11]-ben levezetésre került, hogy az azimut kimeneti mintavételi frekvencia (F_{out}) az alábbi képlet szerint számolható:

$$F_{out} = \frac{K_a N}{F_a} \text{ Hz} \quad (8)$$

ahol K_a az azimut FM ráta, F_a pedig az azimut mintavételi frekvencia. A kimeneti mintavételi frekvencia erősen függ az azimut FM rátától, így amikor az változik, a sávon belül szükség van egy lassan változó DFT-hosszra, hogy a kimeneti mintavételi frekvencia állandó maradjon. Az 5. ábrán F_{out} -t láthatjuk a harántírány függvényében akkor, amikor az MFT illetve a radix-2 FFT egy repülőgépes rendszer SPECAN algoritmusában kerül felhasználásra. Az MFT használatakor a kimeneti mintavételi frekvencia egyenletesebb, míg a radix-2 FFT estén nagy az ingadozása. Ennek oka az, hogy mindössze két ablak méret a 256 és az 512 használható a radix-2 FFT alkalmazásakor.



5 ábra A SPECAN algoritmus kimeneti mintavételi frekvenciája

Tézis 3: Börsztmódusú SAR jelfeldolgozás és a SIFFT algoritmus tulajdonságai [J1, J2]

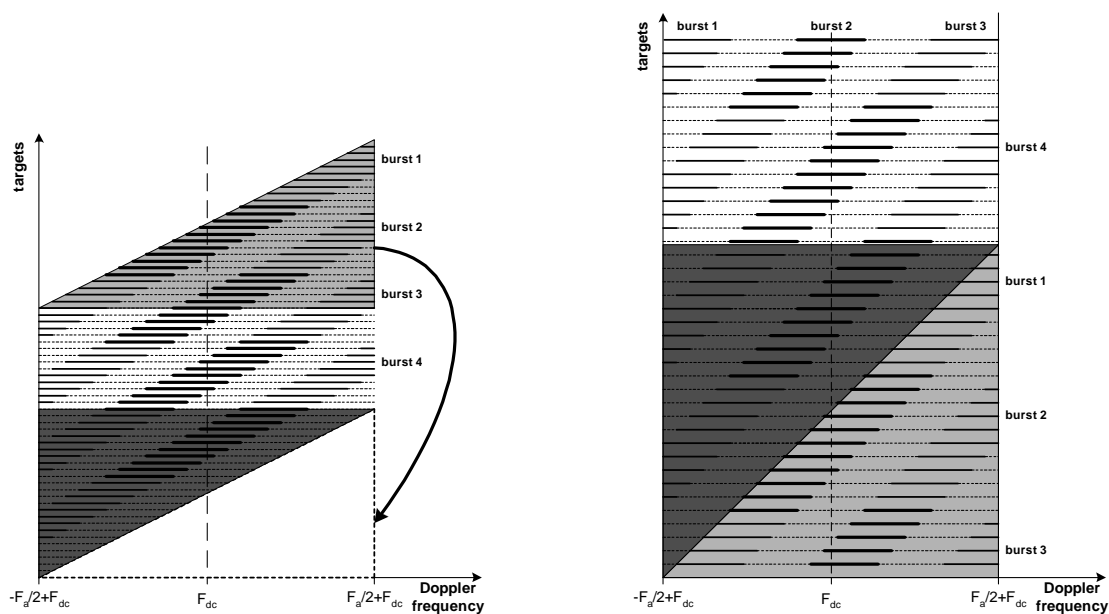
Részletes leírást adtam a börsztmódusú SAR jelfeldolgozás és a SIFFT algoritmus tulajdonságairól. Megmutattam, hogy milyen hatással van a frekvencia tartománybeli konvolúció a börsztmódusú jelek Doppler-lenyomatára (Tézis 3.1) és hogy hogyan befolyásolja a Doppler-lenyomatot, ha páros vagy páratlan számú teljes börszt van az apertúrában (Tézis 3.2). Levezettem két egymást követő impulzustömörített tárgy és az

IFFT-k Doppler-lenymatbeli eltolását (Tézis 3.3) valamint explicit képletet adtam a SIFFT algoritmus bemeneti és kimeneti céltárgyterére (Tézis 3.4).

Tézis 3.1: A cirkuláris konvolúció hatása a Doppler-lenymatra

A teljesen lefedett céltárgyak tartománya a két háromszög alakú részlegesen lefedett céltárgyak tartománya között helyezkedik el az azimut-idő és frekvencia-idő diagramokon. A Doppler-lenymatban ez a viszony a tartományok között nem áll fenn. Eredetileg az apertúra előtt kezdődő részlegesen lefedett tárgyak tartománya a teljesen lefedett tárgyak tartománya előtt van, hasonlóan ahhoz, ahogy a céltárgyak helyezkednek el a szintetikus apertúrához képest az azimut-időtartományban. Az apertúra előtti részlegesen lefedett tárgyak tartománya pozíciójának megváltozását a frekvencia tartománybeli konvolúció úgynevezett körülfordulási tulajdonsága okozza.

A 6. ábrán a Doppler-lenymat eredeti paralelogramma diagramja látható valamint az, ahogy az apertúra előtti részlegesen lefedett tárgyak tartománya (világos szürke) "átfordul", amikor a frekvencia tartománybeli konvolúciót [4] használjuk az idő tartománybeli lineáris konvolúció helyett. Vegyük észre, hogy a teljesen lefedett régióba tartozó tárgyak különböző cellákba kerülnek az impulzustömörítés után, míg amikor a fenti háromszög átfordul, különböző tárgyak ugyanabba a cellába kerülnek attól függően, hogy melyik Doppler al-sávot (börst 1 vagy börst 2) használjuk. Ezt a tulajdonságát az átfordult Doppler-lenymatnak figyelembe kell venni a tárgyak kinyerésénél a börstmódusú impulzustömörítés közben.



6 ábra A cirkuláris konvolúció hatása a Doppler-lenymatra, az azimut DFT 4 börst és 4 szünet hosszú

Tézis 3.2: A szintetikus apertúrában lévő teljes börsztök számosságának hatása

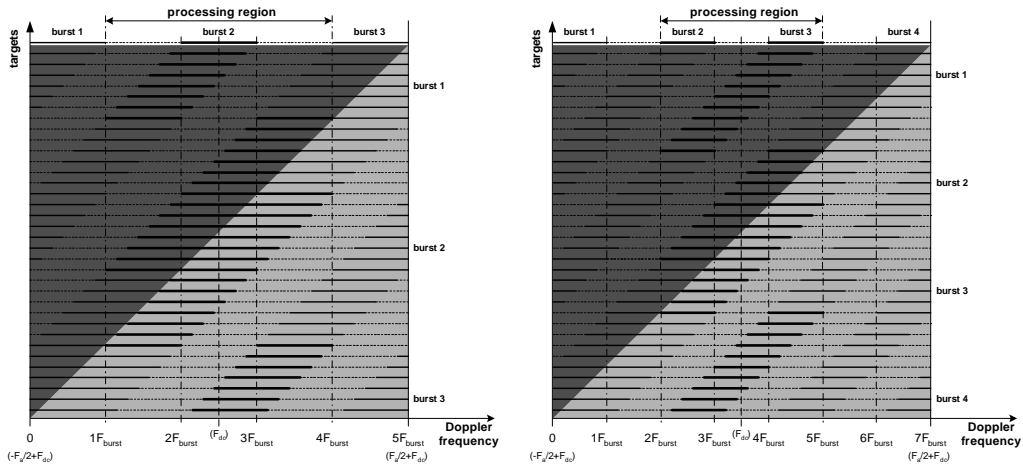
A börsztmódusú jelfeldolgozás során, általában a tárgyak azon megvilágításai (börszt sáv szélességei) kerülnek felhasználásra a tárgyak kinyerésekor, melyek a legközelebb esnek a Doppler-centroid-hoz. A 7. (a) és (b) ábra illusztrálja a Doppler-lenyomatot abban az esetben, amikor ugyanaz az apertúra három illetve négy teljes börsztöt tartalmaz és az azimut DFT-hossza megegyezik a szintetikus apertúra hosszával ($N_{fft} = N_a$). A processzási terület a Doppler-spektrumban három börszt sáv szélességű ($3F_{burst}$ Hz) a Doppler-centroid körül, függetlenül attól hány börszt található az apertúrában. A kezdő- és végpontja a területnek

$$P_{start} = \left(\frac{k_a}{2} - 1.5 \right) F_{burstHz} = k_{start} F_{burstHz} \text{ [Hz]}$$

$$P_{end} = \left(\frac{k_a}{2} + 1.5 \right) F_{burstHz} = k_{end} F_{burstHz} \text{ [Hz]}$$

(9)

ahol k_a egyenlő a börszthosszak (börszt + szünet) számával az apertúrában ($F_a = k_a \cdot F_{burst}$ Hz). Feltételezzük, hogy egész számú börszt és szünet van az apertúrában és hogy az első intervallum egy börszt.



(a) páratlan számú börszt (3 börszt)

(b) páros számú börszt (4 börszt)

7 ábra A Doppler-lenyomatot abban az esetben, amikor az apertúra páratlan illetve páros számú börsztöt tartalmaz

Belátható, hogy ha páratlan számú börszt van az apertúrában akkor k_{start} páratlan, illetve ha páros számú börsztöt tartalmaz az apertúra akkor k_{start} is páros. Ez azt is jelenti, hogy a Doppler-centroid közvetlen közelében egy börszt van a páros esetben és egy szünet a

páratlan esetben. A fenti tulajdonság a következőképpen hat a tárgyak lenyomatára a processzási területen belül:

- Ha páratlan számú teljes börszt található az apertúrában, a börsztök első csoportja a processzási terület közepén kezdődik és az elejéig tart (7. (a) ábra). A második csoport a végén kezdődik és végig halad az egész tartományon. Az utolsó tárgy csoport (apertúra előtti tárgyak) szintén a végén kezdődik, de csak a tartomány közepéig tart. Vegyük észre, hogy az első és az utolsó csoport csak fele annyi tárgyat tartalmaz mint a többi csoport.
- Ha páros számú teljes börszt található az apertúrában, minden tárgy csoportnak ugyanakkora a hossza, a tartomány végén kezdődik és a az elejéig tart (7. (b) ábra).

Tézis 3.3: Két egymástkövető impulzustömörített céltárgy illetve IFFT közötti eltolás

A 8. ábrán látható és az alábbiak szerint számolható ki két egymástkövető, impulzustömörített céltárgy spektruma közötti eltolást (q_{outar}):

$$q_{outar\ Hz} = q_{tar\ Hz} \frac{N_{FFT}}{N_{IFFT}} = \frac{K_a N_{FFT}}{F_a N_{IFFT}} \text{ [Hz]}$$

$$q_{outar\ bin} = \text{round}\left(\frac{q_{outar\ Hz}}{\Delta f}\right) = \text{round}\left(q_{outar\ Hz} \frac{N_{FFT}}{F_a}\right) = \text{round}\left(\frac{K_a N_{FFT}^2}{F_a^2 N_{IFFT}}\right) \text{ [frequency bin]}$$

(10)

A két egymást követő IFFT közötti eltolás (q_{iffi}) is szerepel a 8. ábrán, ami a következőképpen vezethető le. Minden IFFT, egy céltárgy börszt spektrumának az elejénél kezdődik, így q_{iffi} q_{outar} egész számú többszöröse (8. ábra). Két egymás utáni IFFT közötti eltolásban q_{outar} száma:

$$Q_{outar} = \text{floor}\left(\frac{N_{IFFT} - F_{burst\ bin}}{q_{outar\ bin}}\right) + 1$$

(11)

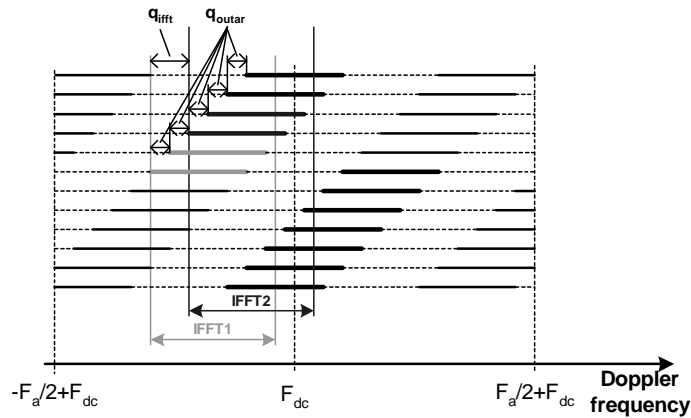
A fenti egyenletet felhasználva kiszámítható két egymást követő IFFT közötti eltolás:

$$q_{iffi} = q_{outar\ bin} \left(\text{floor}\left(\frac{N_{IFFT} - F_{burst\ bin}}{q_{outar\ bin}}\right) + 1 \right) \text{ [frequency bin]}$$

(12)

Ha $N_{IFFT\ Min}$ -t használjuk akkor az eltolás két IFFT között egyenlő két kimenő céltárgy közötti eltolással ($q_{iffi} = q_{outar}$). Ha N_{IFFT} nagyobb akkor q_{iffi} nagyobb, vagyis kevesebb

IFFT szükséges az összes céltárgy feldolgozásához (azaz egy IFFT több céltárgyat dolgoz fel egyszerre).



8 ábra Két egymást követő IFFT közötti eltolás

Tézis 3.4: Bemeneti és kimeneti céltárgytér

Megmutattam, hogy hány céltárgyat lehet impulzustömöríteni egy azimut DFT-vel az SIFFT algoritmusban. A levezetéshez feltételeztem, hogy csak azon céltárgyak kerülnek feldolgozásra melyek teljes borszttal lefedettek a processzálási tartományban.

Azon processzált céltárgyak száma, melyek az apertúra előtt kezdődnek (ITS_{before}) független azimut DFT-hossztól (N_{FFT}) és az alábbiak szerint számolható:

$$ITS_{before} = \frac{N_a + N_b}{2} \quad (13)$$

A feldolgozott, teljesen lefedett tárgyak száma (ITS_{fully}) megegyezik a folytonosmódusú jelfeldolgozáskor impulzustömörített tárgyak számával és lineárisan függ az azimut DFT-hossztól:

$$ITS_{fully} = N_{FFT} - N_a + 1 \quad (14)$$

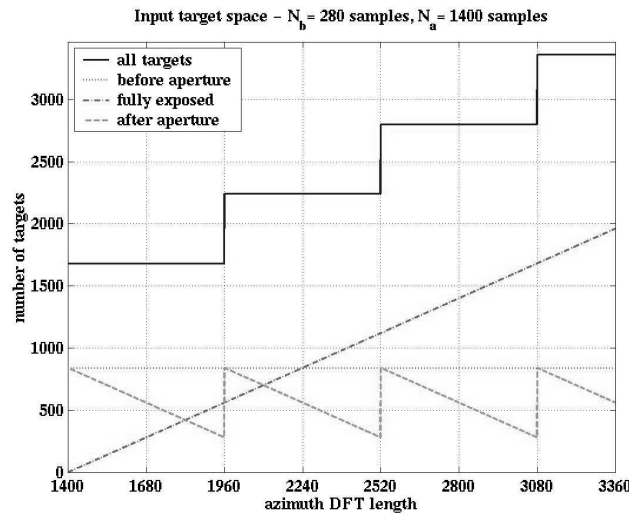
Amikor a minimális N_{FFT} -t használjuk, az apertúra után végződő feldolgozott tárgyak száma (ITS_{after}) egyenlő az ITS_{before} -vel. Ahogy az azimut DFT mérete növekszik, úgy csökken ITS_{after} addig amíg egy újabb teljes szünetet és borsztöt nem fed le a DFT. Ezalatt a $2N_b$ intervallum alatt ITS_{after} lineárisan függ az N_{FFT} -től és a következőképpen számolható:

$$ITS_{after} = \frac{N_a + N_b}{2} - 2N_b \text{fraction} \left(\frac{N_{FFT} - N_a}{2N_b} \right) \quad (15)$$

A teljes bementi céltárgytere egy adott azimut DFT-nek (ITS) megegyezik a három régióban lévő, feldolgozott céltárgyak számának az összegével ($ITS = ITS_{before} + ITS_{fully} + ITS_{after}$) és az alábbiak szerint fejezhető ki:

$$ITS = N_a + N_b + 1 + 2N_b \text{floor} \left(\frac{N_{FFT} - N_a}{2N_b} \right) \quad (16)$$

ITS , ITS_{before} , ITS_{fully} és ITS_{after} a 9. ábrán látható az azimut DFT függvényében. A bemutatott példában $N_a = 1400$ minta, $N_b = 280$ minta és $N_a \leq N_{FFT} \leq N_a + 7N_b$. Ahogy az az ábrán látható, ITS egy lépcsős függvény: $N_a + N_b + 1$ -nél kezdődik és konstans $2N_b$ intervallumban, majd $2N_b$ -vel ugrik az értéke amikor az N_{FFT} páratlan számú teljes börsztöt és szünetet tartalmaz ($N_{FFT} = (2k+1)N_b$).



9 ábra Bemeneti és kimeneti céltárgy tér az azimut DFT függvényében

A kimeneti céltárgy tér (OTS), vagyis azon céltárgyak száma, melyek impulzustömörítve lettek az SIFFT algoritmus által, arányos az ITS -sel és következőképpen fejezhető ki:

$$OTS = \text{floor}(ITS \cdot \rho_{SIFFT}) = \text{floor}\left(\left(N_a + N_b + 1 + 2N_b \left(\frac{N_{FFT} - N_a}{2N_b}\right)\right) \frac{N_{IFFT}}{N_{FFT}}\right) \quad (17)$$

ahol ρ_{SIFFT} a SIFFT algoritmus kimeneti képfelbontása.

A három tartományban feldolgozott céltárgyak számát az OTS -hez hasonlóképpen lehet meghatározni:

$$\begin{aligned} OTS_{before} &= \text{floor}\left(\frac{N_a + N_b}{2} \frac{N_{IFFT}}{N_{FFT}}\right) \\ OTS_{fully} &= \text{floor}\left((N_{FFT} - N_a) \frac{N_{IFFT}}{N_{FFT}}\right) + 1 \\ OTS_{after} &= \text{floor}\left(\left(\frac{N_a + N_b}{2} - 2N_b \text{fraction}\left(\frac{N_{FFT} - N_a}{2N_b}\right)\right) \frac{N_{IFFT}}{N_{FFT}}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

Tézis 4: A SIFFT algoritmus hatékonysága [J1, J2, J3, C1]

Megvizsgáltam az SIFFT algoritmus aritmetikáját és hatékonyságát az IMFT illetve a mixed-radix IFFT algoritmusok felhasználása mellett. Zárt alakban megadtam, hogy hogyan számolható az SIFFT számításigénye (Tézis 4.1) és megmutattam, hogy hogyan függ az azimut DFT-hossztól (Tézis 4.2). Valamint megvizsgáltam az SIFFT hatékonyságát, amikor azt az ENVISAT borsztmódosú adatok feldolgozásánál alkalmazzák (Tézis 4.3).

Tézis 4.1: A SIFFT algoritmus aritmetikája

Az SIFFT algoritmus feldolgozási területe három borszt sávszélességű ($3F_{burst\ bin}$) a Doppler-lenyomatban. Így az IFFT és az IMFT csak ebben a régióban kerül felhasználásra. q_{iff} eltolás van két egymásutáni IFFT között (12), így a felhasznált IFFT-k száma a feldolgozási régióban:

$$NUM_{IFFT} = \text{ceil}\left(\frac{3F_{burst\ bin} - N_{IFFT}}{q_{iff}} + 1\right) \quad (19)$$

Tehát, ha az IFFT algoritmust használjuk a céltárgyak feldolgozására, akkor

$$NOP_{IFFT} = NUM_{IFFT} \cdot NOP_{N_{IFFT}} = \text{ceil} \left(\frac{3F_{burst\ bin} - N_{IFFT}}{q_{iff}} + 1 \right) NOP_{N_{IFFT}} \quad (20)$$

műveletre van szükség, ahol $NOP_{N_{IFFT}}$ a valós műveletek száma egy N minta hosszúságú mixed-radix IFFT-nél. $NOP_{N_{IFFT}}$ kisebb ha N jobban összetett szám, és ha N kettő hatványa (radix-2 FFT) akkor $NOP_{N_{IFFT}} = 5N \log_2(N)$.

Egy M hosszúságú komplex adatsor feldolgozására $NOP_{IMFT} = M(8N_{IMFT} + 2)$ valós műveletre van szükség, ha N_{IMFT} hosszú ablakkal használjuk a teljes IMFT-t. A két-nyalábos börsztmódosú adatfeldolgozásnál $M = 3F_{burst\ bin}$, így az IMFT számításigénye ebben az esetben:

$$NOP_{IMFT} = 3F_{burst\ bin} (8N_{IMFT} + 2) \quad (21)$$

Vegyük észre, hogy a (20) és (21) egyenletben szereplő képlet függ az azimut DFT-hossztól (N_{FFT}) a következőképpen: NOP_{IFFT} az N_{IFFT} -n az $F_{burst\ bin}$ -en és a q_{iff} -n keresztül, míg NOP_{IMFT} N_{IMFT} -n és $F_{burst\ bin}$ -en keresztül.

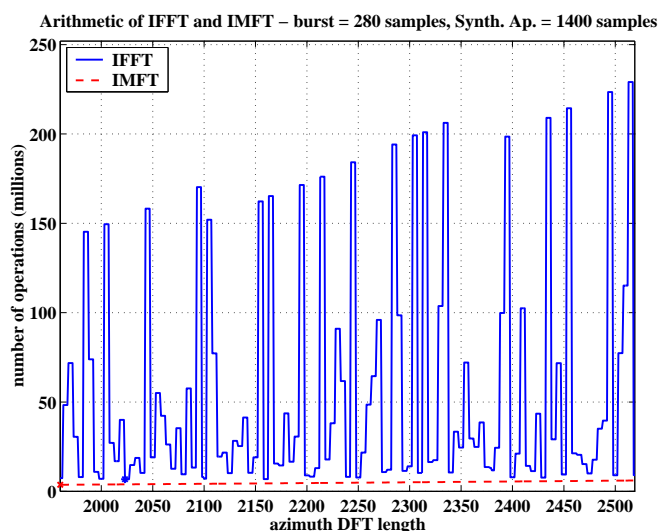
Tézis 4.2: Az SIFFT hatékonysága az azimut DFT-hossz függvényében

A műveleti igény számításánál az 1. táblázatban megadott paraméterekkel rendelkező műholdas SAR rendszert vesszük alapul, ahol az azimut DFT hossza 1960 és 2519 minta között változott ($1960 \leq N_{FFT} \leq 2519$). Először megmutatjuk, hogy milyen az SIFFT aritmetikája az azimut DFT függvényében, minimális IFFT-hossz mellett ($N_{IFFT} = N_{IMFT} = F_{burst\ bin}$), majd megvizsgáljuk a számítás igényt abban az esetben, amikor az IFFT-hossza 4 mintával nagyobb lehet a minimálisnál (i.e. $F_{burst\ bin} \leq N_{IFFT} < F_{burst\ bin} + 4$ and $N_{IMFT} = F_{burst\ bin}$). Az utóbbi esetben lehetőségünk van egy kedvezőbb (hatékonyabb) IFFT-hosszat választanunk 5 lehetséges ablak méretből a jel-zaj viszony kis romlásának árán.

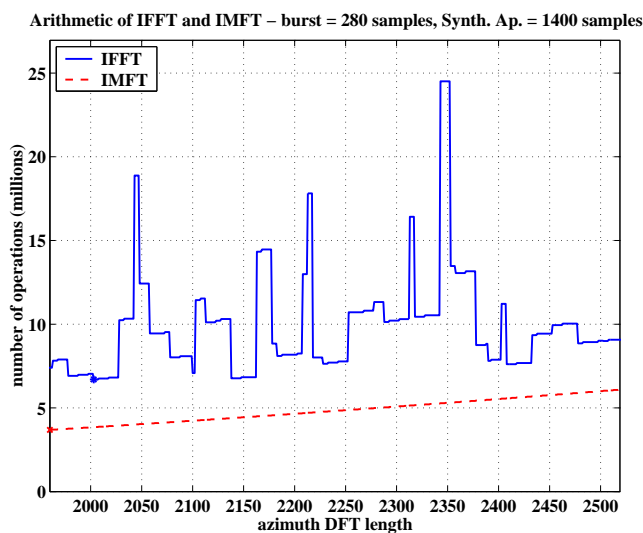
Processzási paraméter	Mennyiség	Mértékegység
Azimut mintavételi frekvencia (F_a)	1673.32	Hz
Azimut FM ráta (K_a)	-2000	Hz/s
Doppler-centroid (F_{dc})	447.1	Hz
Szintetikus apertúra hossz – 3 börszt-2 szünet (N_a)	1400	minta
Börszthossz (N_b)	280	minta

1 táblázat Feltételezett műholdas SAR rendszer paraméterek az SIFFT aritmetikájának számításánál

A 10. ábrán jól látható, hogy az IFFT aritmetikája nagyon változó, mivel nagyban függ attól, hogy az ablak méret mennyire összetett szám. Az IMFT aritmetikája sokkal egyenletesebb és négyzetesen függ az azimut DFT-hossztól ((21) egyenlet, $N_{IMFT} = F_{burst}$). Az ábrából az is kitűnik, hogy az IMFT algoritmus mindkét esetben hatékonyabb, még akkor is, amikor lehetőség van egy kedvezőbb ablak választására az IFFT algoritmushoz.



(a) minimális IFFT-hossz



(b) lehetséges IFFT-hosszak száma öt

10 ábra Az IFFT és az IMFT aritmetikája az azimut DFT függvényében

A kimeneti céltárgytér konstansnak tekinthető $2N_b$ intervallum alatt az azimut DFT függvényében. A 10. ábrán látható példában ez az intervallum $N_{FFT} = 1960$ -nál kezdődik, $N_{FFT} = 2519$ -nél végződik és $560 N_{FFT}$ hosszú. Ebben az intervallumban a leghatékonyabb IMFT-hez illetve IFFT-hez tartozó azimut DFT-hossz használható a kimeneti céltárgytér befolyásolása nélkül. A 10. ábrán az IMFT és az IFFT aritmetikájának a minimuma csillaggal van jelölve. Az első esetben (10. ábra, (a)) az IFFT akkor a leghatékonyabb, amikor az azimut DFT-hossz 2023 minta hosszú, míg a második esetben (10. ábra, (b)) akkor, amikor 2003 minta. A (20) egyenletből látható, hogy NOP_{IFFT} kisebb lesz, ha N_{IFFT} megnő és/vagy ha $NOP_{N_{IFFT}}$ kisebb lesz. Amikor $N_{FFT} = 2003$, akkor mind két feltétel teljesül ahhoz, hogy az aritmetika kisebb legyen: az N_{IFFT} 401 mintáról 405-re nő és az új ablak méret egy jobban összetett szám azaz $NOP_{N_{IFFT}}$ kisebb. A keresést, hogy egy hatékonyabb N_{IFFT} -t találjunk egy adott azimut DFT-hosszra, minden egyes DFT-hossznál el kell végezni a $2N_b$ intervallumon belül. Majd, az adott DFT-hosszhoz tartozó leghatékonyabb aritmetikájú IFFT-ablak hosszát össze kell vetni a többi DFT-ablak mérethez tartozó leghatékonyabb aritmetikájú IFFT-ablak mérettel. Ez a keresési procedúra meglehetősen bonyolult és sok időt vehet igénybe.

Az IMFT aritmetikája egyenesen arányos az N_{IMFT} -vel, így a legjobb hatékonysághoz az $N_{IMFT \min}$ -t kell használni minden egyes DFT hosszra. Az aritmetika négyzetesen függ az N_{FFT} -től, amikor az $N_{IMFT \min}$ -t használjuk, így az IMFT aritmetikájának a minimuma mindig a $2N_b$ hosszú azimut DFT intervallum elején lesz (10. ábra). Tehát bármely azimut DFT-hossznál, amely páratlan számú borsztöt tartalmaz (i.e. $N_{FFT} = (2k+1)N_b$), az IMFT algoritmus a leghatékonyabb következő $2N_b$ hosszú intervallumra.

Tézis 4.3: Az SIFFT hatékonysága az ENVISAT-nál történő alkalmazásakor

Az ENVISAT hatékonysági vizsgálata során úgy választjuk meg az IFFT és IMFT hosszát, hogy a következő feltételek teljesüljenek:

- maximális legyen a jel-zaj viszony közeli harántirányban,
- minimális legyen a mintavételi frekvencia közeli harántirányban és
- a mintavételi frekvencia konstans legyen harántirányban.

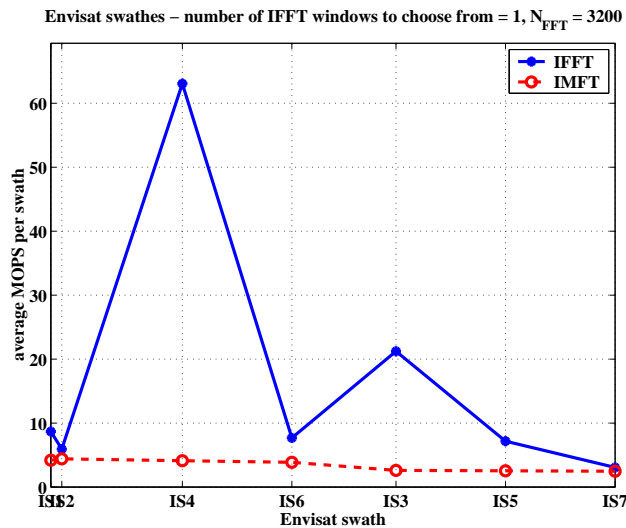
A vizsgálat alatt az azimut DFT 3200, illetve 4096 minta hosszúságú.

Először, az N_{IFFT} és N_{IMFT} a lehető legkisebbre választjuk a közel harántirányban ($N_{IFFT} = N_{IMFT} = \text{Max } F_{burst \ bin}$), és nem változtatjuk a harántiránnyal, még akkor sem, ha a borsztöt sávszélessége csökken növekvő harántirányba. Azaz csak egy ablak méretből választhatunk az IFFT és IMFT algoritmusokhoz.

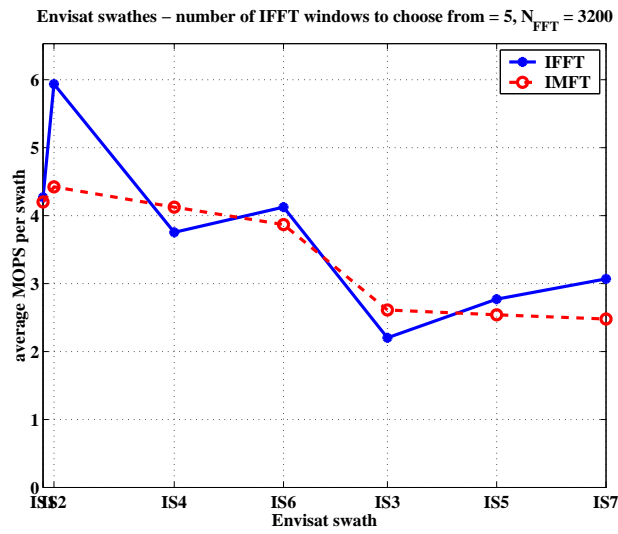
Másodszor azt az esetet vizsgáljuk, amikor az IFFT-hossza 4 mintával nagyobb lehet a minimális hosszánál ($\text{Max } F_{burst \ bin} \leq N_{IFFT} < \text{Max } F_{burst \ bin} + 4$), míg az IMFT hossza nem változik meg ($N_{IMFT} = \text{Max } F_{burst \ bin}$). Ezzel egy kis lehetőségünk nyílik egy kedvezőbb

(hatékonyabb) IFFT-hosszt választanunk öt különböző ablakméretből annak árán, hogy a jel-zaj viszony egy kicsit megnövekszik.

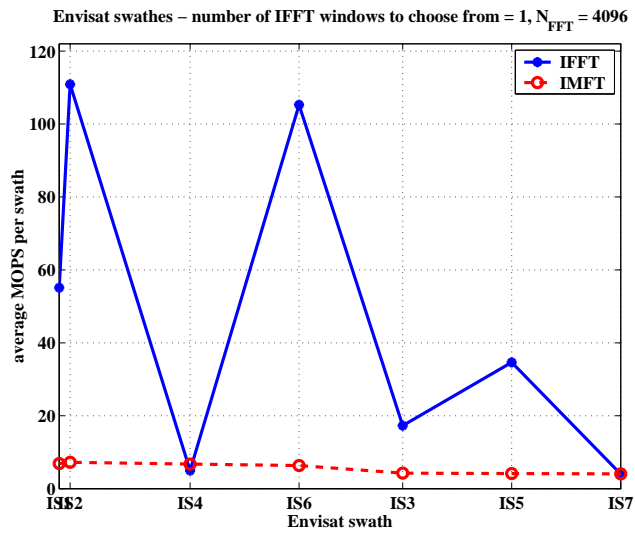
A 11. ábrán az átlagos műveleti igény milliókban kifejezve (millions of operations - MOPS) látható az összes ENVISAT sávra, amikor az azimut DFT 3200 és 4096 minta hosszúságú. Az IMFT aritmetikája ugyanaz a 11. (a) és (b) ábrán, illetve a 11. (c) és (d) ábrán, mivel az azimut DFT-hossz ugyanaz és az $N_{IFFT\ Min}$ -t használtuk az aritmetika számításoknál. Az IMFT aritmetikájának a trendje hasonló mindkét N_{FFT} esetében, míg az IFFT aritmetikája nagyon változó, attól függően, hogy az IFFT-ablak hossza mennyire összetett szám. Amikor $N_{FFT} = 3200$, akkor az IMFT hatékonyabb a sávok többségében, még akkor is amikor lehetőség adódik egy kedvezőbb ablak méretet választani az IFFT algoritmus számára. Amikor $N_{FFT} = 4096$, akkor az IMFT majdnem mindig jobb az IFFT-nél, ha csak az $N_{IFFT\ Min}$ -t használjuk. Amikor lehetőség nyílik egy kedvezőbb IFFT-hosszat választanunk, akkor az IFFT hatékonyabb minden sávra kivéve egyet, mert nagyobb a valószínűsége annak, hogy találunk egy jobban összetett számot az $N_{IFFT\ Min}$ szomszédságában.



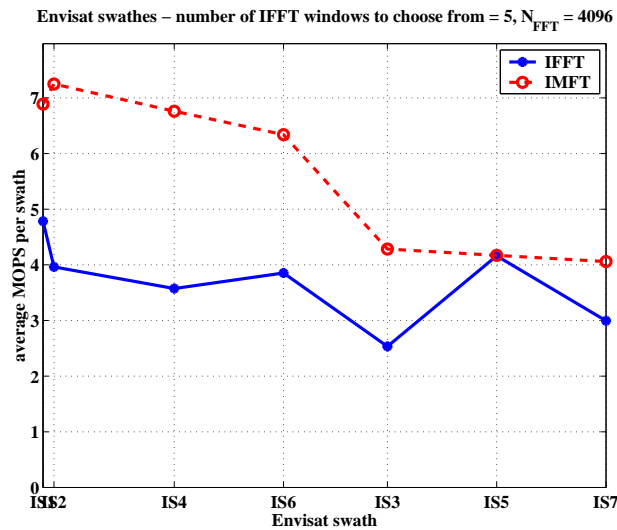
(a) minimális IFFT-hossz, $N_{FFT} = 3200$



(b) lehetséges IFFT-hosszak szám öt, $N_{FFT} = 3200$



(c) minimális IFFT-hossz, $N_{FFT} = 4096$



(d) lehetséges IFFT-hosszak szám öt, $N_{FFT} = 4096$

11 ábra A SIFFT algoritmus aritmetikája amikor az ENVISAT AP börsztmódusú üzemmódban kerül felhasználásra

4 Az új eredmények alkalmazhatósága

Az MFT/IMFT transzformációs pár a DFT kiszámítását hatékonyan végzi el, ha

- a DFT-k nagyon átlapoltak,
 - néhány spektrum koefficiensre van szükség,
 - a DFT-hossz egy speciális, nem összetett szám,
- valamint jól felhasználható a jelfeldolgozás különböző területein, mint például
- valós idejű spektrumanalízisnél,
 - valós idejű jelfelismerésnél és detektálásnál,
 - beszédfeldolgozásnál és
 - radar- és sonarjelfeldolgozásnál.

Bár az MFT nem javítja a SPECAN algoritmus számítási hatékonyságát (csak nagyon nagy képfelbontásnál), a következő előnyökkel jár a használata a radix-2 és a mixed-radix algoritmusokkal szemben, amikor azok a SPECAN algoritmusban kerülnek felhasználásra:

- Az MFT-nek egyenletesebb a számítás igénye a DFT-hossz változás függvényében.
- Könnyebb az MFT algoritmust implementálni változó ablakmérethez. Az MFT használatával a SPECAN jelfeldolgozó rendszer architektúrája kisebb

bonyolultságú, mert ugyanaz az MFT algoritmus használható különböző ablak méretekhez.

- A teljes radar képfelbontás elérhető, mert a céltárgyak teljes Doppler-spektrumát fel lehet használni az impulzustömörítéshez nagyon átlapolt DFT-k segítségével.
- A SPECAN kimeneti mintavételi frekvenciája egyenletesebb.

A Doppler-lenyomat valamint a SIFFT algoritmus tulajdonságainak részletes leírása jól felhasználható egy SIFFT algoritmust tartalmazó börsztmódusú SAR jelfeldolgozó rendszer tervezésénél. Valamint az IMFT növelheti az SIFFT algoritmus számítási hatékonyságát és az alábbi előnyökkel rendelkezik, amikor az SIFFT algoritmusban kerül felhasználásra:

- Egy adott azimut DFT-hossznál az IMFT algoritmus akkor a leghatékonyabb, ha az ablak mérete egyenlő a börszt sáv szélességével ($N_{\text{IMFT min}}$). Így a hatékonyság mellett a céltárgyak a legjobb jel-zaj viszonytal kerülnek feldolgozásra.
- Az IMFT aritmetikája egyenletes és négyzetesen függ az azimut DFT-hossztól, ellentétben az IFFT aritmetikájával amely nagyon változó attól függően, hogy az ablak mérete mennyire összetett szám.
- Az IMFT algoritmust könnyebb implementálni különböző börszt- és azimut DFT-hosszakhoz, mivel ugyanaz az IMFT algoritmus használható a különböző ablakméretekre.

Köszönetnyilvánítás

Mindenek előtt köszönetet szeretnék mondani édesanyámnak és feleségemnek, akik végig támogattak és bátorítottak tanulmányom és kutatásom során. Az ő szeretetük és törődésük nélkül ez a munka nem fejeződhetett volna be.

Szeretnék köszönetet mondani dr. Dudás Józsefnek a momentán Fourier transzformációért és szakmai útmutatásáért.

Szeretném megköszönni Dr. Ian Cummingnak a szakmai felügyeletet és útmutatást, valamint azt, hogy lehetővé tette, hogy folytathattam a momentán Fourier transzformációval kapcsolatos kutatásomat a szintetikus aperturájú radar jelfeldolgozás területén.

Hálás vagyok Dr. Boda Miklósnak és Dr. Pap Lászlónak a szakmai és személyes támogatásáért.

Irodalom

- [1] A. Papoulis, *Signal Analysis*. McGraw-Hill, 1977
- [2] G. Strang, *Linear Algebra and Its Applications*. Saunders College Publishing, Third Edition, 1988
- [3] J. Curlander and R. McDonough, *Synthetic Aperture Radar: System and Signal Processing*. Wiley, New York, 1991.
- [4] J. G. Proakis and D.G. Manolakis, *Digital Signal Processing*. Prentice Hall, Third Edition, 1996
- [5] R. R. Bitmead and B. D. O. Anderson, "Adaptive frequency sampling filters," *IEEE Trans. On Circuits and Systems*, vol. CAS-28, pp. 524-534, June 1981.
- [6] Dudás József, "A momentán Fourier transzformáció", *egyetemi doktori értekezés*, Budapesti Műszaki Egyetem, 1986.
- [7] H. Lilly, "Efficient DFT-based model reduction for continuous systems", *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol.36, pp. 1188-1193, Oct. 1991.
- [8] B. G. Sherlock and D. M. Monro, "Moving discrete Fourier transform", *IEE Proceedings-F*, vol. 139, pp. 279-282, Aug. 1992.
- [9] K. Tomiyasu, "Tutorial Review of Synthetic-Aperture Radar (SAR) with Applications to Imaging of Ocean Surface, *Proceedings of IEEE*, Vol. 66, No. 5, pp. 563-583, May 1978
- [10] I. Cumming and J. R. Bennett, "Digital processing of SEASAT SAR data", *IEEE 1979 International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing*, (Washington, D.C., USA), April 2-4, 1979.
- [11] I. Cumming and J. Lim, "The design of a digital breadboard processor for ESA remote sensing satellite synthetic aperture radar", *technical report, MacDonald Dettwiler, Richmond, BC, Canada*, July 1981. Final report for ESA Contract No. 3998/79/NL/HP(SC).
- [12] J. R. Benett, I. Cumming and R. M. Wedding, "Algorithms for Preprocessing of Satellite SAR Data", *Proceedings of ISPRS Commission II. Symposium*, (Ottawa, Canada), Aug. 30 – Sept. 3, 1982
- [13] M. Sack, M. Ito, I. Cumming, "Application of Efficient Linear FM Matched Filtering Algorithms to SAR Processing", *IEEE Proc-F*, vol.132, no. 1, pp. 45-57, 1985.
- [14] T. Ngo and C. M. Vigneron, "Project Report: UBC SQLP v.1.7.", *technical report Radar Remote Sensing Group, Electrical and Computer Engineering, University of British Columbia*, 1995.

- [15] F. Wong, "Processing Envisat AP mode with Range Doppler algorithm", *technical report, MacDonald Dettwiler, Richmond, BC, Canada*, January 1996.
- [16] I. Cumming Y. Guo and F. Wong, "Analysis and Precision Processing of Radarsat ScanSAR Data", *Geomatics in the Era of Radarsat, GER'97*, (Ottawa, Canada), May 25-30, 1997.
- [17] F. Wong, D. Stevens and I. Cumming, "Phase-Preserving Processing of ScanSAR Data with Modified Range Doppler Algorithm", *Proceedings of the International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS'97*, (Singapore), pp.725-727, August 3-8, 1997.
- [18] I. Cumming Y. Guo and F. Wong, "A Comparison of Phase-Preserving Algorithms for Burst-mode ScanSAR Data Processing", *Proceedings of the International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS'97*, (Singapore), pp.731-733, August 3-8, 1997.
- [19] I. Cumming Y. Guo and F. Wong, "Modifying the RD Algorithm for Burst-mode SAR Processing", *Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar, EUSAR'98*, (Friedrichshafen, Germany), pp.477-480, May 25-27, 1998.

Publikációk

Folyóirat cikkek

- [J1] S. Albrecht, "Börsztmódusú, szintetikus apertúrájú radar (SAR) jelek feldolgozása momentán Fourier-transzformáció alkalmazásával", *Híradástechnika*, LVI. vol 2001/10, pp. 31-42, December 2001.
- [J2] S. Albrecht, "Application of momentary Fourier transform to burst-mode SAR processing", *Híradástechnika*, LVI. vol 2001/9, pp. 49-60, December 2001.
- [J3] S. Albrecht and I. Cumming, "Application of Momentary Fourier Transform to SAR Processing", *IEE Proceedings: Radar, Sonar and Navigation*, 146(6), pp. 285-297, December 1999.

Konferencia cikkek

- [C1] S. Albrecht and I. Cumming, "The Application of Momentary Fourier Transform to SIFFT SAR Processing", *Proceedings of the IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis*, (Pittsburgh, USA) October 7-9, 1998.
- [C2] S. Albrecht and I. Cumming, "Application of Momentary Fourier Transform to the SPECAN SAR Processing Algorithm", *Proceedings of the IX. European Signal Processing Conference, EUSIPCO'98*, (Rhodes, Greece) September 8-11, 1998.

[C3] S. Albrecht, I. Cumming and J. Dudás, “The momentary Fourier transformation derived from recursive matrix transformations”, *Proceedings of the 13th International Conference on Digital Signal Processing, DSP’97*, (Santorini, Greece) vol. 1, pp. 337-340, 2-4 July, 1997.

Műszaki dokumentáció

[T1] S. Albrecht, “The Momentary Fourier Transform and Its Application to the SPECAN SAR Processing Algorithm”, *SA-97-01*, Radar Remote Sensing Group, Electrical and Computer Engineering, University of British Columbia, September 1997.