

Raport de Cercetare

Grant: "Cercetări teoretice și experimentale pentru optimizarea investigației ultrasonice prin algoritmi implementați în circuite integrate dedicate."

Autor: Prof. dr. ing. Mihail Eugen Tănase, As. ing. Ioan Lie

Universitatea: "Politehnica" Timișoara

1. Formatoare de fascicul cu apertură reală

Formatoarele de fascicul reprezintă un algoritm de prelucrare a semnalelor furnizate de ariile de traductoare care focalizează capacitatea de captare a semnalului pe o anumită direcție. Fasciculul este controlat prin metode de specifice de control: apertura dinamică, focalizarea dinamică și ponderarea. Această secțiune descrie principiile de bază ale formatoarelor tip întârziere - însumare pentru arii liniare de traductoare și metodele de analiză și control a structurii fasciculului. Formatoarele tip întârziere - însumare sunt uzual folosite în imagistica medicală deoarece pot focaliza fasciculele pe obiecte într-un domeniu restrâns.

1.1 Formatoare tip întârziere - însumare

Fasciculele de unde ultrasonice sunt sintetizate prin comanda electronică a unor arii de traductoare ultrasonice. Există diferite tipuri de arii cum ar fi liniare, circulare, rectangulare și curbate. Ideea de realizare a fasciculelor prin *întârziere și însumare* este simplă: semnalele recepționate din mediu sunt convertite de elementele ariei, întârziate adecvat și însumate, astfel încât semnalul obținut nu este afectat de zgomot sau de reflexiile de pe alte direcții.

Se consideră o arie liniară având N elemente egal distanțate între ele cu un spațiu d (fig.1.1). Algoritm de formare a fasciculului prin întârziere - însumare constă în aplicarea unei întârzieri Δ_n semnalului măsurat de elementul n al ariei $y_n(t)$ și însumarea ponderată (w_n) a semnalelor rezultate. Leșirea formatorului de fascicul de tip întârziere - însumare este:

$$z(t) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n y_n(t - \Delta_n) \quad (1.1)$$

Presupunând câmpul de undă plan cu frecvența ω^0 și numărul de undă \vec{k}^0 avem:

$$z(t) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{j(\omega^0(t-\Delta_n) - k^0 x_n \sin \theta)} = e^{j\omega^0 t} \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-j(\omega^0 \Delta_n + k^0 x_n \sin \theta)} \quad (1.2)$$

Dacă $\Delta_n = -\frac{k^0}{\omega^0} x_n \sin \theta = -\frac{1}{c} x_n \sin \theta$, adică întârzierea Δ_n este aleasă pentru a observa direcția de propagare a unei plane, ieșirea formatorului de fascicul atinge valoarea maximă egală cu $e^{j\omega^0 t} \sum_{n=0}^{N-1} w_n$ (prin realizarea condiției de *însumare coerentă*).

Putem direcționa fasciculul ariei pe o anumite direcție de propagare prin folosirea unui set de întârzieri $\Delta_n = -\frac{1}{c} x_n \sin \theta^0$. În acest caz semnalul sintetizat pentru propagarea unei unde plane într-o

direcție oarecare θ este dat de: $z(t) = e^{j\omega_0 t} \sum w_n e^{jk^0 x_n (\sin \theta^0 - \sin \theta)}$ (1.3)

Răspunsul formatorului de fascicul de tip întârziere și însumare la o undă monocromatică descrie structura fasciculului: $W(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{jk^0 x_n (\sin \theta^0 - \sin \theta)}$ (1.4)

1.1.1. Întârzierea pentru dirijare și focalizare

Un fascicul ultrasonic generat de o arie liniară fazată poate fi atât focalizat cât și dirijat (direcționat) prin întârzierea corespunzătoare a semnalelor emise și recepționate. În sistemele RADAR și SONAR este necesară numai dirijarea undelor deoarece țintele se află în regiunea de câmp îndepărtat. (front de undă plan) În sistemele ultrasonice nu numai dirijarea dar și focalizarea este cerută, deoarece undele sferice se propagă în regiunea câmpului apropiat. Dacă aria din fig. 1.1 trebuie focalizată într-un punct (r, θ) , unde θ este unghiul de dirijare iar r este distanța, întârzierea pentru elementul m este dată de:

$$\tau_m = (r - r'_m) / c \quad (1.5)$$

unde r'_m este distanța dintre elementul m și punctul (r, θ) , $0 \leq m \leq N - 1$.

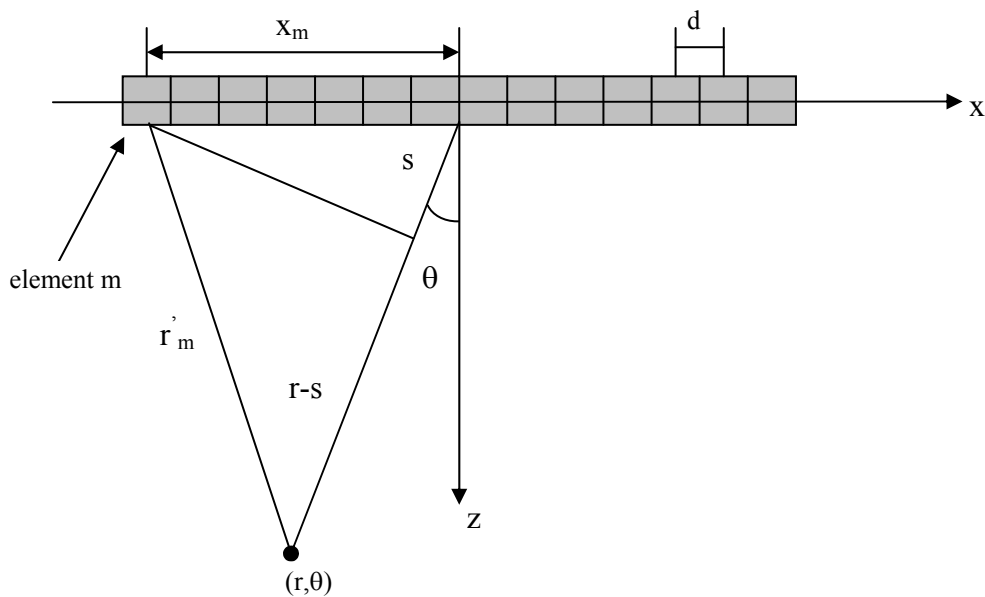


Figura 1.1 : Geometria dirijării ariei fazate spre un punct (r, θ) .

Conform legii cosinusului distanța dintre punct și elementul m , r'_m , este:

$$r'_m = \sqrt{x_m^2 + r^2 - 2x_m r \sin \theta} \quad (1.6)$$

unde r'_m este poziția elementului m . Prin substituție rezultă:

$$\tau_m = \frac{1}{c} \left(r - \sqrt{x_m^2 + r^2 - 2x_m r \sin \theta} \right) = \tau_m^s + \tau_m^f \quad (1.7)$$

unde τ_m^s este întârzierea de direcționare iar τ_m^f este întârzierea de focalizare.

$$\tau_m^s = \frac{s}{c} = \frac{x_m \sin \theta}{c}, \quad \tau_m^f = \frac{r - s - \sqrt{x_m^2 + r^2 - 2x_m r \sin \theta}}{c} \quad (1.8)$$

Funcția principală a focalizării este aceea de a îmbunătăți rezoluția laterală. Întârzierea datorată focalizării τ^f este dependentă de distanța r la punct. Prin urmare focalizarea poate fi fixă, dinamică sau compusă.

Focalizarea fixă sintetizează o focalizare doar pentru o anumită rază de acțiune R . Un punct de focalizare tipic este situat în mijlocul regiunii de vizualizare. Un fascicul focalizat are diametru minim la distanța R . Dincolo de această distanță, diametrul lateral al fascicului crește.

În *focalizarea dinamică*, întârzierea de focalizare este ajustată în funcție de raza r . Focalizarea dinamică la recepție este de obicei folosită pentru ca adâncimea câmpului să fie extinsă fără reducerea frecvenței cadrelor. Recepția focalizată dinamic mărește electronic distanța focală a fascicului recepționat funcție de timp. Focalizarea dinamică poate de asemenea să fie aplicată la transmisia fasciculelor. Se poate arăta că rezoluția laterală a imaginilor poate îmbunătățită și că lobi laterali pot fi suprimați dacă focalizarea dinamică este folosită și pentru transmisie și pentru recepție. Focalizarea dinamică în ambele sensuri poate fi folosită numai în vizualizarea prin apertură sintetică. În vizualizarea cu apertura reală implementarea focalizării dinamice la transmisie este impracticabilă deoarece ar necesita un timp de achiziție a datelor nelimitat.

Focalizarea compusă este un caz particular al focalizării dinamice, care folosește un număr mai mic de puncte de focalizare. Aceasta mărește adâncimea câmpului prin transmiterea câtorva secvențe de pulsuri, fiecare secvență focalizând la un punct diferit. Fasciculele cu lungimi focale diferite pot fi transmise numai una câte una. Cel de al doilea fascicul trebuie să fie transmis după ce toate ecourile produse de fasciculul anterior se întorc la traductor. Imaginile obținute prin transmisii cu lungimi focale diferite sunt decupate în jurul lungimii lor focale și montate una după alta formând astfel un nou cadru de imagine. Este evident că acest proces crește timpul de formare a cadrului de imagine. În practică, trebuie avut în vedere un compromis între calitatea imaginilor și rata cadrelor.

1.1.2. Structura fasciculului

Utilizând structura fasciculului, putem analiza ieșirea formatoarelor de fascicul pentru undele propagate în orice direcție. Structura fasciculului descrie calitatea acestuia, măsurată cel mai adesea prin lățimea fasciculului (lobului principal) și nivelul lobilor laterali. Structura fasciculului la propagarea într-un sens în câmp îndepărtat cu pondere uniformă este:

$$W(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jk^0 d \left(\frac{N-1}{2} + n\right) \sin \theta} = e^{jk^0 d \frac{N-1}{2} \sin \theta} \sum_{n=0}^{N-1} \left(e^{jk^0 d \sin \theta} \right)^{-n}, \text{ adică } W(\theta) = \frac{\sin\left(k^0 \frac{N}{2} d \sin \theta\right)}{\sin\left(k^0 \frac{d}{2} \sin \theta\right)} \quad (1.9)$$

Egalitatea $W(\theta) = 0$ este îndeplinită când: $k^0 \frac{N}{2} d \sin \theta \neq m\pi$ cu $m = \pm 1, \pm 2, \dots$

Pentru $m=1$, în ipoteza că pentru unghiuri mici $\sin \theta = \theta$, se obține dimensiunea lobului principal: $\theta_{\text{zero}} \approx \lambda^0 / Nd$, care conține cel mai mare parte din energia transmisă sau reflectată.

Structura fasciculului în ambele sensuri se poate găsi prin convoluția între aria transmițătoare și cea receptoare ($W^2(\theta)$) - întrucât același traductor transmite și recepționează).

Dacă ieșirea fiecărui element este eșantionată cu frecvența $f_s = 1/t_s$ atunci întârzierea în timp discret este:

$$q_{nb} = \frac{x_n \sin \theta}{ct_s} = \frac{nd \sin \theta}{ct_s} \quad (1.10)$$

și expresia ieșirii formatorului devine:

$$z(t) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n y_n(t - \Delta_n) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n y_n(t) e^{-jk^0 x_n \sin \theta} = \sum_{n=0}^{N-1} w_n y_n(t_s) e^{-j\omega^0 q_{nb} t_s} = \sum_{n=0}^{N-1} w_n y_n(t_s) e^{-j\Omega q_{nb}} \quad (1.11)$$

unde $\Omega = \omega t_s = 2\pi f/f_s$ este frecvența digitală unghiulară. Ecuația precedentă poate fi pusă în următoarea formă matriceală:

$$F(m) = w(n) \cdot Y(m, n) \exp^{-j\Omega q_{nb}} \quad (1.12)$$

unde w este vectorul ponderilor, $F(m)$ vectorul ieșire funcție de indexul de timp discret m iar $Y(m, n)$ matricea intrărilor funcție de indexul de timp discret m și indexul elementului curent n . Vectorul întârzierilor $\exp^{-j\Omega q_{nb}}$ este indexat cu elementul curent n .

Ecuația (12) corespunde cu structura de implementare în timp discret din fig.1.2 și sugerează modalitatea de simulare în MATLAB a formatorului simplu întârziere-însumare.

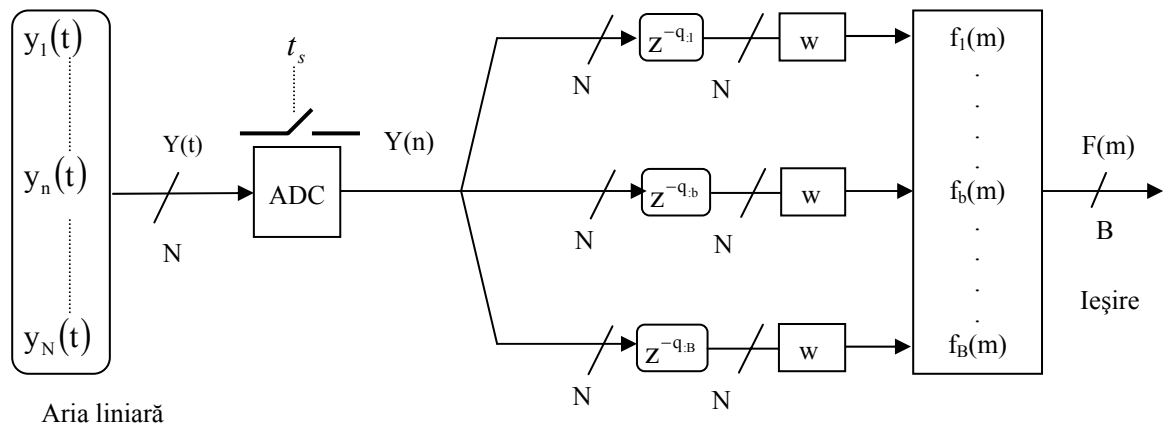


Figura 1.2: Structura formatorului întârziere – însumare în domeniul timp

Ieșirile elementelor ariei sunt convertite în semnale digitale folosind câte un convertor analog numeric (ADC) pentru fiecare element. Procedura de întârziere a intrărilor se realizează prin multiplicarea element cu element a fiecărei coloane din matricea intrărilor cu vectorul întârzierilor. Funcția de ponderare w însumează semnalele decalate în timp pentru a forma fiecare fascicul. Întârzierile descrise prin ecuația (1.10) sunt multiplii întregi ai perioadei de eșantionare t_s și prin urmare sunt realizabile fascicule pe direcțiile pentru care:

$$q_{nb} = \frac{nd \sin \theta}{ct_s} = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

ceea ce impune următoarea restricție asupra unghiului de dirijare θ :

$$q_{nb} = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1.13)$$

Ecuția (1.13) arată ca la formatoarele digitale în domeniul timp direcțiile de dirijare sunt în număr finit. *Creșterea numărului acestora se poate face prin mărirea frecvenței de eșantionare, prin interpolare sau folosind tehnici de formare în domeniul frecvență.*

1.1.3. Metode de control ale fasciculului de unde

În general, structura dorită a fasciculului este aceea cu un lob principal îngust și lobi laterali de nivel redus în comparație cu lobul principal. Controlul fasciculului constă în a modela structura fasciculului folosind anumite metode. În imagistica ultrasonică medicală, metodele de control ale fasciculului: *focalizarea dinamică, apertura dinamică și apodizarea* (ponderarea), dau posibilitatea unui control flexibil asupra fasciculului ultrasonic.

În *focalizarea dinamică*, întârzierea focalizării variază în funcție de raza de acțiune. Focalizarea dinamică ne dă un fascicul limitat de difracție. La focalizarea dinamică, diametrul focal este mult mai mic pentru adâncimile apropiate decât pentru cele depărtate. Pentru a avea o lățime uniformă a focalizării peste câmpul imaginii, numărul de elemente folosite la recepție este adesea redus la adâncimile apropiate în comparație cu cele depărtate.

Variația aperturii cu adâncimea este numită *apertură dinamică*. Cu apertura dinamică lobi laterali pentru puncte focale din apropiere pot fi ținuti la un nivel mic cu costul unui lob principal mai lat.

Apodizarea (ponderarea) constă în reducerea amplitudinii vibrației spre muchia feței traductorului. Este folosită pentru a îmbunătăți forma fasciculului și a reduce nivelele lobilor laterali. Reducerea amplitudinii se realizează prin aplicarea unui anumit tip de fereastră de ponderare: Hamming, Hanning, Bartlett, Kaiser, cosinus, etc. La aplicarea unei ferestre, nivelele lobilor laterali din structura fasciculului se reduc, dar lățimea lobului principal crește. Este de aceea necesar un compromis între lățimea lobului principal și nivelele lobilor laterali.

1.2. Formarea fasciculului prin apertură sintetică

Conceptul de apertură sintetică a fost folosit inițial la radar pentru scanarea terenului cu înaltă rezoluție. În acest caz rezoluția transversală poate fi mărită îngustând lățimea benzii antenei. Cu antene reale, aceasta necesită mărirea antenei fizice, lucru de multe ori imposibil din cauza constrângerilor fizice. Același efect poate fi obținut folosind metoda aperturii artificiale (sintetice). Această metodă sintetizează o antenă mare examinând secvențial regiunea care ne interesează cu o antenă reală mică care se mișcă de-a lungul unei căi cunoscute.

Idea de apertură sintetică este folosită și în sistemele de scanare ultrasonice. În acest caz avantajul aperturii artificiale constă în reducerea complexității și costului sistemului. Au fost propuse câteva metode de sinteză a aperturii artificiale pentru scanarea ultrasonică.

Tehnica aperturii sintetice focalizate (SAFT) este o metodă clasică a aperturii sintetice. Secvențial un singur element al ariei se comportă ca element activ pentru transmisie și recepție. Se reduce complexitatea sistemului deoarece avem nevoie doar de un singur set de circuite pentru transmisie și recepție, dar este necesară o memorie de capacitate mare pentru stocarea tuturor datelor.

Apertura sintetică focalizată multielement (M-SAF) este o alternativă la SAFT. Un grup de elemente transmit și recepționează simultan semnalele, iar fasciculul transmis este defocalizat pentru a emula răspunsul unui singur element. Puterea acustică și raportul semnal-zgomot sunt mai mari comparativ cu SAFT unde este folosit un singur element. Această metodă necesită de asemenea și memorie pentru înregistrarea datelor.

Metoda de focalizare artificială (SF) este o variantă la ariile convenționale comandate prin fază. De fiecare dată un element al ariei transmite un impuls ultrasonic și toate elementele recepționează impulsurile ecou. Avantajul acestei abordări este acela că poate fi aplicată o focalizare dinamică completă atât la transmisie cât și la recepție rezultând imagini de cea mai bună calitate. Dezavantajul constă în capacitatea mare a memoriei de date necesare și în sensibilitatea față de mișcările generatoare de artefacte ce pot să apară pe durata investigării.

Apertura sintetică receptoare (SRA) a fost propusă pentru a îmbunătăți rezoluția laterală. În același timp această metodă oferă unui sistem de scanare posibilitatea a adresa un număr mare de elemente receptoare ale traductorului fără a dispune de același număr de canale paralele de recepție.

Apertura sintetică transmițătoare (emițătoare) (STA) a fost propusă pentru a crește rata cadrelor sistemului. Aceasta se realizează împărțind apertura de emisie în câteva subaperturi. De fiecare dată o subapertură transmite un impuls ultrasonor și toate elementele recepționează semnalele ecou. Această metodă mărește semnificativ rata cadrelor, prin comparație cu metoda convențională a arilor comandate prin fază cu focalizarea mixtă la emisie.

1.3. Formarea digitală a fasciculelor receptoare

Implementarea condiției de însumare coerentă se face prin algoritmul de întârziere și însumare. Practic compensarea diferențelor de drum între diferite elemente ale aceleiași arii se poate realiza atât în domeniul timp cât și în domeniul frecvență. Pentru aplicațiile de imagistică medicală, care folosesc arii cu număr mare de elemente și necesită pentru scanarea în timp real un număr identic de canale de recepție, sunt preferate tehnicile în domeniul timp, caracterizate printr-o complexitate mai scăzută a structurii canalului de procesare. **Tehnicile de formare a fasciculelor în domeniul timp sunt practic variante de implementare ale algoritmului de formare prin întârziere și însumare. Trăsătura comună a tuturor acestora este realizarea cu acuratețe cât mai bună a condiției de însumare coerentă.**

Evoluția tehnicilor de formare a fasciculelor ultrasonice este un proces care rulează în paralel cu dezvoltarea și perfecționarea resurselor de procesare. Scopul final al procesului de formare a fost întotdeauna același, însumarea de semnale întârziate cât mai precis, dar modalitatea de implementare a fost subordonată stadiului atins în concepția circuitelor electronice și a algoritmilor de prelucrare.

Pe aceste considerente această secțiune analizează evoluția formatoarelor de fascicul cu accent pe dezvoltările asociate cu tehnica digitală. Analiza evidențiază patru categorii de tehnici de formare digitală a fasciculelor care s-au dezvoltat succesiv pe principiul *“maximum de calitate cu mijloacele disponibile”*.

Tehnicile de *formare digitală prin demodularea benzii de bază*, soluția folosită la sfârșitul anilor 80 reprezintă implementarea digitală a metodelor analogice de formare propuse în deceniul șapte. Practic migrarea spre domeniul digital, cu avantajele cunoscute (extinderea domeniului dinamic, viteză de procesare, putere de calcul, consum redus), s-a realizat în prima variantă prin conversia numerică a semnalului demodulat analogic. Banda de frecvență a acestuia corespunde cu ratele de eșantionare care se puteau realiza cu CAN-urile disponibile la momentul respectiv. Avantajul unei astfel de implementări față de sistemele analogice rezidă în aceea că în tehnică digitală modificarea întârzierii nu introduce zgomot și întârzierea poate fi modificată pentru a urmări îndeaproape valoarea necesară, ceea ce lărgeste banda de lucru a unui astfel de sistem. Constituie un dezavantaj necesitatea includerii unui filtru analogic anti-alierie înaintea CAN pentru a elimina componentele de frecvență înaltă.

Creșterea frecvenței de operare a convertoarelor a permis trecerea la soluția cu demodulare numerică în cuadratură și îmbunătățirea preciziei întârzierilor prin folosirea unui algoritm de rotire a fazei (CORDIC) cunoscut din anii 50. În această tehnică de procesare a benzii de bază se exprimă întârzierea ca sumă de doi termeni: întârzierea brută reprezentată printr-un număr întreg de perioade de eșantionare și întârzierea fină care exprimă diferența în fracțiuni de perioadă de eșantionare între valoarea calculată și întârzierea brută. Activarea procesorului de rotire a fazei la multiplii ai frecvenței de eșantionare permite să se realizeze întârzierea fină cu o precizie bună. Avantajele acestei soluții constau în aceea că nu mai sunt necesare componente analogice precise pentru a genera și selecta diferite valori ale fazei mixerului.

În paralel cu tehnicile de procesare prin demodularea benzii s-a dezvoltat *tehnica de control digital a întârzierii dinamice prin interpolare*. În această tehnică se folosește interpolarea pentru a supraeșantiona semnalul digital livrat de CAN și a asigura eșantioane cu decalaj temporal suficient de fin între ele. Se reduc astfel pretențiile în ceea ce privește frecvența de eșantionare a CAN prețul plătit fiind creșterea complexității secțiunii de procesare digitală. Într-o primă variantă s-a propus extinderea cu zerouri a secvenței eșantioanelor generate de CAN, pe fiecare canal, urmată de sinteza fascicului prin întârziere și însumare la o rată înaltă și în final filtrarea și decimarea secvenței obținute.

O versiune interesantă a fost derivată din tehnica prin interpolare pornind de la observația că din punct de vedere al sintezei de fascicul funcția implementată de mecanismul interpolare / decimare poate fi îndeplinită și filtrând trece jos sau trece bandă secvența de eșantioane ne extinse cu zerouri. În acest caz fiecare întârziere necesită propriul său filtru, spre deosebire de metoda extinderii cu zerouri unde se selectează diferite secvențe de filtrare prin deplasarea eșantioanelor ne nule pe o versiune supraeșantionată a aceluiași filtru. Dacă se introduce condiția suplimentară ca toți coeficienții

filtrelor să fie de forma $1/2^m$, m întreg, complexitatea scade deoarece multiplicările se reduc la simple operații de deplasare binară.

Spre deosebire de tehnicile care folosesc demodularea, metodele de interpolare – decimare sunt de bandă largă deoarece întârzie cu aceeași acuratețe toate frecvențele din banda de trecere a filtrului. Există desigur și în acest caz erori datorate trunchierii filtrului și acurateței coeficienților. Metoda coeficienților de forma $1/2^m$ este simplă dar puțin flexibilă în asigurarea de întârzieri precise pentru semnale cu diferite purtătoare sau lățimi de bandă.

Tehnica de formare prin eșantionare neuniformă marchează focalizarea interesului în proiectarea echipamentelor imagistice ultrasonice asupra complexității sistemului. În această tehnică de generare a fasciculelor se folosește eșantionarea neuniformă a semnalului RF pentru a asigura acuratețea dorită a întârzierilor, păstrând frecvența de eșantionare la o valoare relativ redusă. Sunt prelevate doar eșantioanele necesare pentru focalizarea fasciculului ultrasonic în fiecare punct al imaginii. Pentru aceasta se generează semnale de tact diferite pentru fiecare element traductor, semnale care respectă criteriul Nyquist dar sunt întârziate unul față de altul astfel ca să se asigure focalizarea în punctul din imagine dorit. *Eșantionarea și întârzierea sunt realizate simultan și nu separat ca în tehnicile anterioare.* În consecință frecvența de eșantionare este determinată de distanța dintre punctele imaginii sau mai general de rata minimă de eșantionare pentru detecția anvelopei semnalului focalizat. Aceasta duce la o reducere dramatică în cerințele de hardware comparativ cu metodele care folosesc eșantionarea uniformă convențională. În plus utilizarea memoriilor FIFO elimină operația de adresare pentru semnalele eșantionate rezultând în continuare o reducere a complexității structurii hardware a formatorului de fascicul.

Într-o variantă a *tehnicii de formare prin eșantionare neuniformă*, care reduce complexitatea structurii hardware, se prelevează eșantioane analogice din semnalele ecou și se formează fasciculul la nivel analogic. Ieșirile canalelor de recepție sunt eșantionate neuniform exact ca în cazul formatorului digital dar eșantioanele din semnal nu sunt cuantizate ca valori numerice ci reprezintă valori analogice instantanee. Se folosește un FIFO Analogic (AFIFO) care realizează eșantionarea neuniformă și stocarea eșantioanelor analogice. Întârzierea necesară pentru focalizare este asigurată prin decalarea în timp a momentului eșantionării și nu prin selecția eșantionului potrivit dintr-o colecție de eșantioane prelevate uniform.

Formarea prin eșantionare analogică neuniformă deschide practic drumul spre realizarea unui formator de fascicul implementat într-un singur circuit integrat. Acest obiectiv poate deveni realitate odată cu definitivarea soluțiilor de realizare a unor circuite complexe programabile, în variantă mixtă (analogice și digitale). Ca etapă intermediară, formarea prin eșantionare analogică neuniformă sugerează o structură de formator receptor implementabilă în trei circuite integrate:

- **circuitul analogic, (AFIFO pentru fiecare canal + sumatorul analogic)**
- **convertorul analog numeric (un singur exemplar)**
- **blocul de comandă și control digital implementabil într-un FPGA**

Provocarea ultimului deceniu este îmbunătățirea rezoluției investigației, prin folosirea de arii cu număr mare de elemente (128 - 256), simultan cu păstrarea complexității sistemului și implicit a costurilor în limite rezonabile și cu asigurarea frecvenței de scanare cerute de aplicația concretă. Subordonată acestui obiectiv, în ultimii ani s-a dezvoltat o nouă tehnică de generare a fasciculelor de ultrasunete care folosește convertoare cu supraeșantionare în componența blocului digital de intrare, pentru a reduce complexitatea hardware.

Prin folosirea tehnicilor de supraeșantionare pot fi obținute imagini cu o calitate similară cu cea obținută prin formarea digitală multi-bit, în condițiile reducerii semnificative a complexității și gabaritului sistemului. Formatoarele care au la bază convertoare $\Delta\Sigma$ prezintă două avantaje majore față de metodele tradiționale multi bit:

- Simplificarea structurii CAN și posibilitatea integrării pe același chip împreună cu blocurile de procesare digitală pentru sinteza fasciculului. Circuitele necesare pentru a implementa CAN $\Delta\Sigma$ sunt mult mai simple decât cele folosite în CAN flash multi-bit fapt ce conduce la reducerea resurselor de interconectare, a gabaritului și puterii consumate.

- Realizarea de întârzieri precise prin manipularea eșantioanelor prelevate cu o rată de eșantionare ridicată. Circuitele complicate pentru procesare în banda de bază sau pentru interpolare / decimare sunt eliminate și o memorie FIFO convențională asigură întârzierea cu rezoluția dorită, înainte de însumare.

Formarea prin supraeșantionare constituie într-un pas înainte spre obiectivul de realizare a unui formator de fascicul implementat într-un singur circuit integrat. Simplificarea considerabilă a structurii convertoarelor analog numerice permite redefinirea structurală a formatorului receptor pentru implementarea în două circuite integrate:

- secțiunea analogică, ce conține convertoarele $\Delta\Sigma$ (unul pentru fiecare canal), realizabilă sub forma unui ASIC
- secțiunea digitală, alcătuită din: liniile digitale de întârziere, sumator, decimator și blocul de comandă și control , implementabilă într-un FPGA

Comparativ cu formarea prin eșantionare analogică neuniformă, folosirea conversiei $\Delta\Sigma$ reduce complexitatea secțiunii analogice în favoarea celei digitale, care beneficiază la acest moment de resurse mult mai puternice pentru implementare.

Abordarea domeniului formării digitale de fascicul în prezenta lucrare are în vedere tocmai evaluarea potențialului tehnicilor de formare prin supraeșantionare și decelarea posibilităților de perfecționare prin:

- identificarea unei structuri de **convertor** $\Delta\Sigma$ convenabilă din punct de vedere al raportului complexitate / performanță
- implementarea unui mecanism de generare “on line” a întârzierilor pornind de la un set minim de date de intrare și reducerea pe această cale a capacității de memorare necesare.
- optimizarea procedurii de sumare – filtrare – decimare din punct de vedere al vitezei de operare și al necesarului de resurse.

2. STRUCTURA SISTEMULUI IMAGISTIC

Structura simplificată a unui sistem imagistic ultrasonic în mod B include următoarele blocuri componente – figura 2.1:

- **Aria de traductoare ultrasonice** cu N elemente folosită pentru a converti o mulțime de semnale electrice în semnale ultrasonice care pot fi aplicate mediului de investigat și pentru a converti semnalele ultrasonice recepționate în semnale electrice. Elementele ariei sunt dispuse într-o configurație liniară, numărul lor N putând fi 64, 96, 128, 256 funcție de aplicație.
- **Generatorul de impulsuri** care produce semnalele electrice, cu forma și durata dorită, folosite pentru activarea elementelor ariei
- **Formatorul de fascicul pentru emisie** – care generează secvența de întârziere pentru semnalele emise astfel ca undele acustice generate de elementele ariei să se însumeze în punctul focal dorit.
- **Comutatorul Emisie/Recepție** – cu rol de a conecta elementele ariei fie la generatorul de semnal electric fie la blocul de recepție conform secvenței de funcționare.
- **Circuitele pentru preamplificarea semnalelor recepționate și controlul temporal al câștigului** (TGC – Time Gain Control)
- **Formatorul de fascicul la recepție** – care generează fasciculul recepționat prin întârzierea și însumarea semnalelor recepționate de la elementele ariei pentru fiecare punct focal de pe o direcție dată.
- **Procesorul de semnal** pentru prelucrarea informației livrate de formatorul receptor
- **Controlerul digital** care comandă și coordonează operațiile tuturor blocurilor electronice enumerate mai sus

Funcționarea sistemului este inițializată de controlerul digital care comandă producerea unui set de N impulsuri de către generatorul de impulsuri. Acest set de impulsuri este întârziat de către formatorul emițător pentru a dirija și focaliza aria de traductoare pe direcția și la distanța dorită. Semnalele electrice întârziate de la ieșirea formatorului sunt aplicate elementelor ariei prin intermediul comutatorului Emisie/Recepție, care este plasat de către controller în modul emisie, și sunt convertite de acestea în unde ultrasonice. Pe durata propagării undele ultrasonice interacționează cu mediul prin reflexie, împrăștiere sau absorbție, ceea ce conduce la apariția de semnale ecou ce se propagă înapoi spre aria de traductoare în timp ce o fracțiune din undele emise își continuă propagarea prin mediu. Pe de altă parte, în urma transmiterii undelor ultrasonice în mediu controlerul trece comutatorul Emisie/Recepție în mod recepție pentru a direcționa semnalele electrice recepționate spre blocul de preamplificare și control a amplificării. Cele N semnale electrice recepționate care reprezintă N semnale ecou sunt preamplificate și apoi sunt livrate spre amplificatoarele cu câștig variabil în timp pentru a compensa atenuarea introdusă de mediu. Semnalele amplificate sunt aplicate formatorului receptor pentru a fi întârziate corespunzător și însumate generând astfel un fasciculul sumă dirijat și focalizat. Deoarece un sector de scanare de 90° este compus dintr-o mulțime de fascicule dirijate pe direcții succesive, procedura expusă mai sus se repetă pentru diferite unghiuri de dirijare până când toate direcțiile sunt scanate.

Procesorul de semnal realizează operațiile de detecție de anvelopă, conversie a formatului de scanare și compresie logaritmică asupra fasciculului sumă pentru a produce imaginea mod B care va fi afișată pe unitatea de display.

- Detecția de anvelopă este necesară deoarece imaginea mod B este anvelopa fasciculului de radiofrecvență dirijat și focalizat.
- Deoarece fasciculele ultrasonice sunt generate în coordonate polare, neconvenabile pentru afișare, este necesară conversia formatului de scanare pentru a transforma datele din format polar (r, θ) în format rectangular (x, y) . Aceasta se realizează prin interpolarea fiecărui punct (x, y) de pe grid din punctele învecinate din matricea (r, θ) .
- Reprezentarea rectangulară (x, y) a imaginii este compresată logaritmic pentru domeniul dinamic dorit funcție de aplicație.

2.1 Mecanismul de scanare

Sistemele de investigare în mod B cu arii fazate scanează în mod obișnuit un sector de 90 grade prin operații de sinteză de fascicul la emisie și respectiv la recepție, pentru a obține o secțiune transversală bidimensională în mediul de investigat. În tehnica de scanare sectorială formarea fasciculelor este controlată electronic folosind linii de întârziere cu lungime variabilă. Concret, undele

ultrasonice transmise sau recepționate pot fi dirijate și/sau focalizate pe direcția dată și în punctul dorit ajustând întârzierile elementelor ariei pentru a compensa diferențele de parcurs dus-întors. În procesul de formare la emisie se transmit în mediul investigat pulsuri întârziate corespunzător iar în procesul de formare la recepție semnalele sunt întârziate și însumate pentru a se obține fasciculul sumă. Un sector este scanat prin operații de formare la transmisie și recepție pentru toate direcțiile unghiulare ce compun sectorul investigat – figura 2. Din această perspectivă este important de stabilit numărul direcțiilor de investigare și numărul punctelor focale pe fiecare direcție.

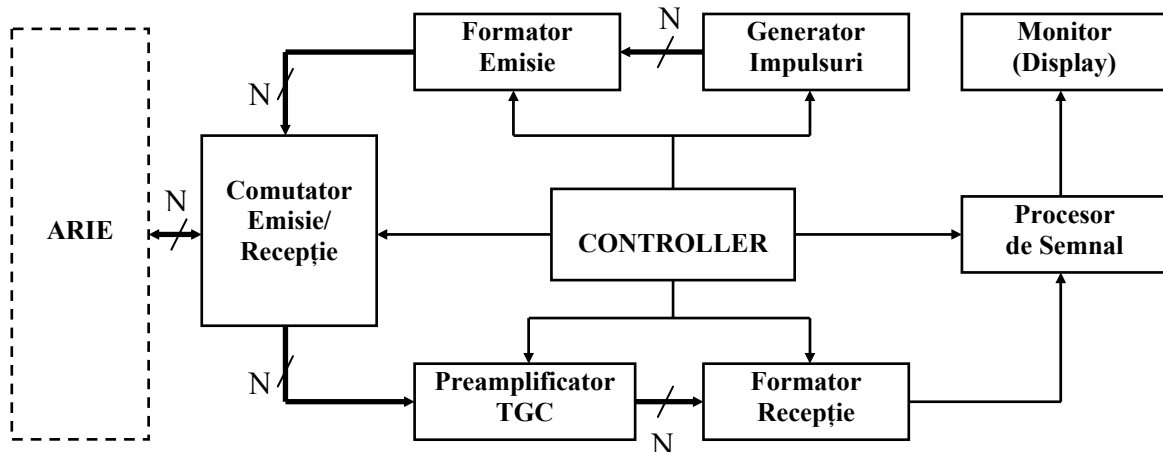


Fig. 2.1 Structura sistemului imagistic ultrasonic mod B

În imagistica ultrasonică sectorială în mod B numai pulsurile ultrasonice care sunt dirijate și focalizate într-un punct dat pe direcția dorită se pot propaga în regiunea de interes la un moment dat. Prin urmare odată ce a fost emis un set de pulsuri, următorul set poate fi transmis doar după un timp egal cu parcursul dus-întors al setului emis până la adâncimea maximă. Rezultă deci că pentru un sistem imagistic în timp real rata cadrelor, numărul de fascicule (linii) pe cadru și adâncimea de investigare nu pot fi alese arbitrar datorită vitezei finite de propagare a ultrasunetelor în mediul investigat. Pentru un sistem imagistic în timp real constrângerea se exprimă prin relația: $F \cdot B \cdot 2R \leq c$.

unde F , B , R și c reprezintă numărul de cadre pe secundă, numărul de fascicule pe cadru, adâncimea de investigare și viteza sunetului. Pentru $R=200\text{mm}$, $c=1540$ m/sec și $F=20$ cadre/sec numărul de

fascicule pe cadru B trebuie să fie mai mic sau cel mult egal cu 192.

Pe de altă parte intervalul de eșantionare spațială ($\Delta \sin \theta$) în planul fasciculului, care se definește prin diferența funcțiilor sinus pentru două direcții de dirijare alăturate este determinat în concordanță cu criteriul Nyquist. Pentru un sistem de investigare în timp real care folosește o arie cu 128 elemente cu distanța interelement $d=\lambda/2$, la o frecvență a cadrelor de 20 Hz și o adâncime de investigare de 200mm se poate asigura pentru un sector 90 grade un număr de 192 linii de scanare cu un increment spațial $\Delta \sin \theta = 0,0078$.

Numărul punctelor focale de pe o direcție definește frecvența de formare a fasciculului f_{BF} și impune o valoare limită inferioară pentru frecvența de eșantionare.

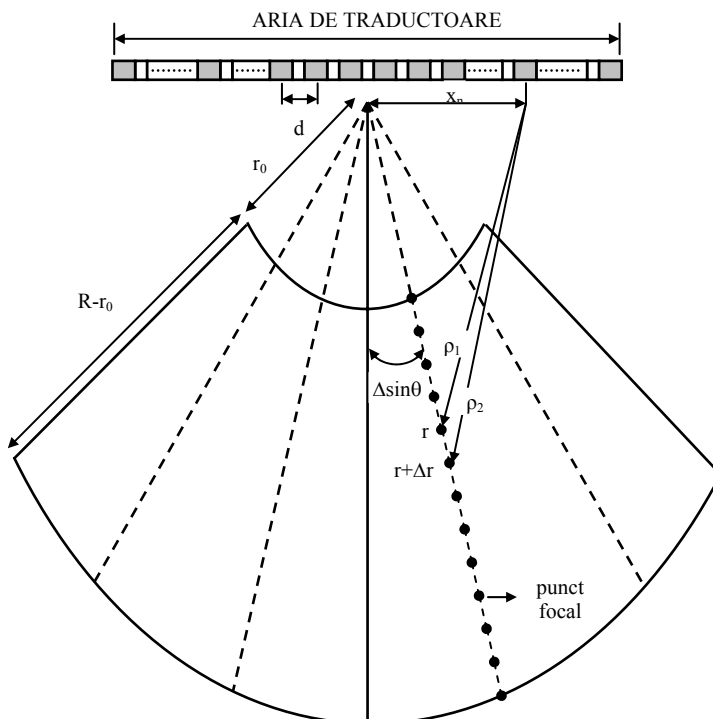


Fig. 2 Explicativă privind mecanismul de scanare sectorială

2.2 Alegerea tipului de focalizare

Funcția principală a focalizării este aceea de a îmbunătăți rezoluția laterală. Întârzierea datorată focalizării τ^f este dependentă de distanța r între punctul focal curent și originea sistemului de coordonate. Funcție de modalitatea de fixare a punctului focal focalizarea poate fi fixă, dinamică sau compusă.

Pentru *focalizarea fixă* punctele focale sunt localizate la o anumită distanță R . Un punct de focalizare tipic este situat în mijlocul regiunii de vizualizare. Fasciculul focalizat are diametru minim la distanța R , iar înainte și dincolo de această distanță, diametrul lateral al fasciculului crește.

În *focalizarea dinamică*, întârzierea de focalizare este ajustată în funcție de raza r . Focalizarea dinamică la recepție este de obicei folosită pentru ca adâncimea câmpului să fie extinsă fără reducerea frecvenței cadrelor. Recepția focalizată dinamic mărește electronic distanța focală a fasciculului recepționat funcție de timp.

Focalizarea compusă este un caz particular al focalizării dinamice, care folosește un număr mai mic de puncte de focalizare. Aceasta mărește adâncimea câmpului prin transmiterea câtorva secvențe de pulsuri, fiecare secvență focalizând la un punct diferit. Este evident că acest proces crește timpul de formare a cadrului de imagine. În practică trebuie avut în vedere un compromis între calitatea imaginilor și rata cadrelor.

Alegerea tipului de focalizare se face funcție de caracteristicile impuse sistemului de investigare și se traduce la final în constrângeri asupra resurselor hardware și software ale sistemului.

Pentru formatoarele prezentate în lucrare s-au folosit următoarele două combinații de focalizare:

- focalizare fixă la transmisie (FFTr) / focalizare fixă la recepție (FFRec)
- focalizare fixă la transmisie (FFTr) / focalizare dinamică la recepție (FDRec)

2.3 Metoda de eșantionare

Structura formatorului digital este definită pe lângă tipul de focalizare și de modalitatea de prelevare a eșantioanelor din semnalele ecou furnizare de canalele de recepție. **Eșantionarea** este de fapt prima etapă din procesul de generare a fasciculului care mai cuprinde pentru formatoarele convenționale: **conversia analog numerică**, **întârzierea** și **însurarea**. În cazul **eșantionării uniforme** etapele sunt parcurse în ordinea descrisă mai sus fiind implementate fiecare pe suportul hard necesar. La **eșantionarea neuniformă** practic se poate vorbi de simultaneitatea etapelor de eșantionare și întârziere care sunt urmate de conversie și însurare. Este de așteptat ca la nivelul suportului hardware contopirea celor două etape să conducă la o reducere a complexității.

2.4 Formatorul de fascicul cu modulație sigma – delta

Generarea fasciculelor de ultrasunete prin folosirea modulației sigma – delta își găsește justificarea în necesitatea simplificării structurii hardware a canalului receptor în condițiile folosirii de arii cu un număr tot mai mare de elemente (128; 256) pentru a obține imagini de calitate superioară. Această tehnică presupune prezența convertoarelor cu supraeșantionare în componența blocului digital de intrare și scheme simple de procesare pentru întârzierea și însurarea coerentă.

Folosind tehnici de supraeșantionare pot fi obținute imagini cu o calitate similară cu a celor obținute cu tehnicile digitale multi-bit de formare a fasciculelor, în condițiile reducerii semnificative a complexității și gabaritului sistemului. Formatoarele ce au la bază convertoare $\Delta\Sigma$ prezintă două avantaje majore față de metodele tradiționale multi bit.

I. Simplificarea structurii CAN și posibilitatea integrării pe același chip împreună cu blocurile de procesare digitală care creează fasciculul. Circuitele necesare pentru a implementa CAN $\Delta\Sigma$ sunt mult mai simple decât cele folosite în CAN flash multi-bit (câteva amplificatoare operaționale și un comparator față de 255 comparatoare necesare pentru un CAN flash pe 8 biți), fapt ce se regăsește în reducerea resurselor de interconectare, a gabaritului și puterii consumate.

II. Se pot asigura simplu întârzieri precise prin manipularea eșantioanelor prelevate cu o rată de eșantionare ridicată. Circuitele complicate pentru procesare în banda de bază sau pentru interpolare / decimare sunt înlocuite de o memorie FIFO convențională poate asigura întârzierea cu rezoluția dorită înainte de însurare. În plus, însurarea pentru întreaga arie se simplifică întrucât primul nivel de sumatoare este alcătuit din sumatoare pe un bit.

Datorită domeniului dinamic larg necesar pentru aplicațiile ultrasonore, CAN $\Delta\Sigma$ trebuie să fie un modulator de ordinul doi sau trei pentru a menține un raport semnal zgomot adecvat. Pentru a asigura atât un raport semnal zgomot ridicat cât și o acuratețe adecvată a întârzierilor s-a ales o frecvență de eșantionare de cel puțin 32 ori mai mare decât frecvența purtătoare ceea ce revine la un factor de supraeșantionare $OSR = 16$. Cuantificatorul de la ieșirea modulatorului se alege în mod obișnuit cu două niveluri de cuantizare datorită simplității sale. Adăugarea de niveluri de cuantificare îmbunătățește raportul semnal zgomot al sistemului dar complică circuitul de reacție, în special CNA – ul din componența modulatorului.

În varianta cu eșantionare uniformă, ieșirea digitală a modulatorului se aplică liniilor digitale de întârziere cu lungime variabilă, implementate ca memorii FIFO sau registre de deplasare, care realizează întârzierea dinamică a semnalelor. Aceste registre de deplasare trebuie să opereze la frecvența de eșantionare și conțin câteva sute de celule pentru a găzdui întârzierile dinamice pe durata fiecărui fascicul. Lungimea liniei de întârziere depinde de următorii parametri:

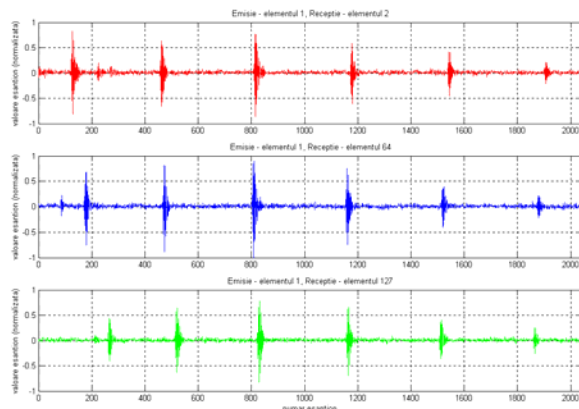
- frecvența de eșantionare,
- geometria ariei,
- unghiul de dirijare,
- adâncimea maximă de investigare,
- frecvența purtătoare (frecvența centrală a traductorului).

Când lungimea liniei de întârziere se modifică pentru a produce o nouă zonă focală, eșantioanele trebuie repetate, inserate sau eliminate la intrarea, ieșirea sau în punctul median al registrului.

Eșantioanele întârziate de la toate elementele ariei sunt apoi însumate digital pentru a forma fasciculul. Această însumare trebuie realizată la frecvența de eșantionare și necesită un set de sumatoare digitale pipeline pentru întreaga arie. Odată fasciculul generat prin sumare, semnalul se aplică unui filtru trece jos cu pantă abruptă pentru a elimina zgomotul de cuantizare $\Delta\Sigma$. Acest filtru de ordin superior poate fi foarte lung și complicat și cu un anumit consum dar este necesar un singur astfel de filtru pentru generarea unui fascicul. Pentru folosirea în continuare a blocurilor de procesare tradiționale (dectecție de envelopă, conversie format de scanare) este necesară reducerea ratei de eșantionare prin decimarea și rului filtrat de eșantioane.

2.5 Emularea software a formatoarelor de fascicul

Pentru a evidenția performanțele diverselor arhitecturi de formatoare de fascicul, acestea au fost emulate software folosind semnalele ultrasonice eșantionate și înregistrate în "Biomedical Ultrasonics Laboratory" al Universității din Michigan, disponibile pe internet.



Semnalele ultrasonice provin de la o configurație de test alcătuită din 6 fire plasate într-un vas cu apă, la distanțe de 34, 48, 65, 83, 101 și 121 mm față de traductor, perpendicular pe planul de scanare.

Datele au fost achiziționate cu un sistem experimental bazat pe o arie de 128 traductoare cu frecvența de 3.5 MHz și distanța interelement egală aproximativ cu $\lambda/2$ (0.22 mm). Toate elementele au fost folosite atât pentru transmisie cât și pentru recepție. O înregistrare conține 128 secvențe în care un element emite și toate cele 128 elemente recepționează semnalele

ecou. Combinația elementelor ca emițător / receptor dă un total de $128 * 128$ linii de scanare în mod A. Fiecare scanare mod A a fost eșantionată la 13,89 MHz cu un offset de 29,448 uS, și conține 2048 eșantioane corespunzător unei extinderi spațiale de 130 mm. Figura 3 prezintă trei semnale mod A recepționate de elementele 2, 64 și 127 în situația când emite elementul 1. Se observă modificarea pozițiilor ecourilor provenite de la cele 6 fire ca urmare a modificării drumului parcurs de unda ultrasonică în cele trei configurații geometrice. Semnalele mod A indică prezența celor 6 puncte de reflexie (împrăștiere) localizate pe circumferințele unor cercuri având ca centru elementul receptor și raza proporțională cu numărul eșantionului.

2.6 Simularea unui formator de fascicul – varianta convențională

Calea de semnal a unui sistem imagistic ultrasonic conține subsistemele de prelucrare a informației de la conversia semnalelor acustice în semnale electrice la nivelul ariei de traductoare și până la obținerea unei imagini într-un format accesibil utilizatorului (coordonate carteziane).

Din punct de vedere al tipului informației prelucrate există un **nivel de procesare analogică** care include etajul preamplificator, amplificatorul cu câștig variabil și blocul de conversie analog numerică și un **nivel de procesare digitală** având ca blocuri principale formatorul de fascicul și convertorul de coordonate. Blocurile care fac obiectul lucrării de față: formatorul de fascicul și convertorul sigma-delta pot fi testate soft folosind setul de date în format numeric rezultate în urma conversiei analog numerice multibit (10 biți), un program care implementează algoritmul de formare a fascicului ultrasonic și o rutină care descrie software conversia de la coordonatele polare la cele carteziane. Rutinele au fost scrise în Matlab deoarece mediul dispune de resurse puternice de prezentare a informației în format grafic (imagini și grafice).

Scanarea mediului se face în coordonate polare pentru un număr de direcții (fascicule) NBeam și un număr de eșantioane pe fiecare direcție Neș = 2048 egal cu numărul de eșantioane dintr-o înregistrare mod A.

S-a luat ca referință două variante ale formatorului clasic tip întârziere-însurare (DSBF Delay-Sum BeamFormer) care operează cu datele de intrare livrate de convertoare analog numerice multibit :

- cu focalizare fixă atât la transmisie cât și la recepție DSBF-FFTrFFRec (Delay-Sum BeamFormer – Fixed Focus Transmission, Fixed Focus Reception)
- cu focalizare fixă la transmisie și focalizare dinamică la recepție DSBF-FFTrFDRec (Delay-Sum BeamFormer – Fixed Focus Transmission, Dynamic Focus Reception).

O primă rutină a programului calculează, pornind de la configurația geometrică a ariei și de la datele de scanare, matricea întârzierilor față de centrul ariei, pentru fiecare punct focal de pe fiecare direcție și pentru fiecare element. Informația stocată în această matrice tridimensională (NBeam * NEșantion * NElem) permite calculul parcursului dus-întors (Emisie-Recepție) pentru orice pereche de elemente și întârzierea față de elementul din centrul ariei.

Algoritmul de formare a fascicului constă în:

- selecția punctului curent pe o direcție dată,
- determinarea întârzierii față de centrul ariei pentru un element dat,
- identificarea printr-un proces de interpolare a eșantionului recepționat de elementul dat din punctul considerat,
- însumarea contribuțiilor recepționate de fiecare element al ariei.

Procesul de reia pentru toate punctele de pe o direcție și pentru toate direcțiile.

2.7 Simularea formatorului cu modulație sigma-delta

Pentru simularea formatorului cu modulație sigma-delta $\Sigma\Delta$ DSBF (Sigma-Delta Delay-Sum BeamFormer) se includ în structura programului de simulare pentru formatorul clasic DSBF următoarele faze suplimentare:

- extinderea cu zerouri urmată de interpolare pentru a asigura fluxul de date conform cu factorul de supraeșantionare (OSR) dorit
- normalizarea datelor de intrare pentru a evita saturația modulatorului Sigma-Delta
- conversia Sigma-Delta
- filtrarea trece jos pentru eliminarea zgomotului de înaltă frecvență introdus de modulatorul Sigma-Delta
- decimarea sirului de date rezultat la ieșirea formatorului pentru a asigura o frecvență a datelor compatibilă cu ieșirea unui formator convențional

Exceptând conversia Sigma-Delta pentru care s-au folosit rutinele dedicate acestui scop din ToolBox pentru toate fazele enumerate mai sus au fost concepute module originale în Matlab.

Imaginile în coordonate carteziane obținute ca rezultat al simulării permit o apreciere calitativă asupra procesului de formare a fascicului. Pentru a evalua cantitativ performanțele formatoarelor s-a folosit analiza spectrală la nivel de fascicul și reprezentarea fascicului în domeniul timp la scară logaritmică.

Dacă se compară o imagine generată cu formatorul conventional multibit care prelucrează eșantioane codate pe 10 biți cu aceeași imagine generată cu un formator Sigma-Delta cu eșantionare uniformă, se constată prezența „neașteptată” a unui zgomot suplimentar în imaginea generată cu

formatorul sigma-delta. Cauza apariției acestui zgomot a fost detectată a fi modificarea dinamică a întârzierilor în timpul procesului de formare de fascicul.

Convertorul analog numeric CAN $\Delta\Sigma$ împreună cu filtru de reconstrucție trece jos constituie o pereche modulator – demodulator. Între modulator și demodulator pot fi inserate blocuri care execută operații liniare fără ca aceasta să conducă la degradarea performanțelor (în principal în ceea ce privește raportul semnal zgomot).

Procesul de formare al fasciculului ultrasonic prin algoritmul întârziere – însumare poate fi descompus în două etape distincte :

- întârzierea – care constă în decalarea temporală a informației furnizate de elementele ariei de traductoare
- însumarea semnalelor decalate

Focalizarea undelor acustice în câmp apropiat necesită, întârzierea după o lege parabolică. Prin urmare formarea fasciculelor ultrasonice se realizează printr-o operație neliniară de întârziere urmată de operația liniară de însumare.

Folosirea convertoarelor sigma-delta cu modulație uniformă pentru formarea fasciculelor presupune intercalarea între modulator și demodulator a procesului neliniar de întârziere urmat de procesul liniar de însumare – figura 4. Neliniaritatea întârzierii conduce la reeșantionarea semnalelor livrate de elementele de arie care se traduce în folosirea repetată a unor eșantioane sau nefolosirea altora. Repetarea sau eliminarea de eșantioane din șirul rezultat în urma conversiei sigma-delta cu rată uniformă duce la desincronizarea ansamblului modulator / demodulator. Preponderența unuia sau a altuia dintre mecanismele de desincronizare este funcție de raportul între frecvența de eșantionare (f_M) și frecvența de formare (f_{BF})

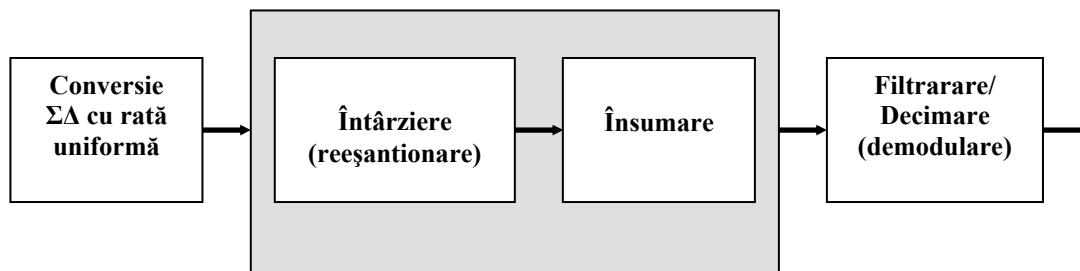


Fig. 2.4 Principiul formării fasciculelor prin modulație sigma-delta uniformă

Filtrul demodulator interpretează apariția unui eșantion suplimentar ca urmare a repetării în procesul de formare a fasciculului sau lipsa unui eșantion ca o diferență dată de modulator dar care de fapt nu există. Prin urmare filtrul injectează sau extrage o cantitate suplimentară de energie în/din semnalul de ieșire, dar care nu este prezentă în semnalul de intrare.

O soluție simplă este să se forțeze modulatorul să țină seama în funcționare de eșantionul repetat sau eliminat asigurând prezența acestuia în șirul de eșantioane ce rezultă în urma modulării. Pentru aceasta se include în bucla de reacție un multiplexor care alege între amplitudine zero, amplitudine normală sau amplitudine multiplicată cu 2. Acest tip de modulator care include multiplexorul în reacție este denumit modulator sigma-delta compensat.

Extinderea șirului de eșantioane la nivelul formatorului și implicit creșterea rezoluției întârzierilor se realizează prin una din următoarele metode: repetarea unui eșantion; inserarea unui eșantion nul sau descompunerea (scindarea) eșantionului în două părți egale;

Pentru situațiile în care se descompune eșantionul sau se introduce un eșantion nul nu este necesară intervenția asupra modulatorului pentru a compensa șirul de eșantioane. Aceste metode nu afectează puterea medie a semnalului și ca urmare modulatorul și filtrul de reconstrucție rămân sincronizate. Prin contrast, repetiția unui eșantion conduce la existența a două eșantioane de aceeași mărime și ca urmare modulatorul trebuie compensat. Aceste trei situații au fost testate pe datele achiziționate pentru o linie de investigare în mod A. Semnalul original a fost supus unui ciclu modulare-demodulare în care s-au implementat pe rând cele trei metode de extindere a șirului de eșantioane. Atât reprezentarea în domeniul timp cât și spectrul semnalelor reconstruite confirmă necesitatea compensării în cazul repetării eșantioanelor.

Toate metodele de păstrare a sincronizării modulator – demodulator indicate presupun intervenția asupra structurii hardware a modulatorului și circuite de control suplimentare pentru detecția desincronizărilor. Extragerea procesului neliniar de întârziere și plasarea lui înaintea modulatorului sigma-delta elimină problema desincronizării dintre convertor și filtru. Acest lucru este posibil dacă se folosește eșantionarea neuniformă.

2.8 Formator cu modulație sigma-delta neuniformă

Formarea de fascicul prin conversie sigma – delta cu rată neuniformă constă în extragerea procesului nelinier de întârziere din ansamblul modulator / demodulator și plasarea acestuia înaintea modulatorului. În acest mod se asigură sincronizarea perechii modulator / demodulator întrucât între acestea este intercalată doar operația liniară de însumare – figura 5.

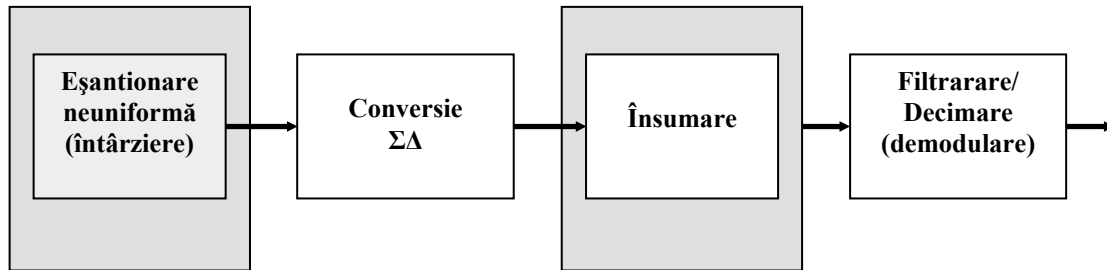


Fig. 2.5 Principiul formării fasciculelor prin modulație sigma-delta neuniformă

Formatoarele digitale care se bazează pe eșantionarea neuniformă realizează focalizarea dinamică prin eșantionarea semnalelor ecou la momente de timp care asigură condiția de însumare coerentă la recepție. Tactul pentru eșantionarea neuniformă este generat pe seama setului de întârzieri stocat într-o memorie digitală operată cu un tact uniform f_M . Generatorul tactului de eșantionare produce semnale neuniforme de tact care sunt diferite pentru fiecare element al ariei

Eșantioanele întârziate dinamic sunt apoi digitizate de un set de modatoare sigma-delta pe un bit, înainte de însumarea coerentă, fiecare modulator fiind activat cu tactul neuniform produs de generator – figura 6. Ieșirea fiecărui modulator este un șir de date pe un bit care include semnalul original întârziat plus zgomotul de cuantificare de înaltă frecvență. Aceste reprezentări pe un bit ale eșantioanelor ecou apar la diverse momente de timp pe canalele de recepție deoarece nu există o regularitate la sosirea ecourilor. Dacă perioada de timp între două puncte focale consecutive $1/f_{BF}$ este mai mare decât întârzierea maximă dintre elemente ($\max \{\tau_n(r, \theta)\}$), atunci pentru orice punct focal, eșantionul cerut în procesul de formare de la fiecare element apare înaintea eșantionului necesar pentru punctul focal următor. Parametrii sistemului trebuie aleși astfel ca $1/f_{BF} < \max \{\tau_n(r, \theta)\}$, și, prin urmare toate eșantioanele care apar în intervalul de timp $\max \{\tau_n(r, \theta)\}$ trebuie memorate temporar. În acest scop structura conține pe fiecare canal un buffer FIFO pentru cuvinte pe un bit având lungimea dată de $(\max \{\tau_n(r, \theta)\})f_{BF}$.

Eșantioanele codate pe un bit care apar în diverse momente de timp la ieșirile modatoarelor sunt aliniate prin bufferele FIFO de pe fiecare canal și vor fi transmise simultan sumatorului care generează versiunea grosieră a fasciculului ce conține suma ecourilor întârziate plus zgomotul de cuantificare. Fasciculul este procesat de filtrul de reconstrucție care elimină zgomotul de cuantificare și reduce rata de eșantionare aproape de rata Nyquist

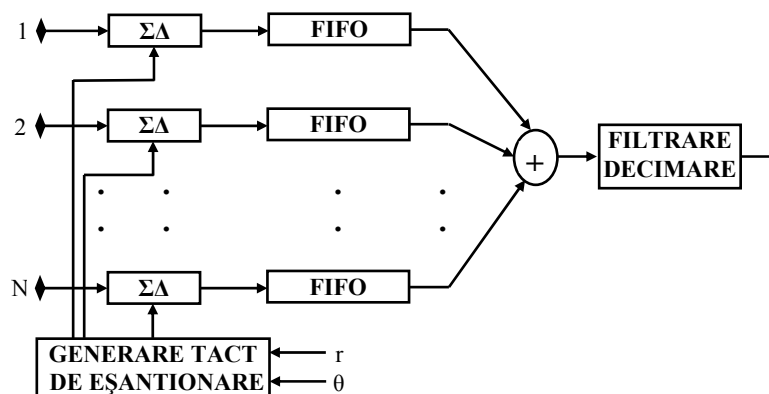


Fig. 6 Structura formatorului cu modulație sigma-delta neuniformă

3. Implementarea formatorului cu modulație sigma-delta neuniformă

3.1 Implementare FPGA sau ASIC

Alegerea tehnologiei de implementare a secțiunii digitale necesită o analiză comparativă privind avantajele și dezavantajele tehnologiilor de implementare cu circuite programabile FPGA respectiv cu circuite integrate dedicate ASIC. Tabela de mai jos prezintă comparativ aspectele cheie pentru producția de prototip și serie mică.

Tabela 1

Tehnologia	Rutare	Arie	Putere	Cost	Programare
ASIC	Nelimitată	Nelimitată	Redusă	Ridicat	Singulară
FPGA	Limitată	Limitată	Ridicată	Scăzut	Nelimitată

Numărul de porți disponibile la proiectarea cu circuite programabile este limitat și depinde de dimensiunea dispozitivului fapt ce constituie un dezavantaj față de implementarea bazată pe ASIC-uri care oferă mai multă libertate din acest punct de vedere. De asemenea FPGA-urile au dezavantajul de a fi limitate la o structură particulară a elementului logic pe când în proiectele ASIC poate fi implementată orice poartă. Această limitare a circuitelor programabile structurate din elemente logice fixe cunoaște o modificare graduală așa cum se poate observa din literatura referitoare la structura dispozitivelor ALTERA. Arhitectura viitoarelor structuri logice programabile nu poate fi prezisă cu precizie dar fără îndoială acestea vor rămâne competitive.

Rutarea ridică anumite probleme pentru proiectele implementate în FPGA deoarece magistralele fixe de interconectare au capacități limitate. În plus interconexiunile cresc semnificativ consumul de putere la nivelul întregului dispozitiv. Dispozitivele ALTERA folosesc magistrale de interconectare care traversează întregul dispozitiv în timp ce alți producători de FPGA-uri cum este, de exemplu, Xilinx folosesc interconectarea pe segmente pentru a reduce consumul de putere și a crește resursele de rutare. Comparativ, pentru proiectele realizate în tehnologie ASIC volumul magistralor de interconectare depinde exclusiv de proiect.

Consumul relativ ridicat de putere al dispozitivelor FPGA le face puțin atractive pentru proiectele care impun consumuri reduse. O măsură a puterii atât pentru FPGA-uri cât și pentru ASIC-uri este dată de proporționalitatea cu produsul între capacitatea dispozitivului, frecvența de lucru și tensiunea de alimentare. În condițiile în care cerința de sisteme de calcul rapide este în continuă creștere nu poate fi vorba de o reducere a consumului pe seama vitezei de operare. Pe de altă parte nu poate fi vorba nici de o reducere a capacității dispozitivelor întrucât se doresc implementări compacte pe un singur chip de proiecte tot mai complexe. Întră în discuție doar aspectul reducerii volumului de resurse de rutare prin folosirea interconectării pe segmente și scăderea tensiunii de alimentare la valori de 3,3 2,5 sau 1,8 Volți. Aceleași principii privind reducerea consumului se aplică și pentru dispozitivele ASIC dar este evident că FPGA-urile vor consuma mai mult datorită arhitecturii programabile.

FPGA-urile au însă două avantaje importante comparativ cu tehnologia ASIC:

- pot fi programate de mai multe ori (ASIC –ul se programează o singură dată)
- costul dispozitivelor folosite pentru implementare este mult mai redus.

În mod obișnuit FPGA-urile se programează la punerea sub tensiune dar există și variante reconfigurabile în circuit. Spre exemplu pentru formatorul de fascicul același FPGA poate fi programat într-o primă instanță pentru a implementa secvența de eșantionare neuniformă și stocarea datelor în memorie iar apoi poate fi reconfigurat pentru a realiza sinteza fascicolului prin însumarea și filtrarea datelor stocate anterior, lucru imposibil de realizat cu un ASIC. Costul dispozitivelor realizate în tehnologie ASIC este un factor prohibitiv în special în etapa de realizare a prototipurilor.

Un argument suplimentar pentru folosirea tehnologiei de realizare cu circuite programabile, în situația dată, îl constituie apariția pe piață a familiilor de dispozitive care conțin blocuri de memorie încorporate. Utilizarea acestor dispozitive crește șansele de realizare a unei implementări compacte unicip a secțiunii digitale a formatorului. Familiile FLEX, APEX și STRATIX realizate de firma ALTERA sunt opțiuni indicate pentru faza de prototip.

În concluzie o metodologie adecvată de proiectare cuprinde realizarea prototipului folosind un FPGA și utilizarea tehnologiei ASIC ca soluție de implementare finală pentru producția de serie.

3.2 Structura formatorului cu modulație sigma-delta neuniformă

Formatoarele digitale care se bazează pe eșantionarea neuniformă realizează focalizarea dinamică prin eșantionarea semnalelor ecou la momente de timp care asigură condiția de însumare coerentă la recepție. Tactul pentru eșantionarea neuniformă este generat pe seama setului de întârzieri stocat într-o memorie digitală operată cu un tact uniform f_M . Generatorul tactului de eșantionare produce semnale neuniforme de tact care sunt diferite pentru fiecare element al ariei.

Eșantioanele întârziate dinamic sunt apoi digitizate de un set de modatoare sigma-delta pe un bit, înainte de însumarea coerentă, fiecare modulator fiind activat cu tactul neuniform produs de generator – figura 3.1. Ieșirea fiecărui modulator este un șir de date pe un bit care include semnalul original întârziat plus zgomotul de cuantificare de înaltă frecvență. Aceste reprezentări pe un bit ale eșantioanelor ecou apar la diverse momente de timp pe canalele de recepție deoarece nu există o regularitate la sosirea ecourilor.

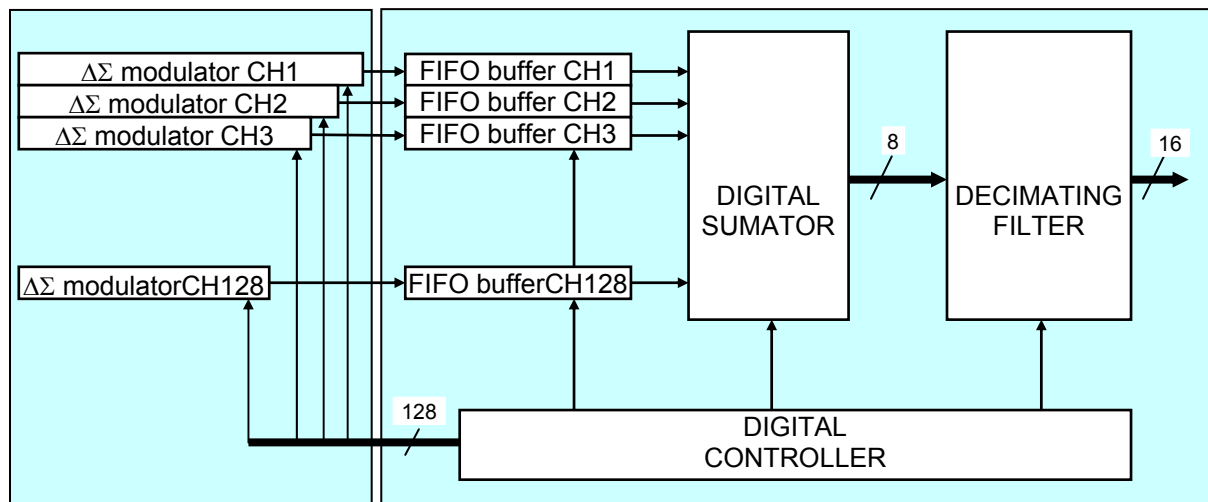


Fig. 3.1 Structura formatorului cu modulație sigma-delta neuniformă

Eșantioanele codate pe un bit care apar în diverse momente de timp la ieșirile modatoarelor sunt aliniate prin bufferele FIFO de pe fiecare canal și vor fi transmise simultan sumatorului care generează versiunea grosieră a fasciculului care conține suma ecourilor întârziate plus zgomotul de cuantificare. Fasciculul este procesat de filtrul de reconstrucție care elimină zgomotul de cuantificare și reduce rata de eșantionare aproape de rata Nyquist.

Din punct de vedere structural formatorul digital de fascicul cu modulație sigma delta neuniformă se compune din două secțiuni:

- Secțiunea analogică alcătuită din modatoarele delta sigma
- Secțiunea digitală alcătuită din următoarele entități:
 - controllerul digital
 - memoria FIFO
 - sumatorul
 - filtrul decimator

Entitatea centrală este controlerul digital care asigură semnalele de comandă și coordonare pentru toate celelalte componente ale formatorului. Controlerul digital îndeplinește următoarele funcții:

- generează tactul de eșantionare neuniformă pentru comanda modatoarelor sigma-delta și încărcarea bufferelor FIFO.
- asigură semnalele de comandă pentru descărcarea FIFO, pentru blocul sumator și pentru filtrul decimator.

3.2.1. Generatorul tactului de eșantionare neuniformă

Pentru realizarea focalizării dinamice semnalele recepționate de elementele ariei de traductoare sunt amplificate și întârziate pe canale de procesare separate și apoi sunt combinate în formatorul receptor. Întârzierea pentru fiecare canal este selectată astfel încât fasciculul recepționat este dirijat și focalizat pe direcția și la adâncimea dorită. Întârzierile trebuie modificate dinamic astfel ca focalizarea să se producă la adâncimi incrementate progresiv pe măsură ce energia ultrasonică

este recepționată. Fasciculul transmis scanează o regiune din mediu iar semnalele generate de formator sunt procesate pentru a produce o imagine a regiunii scanate. O arie tipică de traductoare ultrasonice este structurată din minim 64 elemente. Prin urmare determinarea întârzierii necesare fiecărui element traductor spre a asigura focalizarea dinamică pentru fiecare punct dintr-un cadru imagine necesită efectuarea cu rapiditate a unui mare număr de calcule complexe în timp real sau un volum de stocare considerabil pentru memorarea întârzierilor calculate "off-line".

Necesarul de memorie pentru formatorul de fascicul

Formatorul digital de fascicul care realizează focalizarea dinamică la recepție necesită pentru fiecare canal la fiecare tact o valoare actualizată pentru întârziere. Într-o abordare clasică generarea tactului de eşantionare neuniformă se realizează prin citirea unei memorii care conține informația de întârziere într-un format specific Pentru o lungime a liniei de scanare $R=20\text{cm}$, o frecvență de eşantionare $f_s = 40\text{Mhz}$ și o viteză de propagare $c = 1540\text{ms}^{-1}$ numărul de întârzieri este

$$N_{\Delta l} = \frac{2 \cdot R \cdot f_s}{c} = 10390$$

Această valoare multiplicată cu numărul de canale dă necesarul de memorie pentru formarea unei linii de imagine. Pentru a calcula necesarul de memorie pentru întreaga imagine rezultatul trebuie multiplicat cu numărul de linii care compun imaginea. Pentru un sistem de performanță modestă cu $N = 64$ elemente și $n_l = 90$ de linii per cadru imagine necesarul de memorie este:

$$N_{\Delta r} = N \cdot n_l \cdot \frac{2 \cdot R \cdot f_s}{c} = 59844155 \cong 60 \cdot 10^6$$

Exploatarea simetriei la formatoarele cu arii fazate permite reducerea la jumătate a volumului de memorie necesar dar chiar și în această situație o implementare compactă a secțiunii digitale a formatorului într-un singur cip este foarte dificilă. O soluție pentru reducerea necesarului de memorie constă în compresia informației pentru focalizare. În acest sens pentru generarea tactului de eşantionare neuniformă s-a investigat posibilitatea calculării iterative în timp real, "în circuit", a informației de întârziere pe baza algoritmului punctului median aplicat unei ecuații care derivă din geometria de focalizare.

Figura 3.2 prezintă geometria folosită pentru determinarea întârzierilor de focalizare pentru o arie fazată. Centrul ariei este localizat în originea sistemului de referință, punctul P indică punctul focal, r este distanța din punctul focal la centrul ariei, θ este unghiul de dirijare al fasciculului iar x descrie poziția unui element traductor față de centrul ariei. Într-un mediu fără atenuare întârzierea pentru focalizare a elementului x față de elementul de referință (din originea sistemului) este întârzierea relativă l/c , unde l este diferența de drum iar c viteza de propagare.

Diferența de drum se exprimă astfel:

$$l = (r^2 + x^2 + 2r \cdot x \cdot \sin \beta)^{1/2} - r \quad (3.1)$$

unde distanța r este variabilă, unghiul θ este invariant pentru o direcție de scanare iar x este fix pentru un element dat. Calculul direct al întârzierii în timp real nu este practic deoarece implică operațiile consumatoare de timp de multiplicare și extragere a rădăcinii pătrate. Prin urmare este necesară aplicarea de metode numerice pentru a simplifica evaluarea ecuației (3.1). O astfel de metodă este algoritmul punctului median "midpoint algorithm" descris în (BIBL). Pe scurt utilizarea algoritmului pentru calculul întârzierii este explicat cu referire la curba $l-r$ din figura 3. Variabila l reprezintă valoarea estimată cuantificată a întârzierii relative iar variabila indexată r descrie eşantionarea domeniului cu o perioadă $t_s = r/2v$. Aplicarea algoritmului presupune că ecuația curbei poate fi exprimată în forma $f(r,l) = 0$ și că satisface următoarele condiții:

- coeficienții ecuației $f(r,l) = 0$ sunt întregi

$$-r \text{ și } l \text{ satisfac ecuația } -1 \leq \frac{dl}{dr} \leq 0 \quad (3.2a)$$

$$\text{În cazul nostru } f(r,l) = l^2 + 2 \cdot l \cdot r - \alpha \cdot r - \beta, \text{ unde } \alpha = 2 \cdot x \cdot \sin \theta, \beta = x^2. \quad (3.2b)$$

$$\text{Expresia derivatei este: } \frac{dl}{dr} = \frac{r}{\sqrt{r^2 + \alpha \cdot r + \beta}} - 1 \quad (3.2c)$$

Se observă că la limită, când r tinde la zero, valoarea derivatei devine egală cu 1.

Îndeplinirea condiției (3.2a) asigură aproximarea curbei întârzierii prin decrementarea valorii curente a acesteia cu cel mult o unitate.

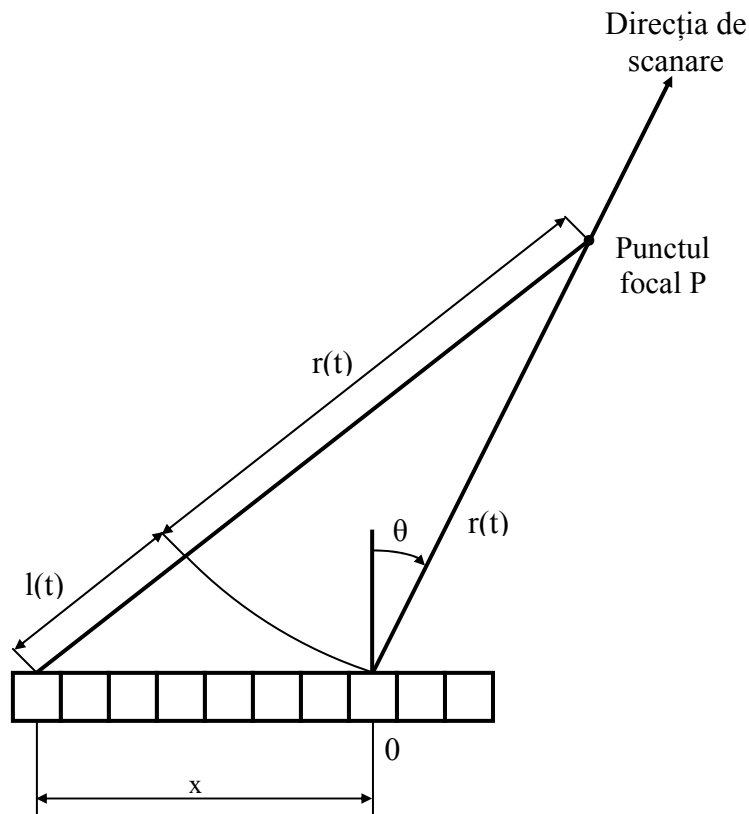


Fig. 3.2 Explicativă privind geometria focalizării

Algoritmul punctului median estimează valoarea întârzierii l funcție de domeniul r din ecuația întârzierii folosind adunări și scăderi întregi. Euristic algoritmul punctului median alege valoarea cuantificată de pe grid, i , cea mai apropiată de curba reală $l \rightarrow r$. Deoarece valorile cuantificate sunt spațiate uniform valoarea cea mai apropiată i este una situată la mai puțin de jumătate de nivel de cuantificare de curbă.

Matematic selecția valorii i se face pe baza semnelui funcției decizie d_n definită prin:

$$d_n = f(r_{n+1}, i_n - 1/2) \quad (3.3)$$

Funcția decizie este evaluată în perioada de tact n și este folosită pentru a determina valoarea lui i în perioada de tact $n+1$. Punctele marcate în figura 3 reprezintă întârzierile estimate prin algoritmul punctului median. În conformitate cu algoritmul valoarea întârzierii i pentru o valoare cuantificată dată a domeniului se alege egală cu valoarea sa anterioară sau cu această valoare decrementată cu o unitate de timp (corespunzătoare unității de distanță). Decrementarea se realizează în situația $d_n > 0$.

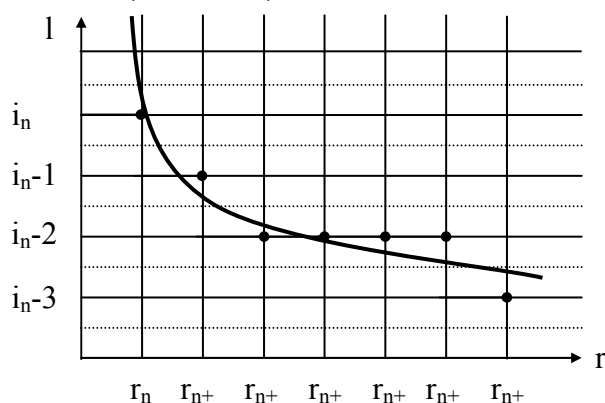


Fig.3.3 Explicativă privind algoritmul punctului median

Algoritmul: Se notează cu i_n valoarea întreagă cea mai apropiată de valoarea reală a întârzierii l_n corespunzătoare punctului focal n situat la distanța r_n . Dacă r_n și i_n se dau ca și condiții inițiale și este îndeplinită în plus condiția $r_{n+1} = r_n + 1$, este posibil să se obțină o ecuație $i_{n+1} = i_n$ sau $i_{n+1} = i_n - 1$ datorită

relației (3.2a). Astfel valoarea întregă a întârzierii pentru al n-1-lea punct focal se determină ca fiind i_n sau i_{n-1} funcție de valoarea variabilei decizie d_n dată de ecuația:

$$d_n = 4 \cdot f(r_n + 1, i_n - 0.5) = 4i_n^2 + 4i_n + 8i_n r_n - 4r_n(1 + \alpha) - 4\alpha - 4\beta - 3 \quad (3.4)$$

Variabila decizie rezultă prin multiplicarea cu 4 a ecuației (3.2b), pentru a lucra cu valori întregi și reprezintă valoarea ecuației pentru un punct median situat între punctele de coordonate (r_{n+1}, i_n) și (r_{n+1}, i_{n-1}) . Așa cum rezultă și din figura 3.3 când variabila decizie este pozitivă deoarece întârzierea i_{n+1} este mai apropiată de valoarea i_{n-1} decât de valoarea i_n , întârzierea i_{n+1} se actualizează la valoarea i_{n-1} . În caz contrar i_{n+1} se actualizează la valoarea i_n . Cazul $d_n = 0$ corespunde situației în care distanța între i_{n+1} și i_n sau i_{n-1} este aceeași și i_{n+1} va putea lua oricare dintre aceste două valori. În acest fel întârzierea i_n poate fi calculată pe seama domeniului focal r_n care se incrementează progresiv.

Calculul algoritmic al unei valori întregi a întârzierii pentru focalizare folosind relația (3.4) este evident mai eficient decât relația inițială dar include în continuare operații de multiplicare care necesită timp și resurse. Pentru a evita operațiile de multiplicare se ține seama de faptul că exprimarea incrementală a variabilei decizie conduce la următoarele relații:

$$- \text{ pentru } d_n \leq 0, \quad d_{n+1} = 4 \cdot f(r_n + 2, i_n - 0.5) = d_n + 8i_n - 4(1 + \alpha) \quad (3.5a)$$

$$- \text{ pentru } d_n > 0, \quad d_{n+1} = 4 \cdot f(r_n + 2, i_n - 1.5) = d_n + 8r_n - 4(3 + \alpha) \quad (3.5b)$$

Prin urmare dacă se cunosc valorile inițiale r_0 , i_0 și d_0 atunci întârzierea i_n corespunzătoare punctului focal situat la distanța r_n unde n este un întreg pozitiv, se calculează cu ajutorul ecuațiilor (3.5a) și (3.5b). Algoritmul descris mai sus poate fi exprimat astfel:

```

/*Se definesc constantele C1 și C2 astfel: */
C1 = -4(1+α);
C2 = -4(3+α);
/*Se inițializează r, i și d */
r = r0;
i = i0;
d = d0;
/*Descrierea algoritmului */
for (n=0; n<N; n++){
output (r, i);
if (d ≤ 0){
d = d+8i+C1;
}
else{ d = d+8r+C2;
i = i-1;
}
r = r+1;
}

```

O diagramă bloc funcțională care implementează algoritmul descris mai sus este dată în figura 3.4. Generatorul de coeficienți include două registre care stochează valorile coeficienților C1 și C2 și un multiplexor pentru selecția valorii dorite la un moment dat. Numărătorul N1 se încarcă cu valoarea inițială r_0 și contorizează prin numărare înainte valoarea incrementală a poziției punctului focal curent. Numărătorul N2 se încarcă cu valoarea inițială i_0 și contorizează prin numărare înapoi valoarea incrementală a întârzierii pentru punctul focal curent.

Ieșirile celor două numărătoare sunt aduse la intrările multiplexorului MUX2. Multiplicatorul M multiplică cu +8 sau -8 ieșirea multiplexorului MUX2 și livrează rezultatul multiplicării sumatorului S1 care îl însumează cu ieșirea multiplexorului MUX1. Sumatorul S2 adună la conținutul registrului ieșirea sumatorului 1. În acest mod registrul conține valoarea actualizată a variabilei de decizie D el fiind inițializat în prealabil cu valoarea inițială d_0 a întârzierii. Generatorul tactului de eșantionare primește valoarea inițială a întârzierii și va genera inițial tactul de eșantionare i_0 care corespunde punctului focal situat la distanța r_0 . Cel mai semnificativ bit (MSB) al variabilei D stocate în registru la un moment dat reprezintă semnul variabilei de decizie D și va fi folosit pentru a selecta care dintre constantele C1, C2 se folosește pentru a actualiza valoarea lui D și pentru a actualiza valoarea întârzierii cu sau fără decrementare. În acest scop semnalul MSB este adus la intrarea de selecție a multiplexoarelor MUX1 și MUX2 și la intrarea de autorizare a numărării la numărătorul N2. Când MSB este la nivel scăzut multiplexorul MUX1 dă la ieșire constanta C2, iar numărătorul N2 își decrementează valoarea inițială i_0 cu o unitate. Numărătorul N1 primește valoarea inițială r_0 și se incrementează cu o unitate. Multiplexorul MUX2 livrează valoarea i_0 de la ieșirea lui N2 la multiplicatorul M în concordanță cu valoarea MSB. Multiplicatorul înmulțește această valoare cu +8 sau -8 funcție de valoarea lui MSB,

Înmulțirile reducându-se la simple deplasări la stânga sau la dreapta. Sumatorul S1 adună constanta cu rezultatul multiplicării ieșirea sa având valoarea $-8r+C2$. Sumatorul S2 adună ieșirea lui S1 la valoarea inițială d_0 stocată în registru și prin urmare conținutul registrului va fi $d-8r+C2$. Generatorul tactului de eșantionare primește data stocată în registru și o compară cu 0, apoi actualizează întârzierea la valoarea i_{0-1} dacă valoarea din registru este mai mare ca zero și generează un tact de eșantionare întârziat cu valoarea i_{0-1} . Dacă valoarea din registru este mai mică sau egală cu zero întârzierea se menține la valoarea i_0 și se generează un tact de eșantionare întârziat cu valoarea i_0 . Poziția punctului focal se incrementează cu o unitate și procesul de reia.

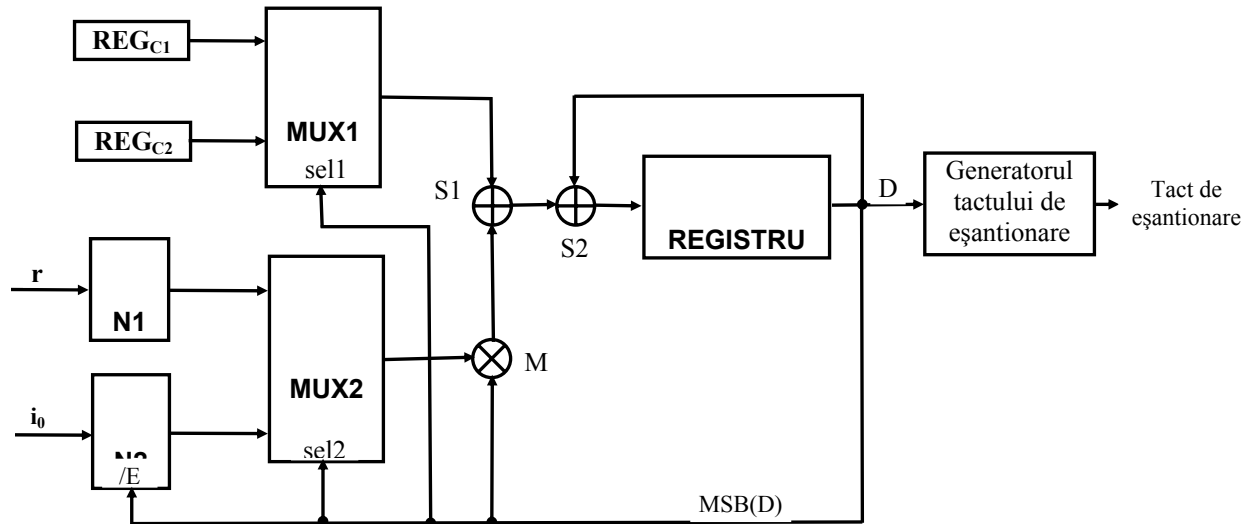


Fig.3.4 Diagrama bloc pentru implementarea algoritmului punctului median – varianta 1

Dacă definim unitatea de distanță ca fiind distanța între două puncte focale (proporțională cu timpul necesar parcurgerii acestora) sistemul care implementează algoritmul prezentat trebuie să actualizeze variabila de decizie d la fiecare incrementare a lui r cu unitatea de distanță. Pentru situația când se doresc frecvențe de eșantionare ridicate volumul calculului crește semnificativ. În această situație dacă valoarea lui i nu se calculează pentru fiecare $r = n$ ci doar pentru $r = Kn$, K și n fiind întregi, volumul calculului se reduce cu $1/K$. Pentru această situație condiția (3.2a) devine:

$$-\frac{1}{K} \leq \frac{dl}{dr} \leq 0 \quad (3.6)$$

iar algoritmul se modifică prin substituirea lui r cu Kr după cum urmează:

$$f(r, l) = l^2 + 2 \cdot l \cdot K \cdot r - \alpha \cdot K \cdot r - \beta \quad (3.7)$$

$$d_n = 4i_n^2 + 4i_n(2K - 1) + 8Ki_n r_n - 4Kr_n(1 + \alpha) - 4K(1 + \alpha) - 4\beta + 1 \quad (3.8)$$

$$\text{- pentru } d_n \leq 0, \quad d_{n+1} = d_n + 8Ki_n - 4K(1 + \alpha) \quad (3.9)$$

$$\text{- pentru } d_n > 0, \quad d_{n+1} = d_n - 8(1 - K)i_n - 8Kr_n - 4K\alpha - 20K + 8 \quad (3.10)$$

Algoritmul descris mai sus se generalizează după cum urmează:

```

/*Se definesc constantele C1 și C2 astfel: */
C1 = -4·K·(1+α);
C2 = -4·K·(5+α)+8;
/*Se inițializează r, i și d */
r = r0;
i = i0;
d = d0;
/*Descrierea algoritmului */
for (n=0; n<N; n++){
output (r, i);
if (d ≤ 0){
d = d+8·K·i+C1;
}
}

```

```

else{ d = d-8*(1-K) i-8*K*r+C2;
i = i-1;
}
r = r+1;
}

```

Diagrama bloc funcțională care implementează algoritmul descris mai sus este dată în figura 3.5.

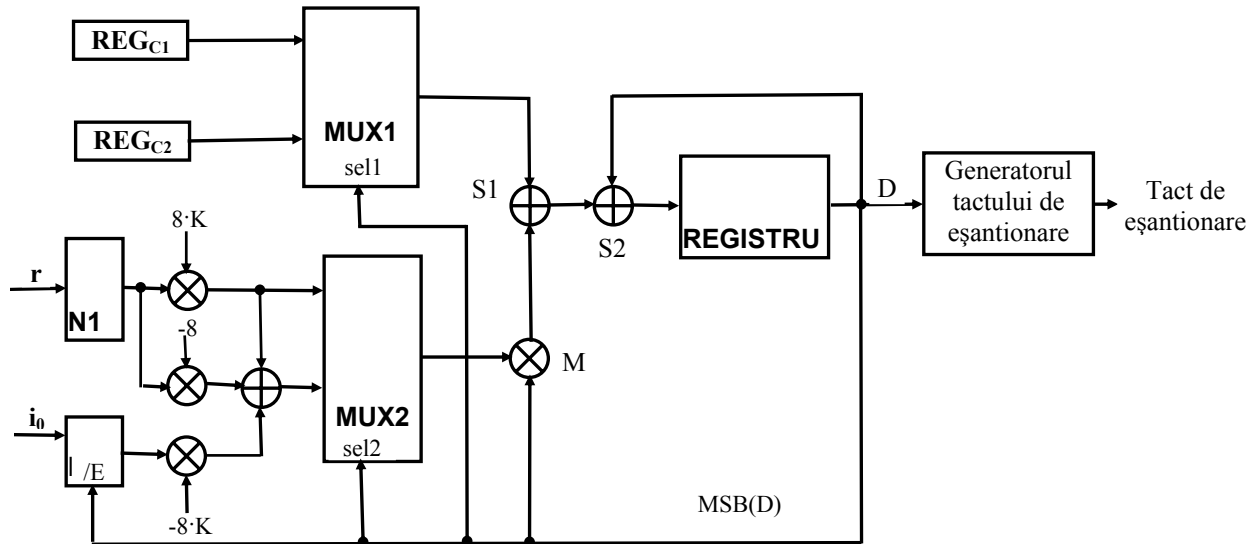


Fig.3.5 Diagrama bloc pentru implementarea algoritmului punctului median – varianta 2

Întrucât termenii $-4K(1 + \alpha)$ și $-4K\alpha - 20K + 8$ sunt constante ce pot fi inițializate, din ecuațiile de mai sus rezultă că pentru calculul funcției de decizie sunt necesare doar operații de adunare cu trei și respectiv patru termeni. Implementarea algoritmului doar cu operații de adunare cu doi termeni este posibilă dacă funcția de decizie se exprimă prin relațiile:

$$- \text{pentru } d_n \leq 0, \quad d_{n+1} = d_n + A_n \quad (3.11)$$

$$- \text{pentru } d_n > 0, \quad d_{n+1} = d_n + B_n \quad (3.12)$$

unde A_n și B_n au expresiile:

$$- A_n = 8Ki_n - 4K(1 + \alpha) \quad (3.13)$$

$$- B_n = -8(1 - K)i_n - 8Kr_n - 4K\alpha - 20K + 8 \quad (3.14)$$

Cu aceste modificări A_{n+1} și B_{n+1} pot fi exprimate incremental astfel:

$$- \text{pentru } d_n \leq 0, \quad A_{n+1} = A_n, \quad B_{n+1} = B_n - 8K \quad (3.15)$$

$$- \text{pentru } d_n > 0, \quad A_{n+1} = A_n - 8K, \quad B_{n+1} = B_n - 16K + 8 \quad (3.16)$$

Prin urmare dacă se cunosc valorile inițiale A_0 și B_0 atunci A_n , B_n , d_n , r_n și i_n se pot obține secvențial când $n = 0, 1, 2, \dots$

Algoritmul descris poate fi exprimat astfel:

```

/*Se definesc constantele C1, C2 */
C1 = -8*K; C2 = -16*K+8;
/*Se inițializează r, i, d, A, B */
r = r0; i = i0; d = d0; A = A0; B = B0;
/* A0 = 8Ki0 -4K(1+α); B0 = -8(1-K)i0 -4Kα-20K+8; */
/*Descrierea algoritmului */
for (n=0; n<N; n++){
output (r, i);
if (d ≤ 0){
d = d+A; B =B+C1;}
else{ d = d+B;
i = i-1; A =A+C1; B =B+C2;}
}

```

$r = r + 1;$

Diagrama bloc funcțională care implementează algoritmul descris mai sus este dată în figura 3.6.

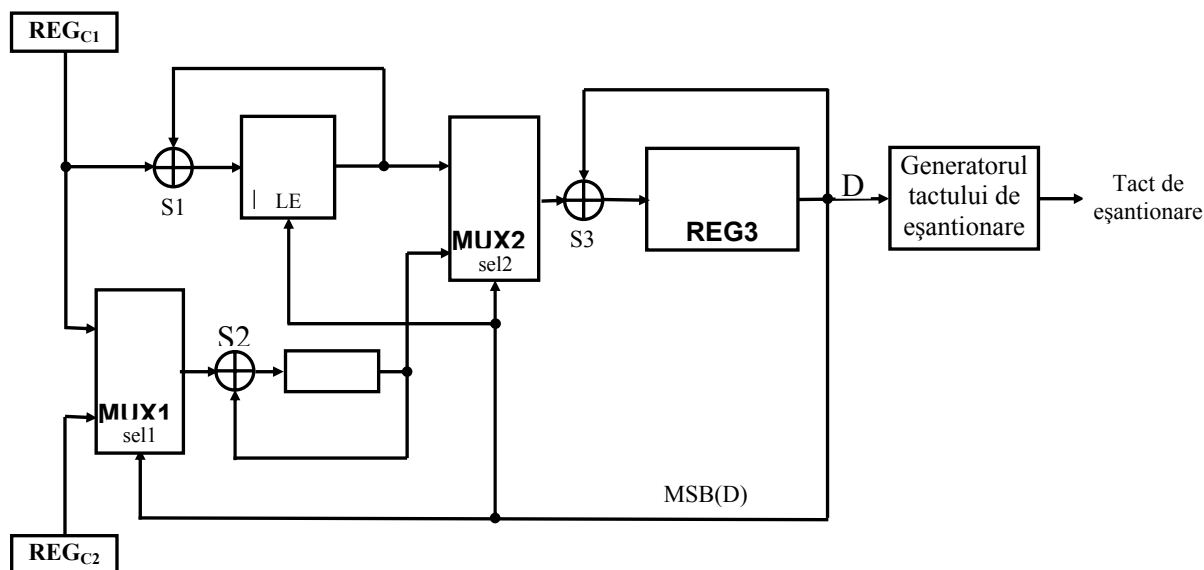


Fig. 3.6 Diagrama bloc pentru implementarea algoritmului punctului median – varianta 3

Schema bloc conține doar registre, multiplexoare și blocuri sumatoare cu două intrări. Valorile constantelor C1 și C2 stocate în REG_{C1} și REG_{C2} sunt disponibile la intrările multiplexorului MUX1. Registrul REG1 stochează valoarea actualizată a termenului A, iar REG2 stochează valoarea actualizată a termenului B. Actualizarea este comandată de semnul (MSB – cel mai semnificativ bit) variabilei de decizie d, care este conținută în registrul REG3. MSB(d) selectează totodată care din intrările multiplexorului MUX2 este adunată la conținutul registrului REG3 pentru a obține valoarea actuală a variabilei decizie. Generatorul tactului de eșantionare decrementează valoarea întârzierii de fiecare dată când variabila d este pozitivă și generează un impuls de eșantionare.

3.2.2 Implementarea generatorului

Entitățile VHDL folosite la descrierea structurii generatorului de tact pentru eșantionarea neuniformă sunt:

Const – blocul constantelor – conține valorile constantelor A și B precum și valoarea inițială a întârzierii i_0 . În structura finală blocul de constante se substituie cu un bloc de memorie din care se încarcă succesiv valorile inițiale A, B și i_0 , care definesc direcțiile de scanare

R_Counter - contorizează întârzierea inițială i_0 .

Sign_Calculator – actualizează valoarea funcției decizie și evaluează semnul acesteia

Scg_Comm - automat secvențial care comandă entitățile precedente pentru efectuarea operațiilor de încărcare, așteptare, activare și calcul

Figura 3.7 arată modul de interconectare a entităților și semnalele aferente.

Verificarea practică a funcționării s-a realizat pentru un canal implementat într-un FPGA din familia FLEX10 – EPF10K20. S-a folosit pentru aceasta pachetul livrat de firma ALTERA în cadrul programului universitar pentru dezvoltarea aplicațiilor practice de laborator. Pachetul conține:

- Mediul software pentru dezvoltarea aplicațiilor MAX+PLUS II versiunea 10.1
- Placa de dezvoltare UP1 echipată cu un FPGA EPF10K20 și un CPLD EPM7128S

Figura 3.8 indică funcționarea în regim de simulare a unui canal implementat în EPF10K20

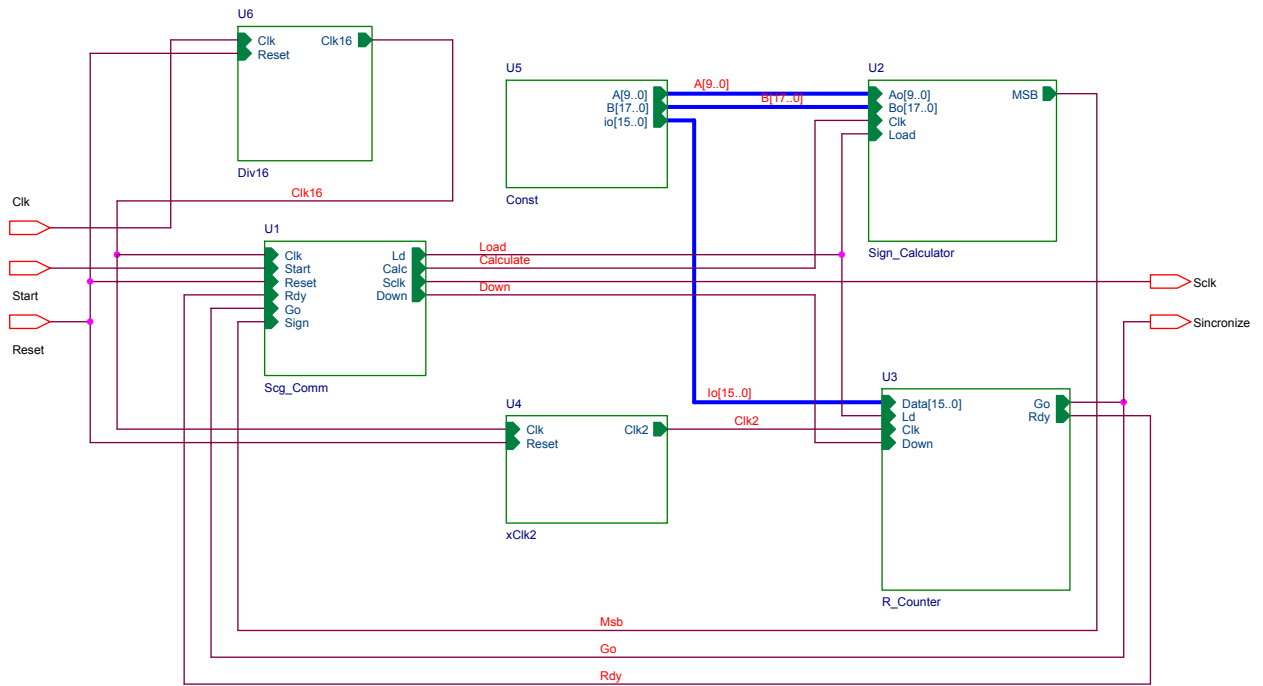


Figura 3.7 Interconectarea entităților generatorului de tact

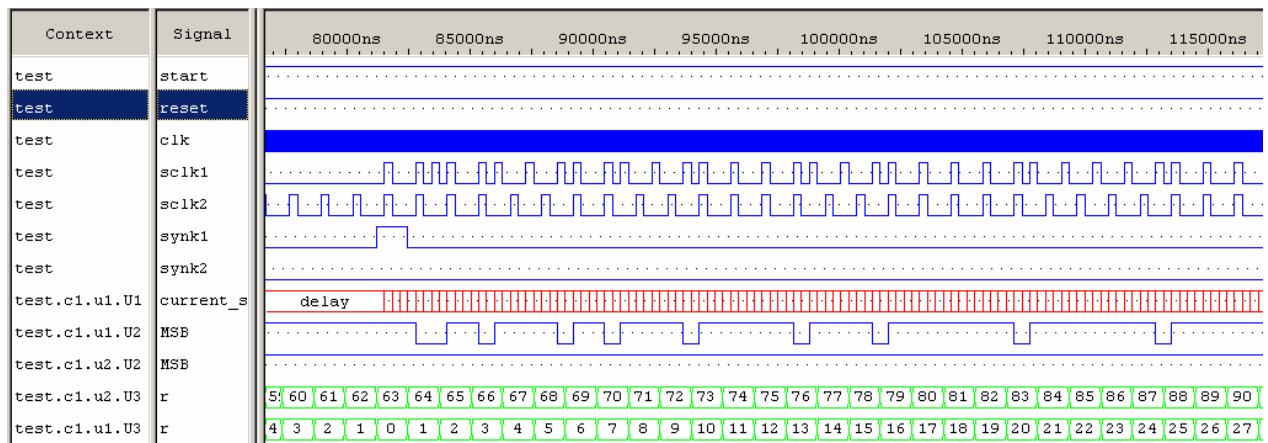


Figura 3.8 Interconectarea entităților generatorului de tact

3.3 Filtru decimator

Ieșirea sumatorului reprezintă suma semnalelor date de modulatorii delta-sigma și cuprinde pe lângă semnalul util componente de frecvențe înalte, zgomotul de cuantificare, zgomotul introdus de circuite și interferențele. Obținerea unui semnal corespunzător pentru procesările digitale ulterioare necesită atenuarea componentelor din afara benzii utile cu ajutorul unui filtru digital și reeșantionarea la rata Nyquist. Figura 3.9 prezintă diagrama bloc a unui filtru digital decimator. Mai întâi semnalul este introdus într-un filtru digital trece-jos care aproximează caracteristica ideală

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq 2\pi f_D T / 2 = \pi / D \\ \text{în rest} & \end{cases} \quad (3.17)$$

unde f_D reprezintă rata de reeșantionare f/D . Reducerea ratei de eșantionare se poate realiza formând secvența de ieșire prin extragerea de eșantioane cu pasul D de la ieșirea filtrului. Dacă notăm

răspunsul la impuls al filtrului trece jos cu $h[n]$ ieșirea filtrată $w[n]$ se poate scrie: $w[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k]x[n-k]$

iar ieșirea decimatorului este $y[m] = w[Dm]$

Combinând relațiile de mai sus se obține $y[m] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k]x[mD-k]$. (3.18)

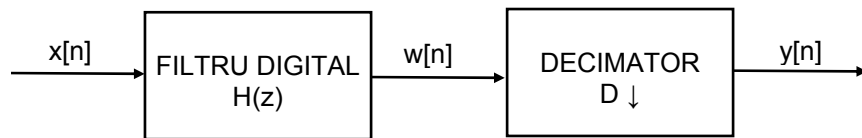


Figura 3.9 Diagrama bloc a unui filtru digital decimator

Datorită prezenței în semnalul modulat a componentelor exterioare benzii utile este necesar un filtru trece jos cu pantă abruptă. Realizarea unor astfel de filtre pentru frecvențe ridicate necesită costuri semnificative și ca urmare implementarea lor trebuie atent analizată.

Deoarece pentru aplicațiile de formare de fascicul este de importanță crucială conservarea informației de fază din semnalele recepționate, filtrul decimator trebuie să asigure o întârziere de grup constantă pentru toate frecvențele sau astfel spus o fază liniară. Datorită structurii nerecursive filtrele FIR sunt întotdeauna stabile și dacă au coeficienții simetrici asigură faza liniară.

3.3.1 Realizarea filtrelor FIR cu fază liniară

Dependența intrare ieșire pentru un filtru FIR de ordinul N se poate exprima prin convoluția finită dintre semnalul de intrare $x[n]$ și răspunsul la impuls $h[n]$

$$y[n] = \sum_{k=0}^N h[k]x[n-k] \quad (3.19)$$

Structura rețelei care realizează convoluția este dată în figura 3.10. Această structură este numită forma directă deoarece este o implementare directă a relației (3.19).

Structurile în formă directă realizează în general funcția sistemului cu numărul minim posibil de întârzieri, însumări și multiplicări. Necesarul de astfel de componente este: N blocuri de întârziere, N sumatoare, $N+1$ Multiplicatoare și $N+1$ Coeficienți.

Prin sumatoare se înțeleg sumatoarele cu două intrări și prin urmare un nod de însumare cu S intrări necesită pentru implementare $S-1$ sumatoare.

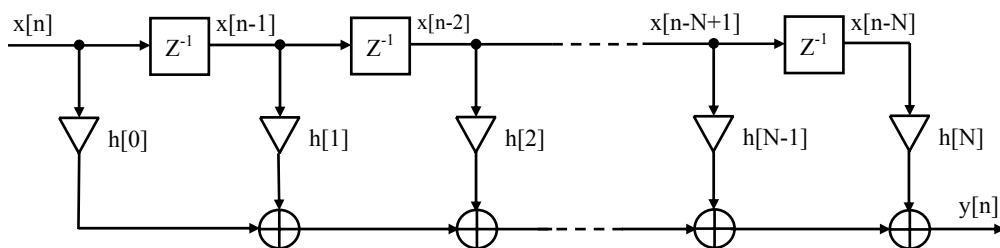


Figura 3.10 Structura rețelei pentru implementarea unui filtru FIR

Deoarece filtrele FIR cu fază liniară de ordinul N sunt definite de $[(N+1)/2]$ perechi de coeficienți egali sau complementari (plus coeficientul median în cazul N par), structura rețelei pentru forma directă poate fi implementată mai eficient. Pentru a exemplifica beneficiile simetriei coeficienților se consideră un filtru de tip II cu simetrie pară și N impar. Relația (3.19) se poate exprima ca suma a două componente astfel:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{[(N-1)/2]} h[k]x[n-k] + \sum_{k=[(N+1)/2]}^N h[k]x[n-k] \quad (3.20)$$

Dacă se inversează ordinea de însumare și se decalează limitele însumării pentru termenul din dreapta se obține:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{[(N-1)/2]} h[k]x[n-k] + \sum_{k=0}^{[(N-1)/2]} h[N-k]x[n-N+k] \quad (3.21)$$

Deoarece pentru filtrul cu fază liniară $h[k]=h[N-k]$ relația se poate simplifica în continuare și rezultă în final:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{[(N-1)/2]} h[k](x[n-k] + x[n-N+k]) \quad (3.22)$$

Prin urmare dacă se însumează termenii $x[n-k]$ și $x[n-N+k]$ înainte de multiplicarea cu coeficienții corespunzători se vor efectua doar $[(N+1)/2]$ multiplicări și va fi necesar un nod de însumare cu numai $[(N+1)/2]$ pentru a genera semnalul de ieșire $y[n]$. În plus numărul coeficienților stocați se reduce la $[(N+1)/2]$. Structura rețelei modificate care implementează sistemul simplificat este dată în figura 3.11.

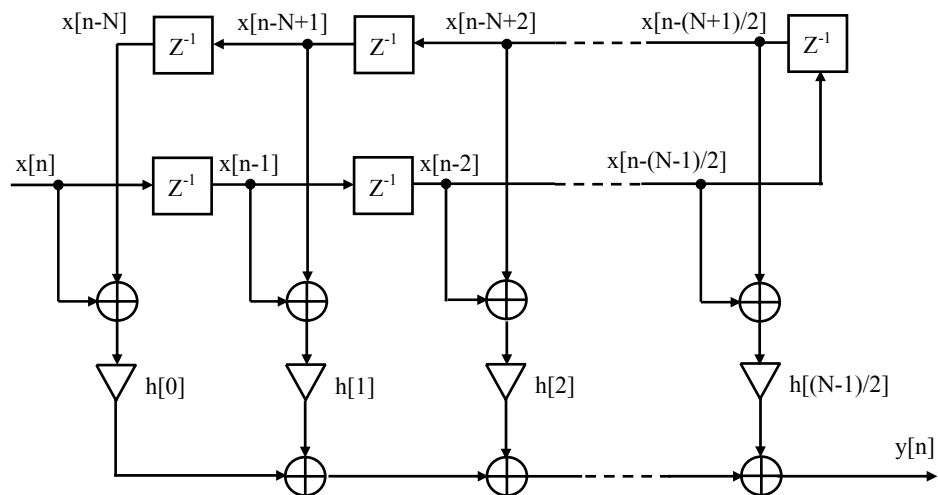


Figura 3.11 Structura rețelei pentru implementarea unui filtru FIR cu coeficienți simetrici

Numărul total de sumatoare cu două intrări se constituie din $[(N+1)/2]$ sumatoare cu care de obțin valorile de intrare pentru multiplicatoare plus $[(N-1)/2]$ sumatoare pentru nodul de însumare. Numărul componentelor necesare pentru implementare este dat în tabelul de mai jos

Componente	N impar	N par
Întâzieri	N	N
Sumatoare	N	N
Multiplicatoare	$(N+1)/2$	$N/2+1$
Coeficienți	$(N+1)/2$	$N/2+1$

3.3.2 Proiectarea în MATLAB a filtrului decimator

Procedurile de proiectare a filtrelor digitale sunt algoritmice și se bazează pe folosirea de programe dedicate pentru rezolvarea unor seturi de ecuații liniare sau neliniare. Pachetul "Signal Processing Toolbox" din Matlab conține o colecție de programe pentru toate tipurile de aplicații de procesare digitală de semnal inclusiv pentru proiectarea filtrelor digitale decimatoare.

Pentru ca filtrul să poată fi proiectat trebuie cunoscute mai întâi specificațiile dorite pentru acesta. În mod normal specificațiile depind atât de blocurile de procesare care succed filtrului și de rata de decimare cât și de caracteristicile semnalului de intrare. În plus trebuie luate în considerare

limitările hardware pentru implementare respectiv numărul de celule (prize) întrucât dimensiunea fizică a filtrului crește cu ordinul acestuia și de asemenea numărul maxim de biți disponibil pentru stocarea coeficienților în memorie.

Specificația filtrului

Specificația filtrului trece jos se definește prin banda de trecere și nivelul undulațiilor permise în banda de trecere, respectiv prin banda de blocare și atenuarea dorită pentru componentele spectrale din această bandă

Marginile benzii de trecere și de oprire sunt date de frecvența maximă a semnalului de intrare și de frecvența imagine a semnalului decimat. Pentru aria de traductoare considerată având frecvența centrală de 3.5Mhz și o bandă de 50% se obține frecvența maximă a semnalului de intrare de 4.375Mhz. În proiectare se va folosi valoarea de 4.5Mhz pentru frecvența maximă a semnalului de intrare și se fixează limitele benzii de tranziție la $f_c = 4.5\text{Mhz}$ și respectiv $f_r = 9\text{Mhz}$. Pentru a asigura amplitudini mai mici de -80 dB pentru toate componentele spectrale de frecvențe mai mari de 10Mhz nivelul atenuării în banda de blocare (oprire) se fixează la $\delta_p = -80$ dB. O ultimă constrângere în ceea ce privește răspunsul în frecvență al filtrului este eroarea maximă admisibilă în banda de trecere dată de nivelul undulațiilor în bandă. Pentru aplicațiile de formare de fascicul câștigul în banda de trecere nu trebuie să fluctueze cu mai mult de $\delta_s = \pm 0,1\text{dB}$. Pe seama cerințelor prezentate tabelul de mai jos prezintă o primă specificație a filtrului.

Frecvența de tăiere	$f_c = 4,5\text{Mhz}$
Frecvența de oprire	$f_r = 9\text{Mhz}$
Nivelul undulațiilor în banda de trecere	$\delta_p = \pm 0,1\text{dB}$.
Atenuarea în banda de oprire	$\delta_s = -80$ dB.

Proiectarea filtrului

Proiectarea unui filtru digital cu ajutorul unui program dedicat este în mod obișnuit un proces iterativ. Specificația furnizează setul de parametri pentru algoritmul de proiectare. Întrucât filtrul ideal poate fi doar aproximat trebuie să avem în vedere anumite compromisuri și ajustarea specificației pentru a se obține performanțele dorite.

Determinarea ordinului filtrului

Pentru a calcul coeficienții filtrului folosind algoritmul Remez este necesar să fie cunoscut ordinul filtrului N . Comanda $[N, F0, A0, W] = \text{remezord}(F, A, DEV, fs)$ din pachetul "Signal Processing Toolbox" calculează ordinul N , valorile normalizate pentru limitele benzilor $F0$, atenuările în banda de frecvență $A0$ și ponderile W care vor fi utilizate de funcția *remez*. Filtrul rezultat satisface cu aproximație specificațiile date prin parametri de intrare F, A, DEV și fs . F este vectorul marginilor benzilor de frecvență în ordine crescătoare între 0 și frecvența de eșantionare fs . A este un vector care specifică amplitudinilor dorite în benzile definite în F , iar vectorul DEV conține nivelul maxim admis pentru undulații în fiecare bandă.

$$F = \begin{bmatrix} f_c \\ f_s \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, DEV = \begin{bmatrix} 10^{\delta_p / 20} - 1 \\ 10^{\delta_s / 20} \end{bmatrix},$$

Pentru valorile date în tabelul de mai sus funcția *remezord* returnează o valoare $N=110$. Așa cum se va vedea ulterior este benefic să se construiască filtre FIR decimatoare cu 2^n coeficienți unde n este un număr întreg. Următorul filtru de ordin mai mare pentru care este adevărată această cerință are 128 coeficienți și prin urmare ordinul $N = 127$. Evident în această situație cerințele din specificație vor fi cu atât mai mult îndeplinite în condițiile în care structura filtrului nu devine mult mai complexă. Alegerea unui ordin mai mare decât este necesar lasă posibilitatea de a îmbunătăți caracteristicile filtrului. Ordinul minim necesar pentru a realiza o caracteristică de filtrare oarecare este în general determinat de lățimea relativă a benzii de tranziție raportată la frecvența de eșantionare și de eroarea maximă admisibilă în benzile de frecvență. Pentru aplicația dată undulațiile definite anterior sunt suficiente dar prin reducerea lățimii benzii de tranziție se pot îmbunătăți semnificativ performanțele filtrului. Din spectrul semnalului de la ieșirea modulatorului sigma-delta se observă că pentru frecvențele imediat superioare frecvenței de tăiere f_c puterea zgomotului de cuantificare crește semnificativ. Prin îngustarea benzii de tranziție se îmbunătățește rejecția zgomotului între f_c și f_s .

Figura 3.13 redă dependența ordinului minim estimat de lățimea benzii de tranziție.

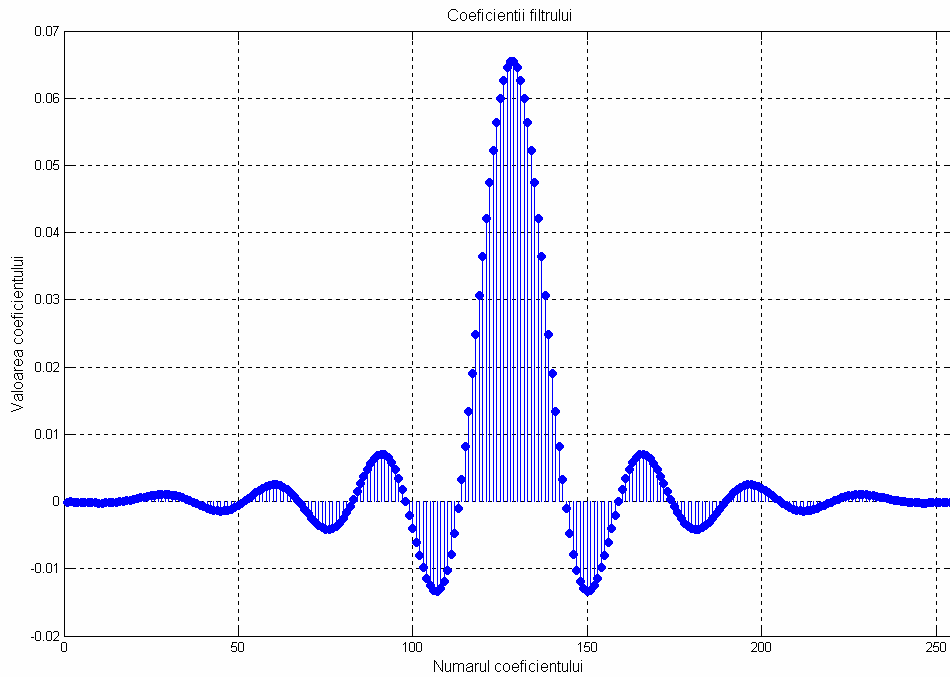


Figura 3.12 Dependența ordinului minim de lățimea benzii de tranziție

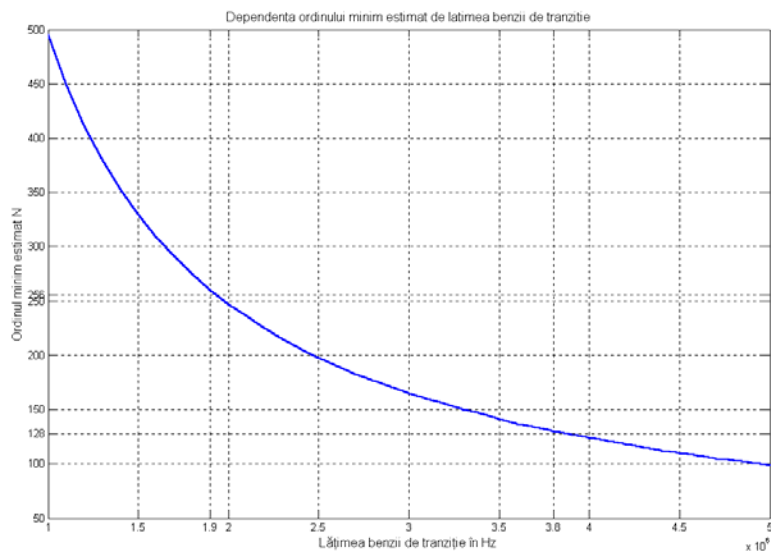


Figura 3.13 Coeficienții filtrului

Se observă că pentru $N = 128$ banda de tranziție minimă este de aproximativ 3,8 Mhz, iar pentru $N = 256$ se obține o banda de tranziție minimă de aproximativ 1,9 Mhz. În concordanță cu aceste rezultate se lucrează cu $N = 255$ și o lățime a benzii de tranziție de 2Mhz.

Rezultă noua specificație pentru filtru :

Frecvența de tăiere	$f_c = 4,5\text{Mhz}$
Frecvența de oprire	$f_r = 6,5\text{Mhz}$
Nivelul undulațiilor în banda de trecere	$\delta_p = \pm 0,1\text{dB}$
Atenuarea în banda de oprire	$\delta_s = -80\text{ dB.}$
Ordinul filtrului	$N = 255$

Ordinul minim estimat pentru această specificație este $N = 247$.

Calculul coeficienților filtrului

Comanda MATLAB: $h = \text{remez}(N, F0, A0, W)$ întoarce coeficienții unui filtru FIR cu fază liniară și de lungime $N+1$ care este cea mai bună aproximare a răspunsului dorit în frecvență în sensul minimizării erorii maxime.

Răspunsul în frecvență se poate calcula prin transformarea Fourier a lui h . Figura 3.14 arată pe răspunsul în frecvență al filtrului definirea benzilor de trecere, tranziție și oprire și nivelul de atenuare în bandă.

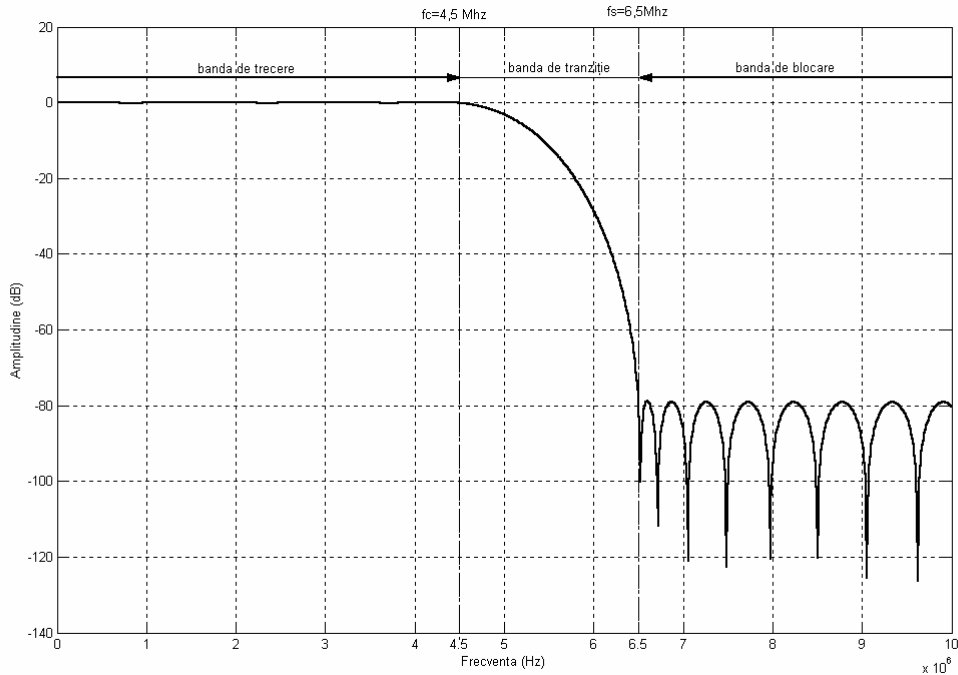


Figura 3.14 Filtru FIR cu $N=256$ – Răspunsul în frecvență

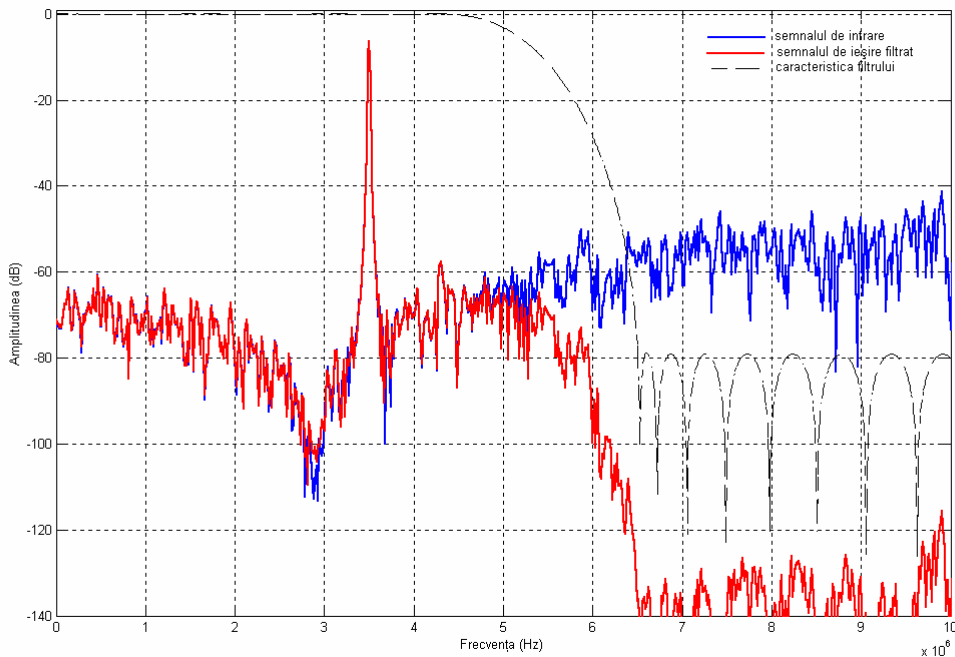


Figura 3.15 Comparare între semnalul de intrare și semnalul de ieșire filtrat

După ce coeficienții filtrului au fost determinați, performanța acestuia poate fi verificată prin simulare folosind comanda $y = \text{filter}(a, b, x)$, care filtrează datele din vectorul x cu filtrul descris de vectorii a și b . În cazul dat pentru filtrul FIR vectorul b care corespunde numitorului funcției de transfer este egal cu 1 iar vectorul a conține coeficienții determinați anterior. Evidențierea performanței rezultă din compararea spectrului semnalului de intrare cu a semnalului obținut la ieșirea filtrului. Figura 3.15 indică spectrele de intrare și ieșire pentru un semnal sinusoidal de 3,5Mhz.

3.3.3 Conceptul hardware

Din punct de vedere practic proiectarea unui filtru digital presupune pe lângă calculul coeficienților și elaborarea unui concept hardware implementabil. În continuare se studiază modalitatea de implementare a operațiilor matematice ce descriu filtrul FIR într-o arhitectură Altera de tip FLEX (APEX).

Multiplicarea și adunarea pot fi optimizate prin folosirea tabelor de căutare (Look-Up Table - LUT) din structura dispozitivelor FLEX (APEX).

Ecuția care descrie filtrul poate fi rescrisă sub forma următoare:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{[(N-1)/2]} h[k](x[n-k] + x[n-N+k]) = \sum_{k=0}^{[(N-1)/2]} h[k] \cdot s[k], \text{ unde } s[k] = x[n-k] + x[n-N+k]$$

În primă instanță se observă că este necesar calculul în paralel al termenilor produs de forma $h[k]s[k]$ și însumarea rezultatelor.

Conform algoritmului de înmulțire termenii de forma $h[k]s[k]$ se calculează ca sumă de produse parțiale multiplicat cu puterile lui 2.

$$h[k]s[k] = 2^0 h[k]s[k]_0 + 2^1 h[k]s[k]_1 + 2^2 h[k]s[k]_2 + \dots + 2^{n_s-1} h[k]s[k]_{n_s-1}$$

n_s – este numărul de biți pe care se reprezintă semnalul de intrare

$s[k]_0$ – este bitul cel mai puțin semnificativ

$s[k]_{n_s-1}$ – este bitul cel mai semnificativ

Pe baza acestei observații ecuația de mai sus se scrie sub forma:

$$\begin{aligned} y[n] &= 2^0 \{h[0] \cdot s[0]_0 + h[1] \cdot s[1]_0 + h[2] \cdot s[2]_0 + h[3] \cdot s[3]_0 + \dots + h[(N-1)/2] \cdot s[(N-1)/2]_0\} + \\ & 2^1 \{h[0] \cdot s[0]_1 + h[1] \cdot s[1]_1 + h[2] \cdot s[2]_1 + h[3] \cdot s[3]_1 + \dots + h[(N-1)/2] \cdot s[(N-1)/2]_1\} + \\ & 2^2 \{h[0] \cdot s[0]_2 + h[1] \cdot s[1]_2 + h[2] \cdot s[2]_2 + h[3] \cdot s[3]_2 + \dots + h[(N-1)/2] \cdot s[(N-1)/2]_2\} + \\ & \dots + \\ & 2^{n_s-1} \{h[0] \cdot s[0]_{n_s-1} + h[1] \cdot s[1]_{n_s-1} + h[2] \cdot s[2]_{n_s-1} + h[3] \cdot s[3]_{n_s-1} + \dots + h[(N-1)/2] \cdot s[(N-1)/2]_{n_s-1}\} \\ & = 2^0 \cdot P_{p0} + 2^1 \cdot P_{p1} + 2^2 \cdot P_{p2} + 2^3 \cdot P_{p3} + \dots + 2^{n_s-1} \cdot P_{p_{n_s-1}} \end{aligned}$$

Întrucât coeficienții $h[k]$ au o valoare fixată rezultatul unui produs parțial P_{pk} se obține accesând un LUT înscris cu toate combinațiile posibile pentru esantioanele de la intrare. Spre exemplificare tabelul următor prezintă o cazul unui filtru de ordinul $N = 8$.

$s[0]_0 \ s[1]_0 \ s[2]_0 \ s[3]_0$	P_{p0}
0000	0
0001	$h[0]$
0010	$h[1]$
0011	$h[1] + h[0]$
0100	$h[2]$
0101	$h[2] + h[0]$
0110	$h[2] + h[1]$
0111	$h[2] + h[1] + h[0]$
1000	$h[3]$
1001	$h[3] + h[0]$
1010	$h[3] + h[1]$
1011	$h[3] + h[1] + h[0]$
1100	$h[3] + h[2]$
1101	$h[3] + h[2] + h[0]$
1110	$h[3] + h[2] + h[1]$
1111	$h[3] + h[2] + h[1] + h[0]$

Dimensiunea tabelii de căutare este dată de ordinul filtrului și de numărul de biți n_c pe care se reprezintă coeficienții filtrului. Dacă $N = 8$ și $n_c = 2$ pentru implementarea fiecărui produs parțial este necesar un LUT de dimensiune 16×4 care se construiește prin conectarea în paralel a generatoarelor

de funcții (LUT-uri 16x1) din 4 elemente logice. Figura 3.16 arată structura multiplicatorului pentru un filtru simetric de ordinul 8 cu semnalul de intrare codificat pe 2 biți

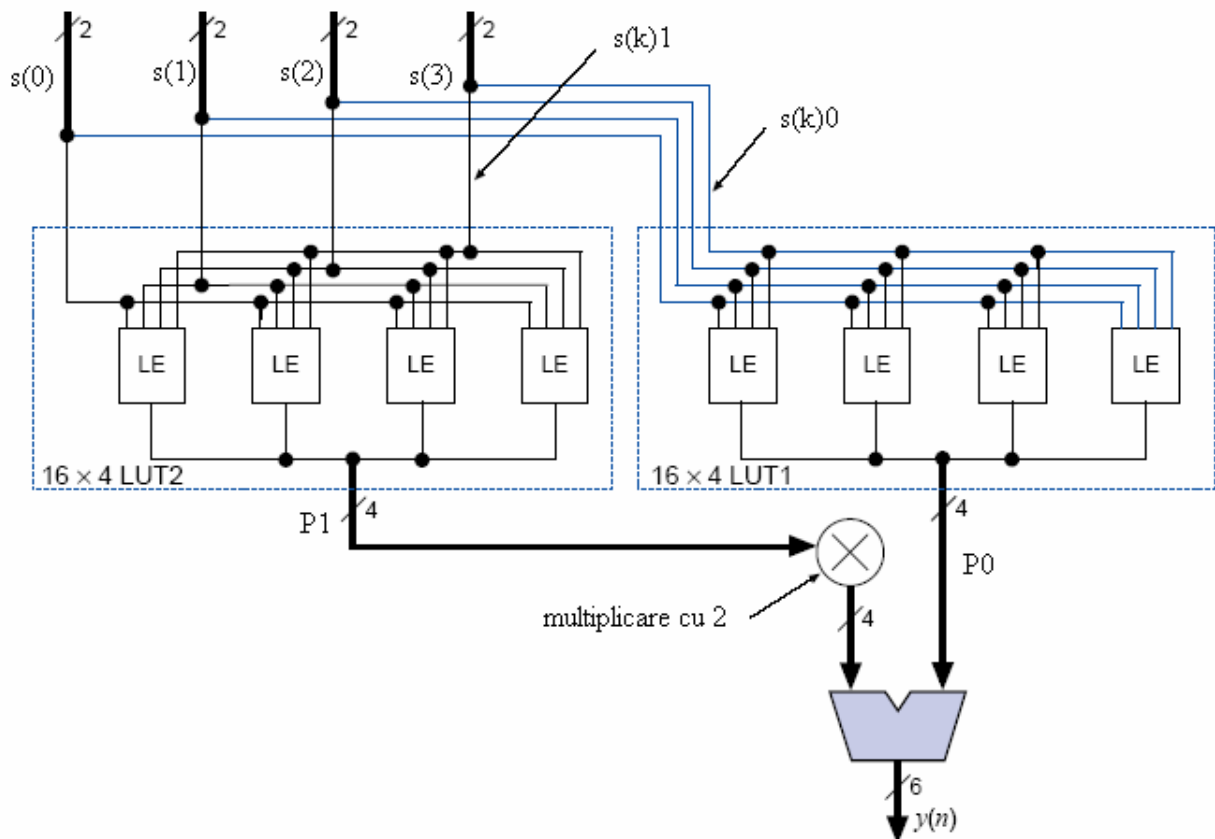


Figura 3.16 Exemplificarea implementării multiplicatorului pentru $N=8$ și $n_s = 2$

Fiecare produs parțial se calculează în aceeași manieră iar multiplicarea cu 2^k revine la deplasarea rezultatului spre stânga cu k biți.

Generalizând pentru un filtru simetric de ordinul N cu coeficienții cuantificați pe n_c biți și un semnal de intrare cuantificat pe n_s biți un eșantion de la ieșire este rezultatul însumării a n_s produse parțiale și calculul fiecărui produs parțial revine la citirea unui LUT cu $N/2$ intrări și cuvinte de ieșire de $n_c + \log_2(N/2)$ biți.

Pentru filtre cu un N mare dimensiunile tabelii de căutare cresc foarte mult încât implementarea devine dificilă. În acest caz se apelează la arhitecturi scalare paralele optimizate pentru viteză în detrimentul resurselor utilizate. Astfel în cazul dat pentru un filtru de ordinul $N = 128$, care operează cu semnale de intrare cuantificate pe $n_s = 8$ biți și are coeficienții cuantificați pe $n_c = 20$ biți se pot conecta în paralel 4 filtre de ordinul 16 sau 8 filtre de ordinul 8 cu coeficienți diferiți și se însumează ieșirile parțiale.

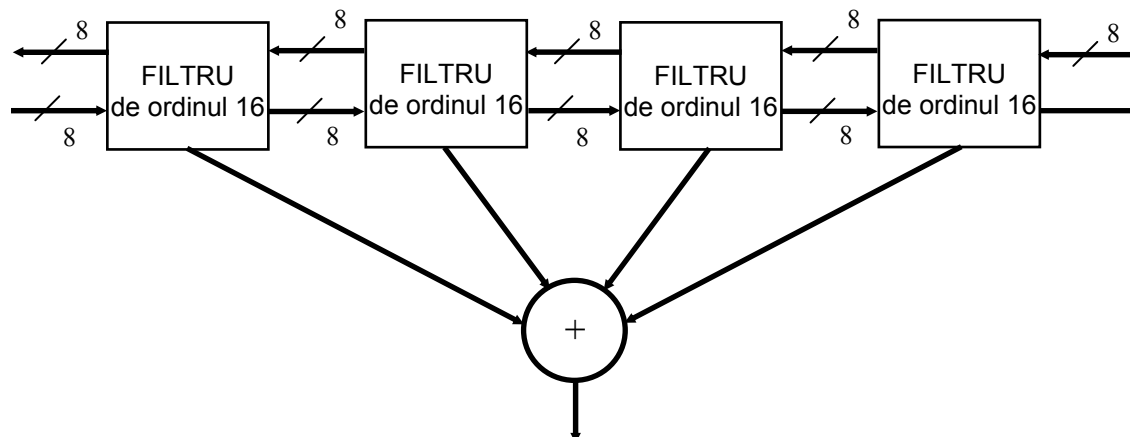


Figura 3.17 Exemplificarea implementării unui filtru simetric de ordinul 128

Un filtru decimator calculează fiecare cel de-al D eşantion unde D este factorul de decimare. Filtrul decimator poate fi realizat simplu prin eliminarea eşantioanelor ne semnificative de la ieşirea unui filtru obişnuit. Aceasta implementare nu este eficientă deoarece frecvenţa de procesare este dată de rata datelor de intrare iar în final cea mai mare parte a eşantioanelor calculate sunt aruncate. Într-o arhitectură optimizată frecvenţa de procesare este dată de rata datelor de ieşire fiind calculate doar eşantioanele necesare.

Pentru descrierea şi verificarea prin simulare a filtrului decimator şi obţinerea în final a codului sintetizabil în dispozitivul FLEX 10K s-a folosit modulul de proiectare cu PLD-uri din ORCAD9.1 şi mediul QUARTUS de la ALTERA.

Codul vhdl care descrie filtrul conţine două entităţi: filtrul efectiv si un automat secvenţial care comanda filtrul si realizează decimarea cu 16 a numărului de eşantioane. Figura 3.18 prezintă modalitatea de interconectare a celor două entităţi.

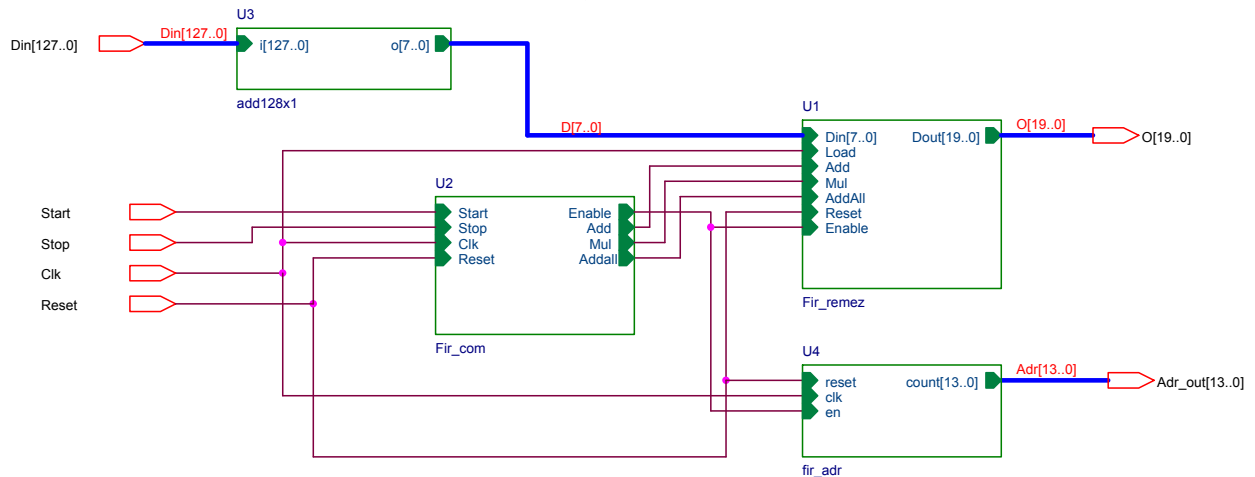


Figura 3.18 Interconectarea entităţilor filtrului decimator pentru implementare într-un dispozitiv FLEX10K

Numărul stărilor automatului secvenţial este dat de factorul de decimare în cazul dat fiind 16. În succesiunea stărilor, între stările care activează comenzile pentru execuţia operaţiilor de adunare a eşantioanelor pentru coeficienţii simetrici (Add), înmulţire (Mul) şi adunare produse parţiale (Addall) sunt intercalate stări de întârziere (del) cerute de operaţia de decimare fapt care relaxează cerinţele privind viteza de execuţie a operaţiilor aritmetice. Semnalul de comandă pentru încărcarea datelor de intrare este activ în permanentă şi asigură încărcarea registrului de deplasare cu frecvenţa semnalului de intrare

Testarea funcţionării filtrului implementat în dispozitivul ALTERA

- s-a folosit ca semnal de test semnalul recepţionat de un element de arie pentru configuraţia descrisă anterior.
- cu ajutorul unei rutine Matlab s-a realizat conversia sigma delta a semnalului de intrare.
- Semnalul convertit pe un bit s-a utilizat ca semnal de test pentru filtrul implementat FLEX10K. S-a folosit pentru aceasta modulul de proiectare PLD din Orcad9 şi mediul Quartus.
- Ieşirea filtrului a fost preluată în Matlab pentru analiza comparativă în domeniul timp şi frecvenţă a semnalului original cu cel filtrat.

Modificarea formatului datelor de la ieşirea unuia dintre programele folosite (Matlab sau Orcad) pentru a deveni compatibile cu intrarea celui alt (Orcad sau Matlab) s-a realizat cu ajutorul unor programe de conversie scrise în limbajul C.

Figurile 3.19 – 3.22 prezintă spectrul de frecvenţă pentru semnalul original, codat pe 1 bit, de la ieşirea modulatorului sigma delta, pentru semnalul de la ieşirea filtrului fără decimare şi respectiv pentru semnalul filtrat şi decimat, ambele filtre fiind implementate în FPGA.

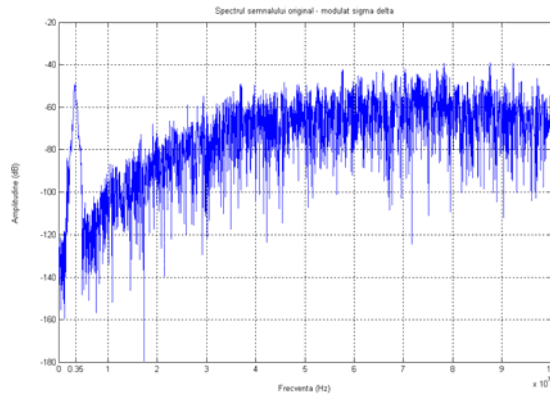


Figura 3.19 Spectrul semnalului original – modulat sigma delta

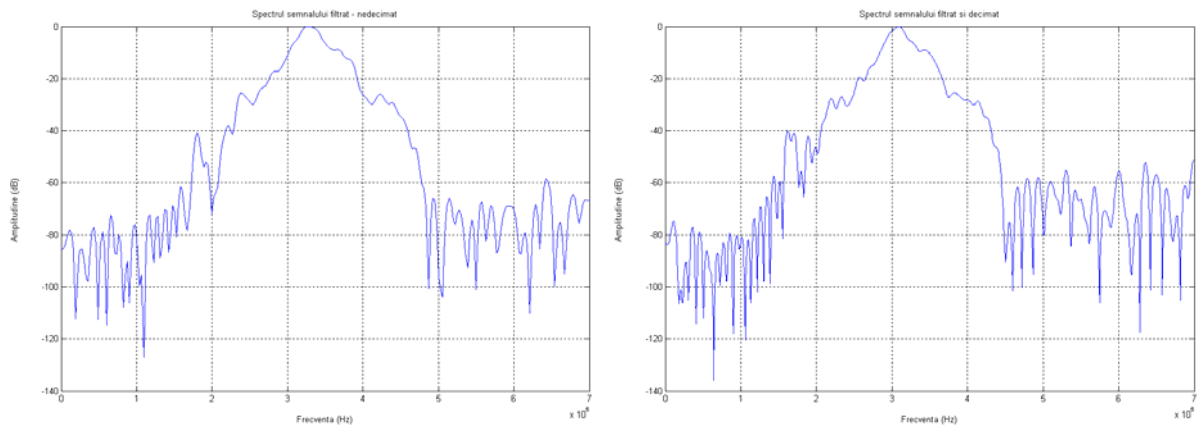


Figura 3.20 Spectrul semnalului filtrat nedecimat (stânga), Spectrul semnalului filtrat decimat (dreapta)

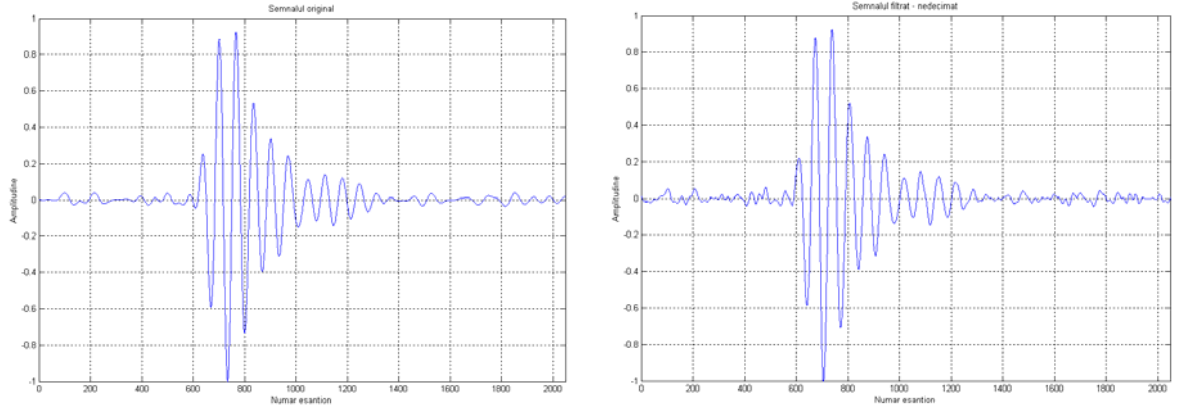


Figura 3.21 Semnalul de intrare interpolat (stânga), Semnalul filtrat nedecimat (dreapta)

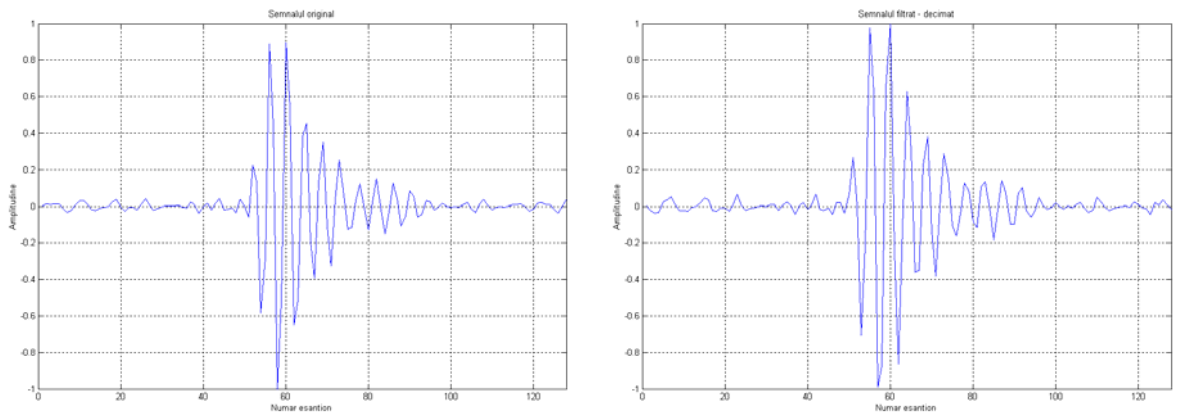


Figura 3.22 Semnalul de intrare neinterpolat (stânga), Semnalul filtrat decimat (dreapta)

