

**Contribuții la realizarea sistemelor  
de evaluare de la distanță a unor mișcări  
de viteze mici și costuri reduse**

**Teză de doctorat**

**Conducător științific:**  
**Prof. dr. ing. Corneliu I. Toma**

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

**Doctorand:**  
**Ing. Gheorghe Titus Dan Popa**

**2003**

## CUPRINS

<b>Capitolul 1. Introducere</b>	1
1.1. Considerații generale asupra determinării caracteristicilor mișcării	1
1.2. Actualitatea tezei de doctorat	12
1.3. Structura prezentei teze	13
<b>Capitolul 2. Structura principală a sistemelor de telemetrie Doppler</b>	16
2.1. Efectul Doppler-Fizeau în evaluarea mișcării	16
2.1.1. Efectul Doppler-Fizeau cu unde electromagnetice în aer	22
2.1.2. Efectul Doppler-Fizeau cu unde ultrasonore	24
2.1.3. Comparație între aplicațiile efectului Doppler-Fizeau cu cele două tipuri de unde	27
2.2. Structura de principiu a unui sistem de telemetrie Doppler	31
2.2.1. Structura de principiu a sistemelor de telemetrie Doppler cu unde electromagnetice	31
2.2.2. Structura de principiu a sistemelor de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore	36
2.3. Concluzii	38
<b>Capitolul 3. Sistem de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ</b>	40
3.1. Schema bloc principală a unui sistem de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ	40
3.2. Structura echipamentului electronic al unui sistem de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ	44
3.2.1. Alegerea frecvențelor $f_1$ și $f_2$	45
3.2.2. Alegerea structurii echipamentului electronic. Asigurarea identității frecvențelor $f_2$ obținute pe cele două referențiale	46
3.2.3. Analiza de semnal	49
3.2.4. Extractorul de semnal Doppler	55
a) Eliminarea purtătoarei $\omega_2$	56
b) Axarea deviației Doppler	58
<i>Cazul 1.</i> Referențialul mobil se apropie de referențialul fix și deci $\Delta\omega_2 > 0$	58
<i>Cazul 2.</i> Referențialul mobil se depărtează de referențialul fix și deci $\Delta\omega_2 < 0$	59
c) Separarea deviației Doppler de frecvență	60
3.3. Erori în evaluarea mișcării cu sistemul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ	62
3.3.1. Evaluarea mișcării	62

3.3.2. Erorile sistematice	63
3.3.3. Erorile întâmplătoare (aleatoare)	66
3.4. Concluzii	72
<b>Capitolul 4. Realizarea blocurilor electronice cu pondere importantă în obținerea unui sistem performant. Rezultate experimentale</b>	75
4.1. Sintetizoare de frecvențe	75
4.1.1. Considerații generale	75
4.1.2. Sintetizoare digitale de frecvențe	76
4.1.3. Sintetizor parțial digital de frecvențe	79
4.1.4. Oscilator comandat în tensiune cu circuit integrat specializat	84
4.2. Sintetizoare parțial digitale de frecvențe cu circuite logice programabile	87
4.2.1. Prezentarea Familiei de circuite FPGA FLEX 10K	87
4.2.2. Comparatorul de fază	99
4.2.3. Divizoarele de frecvență	105
4.2.4. Soluția implementată în dispozitivul FLEX 10K	105
4.3. Filtru diplexor	110
4.3.1. Considerații generale	110
4.3.2. Filtru diplexor cu structură paralelă formată dintr-un filtru trece-jos și un filtru trece-sus	112
4.4. Rezultate experimentale	115
<b>Capitolul 5. Contribuții personale și concluzii</b>	117
<b>Bibliografie</b>	120
<b>Anexe</b>	126

## Capitolul 1

### INTRODUCERE

#### 1.1. CONSIDERAȚII GENERALE ASUPRA DETERMINĂRII CARACTERISTICILOR MIȘCĂRII

Mișcarea – mobilitatea – constituie proprietatea esențială a materiei, atât la nivelul microstructurii cât și la nivelul macrostructurii. Mișcarea unui corp sau a unei particule, cu mijloace energetice proprii sau sub influența altor energii, este caracterizată prin viteza momentană sau medie, prin accelerație și prin poziția momentană, sau la anumiți timpi, a particulei sau corpului față de un punct de referință virtual sau real.

Determinarea acestor caracteristici ale mișcării unui mobil în diverse medii de mișcare – atmosferă, spații cosmice, apă, medii biologice etc., a fost, este și va fi o preocupare importantă a umanității. În diverse etape ale evoluției sale intelectuale, materiale și sociale, omul a folosit aceste determinări în exercitarea funcțiilor de prevenire, apărare și de dezvoltare a sa pe toate planurile.

Este evident că mijloacele de determinare a caracteristicilor mișcării proprii sau a altor corpuri au fost inițial locale și s-au dezvoltat și perfecționat odată cu evoluția intelectuală a omului și prin acesta a științei tehnico-materială.

Dacă mișcarea corpului are loc în atmosferă, pe apă și pe pământ, ea s-a numit și navigație – navigația aeriană, navigația maritimă și navigația terestră. Problemele esențiale au apărut, din cele mai vechi timpuri, în navigația maritimă, unde, deplasarea pe distanțe foarte mari și în timp lung, folosind forțele energetice ale naturii sau proprii, a impus cunoașterea vitezei de deplasare și a poziției navei în anumite momente ale călătoriei. Această impunere a fost determinată de reproducerea călătoriei, adică, de determinarea căilor de navigație spre anumite teritorii ale Terei. Determinarea vitezei de mișcare s-a făcut local, folosind nava ca punct de referință fix, virtual, iar poziționarea navei s-a făcut față de steaua polară sau soare, considerate puncte de referință reale fixe.

Mijloacele de determinare a caracteristicilor mișcării în navigația maritimă au fost obiectul principal al activității creatoare umane în acest domeniu. Perfecționarea acestor mijloace a condus la descoperiri deosebite pentru dezvoltarea umanității. Mult mai târziu, în secolul XX era noastră, a început să apară problema determinării caracteristicilor mișcării în navigația aeriană, însă, mijloacele de determinare au avut, comparativ cu cele din navigația maritimă, o evoluție și o dezvoltare aproape explozivă. Aceasta a fost stimulată creativ și material de zborul cosmic.

Concomitent cu studiul fenomenelor fizice din natură și dezvoltarea tehnică destul de lentă în perioada de mijloc a evoluției umane, omul a început să studieze cu mai multă atenție mișcarea unor viețuitoare, pentru a învăța din însăși evoluția naturii, ce a avut loc pe o durată foarte mare de timp.

Una din cele mai cunoscute, dar după cum se prezintă în literatură, poate și cea mai performantă utilizare a principiului sonarului este mișcarea liliacului. Liliacul face uz de un

sonar pentru a naviga sau vâna insecte. Sistemul lui de orientare este întâlnit în literatură sub denumirea de *ecolocator* [36], [47], [80], [89], [98].

Liliacul are o vedere foarte slabă, este practic orb, și cu toate acestea localizează cu precizie hrana – insectele, ocolește la timp obstacolele ivite în calea zborului său și găsește cu precizie locul de ședere pe timpul zilei. Numai după studii și experimentări numeroase, savanții au descoperit între 1910 și 1922 că liliacul folosește în acțiunea de localizare unda ultrasonoră. El emite unde ultrasonore cu frecvențe între 40 kHz și 70 kHz, cu intermitențe, și din analiza extrem de rapidă a undei ultrasonore reflectate de corpuri fixe sau insecte, deci a ecoului, determină prezența și poziția hranei și a obiectelor ce trebuie să le ocolească în zborul său. Deci, liliacul posedă un sistem de ecolocație ultrasonoră, biologic, extrem de sofisticat și precis având în vedere și faptul că distanțele dintre liliac și obiectul reflectant sunt relativ mici. Timpul de întârziere dintre momentul de emisie a țipătului și momentul de întoarcere al ecoului poartă informația despre distanța până la obiectul care a generat ecoul.

Ecoul recepționat de către liliac este “măsurat” pe mai multe dimensiuni: întârzierea aduce informație despre distanța până la obiectul care a generat ecoul, iar amplitudinea ecoului este dependentă de înclinarea relativă a țintei față de liliac. În plus, aceeași amplitudine mai arată și cât de întinsă este suprafața pe care s-a făcut reflexia. Din caracteristica spectrală a semnalului recepționat se pot trage concluzii despre rugozitatea suprafeței de reflexie. Prin determinarea deviației Doppler se poate estima viteza țintei. Chiar mai mult, componenta continuă a semnalului recepționat oferă o măsură a vitezei relative față de țintă, iar componenta alternativă oferă o măsură a frecvenței bătailor din aripi a prăzii. La întreg acest tablou de informații se adaugă și indicația biaurală ce se traduce până la urmă în informație de azimut [89].

În concluzie, ecoul recepționat de către liliac este analizat din mai multe puncte de vedere. Deviația Doppler este convertită în informație de viteză, amplitudinea ecoului poartă informația de orientare a obstacolului relativ la traductoare, iar întârzierea ecoului spune cât de departe se găsește obstacolul. S-a demonstrat că liliacul clasifică ecourile funcție de amplitudine, frecvență și timp.

Extinzând studiul și asupra altor viețuitoare, s-a descoperit că, în mediul acvamarin, cetaceele posedă sisteme ecolocatoare ultrasonore ce permit detectarea bancurilor de pește la distanțe mari. Ele emit și recepționează unde ultrasonore cu frecvența între 100 kHz și 200 kHz și de intensitate mare [80], [89].

Studiile mai sus menționate au condus la realizarea de sisteme de ecolocație ultrasonoră în mediul marin atât pentru navele ce plutesc pe apă cât și pentru cele ce navighează în imersiune. Pentru acestea din urmă, ele constituie “ochii” fără de care nu ar putea naviga.

Odată cu descoperirea undelor electromagnetice, cu atenuare mică în aer și foarte mică în spațiul cosmic, cercetările în domeniul mișcării au rezolvat ecolocația la distanțe mari și foarte mari. Undele ultrasonore, în propagarea lor, au aceleași caracteristici energetice ca și undele electromagnetice; ele au însă atenuare mare în aer, atenuarea crescând foarte mult odată cu creșterea frecvenței [98], și atenuare foarte mică în lichide. Deci, determinarea caracteristicilor mișcării în aer se face cu unde electromagnetice și unde ultrasonore iar în apă numai cu unde ultrasonore.

Aprofundând științific studiul propagării undelor electromagnetice și ultrasonore, cercetătorii au ajuns la concluzia că aceste două forme de energie propagate pot fi utilizate în studiul mișcării și poziționării unui obiect în mediu lichid, aer sau vid, de la distanță.

Determinarea de la distanță a poziției unui corp și a caracteristicilor sale de mișcare în raport cu un punct de referință poartă numele de telemetrie; sistemul fizic concret cu care se realizează telemetria se numește **sistem telemetric**. Sistemul telemetric precizează coordonatele unui obiect staționar sau în mișcare într-un sistem de coordonate cartezian, polar sau sferic, având centrul de axe în punctul de referință. Tot în aceste sisteme de coordonate se determină direcția mișcării, viteza de mișcare și sensul de mișcare.

În cadrul telemetriei, orice obiect material de studiu, indiferent de mediu, poate fi considerat punct material datorită diferențelor foarte mari între dimensiunile obiectului și distanțele mari și foarte mari de la care se execută telemetria.

Un sistem telemetric poate furniza informații poziționale asupra unui punct material în repaus (staționar) și atunci poartă numele de *sistem telemetric staționar*. Dacă furnizează informații despre un punct material în mișcare, atunci se numește *sistem telemetric dinamic*; acesta poziționează momentan punctul material și dă informații despre direcția de mișcare, viteza mișcării și sensul acesteia (apropierea sau depărtarea de sistemul telemetric). În aceste condiții, prin sistem telemetric dinamic se înțelege totalitatea mijloacelor tehnice utilizate pentru determinarea poziției unui punct material și evoluției poziției în raport cu un sistem de coordonate dat.

Sistemul telemetric poate fi considerat:

- fix, dacă este poziționat ca punct staționar în spațiu, de regulă același cu originea sistemului de axe de coordonate;
- în mișcare (mobil), dacă se suprapune punctului în mișcare (la bordul unui avion, vapor, tren, mașină de transport rutier, navetă spațială etc.).

Sistemul telemetric fix poate fi și staționar și dinamic, pe când sistemul telemetric mobil nu poate fi decât dinamic.

În cazul în care telemetria are ca obiect un punct material în mediul atmosferic, sistemul telemetric folosește:

- unde electromagnetice cu frecvențe de la  $m \cdot 10^7$  Hz până la  $n \cdot 10^9$  Hz cu  $m = 3 \div 40$  și  $n = 0,47 \div 5,5$ , pentru distanțe mari și foarte mari;
- unde ultrasonore cu frecvențe între 20 kHz și 100 kHz pentru distanțe mici și foarte mici.

În primul caz, sistemele telemetrice se numesc **sisteme de radiotelemetrie** (*staționare* sau *dinamice*). Se numesc radio, deoarece, unele electromagnetice cu frecvențe între 400 kHz și 250 MHz sunt folosite în radio, sau radiotelefonie. Cu toate că, actualmente, s-a depășit limita superioară a undelor radio, întrucât se lucrează frecvent cu frecvențe de 0,47 GHz  $\div$  5,5 GHz, s-a păstrat denumirea de radio mai mult pentru specificarea că se utilizează unde electromagnetice.

Pentru distanțe mici, câțiva metri până la câțiva kilometrii, sistemele de radiotelemetrie folosesc antene tip baston în  $\lambda/2$ , iar pentru distanțe mai mari, folosesc antene cu factor de directivitate foarte bun – antene radar [18], [41], [63].

În al doilea caz, **sistemele de telemetrie ultrasonoră** (*staționare* sau *dinamice*) au aplicații limitate la câțiva zeci de metri, din cauza atenuărilor mari, însă cu avantaj asupra sistemelor de radiotelemetrie privind complexitatea echipamentului electronic, mai ales la tipurile dinamice [70].

În cazul în care telemetria are ca obiect un punct material, fix sau mobil, în mediu lichid sau în mediu biologic, se folosesc numai unde ultrasonore cu frecvențe cuprinse între

100 kHz și 50 MHz, iar sistemul de telemetrie este atât staționar cât și dinamic. Sistemele de telemetrie ultrasonoră staționare au aplicații mai ales în investigația ultrasonică, unde o ramură aparte o ocupă ecografia. Aplicațiile sistemelor de telemetrie ultrasonică dinamice în mediul acvamarin sunt numeroase și cu importanță vitală în navigația maritimă, la suprafața apei sau în imersie; ele au avut o evoluție ascendentă spectaculoasă în ultima vreme, părăsind navigația maritimă ca aplicație prioritară și intrând în studiul vieții acvamarine și în domeniul de sănătate a ființelor vii, în special al omului [46], [55].

Determinarea caracteristicilor mișcării nu se poate face decât cu sisteme de telemetrie dinamice. Folosirea undei electromagnetice sau a undei ultrasonore depinde de:

- viteza de propagare în mediul în care se mișcă punctul mobil în cauză;
- interacțiunea dintre unda de energie și mediul de propagare.

În medii omogene și izotrope, atât undele electromagnetice cât și undele ultrasonore se propagă în linie dreaptă din punctul de radiație – antena sau sursa, cu o viteză numită viteză de fază  $v_f$ . Pentru undele electromagnetice, considerând mediul atmosferic sau spațiul cosmic ca medii dielectrice ideale, viteza de propagare este:

$$v_f = 2,99691 \cdot 10^8 \text{ m/s în atmosferă,}$$

$$v_f = 2,99981 \cdot 10^8 \text{ m/s în vid (spațiu cosmic),}$$

iar pentru undele ultrasonore:

$$v_f = 340 \text{ m/s în atmosferă,}$$

$$v_f = 1500 \text{ m/s în apa de mare.}$$

Interacțiunea dintre undele electromagnetice sau ultrasonore și mediul de propagare ia în considerare proprietățile mediului de propagare: atenuarea undei, reflexia și transmisia undei la suprafața de separare între două medii cu proprietăți mecanice diferite, fenomenul de difracție și fenomenul de interferență a undelor.

Telemetria dinamică poate folosi:

- fenomenul de reflexie al undei;
- propagarea cu viteză finită a undei;
- propagarea în linie dreaptă a frontului de undă, dacă mediul în cauză este omogen și izotrop;
- directivitatea radiației undei și receptării ei sau al ecoului ei;
- variația frecvenței semnalelor recepționate în funcție de viteza relativă dintre receptorul și emițătorul de undă (efectul Doppler);
- dependența amplitudinii și fazei undei radiate de distanța de propagare.

Sistemele de telemetrie, după parametrul determinat sau fenomenul fizic folosit, se pot grupa în următoarele sisteme:

#### a) Sistem de radiotelemetrie temporal

Aplicarea și prelucrarea semnalelor modulate în impuls în telemetrie, se reduce, în fond, la măsurarea intervalelor de timp. Din acest motiv, sistemele telemetrice modulate în impuls se mai numesc și sisteme temporale, iar sistemele de radiotelemetrie în care se aplică această metodă se numesc sisteme de radiotelemetrie temporale. Schema bloc principală a unui sistem de radiotelemetrie temporală este dată în figura 1.1 [5].

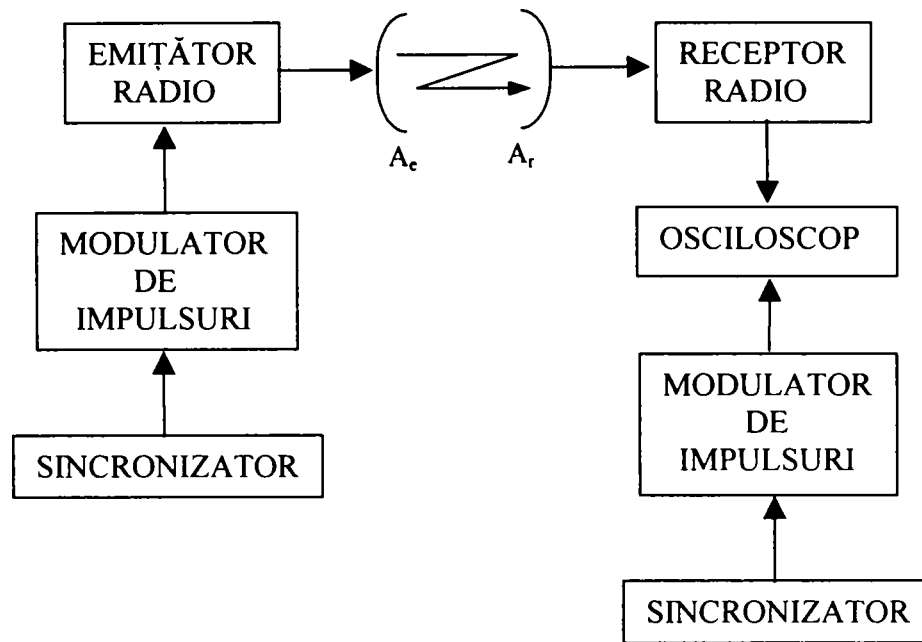


Fig. 1.1. Structura unui sistem de radiotelemetrie temporală.

La momentul  $t_0$  emițătorul radio transmite prin antena emițătoare  $A_e$  un impuls radio; prin antena receptoare  $A_r$ , impulsul este recepționat de blocul receptor radio. Simultan cu impulsul radiat, în etajul final al receptorului se introduce un impuls de referință. Pe ecranul osciloscopului se măsoară intervalul de timp  $\Delta t$  dintre impulsul de referință și impulsul recepționat. Acest interval de timp este format din

$$\Delta t = \Delta t_D + \Delta t_r + \Delta t_s, \quad (1.1)$$

unde  $\Delta t_D$  este timpul de propagare al semnalului de la antena emițătoare la antena receptoare,  $\Delta t_r$  – întârzierea impulsului în canalul de recepție iar  $\Delta t_s$  – eroarea de sincronizare.

Având în vedere că:

$$\Delta t_D = D / v_f, \quad (1.2)$$

unde  $D$  este distanța dintre cele două antene, se obține acest parametru din relația:

$$D = v_f(\Delta t - \Delta t_r - \Delta t_s) \quad (1.3)$$

Deci, măsurând intervalul de timp  $\Delta t$  și cunoscând  $\Delta t_r$  și  $\Delta t_s$ , se poate determina distanța  $D$  de la emițător la receptor.

Precizia de măsurare a distanței  $D$  este determinată de precizia de realizare a sincronizării. Distanța maximă de telemetrare este determinată de puterea de emisie a emițătorului, care este mică la durate mici ale impulsului.

### b) Sisteme de radiotelemetrie bazate pe goniometrare

Principial prin goniometrare se determină relevmentul corespunzător al punctului material în cauză, adică unghiul format de o direcție de referință, DR, cu direcția aparentă,



DA, dată de antena de emisie, la un emițător de unde electromagnetice. Poziția punctului material se obține prin intersecția a două linii de goniometrie din două puncte distincte (ce nu coincid), pe aceeași direcție de referință.

Goniometrarea se poate face după maximum semnalului, după minimum semnalului sau prin metoda comparării.

Goniometrarea după maximum semnalului este una din cele mai utilizate metode în telemetrarea coordonatelor unghiulare a unui punct material fix sau mobil. Prin determinarea relevmentului, se determină, de fapt, coordonatele unghiulare ale punctului material. Schema bloc principală a sistemului de radiotelemetrie prin goniometrare după metoda maximumului este redată în figura 1.2 [5], [28].

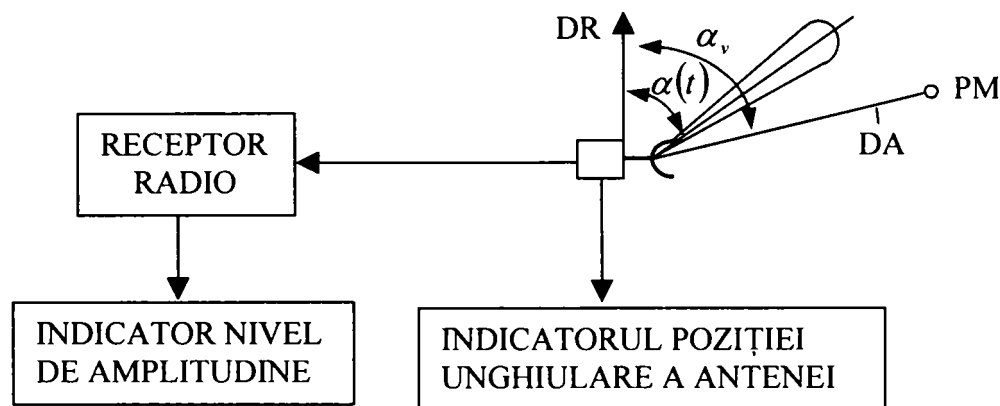


Fig. 1.2. Sistem de radiotelemetrie prin goniometrare după metoda maximumului:  
 PM – punct material fix sau mobil,  
 DR – direcția de referință,  
 DA – direcția aparentă a antenei la maximum amplitudinii recepționate.

Goniometrarea după maximum semnalului se bazează pe posibilitatea emisieii unui fascicul de unde dirijate, cu detectarea precisă a direcției pentru care semnalul recepționat are maximum de amplitudine (adică a direcției de emisie maximă). Întrucât antena emițătoare se rotește, la un moment dat, diagrama de directivitate a antenei se suprapune peste direcția spre mobil, rezultând un semnal. Întrucât amplitudinea semnalului recepționat variază în funcție de rotația antenei, înfășurătoarea amplitudinii reproduce forma caracteristicii de directivitate a antenei, adică

$$U_e(\Omega \cdot t) = k \cdot F_A(\alpha) \quad (1.4)$$

unde  $F_A(\alpha)$  este ecuația caracteristică de directivitate a antenei iar  $\Omega \cdot t = \alpha(t)$ , și reprezintă valoarea curentă a unghiului format de diagrama de directivitate cu direcția de referință DR,  $\Omega$  fiind viteza de rotație a antenei.

Unghiul  $\alpha_v$  (coordonata unghiulară a mobilului) se stabilește când indicatorul de nivel de amplitudine arată maximum de valoare și este măsurat sincron de indicatorul poziției unghiulare a antenei.

Precizia metodei de goniometrare după maximum depinde de precizia de determinare a maximumului amplitudinii semnalului goniometrat și de forma caracteristicii de directivitate a antenei.

Avantajul acestui sistem de radiotelemetrie a poziției constă în simplitatea realizării tehnice și în posibilitatea de funcționare în condițiile unui raport semnal/zgomot mic.

### c) Sistem de radiotelemetrie bazat pe modulația de frecvență

Schema bloc principală a unui sistem de radiotelemetrie bazat pe modulația de frecvență este prezentată în figura 1.3 [5].

Semnalul produs de generatorul de înaltă frecvență, cu frecvența purtătoare  $f_0$ , se modulează cu ajutorul unui modulator de frecvență având perioada de oscilație  $T_m$  și deviația de frecvență  $f_D$ . Semnalul astfel modulat se propagă din antenă către obstacol, se reflectă de acesta și se aplică la intrarea radioreceptorului. Simultan, la cealaltă intrare a radioreceptorului se aplică direct semnalul furnizat antenei de emisie.

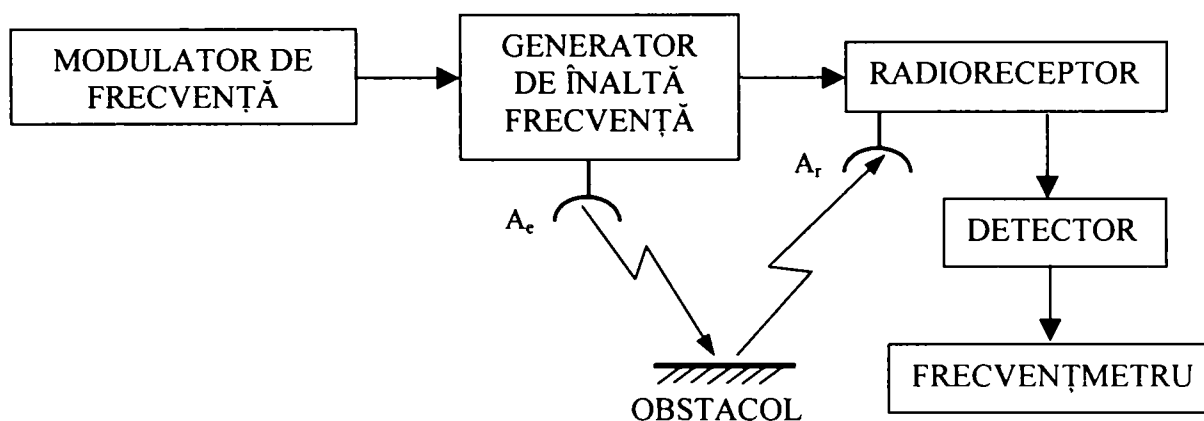


Fig. 1.3. Sistem de radiotelemetrie utilizând modulația în frecvență.

La ieșirea detectorului se obține o tensiune proporțională cu amplitudinea semnalului rezultat din însumarea celor două semnale aplicate la intrarea radioreceptorului. Această amplitudine se modifică în funcție de  $\cos\Delta\varphi$ , unde  $\Delta\varphi$  este diferența de fază a semnalului recepționat față de semnalul emis.

Ținând cont că cele două antene sunt de fapt una singură sau două antene apropiate ce se rotesc sincron, și în condiția că

$$2D/v_f \ll T_m, \quad (1.5)$$

unde  $D$  este distanța de la antena de emisie la obstacol, semnalul rezultat, sesizat de detector, este sub forma unor bătăi de frecvență joasă. Frecvența de variație a amplitudinii semnalului rezultat se determină cu relația:

$$f_\delta = \frac{4f_D}{v_f \cdot T_m} \cdot D \quad (1.6)$$

Măsurând această frecvență a bățiilor cu frecvențmetru, se poate determina distanța D până la obstacolul fix sau mobil și se poate stabili poziția acestuia.

#### **d) Sisteme de telemetrie cu unde ultrasonore de tip fază-amplitudine**

Dacă se trece în revistă întreaga varietate de sisteme în care se face uz, într-un fel sau altul, de undele ultrasonore pentru a obține informația spațială despre mediu, se pot sintetiza trei categorii fundamentale de investigare acustică [49], [50]:

- sisteme ortogonale cu maparea intensității;
- sisteme bazate pe metoda puls-ecou; și
- sisteme fază-amplitudine.

Sistemele ortogonale cu maparea intensității produc o imagine (hartă) bidimensională a transmisiei undei ultrasonore prin obiectul investigat. Trăsătura de bază a sistemului este aceea că emițătorul și receptorul sunt poziționate de-o parte și de alta a obiectului supus investigației.

Sistemele bazate pe metoda puls-ecou se bazează pe determinarea timpului de propagare dus-întors a impulsului acustic. Împulsul este generat de către traductorul emițător, se propagă în mediu până la obiectul până la care se măsoară distanța, se reflectă pe suprafața acestuia datorită diferențelor impedanțelor acustice și se propagă înapoi la traductorul receptor. Uneori, pentru a simplifica echipamentul, se utilizează același traductor atât pentru emisie cât și pentru recepție. În acest caz trebuie să se blocheze calea semnalului către amplificatorul de recepție pe perioada emisiei.

Ar fi de subliniat că forma (intensitatea) impulsului ultrasonic recepționat poartă informația nu numai despre distanța până la obiectul pe care s-a făcut reflexia ci și despre mărimea, forma, rugozitatea și inclinarea sa față de traductor.

Spre deosebire de cele două sisteme menționate mai sus, în care este procesată doar amplitudinea oscilațiilor acustice, sistemele fază-amplitudine iau în considerare și faza semnalului întors la recepție, fiind, deci, conceptual mai avansate. Aceste sisteme sunt cunoscute ca sisteme pentru holografie ultrasonică (acustică), care reprezintă cea mai perfecționată metodă de investigație ultrasonoră. Sistemele fază-amplitudine sunt cele mai complexe, cu cea mai laborioasă fază de post-procesare dar și cu rezultatele cele mai bune.

Reconstrucția holografică ultrasonoră a imaginilor are un număr mare de aplicații în ecografia medicală și în sonare navale. Sunt utilizate cu succes în medicină, unde calitatea și cantitatea informației sunt importante, sacrificându-se viteza de răspuns a sistemului, iar performanțele sistemului și calitatea imaginii primează față de complexitatea și costurile implementării.

Aplicațiile reconstrucției holografice ultrasonice a imaginilor în aer sunt mai rare, deoarece imaginile obținute în aer sunt puternic distorsionate [109]. Aceste distorsiuni se datorează în primul rând lungimii de undă, relativ mari, cu care se lucrează în aer, a dimensiunii traductoarelor, care limitează numărul acestora și nu în ultimul rând a atenuării relativ mari a sunetului la deplasarea în aer. La acestea se mai adaugă și influența următorilor factori perturbatori: variații ale temperaturii, umidității și presiunii aerului, curenții de aer și zgomotele ambiționale produse de către echipamentele industriale sau chiar de alți roboți mobili, existenți în preajmă [17], [111].

O aplicație a holografiei ultrasonice în aer este cea a evitării obstacolelor în deplasarea unui robot mobil autonom, sau atingerea unei ținte, având ca sursă de informație senzorii ultrasonici [8], [9], [21], [31], [52].

Tabloul informației oferit de către ecourile ultrasonice este foarte bogat, ceea ce permite obținerea unei descrieri detaliate și precise a mediului care le-a generat. Acest lucru este posibil avându-se în vedere faptul că și o rezoluție scăzută de ordinul a 40-50 mm este suficientă pentru evitarea obstacolelor în cazul conducerii roboților mobili autonomi [48], [52].

Mai mult, datorită volumului mic de procesare necesar pentru a obține distanța până la obstacolele înconjurătoare din semnalul furnizat la ieșire, senzorii ultrasonici sunt potriviți lucrului în timp real, atât de necesar navigației autonome. La autovehiculele ghidate (având în literatură denumirea consacrată de automated guided vehicles – AGV) apare situația în care sistemul trebuie să ia anumite decizii, cum ar fi, spre exemplu, partea în care să ocolească obstacolul ce staționează pe traseu [6]. Detalii despre un pilot automat sunt prezentate în [51] iar despre automatizarea parcării autovehiculelor în [33], [122], [123].

În lucrarea despre automatizarea parcării autovehiculelor se încearcă să se găsească un sistem care să ofere o facilitate în plus următoarelor generații de autovehicule. Comportamentul legat de automatizarea parcării automate a autovehiculelor este implementat combinând problemele legate de telemetrare cu unde ultrasonore și utilizarea rețelelor neuronale artificiale și a logicii fuzzy.

Pentru a afla poziția obstacolelor față de robot este necesară cunoașterea următorilor parametri:

- întârzierea față de momentul emisiei salvei ultrasonice, ce va furniza informații despre distanța până la obstacolul pe care se face reflexia;
- diferența temporală între momentul recepției aceluiași ecou de către două transductoare receptoare, așezate de o parte și de alta a unui transductor emițător, care va furniza informații despre azimutul obstacolului care a generat ecoul, relativ la linia mediană a sistemului de transductoare [9], [11], [13].

#### **e) Sistemul de telemetrie GPS – Global Positioning System**

Sistemul de poziționare global GPS este un sistem de navigație prin satelit, fiind cel mai sofisticat și mai costisitor sistemul pentru localizarea pe pământ sau în spațiul atmosferic a unui punct material fix sau mobil. El este destinat să asigure determinarea coordonatelor spațiale ale aeronavelor și a vitezei de zbor. Coordonatele spațiale se determină prin aplicarea metodei telemetrice, iar viteza de zbor se măsoară cu ajutorul metodei Doppler. Totodată, sistemul are și rolul de sincronizare a scării de timp pe diverși sateliți și la bordul aeronavelor.

Ca structură, sistemul GPS poate fi împărțit în trei segmente [30], [114]:

- segmentul spațial – sateliții;
- segmentul de control
- segmentul utilizator – compus din toți cei ce se folosesc sistemul GPS în scopuri de poziționare și de sincronizare.

**Segmentul spațial** al sistemului GPS este realizat printr-un sistem format din 24 sateliți (denumit sistem NAVSTAR), dintre care 21 sunt operaționali și trei sunt de rezervă. Orbitele pe care se mișcă sateliții sunt de așa natură alege încât fiecare satelit repetă aceeași mișcare în 24 ore. Sateliții GPS se mișcă câte 4, dispuși la intervale egale, în șase plane

orbitale. Această „constelație” de sateliți oferă posibilitatea ca, din orice punct de pe pământ, să fie vizibili 5 până la 8 sateliți.

În scopul reducerii erorilor provocate de refracția în ionosferă a undelor electromagnetice, transmisia informațiilor de la sateliți la aeronavă se face pe două frecvențe purtătoare:  $f_1 = 1575,42$  MHz ( $\lambda_1 = 19$  cm), numită frecvență  $L1$  GPS și  $f_2 = 1227,60$  MHz ( $\lambda_2 = 24$  cm), numită frecvență  $L2$  GPS.

Fiecare din cele două semnale conțin informația codificată, prin codul P (protejat sau precis) pe  $L1$  și  $L2$ , rezervat doar utilizatorilor militari, sau codul C/A (dectecție ușoară) pe  $L1$ , folosit preponderent pentru poziționare în aplicațiile civile. Informația de distanță este transmisă prin modularea fazei semnalului purtător. În cazul poziționării punctelor materiale mobile, se determină și viteza, direcția de mișcare și sensul de mișcare.

Fiecare din cele două semnale purtătoare conține codificat mesajul de navigație; acesta descrie orbitele sateliților – efemeridele, ceasul satelitului și relația lui cu timpul GPS și alți parametri de sistem satelitar (introducerea unor corecții în scara timpului la bordul sistemului de navigație, în efemeridele sateliților, în datele de telemetrare etc.).

**Segmentul de control** al sistemului GPS este alcătuit din trei părți principale: o stație principală de control MCS (Master Control Station), trei antene tereste, care asigură interfața de telemetrare, urmărire și comandă în timp real între sateliții GPS și stația principală MCS, și stațiile de monitorizare, localizate în toată lumea. Aceste stații măsoară semnalele recepționate de la fiecare satelit și, pe baza modelelor matematice pentru fiecare satelit, calculează cu precizie datele orbitale – efemeridele și corecția ceasului pentru fiecare satelit în parte. Aceste date sunt transmise stației principale MCS, care efectuează controlul telemetric asupra funcționării sistemelor de la bordul fiecărui satelit și execută măsurători ale traiectoriei. Cu alte cuvinte, asigură monitorizarea continuă a performanțelor constelației de sateliți.

**Segmentul utilizatorilor** cuprinde receptoare GPS de cod C/A pe frecvența  $L1$  GPS. Aceste receptoare se împart, la rândul lor, în două tipuri: receptor corelator standard (Standard Correlator) și receptor corelator îngust (Narrow Correlator). Cu primul tip de receptor se poate atinge o precizie diferențială de 1 m pe orizontală și 5 m pe verticală iar cu al doilea tip de receptor se pot atinge precizii în localizare de câțiva zeci de centimetri.

Semnalul purtător  $L1$  și codul C/A sunt folosite pentru determinarea de poziții cu o precizie de câțiva centimetri folosind metode de corecție în postprocesare. Pentru aceasta se impune staționarea în punctul inițial de aproximativ 10 minute. În această perioadă de timp, receptorul calculează o valoare numită ambiguitate pentru fiecare pereche de sateliți. Odată aceste ambiguități calculate, receptorul poate deveni mobil, menținându-și precizia în poziționare, atâta timp cât sateliții pentru care s-au calculat aceste ambiguități calculate sunt în „câmpul vizual” al receptorului. Receptoarele duble, ce măsoară în același timp codul C/A și codul P sunt mult mai precise și ating o precizie de 1 până la 2 centimetri.

Aparatura de navigație de la bordul aeronavei, ale cărei coordonate se calculează, rezolvă următoarele probleme principale:

- selectează grupul de sateliți GPS cei mai favorabili determinărilor de navigație din totalitatea sateliților ce se găsesc în zona de vizibilitate;
- calculează valorile probabile ale coordonatelor unghiulare, distanța și viteza pentru sateliții selectați;
- detectează semnalele obținute de la sateliții GPS din punct de vedere al distanței, al întârzierii de timp și al deviației Doppler de frecvență;
- selectează informațiile referitoare la efemeride;

- măsoară întârzierea în timp a semnalelor și deviația Doppler de frecvență;
- prelucrează parametri de navigație măsurați și informațiile referitoare la efemeride, de la toți sateliții de navigație, în scopul determinării coordonatelor spațiale ce definesc poziția vehiculului și a componentelor vitezei de deplasare a acestuia.

Sistemele de navigație prin sateliți asigură o înaltă precizie de determinare a coordonatelor dacă scara timpului se menține riguros constantă pe toată durata de existență a acestora. Eroarea probabilă de determinare a vitezei cu ajutorul sistemului NAVSTAR este de aproximativ 0,3 m/s.

#### **f) Sisteme de telemetrie Doppler**

În evaluările mișcărilor unor mobile cu viteze mari de deplasare și costuri ridicate de realizare a mișcării – avioane sonice și supersonice, navete spațiale, sateliți ai pământului, se folosesc sisteme de telemetrie Doppler cu referențial fix pasiv, care lucrează cu unde electromagnetice în mediul-atmosferă. Aceste sisteme emit semnale de frecvențe foarte ridicate, peste 800 MHz; ele se reflectă de elemente fixe din spațiu (pământ) sau mobile (avioane, navete spațiale, sateliți) și prin recepția semnalului reflectat și prelucrarea acestuia, se extrage semnalul Doppler cu ajutorul căruia se determină caracteristicile mișcării și poziția mobilului față de un referențial fix [3], [4], [5], [15], [27], [43], [81], [82].

Ele dau informații despre poziția momentană, despre unghiul direcției de mișcare față de o referință, despre viteza de mișcare și despre sensul mișcării (apropierea sau depărtarea de sistem).

Echipamentul sistemului de telemetrie Doppler este sofisticat, complex din punct de vedere electronic și foarte scump. Din această cauză, acest sistem se aplică acolo unde mișcarea în atmosferă se face cu costuri mari, cum este navigația aeriană, navigația cosmică, mișcarea sateliților artificiali ai pământului, etc. În aceste cazuri apar distanțe mari între cele două referențiale, cel mobil, care se deplasează cu viteze mari ( $v > 50$  m/s), și cel fix. De asemenea, se folosesc în sistemele de radar, pentru identificarea unor corpuri “străine” în mediul investigat, pe distanțe mari.

În medii lichide, în special apă, atenuarea energiei electromagnetice este mare comparativ cu cea a energiei ultrasonore, mediul acvatic fiind, practic, mediul ideal pentru propagarea undei ultrasonore [19], [28]. De aceea, studiul mișcării în mediul acvatic cu sisteme de telemetrie Doppler bazate pe energia oscilantă ultrasonoră a căpătat o dezvoltare de excepție; sistemele de telemetrie Doppler ultrasonore constituie „ochiul” navelor de suprafață și mai ales a celor submarine, atât pe distanțe scurte cât și pe distanțe mari [2], [5], [14], [20], [60], [69], [78], [79], [84], [85], [112].

În medii biologice, apropiate mai mult de mediile lichide, unda ultrasonoră este de asemenea preferată, ținând cont mai ales de caracterul „neagresiv” al acesteia comparativ cu unda electromagnetică. Sistemele de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore au căpătat valențe deosebite în studiul mișcării sângelui în vasele sanguine umane, cu impact major în ușurarea diagnosticării bolilor cardiovasculare [44], [45], [94], [95], [97], [99], [110].

## 1.2. ACTUALITATEA TEZEI DE DOCTORAT

Sistemele de radiotelemetrie Doppler, existente în practică, se folosesc pentru telemetrarea caracteristicilor mișcării unor mobile care se găsesc la distanțe mari. Pentru ca deviația Doppler în frecvență să capete valori apreciabile, se are în vedere evaluarea mișcării unor mobile cu viteze mari de deplasare (mai mari de 500 km/h) și folosirea unor semnale de frecvențe foarte ridicate, mai mari de 1 GHz.

În aceste condiții, echipamentul sistemului de telemetrie Doppler este sofisticat, complex din punct de vedere electronic și foarte scump. Din această cauză, aceste sisteme de radiotelemetrie Doppler sunt rentabile în condițiile studierii unor mișcări în atmosferă care se fac cu costuri mari, cum este navigația aeriană, navigația cosmică, mișcarea sateliților artificiali ai pământului etc., în care caz costul evaluării mișcării este mic în comparație cu costul total al execuției mișcării.

În anumite situații impuse de practica curentă, în sistemele hidroenergetice, în studiile ecologice de modificare de sol în deltele fluviilor, în unele spoturi nautice, în robotică etc., apare necesitatea evaluării unor mișcări cu viteze mici și costuri reduse în realizarea lor. Avându-se în vedere și distanțele mici între cele două referențiale, se poate trage concluzia că folosirea, în aceste aplicații, a unui sistem de radiotelemetrie Doppler cu funcționare normală puls-ecou (cu referențial fix pasiv) nu este rentabilă.

Mai mult, semnalul electromagnetic reflectat este influențat de elementele fizice concrete, vecine referențialului fix, unele în mișcare cu viteze mici, cam de același ordin de mărime cu a referențialului mobil. S-a pus problema de a se elimina deviațiile Doppler de frecvență parazite, ce apar în situația reală, adică de a selecta clar mișcarea în cauză din noianul de mișcări ce au loc concomitent în vecinătatea mobilului studiat. Aceasta constituie încă o cauză pentru care nu se utilizează sistemul de radiotelemetrie Doppler cu funcționare normală puls-ecou în aceste aplicații.

În aceste condiții, problema evaluării unor mișcări cu viteze mici și costuri reduse în realizarea lor a căpătat valențe noi, ea aplicându-se în domenii variate [90], [91], [92], [93], [94], [96]. Astfel a apărut sistemul de telemetrie Doppler cu referențial fix activ, preocupare a autorului [70], [71], [72], [73], [74], [75], [76], care se pretează și la acele aplicații la care se impune deplasarea referențialului fix activ, prin faptul că referențialul fix activ este mic ca volum și greutate.

Pentru exemplificare, se prezintă câteva aplicații în care se pune problema evaluării mișcării cu viteze reduse și costuri mici în execuție.

- Localizarea colmatărilor pe fundul văii unui fluviu, în amonte și în aval de barajul unei hidrocentrale, în special pentru regularizarea canalului de navigație fluvială. În acest scop, este necesară ridicarea periodică a grafului văii fluviului, folosindu-se o combinație sonar – telemetrie Doppler; prin sonar se determină prezența colmatărilor pe fundul văii, iar prin telemetrie Doppler se face localizarea acestor colmatări față de mal [90], [91]. Întrucât circulația rutieră nu poate fi întreruptă pe cele două maluri, după cum nici pe apă nu poate fi întreruptă navigația fluvială, reflexia semnalului emis se produce atât pe referențialul fix cât și pe celelalte mobile aflate în vecinătate, fapt ce introduce semnale de deviație Doppler parazite. Se impune deci selectarea numai a semnalului reflectat de referențialul fix, adică se impune folosirea unui referențial fix activ.
- Studiul colmatării canalului navigabil în delta de vărsare a unui fluviu în mare.

- Controlul regimului de antrenament al canotorilor pentru marea performanță. Se urmărește permanent viteza de deplasare de-a lungul traseului și, astfel, se poate stabili strategia de desfășurare a concursului funcție de rezultatele de la antrenamente.
- Se urmărește mișcarea navelor spre și dinspre punctele strategice, situate pe mal.
- În mișcarea autonomă a roboților, pentru evitarea obstacolelor pe care un robot mobil le poate întâlni în deplasarea sa.
- Evoluția pământului în deltele râurilor și fluviilor, cu impact major asupra florei și faunei zonei.

Pentru evaluarea mișcării s-au luat în considerare nu numai undele electromagnetice ci și undele ultrasonore. Sistemul de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore poate fi folosit pentru evaluarea mișcării cu viteze mici și prețuri reduse, întrucât deviația Doppler de frecvență este destul de mare comparativ cu frecvența semnalului purtător și, ca urmare, separarea deviației Doppler este simplă și necostisitoare. Limitarea importantă a acestui sistem este legată de distanță, deoarece atenuarea unei ultrasonore în aer este mare și crește cu distanța dintre referențiale. Sistemul poate asigura telemetrarea la distanțe mici, zeci de metri.

Dezvoltarea teoriei și experimentului pentru evaluarea mișcării cu viteze mici s-a extins de la mediul atmosferic la mediul lichid și apoi la mediul biologic [95], [97], [99], [100].

Sistemele de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ sunt o soluție pentru evaluarea mișcării cu viteze mici și cu costuri reduse la distanțe medii și mici – sute de metri până la câteva mii de metri, cu condiția ca structura și soluția tehnică să fie ieftină.

Aceste sisteme de telemetrie Doppler vor fi analizate în detaliu în capitolele următoare, deoarece o serie de probleme au rămas nelămurite, încă, iar aplicațiile sunt deosebite atât cu unde electromagnetice cât și cu unde ultrasonore.

### 1.3. STRUCTURA PREZENTEI TEZE

Obiectivul prezentei teze de doctorat constă în evaluarea caracteristicilor mișcării unor mobile care se deplasează cu viteză mică și la care execuția mișcării se realizează cu costuri reduse. Este studiat în particular realizarea unui sistem de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ care asigură telemetrarea acestor caracteristici, de la distanță medie și mică.

În capitolul 1, "*Introducere*", sunt prezentate câteva considerații generale asupra subiectului privind realizarea unor sisteme de poziționare a unui punct material staționar sau în mișcare. Numai în mișcările mobilului cu viteză mare și costuri mari de execuție s-au dezvoltat sisteme de evaluare a mișcării. Acest domeniu este actualmente atât de vast încât ideile prezentate în această introducere reliefează doar o mică parte a sa. Această sumară prezentare a multitudinii de sisteme de telemetrie a fost făcută pentru a oferi o imagine de ansamblu a domeniului și totodată pentru a sublinia importanța și actualitatea efortului depus în prezenta teză, pentru crearea unui sistem de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ, care să asigure telemetrarea caracteristicilor mișcării unor mobile ce se deplasează cu viteză mică.



În capitolul 2, “*Structura principială a sistemelor de telemetrie Doppler*”, se prezintă o tratare teoretică a evaluării mișcării, prin analiza de frecvență, pe baza efectului Doppler-Fizeau cu unde electromagnetice și unde ultrasonore, în mediul atmosferic, lichid și biologic. Pentru a putea trage concluziile necesare privind structura sistemului de telemetrie, au fost tratate separat cele două efecte Doppler, cu unde electromagnetice, respectiv, cu unde ultrasonore. Din studiul prezentat au rezultat condițiile în care efectul Doppler prezintă un caracter liniar, sau poate fi aproximat cu un caracter liniar, și avantajele și dezavantajele ce impun limitele de folosire a celor două sisteme de telemetrie, cu unde electromagnetice și, respectiv, unde ultrasonore.

Din studiul prezentat a rezultat posibilitatea de a se realiza un simulator de efect Doppler, folosind un modulator de fază, cu faza controlată ca valoare și semn. Simulatorul este necesar pentru a testa în laborator corectitudinea funcționării echipamentului electronic din sistemul de telemetrie dinamică Doppler.

În acest capitol se propune, de asemenea, un algoritm bazat pe trei măsurători succesive, în timp foarte scurt, a deviației Doppler de frecvență ultrasonoră, cu aplicabilitate practică în realizarea unui radar ultrasonic pentru trafic urban normal.

În partea a doua a capitolului sunt prezentate structurile de principiu ale sistemelor de telemetrie Doppler cu unde electromagnetice, respectiv, cu unde ultrasonore. Pentru fiecare din aceste structuri se stabilește o relație de calcul pentru raza de acțiune a sistemului, precum și particularitățile acestei structuri.

În capitolul 3, “*Sistem de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ*”, se prezintă un sistem pentru evaluarea mișcării unui mobil care se deplasează cu viteză mică și cu costuri reduse în realizarea mișcării. Sistemul propus prezintă avantajul de a rezolva următoarele probleme ce apar în evaluarea mișcării.

- Prin schimbarea de frecvență pe referențialul fix, se elimină deviațiile Doppler parazite, datorate mobilelor existente în spațiul în care are loc mișcarea mobilului de studiat. În acest mod noua frecvență preia modificarea prin efect Doppler a frecvenței inițiale, datorată mișcării studiate, și la rândul ei este supusă modificării prin efect Doppler numai de către mișcarea studiată.
- Axarea deviației Doppler de frecvență și facilitarea extragerii semnalului Doppler prin modularea în amplitudine a semnalului afectat de efectul Doppler, cu un semnal de frecvență joasă. În acest fel, deviația Doppler de frecvență capătă valori sesizabile față de frecvența joasă și ușor separabile față de aceasta.
- Prin analiza semnalului Doppler, respectiv, a semnalului de axare al deviației Doppler de frecvență, se determină evaluarea completă a mișcării: valoarea vitezei momentane a mobilului, valoarea vitezei medii pe un anumit interval de timp, distanța, la un moment dat, față de un anumit reper și sensul de mișcare, apropiere sau depărtare, a mobilului față de un punct de referință.

Prin analiza de semnal prezentată, se evidențiază funcționarea detaliată a echipamentului electronic al sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ propus.

Se concepe o structură funcțională pentru extractorul de semnal Doppler și pentru circuitul de suprimare a frecvențelor parazite frecvenței purtătoare, structuri cu pondere importantă în funcționarea sistemului de radiotelemetrie Doppler propus. De asemenea, se prezintă o modalitate tehnică de realizare a identității celor două frecvențe  $f_2$  din cele două semnale,  $s_2(f_2)$  și  $s'_2(f_2 \pm \Delta f_2)$ , în vederea funcționării corecte și simple a echipamentului electronic din structura propusă.

Fiind vorba de o telemăsurare, se pune problema preciziei de determinare a caracteristicilor mișcării: vitezei momentane, vitezei medii și distanței, avându-se în vedere că este vorba de o măsurare indirectă a acestor mărimi. S-au evidențiat tipurile de erori ce pot să apară, grupate în cele două mari categorii – erori sistematice și erori întâmplătoare. S-au tratat erorile sistematice, stabilindu-se elementele concrete pentru eliminarea unora dintre ele și pentru micșorarea altora.

S-a acordat o atenție deosebită erorilor întâmplătoare, erori specifice sistemelor de radiotelemetrare. S-au determinat: funcția de repartiție normală a erorilor întâmplătoare, densitatea de repartiție, funcția erorilor, precizia măsurătorii și probabilitatea ca valoarea absolută a erorii aleatoare a unei măsurători să se găsească în intervalul ales. Folosind metoda celor mai mici pătrate pentru aproximarea erorii, s-a determinat legea suprapunerii erorilor sub formă generală și expresia valorii vitezei momentane, în condițiile măsurării indirecte a acesteia, prin intermediul măsurării directe a mărimilor semnal Doppler și amplitudinea acestuia, ținând cont de erorile întâmplătoare.

Capitolul 4, “*Realizarea blocurilor electronice cu pondere importantă în obținerea unui sistem performant. Rezultate experimentale*”, este un capitol ce conține pe lângă studiul teoretic și încercările practice.

Sunt prezentate în acest capitol două blocuri electronice, de importanță deosebită în funcționarea sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ: sintetizoarele de frecvențe și filtrul diplexor. Realizarea acestor două blocuri contribuie esențial la obținerea unui sistem performant.

Având în vedere principiile generale ale sintetizoarelor de frecvențe, se prezintă motivația alegerii sintetizorului bazat pe buclă PLL digitală. Este redată soluția unui sintetizor parțial digital de frecvențe bazat pe circuite integrate profesionale. Sunt prezentate schemele de structură cu control prin microsystem, bazat pe microcontroller și programul microsystemului pentru controlul funcționării sintetizorului digital și pentru legătura cu unitatea centrală de sinteză de date.

Este, de asemenea, prezentată soluția unui sintetizor de frecvențe cu circuite logice programabile FPGA și programul de simulare în VHDL, prin care s-au conceput legăturile între structurile componente ale FPGA, pentru realizarea funcției de sinteză de frecvență complet digitală sau parțial digitală. Prin aceasta, realizarea sintezei de frecvențe este la un nivel de ultimă oră, în ceea ce privește modernismul circuitelor digitale profesionale și logicii de proiectare a acestora.

Al doilea bloc funcțional, filtrul diplexor, este conceput ca o structură paralelă de două filtre – un filtru trece-jos și un filtru trece-sus, cu câte un port comun și cu un al doilea port conectat la amplificatorul de emisie și, respectiv, la amplificatorul de recepție. S-au folosit filtre Cebîșev. Datorită diferenței mari de frecvență, 20 MHz, s-a studiat realizarea filtrului diplexor ca o structură paralelă între două filtre trece-bandă, cu câte un port comun pe antena de emisie/recepție și cu celălalt port pe amplificatorul de recepție, respectiv, de emisie.

Prezenta teză se încheie cu capitolul 5, “*Contribuții personale și concluzii*”, care este dedicat sintetizării contribuțiilor originale, concluziilor finale și perspectivelor de dezvoltare ulterioară a tematicii domeniului.

## CAPITOLUL 2

### STRUCTURA PRINCIPIALĂ A SISTEMELOR DE TELEMETRIE DOPPLER

#### 2.1. EFECTUL DOPPLER-FIZEAU ÎN EVALUAREA MIȘCĂRII

Se consideră un mediu omogen și nedisipativ în care, o undă energetică, cu lege de variație în timp sinusoidală, se propagă cu viteza  $v_f$ . În acest mediu se consideră un punct material fix RF, denumit referențial fix, solidar cu sursa de emisie a undei  $s_e(\omega_e t)$  de frecvență  $f_e$  și pulsație  $\omega_e = 2\pi \cdot f_e$ . Se consideră, de asemenea, un al doilea punct material RM, denumit referențial mobil, care se mișcă cu viteza  $\vec{v}$  față de RF și este solidar cu observatorul receptor al undei  $s_r(\omega_r t)$  de frecvență  $f_r$  și pulsație  $\omega_r$ .

Se alocă fiecărui referențial câte un sistem de axe cartezian spațial și se admite că mișcarea referențialului mobil față de cel fix se face pe direcția  $xx'$  a sistemelor de axe de pe cele două referențiale – figura 2.1.

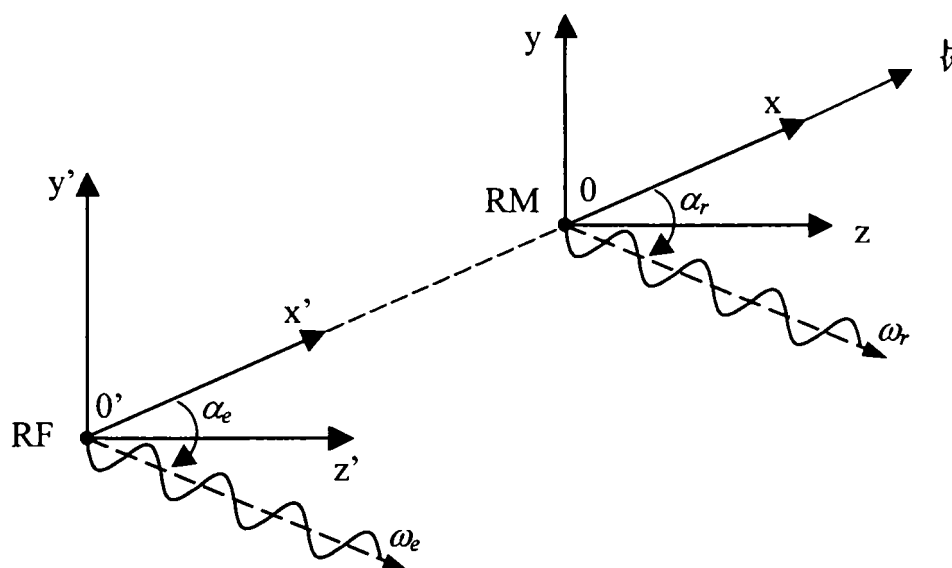


Fig. 2.1. Referitor la definiția efectului Doppler-Fizeau

Efectul Doppler-Fizeau constă în aceea că, datorită vitezei de deplasare a referențialului receptor RM față de cel emițător RF, frecvența undei recepționate  $f_r$ , respectiv pulsația  $\omega_r$ , diferă de cea emisă  $f_e$ , respectiv  $\omega_e$ , cu  $\Delta f$ , respectiv  $\Delta \omega$ .

Indiferent dacă unda energetică este electromagnetică sau ultrasonoră, nu contează față de cine se consideră mișcarea; se poate considera și că referențialul emițător RF se deplasează cu viteza  $v$  față de cel receptor RM.

Variația de frecvență  $\Delta f$  (sau  $\Delta\omega$ ) poartă numele de deviație Doppler de frecvență, deviație Doppler sau frecvență Doppler [1], [25], [39], [103], [105], [113].

Dacă unghiul dintre direcția de deplasare a RM și direcția de propagare a undei oscilatoare este  $\alpha_e = \alpha_r = \pi$ , atunci efectul Doppler-Fizeau este de tip longitudinal. Dacă  $\alpha_e = \alpha_r = \pi/2$  efectul Doppler-Fizeau este de tip transversal. În cele două cazuri rezultatele sunt calitativ diferite; cele din cazul efectului Doppler-Fizeau longitudinal se explică normal, cu mijloace clasice, pe când cele din cazul efectului Doppler-Fizeau transversal sunt pur relativiste și prezintă o utilizare concretă mult mai dificilă la unda oscilatoare electromagnetică [32], [40], [61]. În cazul efectului Doppler-Fizeau transversal cu unde ultrasonore rezultatele se explică prin proprietățile mediului în care se face propagarea [44], [98].

Efectul Doppler-Fizeau de tip transversal cu unde oscilatoare electromagnetice este o problemă ce merită a fi studiată, ea nefiind încă exploatată tehnic.

Luând în considerare:

- $\alpha_e, \beta_e, \gamma_e$  - unghiurile făcute de direcția de propagare a undei oscilatoare emise cu axele de coordonate  $o x, o y$ , respectiv  $o z$ ;
- $\alpha_r, \beta_r, \gamma_r$  - unghiurile făcute de direcția de propagare a undei oscilatoare recepționate cu axele de coordonate  $o x, o y$ , respectiv  $o z$ ,

cuadrivectorii undei oscilatoare emise  $k_e$  și undei oscilatoare recepționate  $k_r$  sunt dependente de [61]:

$$k_e = F_e \left( \frac{\omega_e}{v_f} \cos \alpha_e, \frac{\omega_e}{v_f} \cos \beta_e, \frac{\omega_e}{v_f} \cos \gamma_e; i \frac{\omega_e}{v_f} \right) \quad (2.1)$$

$$k_r = F_r \left( \frac{\omega_r}{v_f} \cos \alpha_r, \frac{\omega_r}{v_f} \cos \beta_r, \frac{\omega_r}{v_f} \cos \gamma_r; i \frac{\omega_r}{v_f} \right) \quad (2.2)$$

Între matricele reprezentante ale celor doi cuadrivectori există relația:

$$\bar{k}_e = \bar{a} \cdot \bar{k}_r \quad (2.3)$$

unde  $\bar{a}$  este matricea transformării Lorentz speciale, definită prin:

$$\bar{a} = \begin{bmatrix} (1-p^2)^{-\frac{1}{2}} & 0 & 0 & -ip(1-p^2)^{-\frac{1}{2}} \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -ip(1-p^2)^{-\frac{1}{2}} & 0 & 0 & (1-p^2)^{-\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

iar cu  $p$  se notează  $p = v/v_f$  (2.5)

Ținând cont că matricile reprezentante ale cuadrivectorilor  $k_e$  și  $k_r$  sunt de tip coloană, se determină ultima componentă a cuadrivectorului  $k_e$  cu relația (2.3) și în ipoteza că  $\alpha_e = \alpha_r, \beta_e = \beta_r$  și  $\gamma_e = \gamma_r$ , se obține:

641.065  
BIBLIOTECA TEHNICĂ  
369

$$i \frac{\omega_e}{v_f} = \frac{-ip}{(1-p^2)^{\frac{1}{2}}} \cdot \frac{\omega_r}{v_f} \cos \alpha_e + i \frac{\omega_r}{v_f} (1-p^2)^{-\frac{1}{2}} = i \frac{\omega_r}{v_f} \cdot \frac{1}{(1-p^2)^{\frac{1}{2}}} (1-p \cdot \cos \alpha_e)$$

Rezultă:

$$\omega_r = \omega_e \frac{(1-p^2)^{\frac{1}{2}}}{1-p \cdot \cos \alpha_e} \quad (2.6)$$

Ținând cont de relația (2.5), relația (2.6) devine, pentru frecvențe:

$$f_r = f_e \cdot \frac{\sqrt{1-v^2/v_f^2}}{1-\frac{v}{v_f} \cos \alpha_e} \quad (2.7)$$

În cazul efectului Doppler longitudinal, efect folosit cu prioritate în telemetria Doppler, sensul vectorului undă oscilatorie este de sens contrar vectorului viteză și pe aceeași direcție când referențialul mobil se îndepărtează de referențialul fix și de același sens cu vectorul viteză, pe aceeași direcție, când referențialul mobil se apropie de cel fix.

Prin urmare, când cele două referențiale se îndepărtează unul de celălalt:

$$\alpha_e = \pi \text{ și deci } \cos \alpha_e = \cos \pi = -1, \quad (2.8)$$

iar când cele două referențiale se apropie unul de celălalt:

$$\alpha_e = 0 \text{ și deci } \cos \alpha_e = \cos 0 = 1. \quad (2.9)$$

Considerând emisia și recepția realizate prin antene direcționale orientate prin metoda de maxim una spre cealaltă, se poate considera că viteza de deplasare este pozitivă când se apropie unul de celălalt și negativă când se depărtează unul de celălalt.

Ținând cont de sensul de mișcare indicat prin relația (2.8), respectiv (2.9), se obține:

- pentru sensul de depărtare între cele două referențiale

$$f_r = f_e \cdot \frac{\sqrt{1-v^2/v_f^2}}{1+v/v_f} \quad (2.10)$$

- pentru sensul de apropiere între cele două referențiale

$$f_r = f_e \cdot \frac{\sqrt{1-v^2/v_f^2}}{1-v/v_f} \quad (2.11)$$

Deviația Doppler de frecvență (deviația Doppler sau frecvența Doppler)

$$\Delta f = f_r - f_e \quad (2.12)$$

trebuie să ofere informații atât asupra valorii vitezei de deplasare relative între cele două referențiale cât și a sensului de mișcare a unuia față de celălalt.

În cazul depărtării relative a referențialului mobil față de cel fix, se obține:

$$\Delta f = f_r - f_e = f_e \left( \sqrt{\frac{1-v/v_f}{1+v/v_f}} - 1 \right) \quad (2.13)$$

și  $\Delta f < 0$ .

Raportul  $(1 - v/v_f)/(1 + v/v_f)$  este totdeauna subunitar, indiferent de valoarea subunitară a raportului  $v/v_f$ ; aceasta înseamnă că deviația Doppler de frecvență este negativă, adică, frecvența semnalului recepționat este mai mică decât frecvența semnalului emis,  $f_r < f_e$ .

În cazul apropierii relative între cele două referențiale, deviația Doppler de frecvență se calculează cu relația:

$$\Delta f = f_r - f_e = f_e \left( \sqrt{\frac{1 + v/v_f}{1 - v/v_f}} - 1 \right) \quad (2.14)$$

și  $\Delta f > 0$ .

Raportul  $(1 + v/v_f)/(1 - v/v_f)$  este totdeauna supraunitar, indiferent de valoarea subunitară a raportului  $v/v_f$ ; aceasta înseamnă că deviația Doppler de frecvență este pozitivă, adică, frecvența semnalului recepționat este mai mare decât frecvența semnalului emis,  $f_r > f_e$ .

Din analiza relațiilor (2.13) și (2.14) rezultă că:

- dacă deviația Doppler măsurată pe RM (sau RF) este negativă, atunci sensul mișcării este cel de depărtare relativă între cele două referențiale;
- dacă deviația Doppler măsurată pe RM (sau RF) este pozitivă, atunci sensul mișcării este cel de apropiere relativă între cele două referențiale.

Cunoscând deviația Doppler de frecvență, frecvența  $f_e$  a semnalului emis și viteza de propagare a undei oscilatorii în mediul în care se studiază mișcarea, se poate determina valoarea vitezei de mișcare a unui referențial față de celălalt.

Pentru cazul depărtării relative, pornind de la relația (2.13) se obține:

$$v = v_f \cdot \frac{1 - \left( \frac{\Delta f}{f_e} + 1 \right)^2}{1 + \left( \frac{\Delta f}{f_e} + 1 \right)^2} \quad (2.15)$$

iar pentru cazul apropierii relative, pornind de la relația (2.14),

$$v = v_f \cdot \frac{\left( \frac{\Delta f}{f_e} + 1 \right)^2 - 1}{\left( \frac{\Delta f}{f_e} + 1 \right)^2 + 1} \quad (2.16)$$

Considerând deviația Doppler de frecvență cu semnul ce indică depărtarea sau apropierea, vitezele rezultate din relațiile (2.15) și (2.16) sunt ambele mărimi pozitive.

Admițând că direcția și sensul emisiei este unic, de exemplu  $\varphi_e = \pi$ , rămân valabile relațiile (2.10) pentru calculul frecvenței recepționate, (2.13) pentru calculul deviației Doppler de frecvență și (2.15) pentru determinarea vitezei de deplasare. Înlocuind în (2.15) deviația Doppler cu semnul ei se constată că:

- în cazul depărtării relative a referențialelor  $\Delta f < 0$ ,  $(-\Delta f / f_e + 1) < 1$  și  $v > 0$ ;
- în cazul apropierii relative a referențialelor  $\Delta f > 0$ ,  $(\Delta f / f_e + 1) > 1$  și  $v < 0$ .

Se poate admite că, realizând practic emisia și recepția prin antene direcționale se stabilește direcția de propagare și recepție, și ca urmare, viteza  $v > 0$  dacă mișcarea se face în sensul depărtării referențialelor și  $v < 0$  dacă mișcarea se face în sensul apropierii referențialelor.

În cazul general, oscilația electromagnetică sau ultrasonică se poate reprezenta prin relația:

$$s_e = A_e \sin(\omega_e t + \varphi_0) \quad (2.17)$$

unde indexarea cu „e” s-a făcut pentru a indica oscilația emisă.

Defazajul inițial  $\varphi_0$  este o mărime fixă, impusă de oscilatorul ce generează semnalul de frecvență  $f_e$ , respectiv  $\omega_e$ ; el este de valoare mică sau  $\pi$  și nu se traduce printr-o frecvență

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \varphi_0}{\partial t}$$

Defazajul  $\varphi_0$  nu suferă o modificare prin efect Doppler.

În situația normală, pentru explicarea efectului Doppler s-a considerat că emisia se face de RF (sau RM) și recepția se face pe RM (sau RF). Sub influența efectului Doppler pe traseul RF  $\rightarrow$  RM (sau RM  $\rightarrow$  RF) apare:

$$\pm \Delta \omega_e = \pm \Delta f_e \cdot 2\pi,$$

unde  $\Delta f_e = f_r - f_e$ , definită cu relația (2.13).

În aceste condiții, semnalul recepționat este de forma:

$$s_r = A_r \sin(\omega_e t \pm \Delta \omega_e t + \varphi_0) \quad (2.18)$$

unde  $A_r \neq A_e$  întrucât ține seamă că elementele de emisie și de recepție nu sunt ideale iar mediul de propagare nu este nedisipativ.

Notând

$$\Delta \omega_e t = \varphi_D, \quad \text{numit defazaj Doppler,} \quad (2.19)$$

semnalul recepționat se poate reprezenta prin relația:

$$s_r = A_r \sin(\omega_e t \pm \varphi_D + \varphi_0), \quad (2.20)$$

rezultând faptul ca efectul Doppler produce o modulație de fază a semnalului emis.

Se poate realiza un simulator de efect Doppler realizând un modulator de fază, cu faza controlată ca valoare și semn. Simulatorul este necesar pentru a testa în laborator corectitudinea funcționării echipamentului electronic din sistemul de telemetrie dinamică Doppler.

Există însă și situații practice în care atât emisia cât și recepția se face pe un singur referențial, mobil sau fix, celălalt referențial executând numai rolul de reflectand. Se consideră situația că emisia și recepția se face pe RM, care este mobil cu viteza  $v$ . Sub influența efectului Doppler pe traseul RM  $\rightarrow$  RF, face ca pe RF să ajungă semnalul:

$$s'_r = A'_r \sin(\omega_e t \pm \Delta\omega_e t + \varphi_0) \quad (2.21)$$

Semnalul  $s'_r$  se reflectă de RF și pe traseul RF → RM suferă din nou efectul Doppler și ajunge la RM în forma:

$$s_{r,2} = A_{r,2} \sin[\omega_e t \pm \Delta\omega_e t \pm \Delta\omega_e t \pm \Delta(\pm \Delta\omega_e) t + \varphi_0] \quad (2.22)$$

unde prin  $\Delta(\pm \Delta\omega_e)$  s-a notat efectul Doppler asupra deviației Doppler de la relația (2.21).

Pe baza relației (2.13) se poate afirma că efectul Doppler asupra deviației Doppler de frecvență este nesemnificativ și se poate neglija, adică

$$\frac{\Delta(\Delta\omega_e)}{\Delta\omega} \lll 1$$

Pe baza acestei observații, relația (2.22) devine:

$$s_{r,2} = A_{r,2} \sin(\omega_e t \pm 2\Delta\omega_e t + \varphi_0) \quad (2.22.a)$$

Deoarece atât stația de emisie cât și stația receptoare/analizatoare de semnal se află pe același referențial se poate determina ușor distanța  $D$  dintre două referențiale. Se poate marca cu precizie momentul de emisie  $t_1$  și momentul de recepție  $t_2$  a semnalului reflectat și notând cu

$$\Delta t = t_2 - t_1$$

rezultă  $D = v_f \frac{\Delta t}{2}$  (2.23)

Relația (2.23) este valabilă cu o aproximație destul de bună, deoarece practic  $v_f$  este foarte mare comparativ cu  $v$  și, ca urmare, viteza de deplasare  $v$ , pe durata foarte mică  $\Delta t$ , este practic constantă.

Acest al doilea caz, cu blocul emițător și blocul receptor/analizor pe același referențial, ridică o problemă suplimentară la principiul de funcționare al unui sistem de telemetrie Doppler.

În primul caz, emițătorul pe un referențial și receptorul pe celălalt, prin antene direcționale separate, se poate lucra cu semnal, continuu, pe toată durata de funcționare.

În al doilea caz, se lucrează la emisie și la recepție cu aceeași antenă. În consecință este necesară emisia de semnal  $s_e(\omega_e t)$  pe durata  $\tau_e$ , după care, emisia se întrerupe pe o durată  $\tau_r$ . Pe intervalul  $\tau_r$  se recepționează semnalul reflectat de referențialul fix (sau mobil) și în consecință:

$$\tau_r > \frac{2D}{v_f} \quad (2.24)$$

Principiul enunțat poartă numele de puls-ecou, prin ecou înțelegându-se semnalul reflectat de RF (sau RM). După timpul  $(\tau_e + \tau_r)$  de la începerea primei emisii se poate emite din nou iar succesiunea  $(\tau_e + \tau_r)$  se respectă pe toată durata telemăsurării.

Acest al doilea caz este foarte des întâlnit atât în natură – ecolocatorul la liliac, ecolocatorul la balene, cât și în tehnică. Marea majoritate a sistemelor telemetrice se bazează pe principiul puls-ecou, atât ca sisteme fixe cât mai ales dinamice, în aer cu unde electromagnetice sau în apă cu unde ultrasonore. Radarul cu unde radio în aer și radarul cu unde ultrasonore în mediul acvamarin sunt două exemple clasice.



Reluând în considerare ambele cazuri de manifestare a efectului Doppler, dacă deviația Doppler de frecvență este nulă înseamnă că:

- referențialul mobil are viteza nulă de deplasare pe direcția RF → RM sau,
- se deplasează pe un cerc cu raza egală cu distanța dintre RF și RM și componenta radială a vitezei de deplasare este nulă.

Această a doua motivație este o atenționare în funcționarea sistemelor de telemetrie bazate pe efectul Doppler.

Relațiile de determinare ale deviației Doppler de frecvență și cele de calcul a vitezei de deplasare, se pot simplifica în anumite condiții ale valorii raportului  $v/v_f = p$ . Între viteza de propagare a undei electromagnetice în aer,  $2,99691 \cdot 10^8$  m/s, și viteza de propagare a undei ultrasonore în aer, 340 m/s, există o diferență enormă; în consecință rapoartele  $p$  la efectul Doppler cu unde electromagnetice diferă substanțial de cele de la efectul Doppler cu unde ultrasonore.

*În consecință, cele două efecte trebuie tratate separat pentru a putea trage concluziile necesare privind structura sistemului telemetric.*

### 2.1.1. Efectul Doppler-Fizeau cu unde electromagnetice în aer

Pentru a trage concluzii asupra efectului Doppler-Fizeau cu unde electromagnetice în aer, s-au calculat valorile raportului  $f_r/f_e$  pentru diferite valori ale raportului  $v/v_f$ , folosind relațiile (2.10) și (2.11). Rezultatele obținute sunt prezentate în tabelul 2.1, iar pe baza datelor tabelate s-au trasat diagramele din figura 2.2 și figura 2.3.

Tabelul 2.1

$v/v_f$	$f_r/f_e$	$v/v_f$	$f_r/f_e$	$v/v_f$	$F_r/f_e$
-0,005	1,005	-0,600	2,000	0,020	0,980
-0,010	1,010	-0,800	3,000	0,200	0,816
-0,015	1,015	-1,000	$\infty$	0,400	0,654
-0,020	1,020	0,005	0,995	0,600	0,500
-0,200	1,220	0,010	0,990	0,800	0,333
-0,400	1,525	0,015	0,985	1,000	0,000

Din studiul diagramelor din figura 2.2 și, respectiv, figura 2.3 rezultă că:

- pentru  $-0,02 < v/v_f < +0,02$  dependența valorilor celor două rapoarte, ca urmare a efectului Doppler, are un caracter liniar;
- pentru  $v/v_f < -0,02$  și  $v/v_f > +0,02$  dependența valorilor celor două rapoarte este neliniară și neliniaritatea este cu atât mai pronunțată cu cât valoarea raportului  $p = |v/v_f|$  crește.

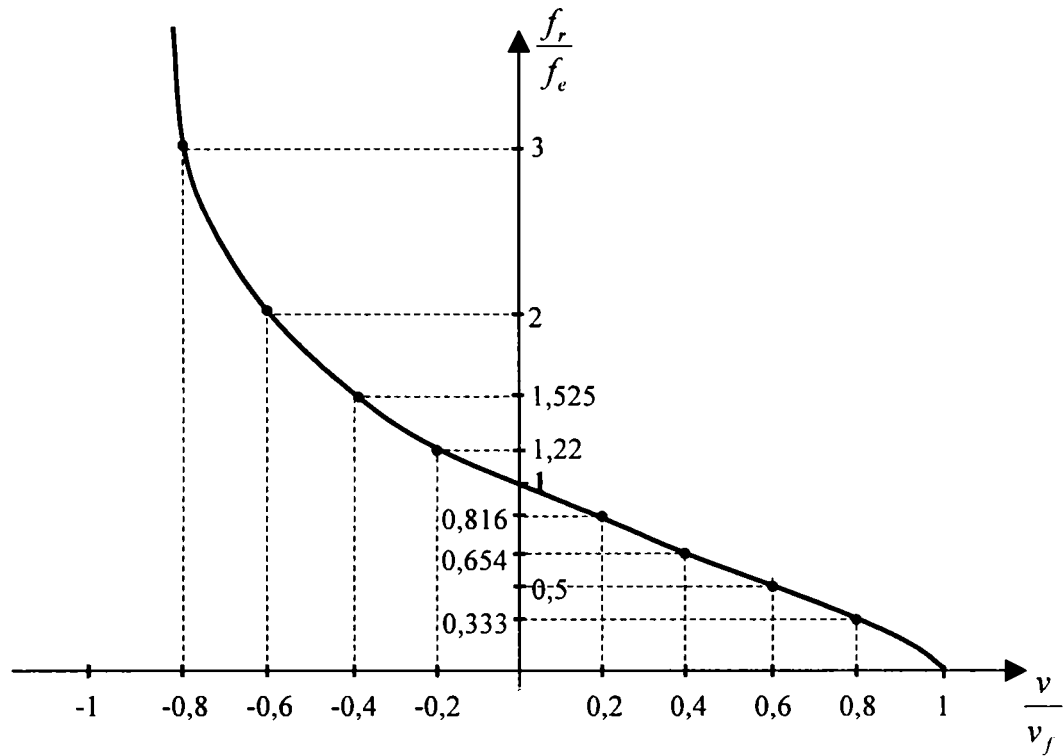


Fig. 2.2. Efectul Doppler-Fizeau longitudinal cu unde electromagnetice în aer pentru  $-1 \leq v / v_f \leq 1$

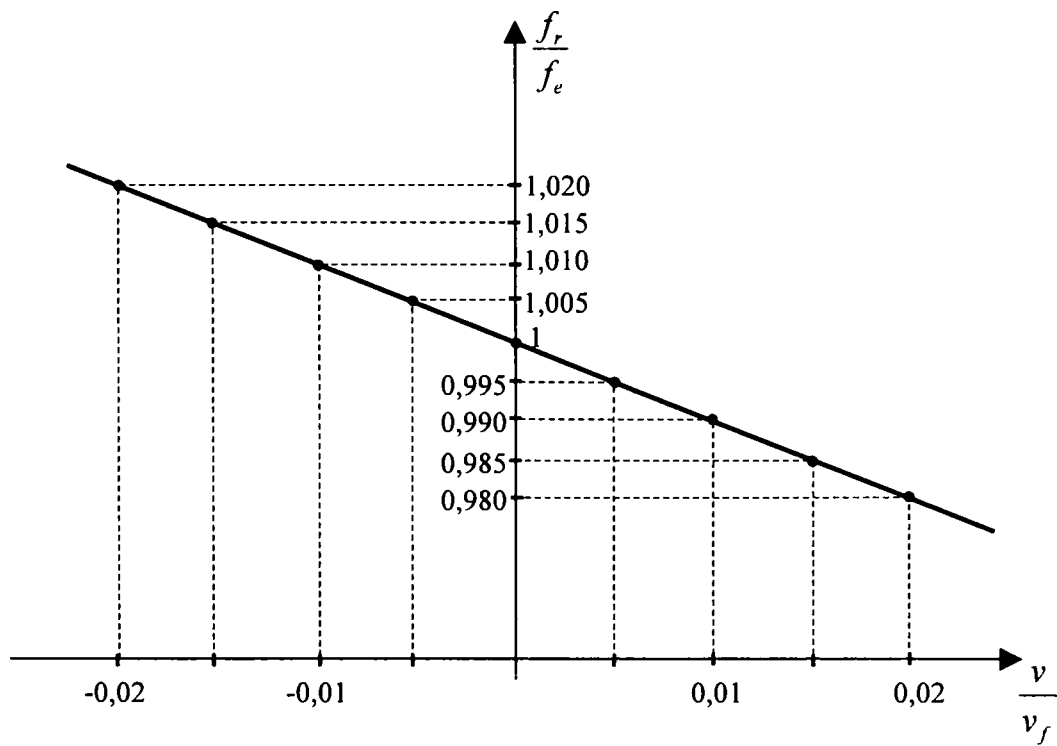


Fig. 2.3. Efectul Doppler-Fizeau longitudinal cu unde electromagnetice în aer pentru  $-0,02 \leq v / v_f \leq 0,02$

Pentru  $v_f = 2,99691 \cdot 10^8$  m/s

și 
$$p = \left| \frac{v}{v_f} \right| \leq 0,02 \text{ rezultă } |v| \leq 5,99382 \cdot 10^6 \text{ m/s,}$$

ceea ce înseamnă că, condiția de liniaritate este îndeplinită pentru toate mijloacele de navigație, navală, aeriană și chiar cosmică, deoarece navele cosmice, sateliții sau chiar corpurile cerești nu ating viteze de 6.000 km/s.

Deci, pentru efectul Doppler cu unde electromagnetice se poate scrie dependența liniară:

$$f_r = a \cdot \frac{v}{v_f} + b \quad (2.25)$$

unde constantele  $a$  și  $b$  sunt determinate din condițiile inițiale. Acestea sunt:

$$\begin{aligned} v = 0 &\Rightarrow f_r = f_e \\ v = 0 &\Rightarrow p = 0 \Rightarrow \frac{\partial f_r}{\partial p} = -f_e \end{aligned} \quad (2.26)$$

Rezultă

$$f_r = -f_e \cdot \frac{v}{v_f} + f_e = f_e + \Delta f \quad (2.27)$$

cu 
$$\Delta f = -f_e \cdot \frac{v}{v_f}, \text{ deviația Doppler de frecvență.} \quad (2.28)$$

Relația (2.28) redă faptul că mărirea, respectiv, micșorarea frecvenței undei recepționate are loc când referențialele se apropie ( $v < 0$ ), respectiv, se depărtează ( $v > 0$ ).

### 2.1.2. Efectul Doppler-Fizeau cu unde ultrasonore

Undele ultrasonore sunt oscilații mecanice forțate ale particulelor dintr-un mediu elastic; ele se propagă din punctul de producere, denumit sursă, în mediul elastic de care aparține sursa și în mediile învecinate în contact mecanic cu primul mediu. Mediul elastic reprezintă o porțiune din spațiul fizic concret – gazos, lichid, solid, biologic – în care, între punctele materiale constitutive se exercită forțe elastice. Când particulele mediului elastic se află în repaus, forțele elastice se echilibrează reciproc.

Oscilațiile mecano-elastice sunt produse atunci când, asupra unei particule sau a unui sistem de particule din sursă, acționează din exterior o forță oscilantă perturbatoare. Oscilațiile produse se transmit și particulelor din mediul elastic imediat învecinat, datorită perturbării echilibrului de forțe elastice. Are loc o propagare a oscilației din aproape în aproape și acest fenomen este denumit undă elastică sau undă mecanică.

În procesul de propagare al oscilației elastice are loc numai un transport de energie fără a avea loc și un transport de substanță. Aceasta este proprietatea esențială a undei mecano-elastice, proprietate care o face să fie asemănătoare undei oscilatoare electromagnetice.

Frecvența este criteriul de bază al clasificării undelor mecano-elastice:

- dacă  $f < 20$  Hz – domeniul infrasunetelor;

- dacă  $20 \text{ Hz} < f < 20 \text{ kHz}$  – domeniul sunetelor;
- dacă  $20 \text{ kHz} < f < 100 \text{ MHz}$  – domeniul ultrasunetelor;
- dacă  $f > 100 \text{ MHz}$  – domeniul hipersunetelor.

Deci, undele ultrasonore sunt oscilații mecano-elastice cu frecvența de oscilație între 20 kHz și 100 MHz. Undele ultrasonore, după traiectoriile de mișcare ale particulelor mediului elastic în raport cu direcția de propagare, sunt: longitudinale, transversale, de torsiune, Lamb, Rayleigh și unde de suprafață. Formele principale sunt longitudinale și transversale.

Undele ultrasonore pot fi emise sub forma unui fascicul îngust, pe o anumită direcție. Oscilația ultrasonică propagată unidirecțional, adică unda ultrasonică unidirecțională, este descrisă de relația:

$$a_{eus} = A_{eus} \sin(\omega_e t + \varphi_0), \quad (2.29)$$

similară undei electromagnetice emisă, relația (2.17).

Datorită asemănării undei ultrasonore cu cea electromagnetică, atât din punct de vedere al exprimării matematice cât mai ales din punct de vedere al deplasării energetice în spațiul de propagare, efectul Doppler cu unde ultrasonore poate fi explicat pornind de la figura 2.1. RF – referențialul fix constituie sursa de unde ultrasonore iar RM – referențialul mobil ca receptor de unde ultrasonore. Toate explicațiile până la paragraful 2.1.1 sunt valabile; rămâne valabilă deci și relația (2.10):

$$f_r = f_e \cdot \frac{\sqrt{1 - v^2 / v_f^2}}{1 + v / v_f} = f_e \cdot \frac{\sqrt{1 - p^2}}{1 + p} \quad (2.10)$$

cu  $p = v / v_f$ .

Luând în considerare cazul propagării undelor ultrasonore în aer cu  $v_f = 340 \text{ m/s}$ , la un vehicul cu viteza maximă de 220 km/h (62 m/s), respectiv 120 km/h (33,33 m/s), rezultă:

$$p_1 = \frac{62}{340} = 0,182, \text{ respectiv, } p_2 = \frac{33,33}{340} = 0,098 \quad (2.30)$$

Pentru a îndeplini condiția de liniaritate  $-0,02 < p < 0,02$  este necesar ca vehiculul să aibă o viteză de maxim 6,8 m/s adică aproximativ 24 km/h.

În concluzie, un efect Doppler cu unde ultrasonore liniar nu poate avea loc decât pentru situații restrictive; în majoritatea cazurilor, dependența dintre  $f_r / f_e = F(v / v_f)$  este neliniară și trebuie tratată ca atare.

În acest scop relația (2.10) sub forma

$$f_r = f_e \cdot \frac{\sqrt{1 - p}}{\sqrt{1 + p}} = f_e \cdot \frac{\sqrt{1 - p}}{\sqrt{1 + p}} \quad (2.10)$$

se dezvoltă în serie Mac Laurin, considerând  $v$  pornind de la valoarea  $v_0 = 0$ , deci cu  $p = 0$ .

Folosind expresia

$$f(p) = \sum_{k=0}^n \frac{f^{(k)}(p=0)}{k!} \cdot p^k \quad (2.31)$$

se obține pentru  $k = 4$

$$\sqrt{1-p} = 1 - \frac{1}{2}p - \frac{1}{8}p^2 - \frac{1}{16}p^3 - \frac{5}{8 \cdot 16}p^4 \quad (2.32)$$

$$\sqrt{1+p} = 1 + \frac{1}{2}p - \frac{1}{8}p^2 + \frac{1}{16}p^3 - \frac{5}{8 \cdot 16}p^4 \quad (2.33)$$

Pentru exemplul considerat, cu valorile lui  $p$  obținute la (2.30), rezultă

$$\frac{5}{8 \cdot 16} \cdot p_1^4 = \frac{5}{8 \cdot 16} \cdot 7,23 \cdot 10^{-4} = 2,82 \cdot 10^{-5}$$

$$\frac{5}{8 \cdot 16} \cdot p_2^4 = \frac{5}{8 \cdot 16} \cdot 9,224 \cdot 10^{-5} = 3,6 \cdot 10^{-6}$$

În aceste condiții, se poate spune că se face o eroare sub 0,3%, respectiv, sub 0,04% dacă se consideră dezvoltarea numai cu primii patru termeni la fiecare din cele două funcții.

Relația (2.10) devine:

$$f_r = f_e \frac{1 - \frac{1}{2}p - \frac{1}{8}p^2 - \frac{1}{16}p^3}{1 + \frac{1}{2}p - \frac{1}{8}p^2 + \frac{1}{16}p^3}$$

de unde

$$f_r = f_e \left( 1 - p + \frac{1}{2}p^2 - \frac{1}{2}p^3 + \frac{5}{64}p^4 + \frac{1}{64}p^5 + \frac{5}{216}p^6 \right)$$

Neglijând termenii ce conțin puteri mai mari decât 4 ( $p^5$  și  $p^6$ ) rezultă:

$$f_r = f_e \left( 1 - p + \frac{1}{2}p^2 - \frac{1}{2}p^3 + \frac{5}{64}p^4 \right) \quad (2.34)$$

Deviația Doppler de frecvență ultrasonoră în aer este:

$$\Delta f = f_r - f_e = -f_e \left( p - \frac{1}{2}p^2 + \frac{1}{2}p^3 - \frac{5}{64}p^4 \right) = -f_e \cdot p \left( 1 - \frac{1}{2}p + \frac{1}{2}p^2 - \frac{5}{64}p^3 \right)$$

Înlocuind  $p$  cu  $v/v_f$  și notând cu

$$C = 1 - \frac{1}{2} \frac{v}{v_f} + \frac{1}{2} \frac{v^2}{v_f^2} - \frac{5}{64} \frac{v^3}{v_f^3} \quad (2.35)$$

rezultă, în final, următoarea relație de calcul a deviației Doppler de frecvență:

$$\Delta f = -f_e \cdot \frac{v}{v_f} \cdot C \quad (2.36)$$

Se observă că relația obținută, (2.36), este asemănătoare cu relația (2.28) numai că, intervine caracterul neliniar prin factorul  $C$ . De asemenea, se constată că determinarea vitezei  $v$ , de deplasare a mobilului, folosind relația (2.15) este destul de complicată.

Se poate, însă, folosi relația (2.36), mai simplă, printr-un calcul de tatonare, urmărind următorul algoritm.

Pentru a obține o eroare cât mai mică se fac trei măsurători succesive de deviație Doppler de frecvență și analizorul de semnal Doppler face trei aproximări succesive:

a) Se determină deviația Doppler  $\Delta f_1$  și se calculează  $v_1$  și  $C_1$  cu relațiile:

$$v_1 = -v_f \cdot \Delta f_1 / f_e \quad (2.28.a)$$

$$C_1 = \left( 1 - \frac{1}{2} \frac{v_1}{v_f} + \frac{1}{2} \frac{v_1^2}{v_f^2} - \frac{5}{64} \frac{v_1^3}{v_f^3} \right) \quad (2.35.a)$$

b) Se determină deviația Doppler  $\Delta f_2$  și se calculează  $v_2$  și  $C_2$  cu relațiile:

$$v_2 = -v_f \cdot \frac{\Delta f_2}{f_e} \cdot C_1 \quad (2.36.a)$$

$$C_2 = \left( 1 - \frac{1}{2} \frac{v_2}{v_f} + \frac{1}{2} \frac{v_2^2}{v_f^2} - \frac{5}{64} \frac{v_2^3}{v_f^3} \right) \quad (2.35.b)$$

c) Se determină  $\Delta f_3$  și se calculează  $v_3$  cu relația:

$$v_3 = -v_f \cdot \frac{\Delta f_3}{f_e} \cdot C_2 \quad (2.36.b)$$

Se poate considera că această valoare,  $v_3$ , este o valoare apropiată de cea reală. Momentele determinărilor lui  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  și  $\Delta f_3$  sunt succesive, la intervale mici, astfel încât se poate considera că viteza  $v$  nu se modifică.

Se poate determina, printr-un calcul laborios, eroarea ce se face prin neglijarea termenilor ( $v/v_f$ ) la puteri mai mari ca 3 precum și eroarea care se face prin algoritmul propus. Pentru  $v \leq 120$  km/h dar  $v > 24$  km/h, eroare făcută este mai mică de 5%, eroare acceptabilă de cele mai multe ori.

Pe baza algoritmului propus și a relațiilor de mai sus se poate realiza un radar ultrasonic de viteză, întrucât calculele intermediare se fac rapid.

**Descompunerea în serie Mac Laurin și algoritmul mai sus enunțat constituie o contribuție a autorului și o propunere pentru realizarea în scopuri preventive a unui radar ultrasonic.**

### 2.1.3. Comparație între aplicațiile efectului Doppler-Fizeau cu cele două tipuri de unde

Efectul Doppler-Fizeau se aplică, de regulă, în telemetrarea caracteristicilor mișcării unui punct material mobil într-un anumit mediu. Complexitatea echipamentului de telemetrie Doppler, deci și costul acestuia, depinde de distanța la care se dorește telemetrarea și de valoarea deviației Doppler de frecvență raportată la frecvența semnalului purtător, care poate fi unda electromagnetică sau unda ultrasonoră.

Distanța  $D$  la care se face telemetrarea este, de fapt, distanța dintre cele două referențiale; ea este impusă de cererile tehnicii și științei și depinde, în primul rând, de mediul în care se execută mișcarea. Distanțele cele mai mari sunt impuse de evaluarea mișcării în spațiul cosmic; urmează evaluarea mișcării în mediul atmosferic și în mediul acvamarin. Valoarea maximă a distanței  $D$  depinde de:

a) viteza de propagare a undei în acel mediu;

- b) atenuarea și distorsionarea undei ca efect al interacțiunii energiei undei cu mediul de propagare, același cu mediul în care se execută mișcarea;
- c) pozițiile celor două referențiale în mediul respectiv;
- d) puterea undei.

În *mediul acvamarin* unda electromagnetică are atenuarea mare și distorsionare importantă cu distanța și frecvența; pentru unda ultrasonoră, mediul acvamarin constituie, practic, mediul ideal de propagare. Ca urmare, în mediul acvamarin se utilizează numai sisteme de telemetrie ultrasonoră, fie numai pentru poziționare, fie și pentru determinarea caracteristicilor mișcării.

**Sistemele de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore pot fi plasate:**

- pe referențialul fix, dacă acesta este malul sau un observator specializat în largul mării, sau
- pe referențialul mobil, în majoritatea cazurilor. Aceste sisteme de telemetrie Doppler sunt denumite și radare ultrasonore. Ele lucrează pe principiul puls-ecou și constituie, de fapt, niște ecolocatoare [68], [108].

Viteza de propagare a undei ultrasonore în mediul acvamarin fiind de 1500 m/s, ea este cu mult mai mare ca viteza maximă a unui submarin (aproximativ 20 m/s), sau a unui vas plutitor (aproximativ 34 m/s). Ținând cont de aceste limite:

$$p = \frac{v}{v_f} = \frac{34}{1500} = 0,023$$

ceea ce înseamnă că pentru evaluarea mișcării în mediul acvamarin cu unde ultrasonore se poate considera efectul Doppler ca fiind liniar.

Frecvența semnalului ultrasonor utilizat în mediul acvamarin este de ordinul MHz și se poate admite o frecvență de emisie

$$f_e = 1,5 \cdot 10^6 \text{ Hz.}$$

Pentru această frecvență și pentru un submarin, sau un alt submersibil, vehicul sau vietate, la o viteză maximă de 20 m/s se poate aplica formula liniarizată a efectului Doppler:

$$\Delta f = -f_e \frac{v}{v_f} \tag{2.28}$$

și rezultă  $\Delta f_{max} = 19.999 \text{ Hz} \approx 20.000 \text{ Hz}$ .

Separarea deviației Doppler – aproximativ 20 kHz, de semnalul emis cu frecvența de 1,5 MHz, nu este o problemă tehnică deosebită și se poate realiza fără artificii teoretice cu aplicabilitate practică.

În *mediul aer*, viteza de propagare a undei ultrasonore fiind de  $v_f = 340 \text{ m/s}$ , pentru un vehicul terestru cu viteza maximă de 34 m/s (120 km/h), raportul

$$p = \frac{v}{v_f} = \frac{34}{340} = 0,1 \gg 0,02$$

ceea ce înseamnă că efectul Doppler nu poate fi exprimat cu o relație liniară, ci trebuie aplicată relația (2.13):

$$\Delta f = f_e \cdot \left( \sqrt{\frac{1-p}{1+p}} - 1 \right) \quad (2.13)$$

și rezultă

$$\Delta f = 50 \cdot 10^3 \cdot \left( \sqrt{\frac{1-0,1}{1,1}} - 1 \right) = 4773 \text{ Hz.}$$

Întrucât valoarea deviației Doppler de frecvență nu este foarte mică comparativ cu frecvența semnalului emis; se poate separa ușor deviația Doppler de semnalul emis, cu un simplu demodulator simetric cu suprimarea purtătoarei, ceea ce constituie un avantaj față de folosirea undelor electromagnetice.

În aceste condiții, pentru sistemul de telemetrie Doppler ultrasonor în aer, echipamentul electronic este simplu și ieftin.

Utilizarea efectului Doppler-Fizeau cu unde ultrasonore în aer trebuie să țină cont de atenuarea accentuată a undelor cu distanța de utilizare și cu pătratul frecvenței de emisie [98]. Din acest punct de vedere, se impun următoarele limite privind utilizarea undelor ultrasonore: frecvența de emisie maximă 100 kHz iar distanța de utilizare maximă 50 m. Aceste limitări nu apar la folosirea undelor electromagnetice.

Pentru unda electromagnetică, *mediul atmosferic* (spațiul atmosferic) este cuprins între altitudinile 0 km și 1000 km și cuprinde 4 zone distincte: troposfera, între altitudinile 0 km și 15 km, tropopauza și stratosfera, între altitudinile 15 km și 70 km și ionosfera, între altitudinile 70 km și 1000 km. Atenuarea unei electromagnetice are trei componente [65]:

$$a_i = 20 \log \frac{4\pi\lambda}{d} + ma_{s1}(90^\circ) + l \cdot \delta_0 \quad (2.37)$$

Prima componentă exprimă atenuarea în vid și depinde de diametrul antenei de emisie, respectiv recepție,  $d$ , și de lungimea de undă  $\lambda$  a semnalului emis. Celelalte două componente sunt atenuări suplimentare datorate gazului atmosferic și ceței sau ploii.

A doua componentă,  $ma_{s1}$ , se socotește pe verticală ( $90^\circ$ ) și depinde de frecvența unei electromagnetice emise și de poziția stației de emisie în mediu; până la  $f_e = 1$  GHz, pentru poziția stației cea mai dezavantajoasă, atenuarea este sub 0,02 dB și ajunge la 0,07 dB pentru  $f_e = 10$  GHz.

A treia componentă  $l \cdot \delta_0$ , datorată ceței sau ploii în troposferă, în apropiere de sol, depinde de distanța propagată, de frecvența unei emise și de poziția stației de emisie. Mărimea simbolizată de  $\delta_0$  este dată în dB/km și în condițiile cele mai dezavantajoase ca poziție a stației este sub 0,02 dB/km pentru  $f_e \leq 3$  GHz și de aproximativ 3 dB/km pentru  $f_e = 10$  GHz.

În tropopauză și stratosferă, atenuarea unei electromagnetice este neglijabilă indiferent de frecvența unei emise. În ionosferă, de asemenea, atenuarea este neglijabilă numai că, datorită câmpului electric creat de electroni, care au densitate maximă la  $h = 400$  km, se produce o rotire a planului de polarizare, adică are loc un efect Faraday.

Luând în considerare cele de mai sus, atenuarea unei electromagnetice este foarte mică chiar în condiții dezavantajoase de ceață și ploaie și de poziționare a stației de emisie la nivelul solului. Troposfera și ionosfera se comportă ca un filtru trece bandă cu o succesiune de benzi de trecere și benzi de oprire. Una dintre benzile de trecere este cea cuprinsă între 10 MHz și 50 GHz.



Viteza de propagare a undei electromagnetice în mediul atmosferic fiind foarte mare,  $v_f = 2,99691 \cdot 10^8$  m/s, concluziile prezentate în subcapitolul 2.1 arată că efectul Doppler este liniar pentru punctele mobile cu viteze de mișcare  $v \leq 5,99382 \cdot 10^6$  m/s  $\approx 5993$  km/h. Aceasta înseamnă că **sistemele de radiotelemetrie Doppler** se pot folosi în mediul atmosferic pentru distanțe mari și foarte mari de telemetrare.

Complexitatea echipamentului electronic din sistemul de radiotelemetrie Doppler depinde de modalitatea de separare a deviației Doppler de frecvență, purtătoare a informațiilor despre sensul mișcării și valoarea vitezei de mișcare. Valoarea deviației Doppler este cea care impune strategia teoretică și practică de separare. Pentru a aprecia valoarea deviației Doppler de frecvență se apelează la următorul exemplu concret.

**Exemplu.** Considerând pentru un vehicul terestru viteza maximă de 220 km/h, adică 62 m/s, iar pentru un avion supersonic viteza maximă de 2450 km/h, adică 680 m/s, rezultă:

$$p_1 = \frac{v_1}{v_f} = 2,068 \cdot 10^{-7} \quad \text{și, respectiv,} \quad p_2 = \frac{v_2}{v_f} = 2,27 \cdot 10^{-6}.$$

Folosind un semnal purtător cu frecvența  $f_e = 100$  MHz, pentru rapoartele de mai sus, se obține următoarele valori pentru deviațiile Doppler:

$$\Delta f_{e1} = 20,68 \text{ Hz} \quad \text{și, respectiv,} \quad \Delta f_{e2} = 227 \text{ Hz}.$$

Din exemplul numeric de mai sus se poate observa că pentru viteze terestre  $v < 220$  km/h, deviația Doppler de frecvență  $\Delta f_{e1}$  este foarte mică comparativ cu frecvența purtătoarei. Aceasta se datorează vitezei foarte mari de propagare a undei electromagnetice în mediul atmosferic sau vid.

Separarea deviației Doppler de frecvență de semnalul purtător este practic imposibil de realizat fără un artificiu teoretic cu aplicabilitate concretă viabilă. Aceasta înseamnă o complicare a echipamentului electronic, cu circuite suplimentare, pretențioase mai ales pentru blocul extractor de semnal Doppler. Aceasta atrage după sine costuri suplimentare importante.

În concluzie, pe de o parte, viteza mare de propagare a undei electromagnetice este avantajoasă, deoarece permite:

- poziționarea unui punct material mobil și determinarea valorii momentane a vitezei, practic, pentru orice viteză de mișcare, și
  - telemetrarea la distanțe mari și foarte mari fără alterarea valorii momentane
- iar, pe de altă parte, separarea deviației Doppler de frecvență, deci obținerea informațiilor necesare evaluării mișcării, este complicată și costisitoare.

În consecință, sistemul de radiotelemetrie Doppler se folosește în acele situații în care costul evaluării mișcării este mic în comparație cu costul total al execuției mișcării.

Pentru a complica cât mai puțin sistemele de radiotelemetrie Doppler, se folosesc ca semnale purtătoare, semnale de frecvențe foarte ridicate,  $f_e > 1$  GHz, chiar și pentru evaluarea de mișcări cu viteze mari și foarte mari. Acestea sunt motivele pentru care sistemele de radiotelemetrie Doppler sunt utilizate pe avioanele de transport, cu viteze mari de navigație, pe navele spațiale sau pentru urmărirea acestora, pe stații orbitale sau urmărirea acestora și pentru urmărirea atentă a sateliților sau a altor corpuri astrale.

**În concluzie:**

- a) Pentru viteze mici de deplasare și cu prețuri mici de execuție a mișcării, sistemul de radiotelemetrie Doppler cu funcționare normală puls-ecou nu se poate folosi.
- b) Sistemul de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore poate fi folosit pentru evaluarea mișcărilor cu viteze mici și prețuri reduse, întrucât deviația Doppler de frecvență este destul de mare comparativ cu frecvența semnalului purtător,  $\Delta f_e = 4773 \text{ Hz}$  la  $f_e = 50 \cdot 10^3 \text{ Hz}$ , și, ca urmare, separarea deviației Doppler este simplă și necostisitoare. Limitarea importantă a acestui sistem este legată de distanță, deoarece atenuarea undei ultrasonore în aer este mare și crește cu distanța dintre referențiale. Sistemul poate asigura telemetrarea la distanțe mici, zeci de metri.
- c) Soluția evaluării mișcării cu viteze mici și cu costuri reduse la distanțe medii și mari – sute de metri până la câteva mii de metri, rămâne tot sistemul de radiotelemetrie Doppler, cu condiția ca structura și soluția tehnică să fie ieftină.

## **2.2. STRUCTURA DE PRINCIPIU A UNUI SISTEM DE TELEMETRIE DOPPLER**

Sistemele de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore sunt asemănătoare, în ceea ce privește funcționarea, cu sistemele de radiotelemetrie Doppler, cu unele amendamente privind conversia intermediară bidirecțională energie electrică  $\leftrightarrow$  energie mecano-elastică și atenuarea energiei mecano-elastice la interacțiunea cu mediul de propagare [70]. Din această cauză sistemele de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore se vor trata separat de cele cu unde electromagnetice (sistemele de radiotelemetrie Doppler).

Din cauza atenuării mici, acceptabile, a undelor electromagnetice în atmosferă (vezi paragraful 2.1.3) și a vitezei mari de propagare, distanța cea mai mare de telemetrare, adică raza cea mai mare de acțiune, o au sistemele de radiotelemetrie Doppler.

### **2.2.1. Structura de principiu a sistemelor de telemetrie Doppler cu unde electromagnetice**

Funcționarea sistemelor de radiotelemetrie Doppler în atmosferă este posibilă în două variante:

- 1) Emițătorul de unde electromagnetice se află pe referențialul fix (sau pe referențialul mobil) iar receptorul și analizorul de semnal Doppler – pe referențialul mobil (sau pe cel fix);
- 2) Emițătorul, receptorul și analizorul de semnal Doppler se află pe referențialul mobil (sau pe referențialul fix) iar referențialul fix (respectiv, cel mobil) joacă rolul numai de reflector.

Structura unui sistem de radiotelemetrie Doppler, conform cu prima variantă, în care emițătorul și receptorul/analizorul de semnal Doppler nu se găsesc pe același referențial, este prezentată în figura 2.4.

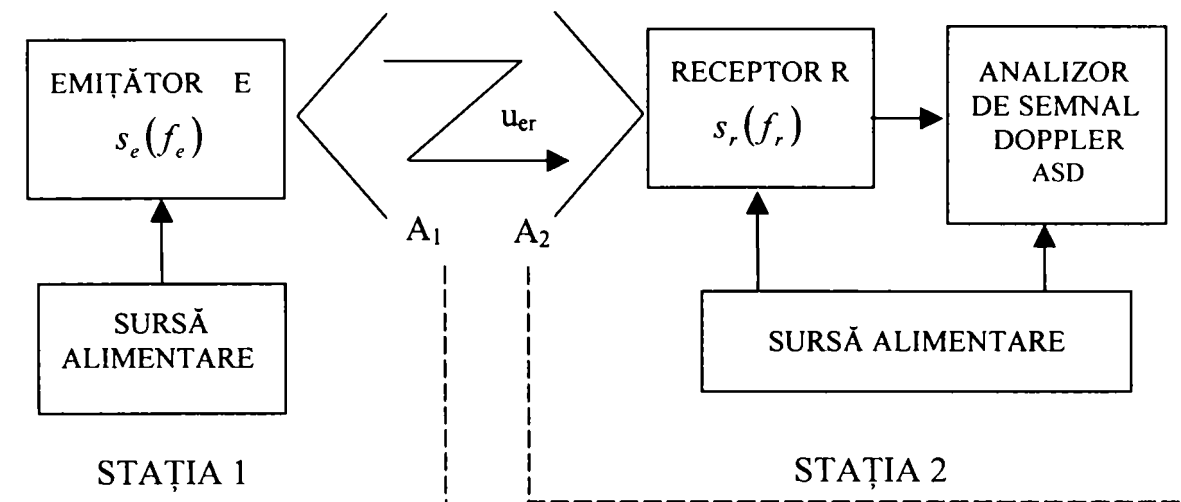


Fig. 2.4. Structura sistemului de radiotelemetrie Doppler cu emițător separat de receptor și analizor (SRTD varianta 1)

Emițătorul E generează semnalul de frecvență purtătoare  $f_e$ , respectiv  $\omega_e$ , îl amplifică și îl transferă, pentru radiații în aer, sistemului de antene  $A_1$ . Semnalul radiat,  $s_e(f_e)$ , se propagă în aer, este captat de sistemul de antene receptoare  $A_2$  și amplificat de receptorul R. Dacă referențialul cu STAȚIA 2 se mișcă relativ față de referențialul pe care se află stația de emisie (STAȚIA 1), atunci pe durata propagării semnalului radiat în aer, acesta este supus efectului Doppler, adică, suferă o modulație de fază. Considerând mediul de propagare atmosferic nepoluat cu semnale parazite, se poate scrie că semnalul recepționat de sistemul de antene  $A_2$  este

$$s_r(f_r) \text{ cu } f_r = f_e + \Delta f.$$

Analizorul de semnal Doppler ASD extrage semnalul de deviație Doppler de frecvență – purtător de informații asupra mișcării relative între cele două stații (între cele două referențiale) și prin analiză stabilește sensul mișcării, valoarea momentană sau medie a vitezei relative de mișcare și coordonatele mobilului ce formează STAȚIA 2.

Energia emisă radiată este:

$$W_e = \eta_c \cdot W_s \quad (2.38)$$

cu  $W_s$  - energia absorbită de la sursa de alimentare și  $\eta_c$  - randamentul conversiei energiei electrice continue a sursei,  $W_s$ , în energie electromagnetică sinusoidală.

Densitatea fluxului de energie electromagnetică a semnalului emis de STAȚIA 1 într-un punct din spațiu definit de raza de poziție  $r$ , luând ca origine stația emițătoare, se exprimă prin modulul vectorului lui Poynting [4, 36, 96]:

$$S_e = \frac{W_e \cdot F_{A1}}{4\pi r^2} \quad (2.39)$$

unde  $F_{A1}$  este coeficientul de directivitate al antenei  $A_1$ , iar randamentul de radiație a energiei emise-prime este 1.

Considerând  $r = D$ , unde  $D$  este distanța dintre cele două stații (dintre cele două referențiale), densitatea fluxului de energie electromagnetică ce atinge suprafața antenei  $A_2$  de pe STAȚIA 2 este

$$S_r = \frac{W_e \cdot F_{A1}}{4\pi D^2} \quad (2.40)$$

Energia recepționată de către STAȚIA 2 se poate exprima sub forma:

$$W_r = S_r \cdot A_{e2}, \quad (2.41)$$

unde  $A_{e2}$  reprezintă aria efectivă a antenei  $A_2$  și se definește prin relația:

$$A_{e2} = F_{A2} \cdot \lambda^2 / 4\pi \quad (2.42)$$

cu  $F_{A2}$  – coeficientul de directivitate al antenei  $A_2$  iar  $\lambda$  - lungimea de undă a semnalului recepționat, aceeași, practic, cu a semnalului emis.

De regulă antenele celor două stații sunt orientate una către alta astfel că:

$$W_e = P_e \cdot \tau_e \quad \text{iar} \quad W_r = P_r \cdot \tau_r \quad (2.43)$$

cu condiția ca mediul de propagare să nu absoarbă din energia undei emise, adică, pe distanța  $D$  energia emisă să nu fie atenuată de mediul de propagare. Prin  $P_e$  și  $P_r$  se notează puterea emisă, respectiv, recepționată iar prin  $\tau_e$  și  $\tau_r$ , durata de emisie, respectiv, durata de recepție. În relațiile (2.43)

$$\tau_r \leq \tau_e \quad (2.44)$$

Dacă se iau în considerare și interacțiunile cu mediul de propagare prin factorul  $k_m$  și randamentul canalului de recepție prin  $\eta_r$ , puterea semnalului recepționat se poate exprima prin relația:

$$P_r = \frac{P_e \cdot F_{A2} \cdot F_{A1} \cdot \lambda^2}{(4\pi D)^2} \cdot \eta_r \cdot k_m \quad (2.45)$$

pentru  $\tau_r = \tau_e$ .

Din această relație se poate stabili o relație de calcul pentru raza de acțiune  $D_M$  a sistemului de radiotelemetrie Doppler, admitând că sursa de alimentare de pe STAȚIA 1 are putere limitată iar receptorul de pe STAȚIA 2 are sensibilitatea minimă de recepție,  $P_{rm}$ . Rezultă:

$$D_M = \sqrt{\frac{P_e \cdot F_{A2} \cdot F_{A1} \cdot \lambda^2}{16\pi^2 \cdot P_{rm}} \cdot \eta_r \cdot k_m} \quad (2.46)$$

În cazul celei de a doua variante de realizare a unui sistem de radiotelemetrie Doppler, atât stația de emisie cât și stația de recepție împreună cu analizorul de semnal Doppler se află pe același referențial, de regulă cel mobil. În acest caz referențialul fix joacă doar rolul de reflector. Structura unui sistem de radiotelemetrie Doppler, conform cu această variantă, este prezentată în figura 2.5.

În cazul acestei variante, structura sistemului de radiotelemetrie Doppler conține suplimentar comutatorul electronic CE. Acesta, după durata de emisie  $\tau_e$ , când energia radiată de antena A este primită de la emițătorul E de pe STAȚIA 1, comută pe recepție, pe durata  $\tau_r$ , când antena A recepționează semnalul reflectat de STAȚIA 2 și dirijează semnalul recepționat spre receptorul R de pe STAȚIA 1.

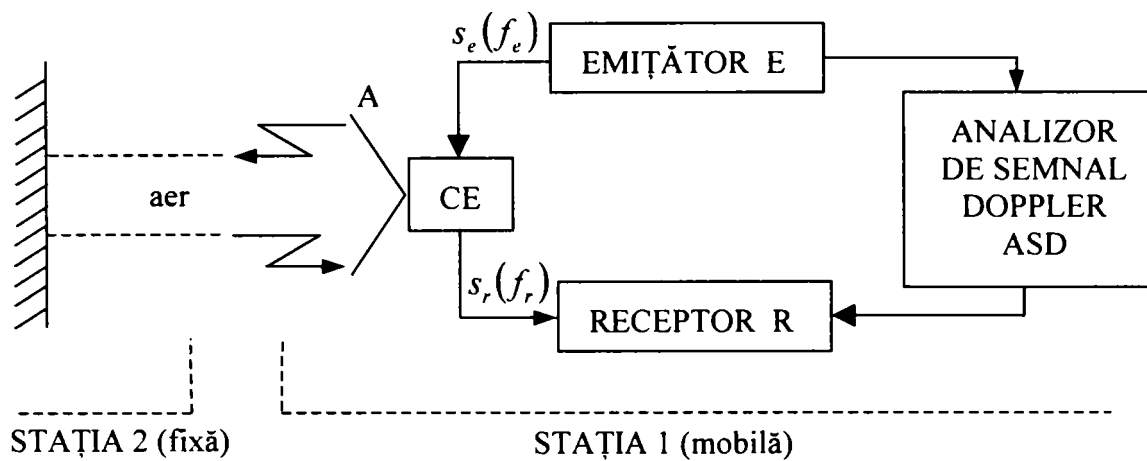


Fig. 2.5. Structura sistemului de radiotelemetrie Doppler cu emițător, receptor și analizor de semnal Doppler pe referențialul mobil și cu referențial fix în regim de reflector (SRTD varianta 2)

Considerând STAȚIA 1 mobilă cu viteza  $v$  și mediul de propagare între STAȚIA 1 și STAȚIA 2 nedisipativ, pe durata de propagare de la antenă la STAȚIA 2, semnalul emis  $s_e(f_e)$  suferă un efect Doppler de modulație a fazei. Ca urmare, semnalul ce se reflectă este de forma

$$s'_r(f_e \pm \Delta f_e). \quad (2.47)$$

Acest semnal, reflectat de STAȚIA 2, prin faptul că STAȚIA 1 este în continuare mobilă cu viteza  $v$ , suferă din nou o modulație de fază datorită efectului Doppler. Ca urmare, semnalul recepționat de antena A și dirijat către receptorul R are forma:

$$s_r[f_e \pm \Delta f_e \pm \Delta f_e \pm \Delta(\Delta f_e)] \quad (2.48)$$

Prin urmare, chiar deviația Doppler de frecvență apărută după prima distanță  $D$ , suferă o nouă deviație Doppler, adică

$$\Delta(\Delta f_e) = -\Delta f_e \cdot \frac{v}{v_f}$$

Întrucât

$$\frac{\Delta(\Delta f_e)}{\Delta f_e} = \frac{v}{v_f} < 0,02,$$

ceea ce înseamnă că efectul Doppler asupra primei deviații Doppler de frecvență este neglijabil, și, ca urmare, semnalul recepționat de antena A devine

$$s_r(f_e \pm 2\Delta f_e) \quad (2.48.a)$$

În această variantă, distanța maximă dintre cele două stații (dintre cele două referențiale) este

$$D_M = \sqrt{\frac{P_e \cdot F_{A2} \cdot F_{A1} \cdot \lambda^2}{16\pi^2 \cdot P_m} \cdot R_{rf} \cdot \eta_r \cdot k_m} \quad (2.49)$$

unde  $R_{rf}$  reprezintă puterea de reflexie pasivă a stației fixe și acționează ca o atenuare suplimentară a interacțiunii dintre energia undei și mediul de propagare.

Distanța maximă de acțiune a sistemului de radiotelemetrie Doppler, în ambele variante, depinde de pozițiile celor două referențiale (a celor două stații) în mediul atmosferic de propagare, în ipoteza propagării undelor electromagnetice în linie dreaptă. Distanța cea mai mică de acțiune apare atunci când ambele stații se găsesc pe pământ – figura 2.6.

Notând cu  $h$  - înălțimea la care se ridică antena pe referențialul fix,  $H$  - înălțimea la care se instalează antena pe referențialul mobil și  $R$  - raza pământului (6371 km), se poate scrie:

$$D_1 = \sqrt{(R+h)^2 - R^2} \cong \sqrt{2R} \cdot \sqrt{h} \quad (2.50)$$

$$D_2 = \sqrt{(R+H)^2 - R^2} \cong \sqrt{2R} \cdot \sqrt{H} \quad (2.51)$$

În aproximarea relațiilor (2.50) și (2.51) s-a luat în considerare cazul real  $h \ll R$  și  $H \ll R$ .

Raza maximă de acțiune a unui sistem de radiotelemetrie Doppler, indiferent de variantă, este

$$D_M = D_1 + D_2 \cong \sqrt{2R}(\sqrt{h} + \sqrt{H}) \quad (2.52)$$

sau

$$D_M = 3,57(\sqrt{h} + \sqrt{H}) \cdot 10^3 \quad (2.52.a)$$

cu  $h$  și  $H$  exprimați în metri.

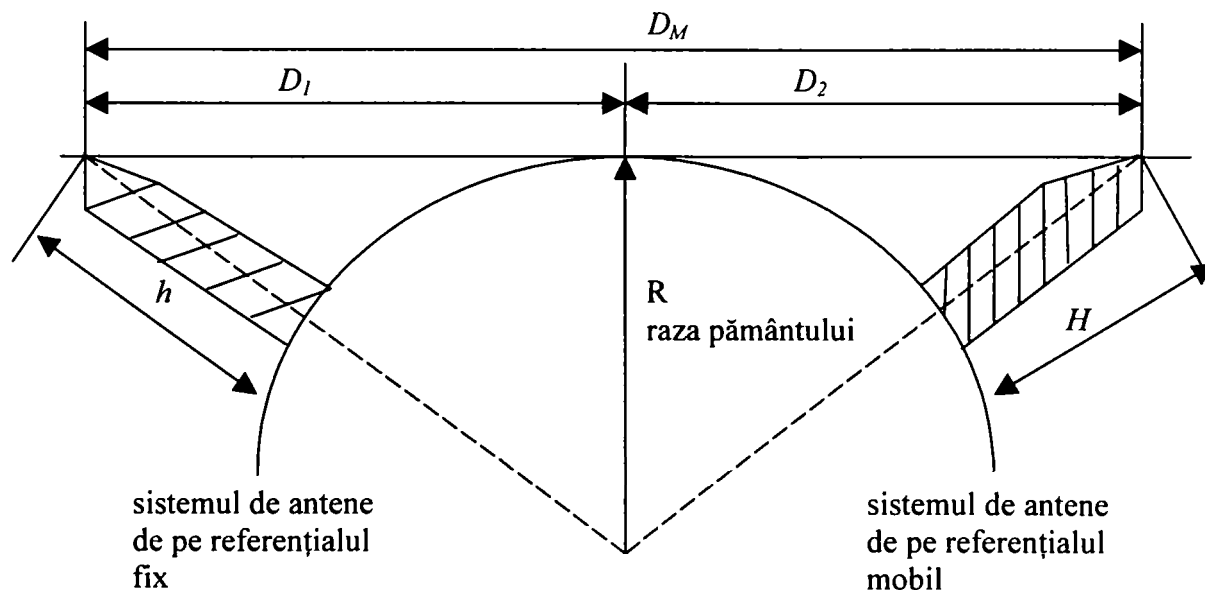


Fig. 2.6. Determinarea distanței maxime de acțiune a SRTD când ambele stații (cea mobilă și cea fixă) se află pe pământ

Relațiile (2.52) sunt valabile atâta timp cât nici una din stații nu se află pe munte ci amândouă sunt, practic, la nivelurile  $h$  și  $H$  socotite față de nivelul mării. În condițiile în care mobilul se mișcă în munți, relația (2.52) nu mai este valabilă.

Dacă cele două stații se află în atmosferă și traiectul în linie dreaptă nu este influențat de raza pământului, raza de acțiune a unui sistem de radiotelemetrie Doppler poate fi foarte mare, depinzând de puterea semnalului emis și de sensibilitatea receptorului.

### 2.2.2. Structura de principiu a sistemelor de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore

Sistemele de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore funcționează după principiul puls-ecou, adică, emițătorul, receptorul și analizorul de ecou ultrasonor se află pe referențialul mobil, de cele mai multe ori, sau pe referențialul fix. Structura de principiu a unui sistem de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore este asemănătoare cu cea prezentată în figura 2.5, însă, cu specificul undelor ultrasonore și acțiunii în mediul acvamarin.

Structura unui sistem de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore pentru mediul acvamarin este prezentată în figura 2.7.

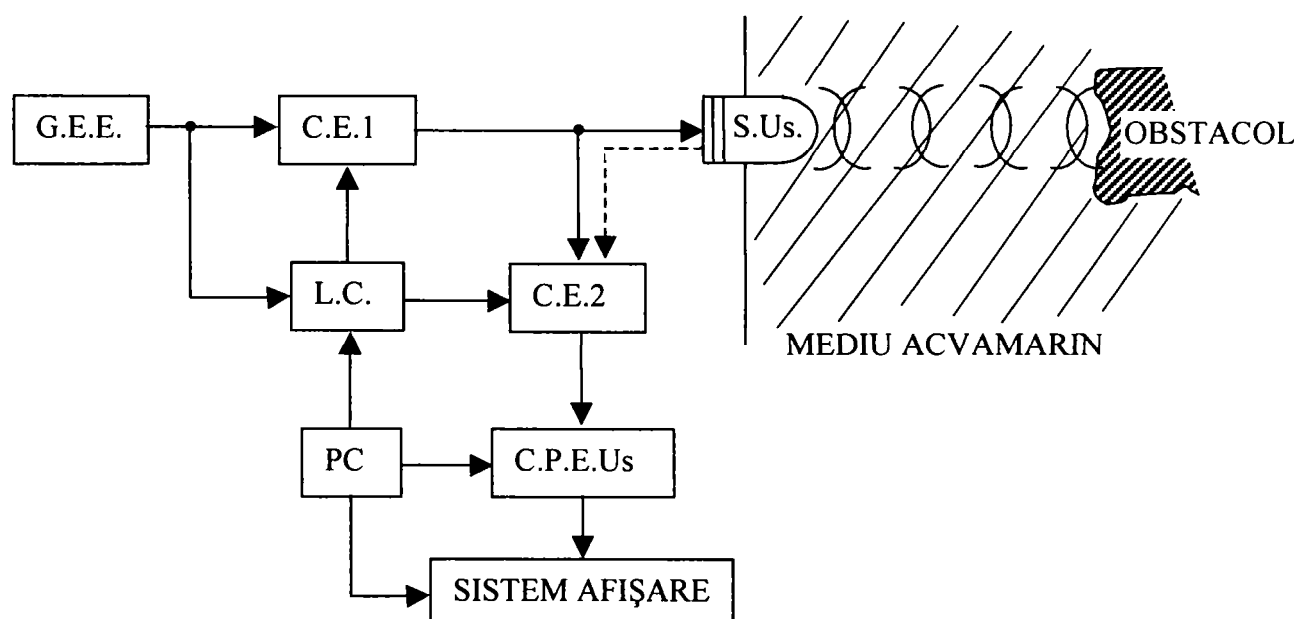


Fig. 2.7. Structura unui sistem de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore pentru mediul acvamarin: G.E.E. – generator electronic de excitație a traductorului ultrasonor; CE1, CE2 – comutatoare electronice; L.C. - logica de comandă; C.P.E.Us. – circuit de prelucrare a ecoului ultrasonor; PC – calculator; S.Us. – sondă ultrasonică ce conține traductorul piezoelectric

Unda ultrasonoră este generată de sonda piezoelectrică S.Us. pe baza efectului piezoelectric invers; sonda conține traductorul piezoelectric propriu-zis în mediul acvamarin și prin materialul piezoceramic utilizat și forma sa realizează un fascicul îngust de unde ultrasonore cu directivitate cât mai bună.

Traductorul piezoelectric, pentru a genera unda ultrasonoră necesară, trebuie excitat cu un semnal electric, de forma celui din figura 2.8, produs de generatorul electronic de excitație G.E.E.

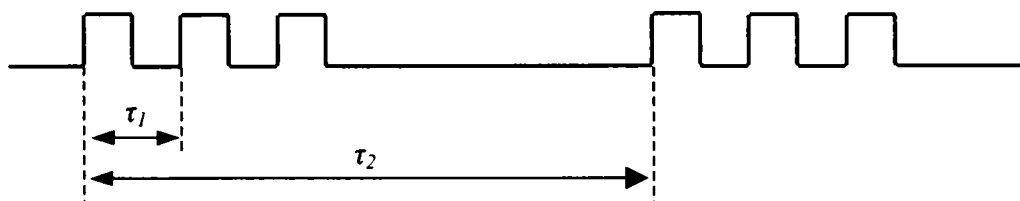


Fig. 2.8. Forma semnalului de excitație a traductorului piezoelectric din mediul acvamarin

Blocul L.C. dă logica de comandă a comutatoarelor C.E.1 și C.E.2, sincron cu semnalul de frecvență ultrasonoră produs de G.E.E.. Frontul crescător al primului impuls comandă închiderea comutatorului C.E.1 și deschiderea comutatorului C.E.2; în acest mod impulsurile de frecvență ultrasonoră sunt direcționate pentru excitarea traductorului piezoelectric iar calea către C.P.E.Us. este blocată. După 3 până la 8 impulsuri comutatorul C.E.1 se deschide și se închide comutatorul C.E.2; accesul pentru excitație este blocat și se deschide accesul la circuitul de prelucrare a ecoului ultrasonor, C.P.E.Us. Aceasta înseamnă că se deschide accesul spre preluare a semnalului electric rezultat prin efect piezoelectric direct sub acțiunea undei ultrasonore reflectate de obstacol.

Cunoașterea duratei

$$\tau_2 - m \cdot \tau_1 = 2D / v_f,$$

unde  $m = 3 \div 8$  impulsuri,  $D$  este distanța de la traductorul piezoelectric la obstacol și  $v_f$  - viteza de propagare a undei ultrasonore în mediul acvamarin, permite determinarea distanței  $D$  față de reflectand.

Mărimea semnalului ecou, forma sa și deviația de frecvență ultrasonoră prin efect Doppler oferă informații cu privire la distanța  $D$ , mărimea obstacolului și caracteristicile mișcării sale în raport cu sonda ultrasonică. Aceste informații sunt extrase prin circuitul de prelucrare a ecoului ultrasonor prin programe bine definite de calculatorul PC și vizualizate pe sistemul de afișare.

Sonda ultrasonică S.Us. poate cuprinde nu numai un singur traductor piezoelectric ci două astfel de traductoare: unul special pentru emisie și unul special pentru recepție. În aceste condiții performanțele sunt mai bune, deoarece condițiile de emisie optimă nu coincid cu cele de recepție optimă.

Forma sondei ultrasonice nu este, de regulă, fixă ci este astfel făcută încât să acopere prin mișcare o anumită arie de investigare; se poate realiza investigarea pe un spațiu conic cu un unghi maxim între razele vectoriale, fixat de performanțele echipamentului de emisie și recepție.

Întrucât viteza de propagare a undei ultrasonore în mediul acvamarin,  $v_f \approx 1500$  m/s, este mică comparativ cu viteza de propagare în aer a undei electromagnetice, care, însă, este nefolosibilă practic în mediul acvatic, distanțele maxime de telemetrare cu unde ultrasonore sunt mult mai mici. Acesta, însă, nu este un inconvenient major deoarece vitezele de mișcare în mediul acvamarin, în submersie, sunt mici, de maxim 100 km/h, adică maxim 28 m/s.



### 2.3. CONCLUZII

Din tratarea teoretică a efectului Doppler-Fizeau cu unde electromagnetice și unde ultrasonore, ca bază în evaluarea mișcării în diverse medii prin telemetrare, se pot concluziona următoarele:

**A.** În mediul atmosferic, la distanțe mai mari de câteva sute de metri, sistemele de telemetrie Doppler folosesc unde electromagnetice (unde radio), motiv pentru care sunt denumite și sisteme de radiotelemetrie Doppler. Ele prezintă următoarele avantaje și dezavantaje, ce impun limitele de folosire.

- a) Pot telemetra la distanțe foarte mari poziția și caracteristicile mișcării unui mobil în raport cu un punct de referință și în cadrul unui sistem de coordonate.
- b) Evaluarea mișcării se poate face folosind liniarizarea efectului Doppler-Fizeau, datorită vitezei foarte mari de propagare a undei electromagnetice –  $2,99681 \cdot 10^8$  m/s.
- c) Din cauza vitezelor mici de mișcare ale mobilului comparativ cu viteza de propagare, deviația Doppler de frecvență este mică, ceea ce constituie un dezavantaj, deoarece complică extractorul de semnal Doppler. Se impune folosirea unor frecvențe ridicate pentru purtătoare –  $10^8 \div 10^9$  Hz, care determină costuri ridicate pentru sistemele de radiotelemetrie Doppler.
- d) Folosirea de frecvențe foarte ridicate pentru purtătoare, conduce la compatibilitatea sistemelor de radiotelemetrie Doppler cu sistemele de telecomunicații.
- e) Din cauza costului ridicat al unui sistem de radiotelemetrie Doppler, evaluarea mișcării cu acest sistem costă destul de mult. Deci, ea se impune, economic, în cazul acelor mișcări care se execută cu costuri ridicate (transporturi aeriene cu nave supersonice, avioane de luptă sau strategice, zboruri ale navetelor cosmice, urmărirea sateliților etc.) sau pentru care costurile nu contează comparativ cu importanța rezultatelor.

**B.** În mediul atmosferic, la distanțe mici și viteze mici se pot folosi și sisteme de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore. Ele au avantajul unui echipament electronic simplu și ieftin, dar au dezavantajul unor limitări severe privind distanța de telemetrare maximă (100m) și frecvența maximă a undei ultrasonore (100 kHz). Deviația Doppler de frecvență este mare datorită vitezei mici de propagare a undei ultrasonore în aer (340 m/s) și deci separarea semnalului Doppler de purtătoare este simplă.

**C.** În mediul lichid, esențial – mediul acvamarin, evaluarea mișcării se face numai cu sisteme de telemetrie Doppler cu unde ultrasonore. În mediul lichid – mediul biologic, evaluarea mișcării are, de asemenea, la bază energia ultrasonoră.

**D.** Evaluarea mișcării la distanțe de sute de metri până la câteva mii de metri și cu viteze mici (sub 35 m/s), se poate face numai cu sisteme de telemetrie Doppler cu unde electromagnetice. Folosirea sistemelor de radiotelemetrie Doppler normale, pentru distanțe mari și viteze mari ale mișcărilor, este însă prea scumpă comparativ cu costurile mici ale execuției acestui tip de mișcare.

În evaluarea mișcării unui mobil cu viteză mică de deplasare trebuie să se țină seama și de faptul că mobilele care se găsesc în vecinătate determină niște probleme speciale în evaluarea acestui tip de mișcare.

**Evaluarea mișcării unui mobil cu viteză mică de deplasare, de la distanță medie și costuri reduse formează obiectul acestei teze de doctorat și va fi tratat în capitolele următoare.**

**Prin tratarea unitară a evaluării mișcării în diverse medii, cu diverse viteze de mișcare și folosind unde energetice diferite, au rezultat concluziile și ideile privind soluționarea prezentei teze de doctorat. Tratarea unitară a evaluării mișcării prin analiza în frecvență pe baza efectului Doppler-Fizeau cu unde electromagnetice și unde ultrasonore în mediul atmosferic, lichid și biologic constituie o contribuție teoretică personală, publicată în [70], [73].**

**S-a analizat și utilizarea energiei ultrasonore pentru evaluarea mișcării cu viteză mică în mediul atmosferic. Neliniaritatea efectului Doppler-Fizeau, cauzată în primul rând de viteza mică de propagare a undei ultrasonore în aer (340 m/s), nu constituie un impediment major.**

**Descompunerea în serie Mac Laurin și algoritmul propus cu trei măsurători succesive în timp foarte scurt a deviației Doppler de frecvență ultrasonore constituie o contribuție teoretică și practică personală în realizarea unui radar ultrasonic pentru trafic rutier urban normal.**

### Capitolul 3

## SISTEM DE RADIOTELEMETRIE DOPPLER CU REFERENȚIAL FIX ACTIV

Evaluarea mișcării unui mobil terestru sau marin, care se deplasează cu viteză mică,  $v \leq 35$  m/s, și cu costuri reduse în execuția mișcării, se încadrează în evaluarea mișcării în mediul atmosferic. Conform comparativului făcut în paragraful 2.1.3, se impune clar utilizarea unui sistem de telemetrie Doppler cu unde electromagnetice.

Această mișcare, spre deosebire de cele cu viteze mari și foarte mari, prezintă, pentru evaluare, următoarele dificultăți:

- Spațiul în care are loc mișcarea mobilului în cauză este ocupat, de cele mai multe ori, de numeroase mobile cu mișcări asemănătoare celui în cauză. De aceea, semnalul util poate fi “poluat” cu semnale Doppler parazite, ce nu sunt provocate de mișcarea studiată.
- La  $v \leq 35$  m/s și o frecvență purtătoare  $f_e = 1,5 \cdot 10^8$  Hz rezultă o deviație Doppler de frecvență de valoare  $\Delta f_e \leq 17,5$  Hz. Comparativ cu frecvența  $f_e$ , deviația Doppler de frecvență este extrem de mică și sunt probleme în separarea ei de frecvența purtătoare  $f_e$ .
- Deviația Doppler de frecvență poate fi pozitivă dacă cele două referențiale se apropie unul de celălalt, sau poate fi negativă dacă se depărtează. Axarea deviației Doppler față de “0” este o informație utilă în evaluarea mișcării și, de asemenea, trebuie găsită soluția teoretică, viabilă practic, pentru obținerea ei.

Pentru a rezolva problemele menționate mai sus, **se propune de către autor un sistem de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ – SRTDRFA**, care să prezinte un echipament electronic simplu, pentru a putea fi realizabil cu costuri mici.

### 3.1. SCHEMA BLOC PRINCIPIALĂ A UNUI SISTEM DE RADIOTELEMETRIE DOPPLER CU REFERENȚIAL FIX ACTIV

Pentru eliminarea deviațiilor Doppler de frecvență parazite (semnale Doppler parazite), trebuie selectată clar mișcarea în cauză din noianul de mișcări ce au loc concomitent în vecinătatea mobilului studiat. Pentru aceasta, se propune activarea referențialului fix în sensul schimbării de frecvență din  $f_1$  în frecvența  $f_2$ . În acest mod frecvența  $f_2$  preia modificarea prin efect Doppler a frecvenței  $f_1$ , datorată mișcării în cauză, și la rândul ei este supusă modificării prin efect Doppler numai de către mișcarea studiată.

**Schimbarea de frecvență pe referențialul fix constituie o contribuția personală în eliminarea semnalelor Doppler parazite în cadrul evaluării unei anumite mișcări, de viteză mică executată cu cost redus.**

Schimbarea de frecvență din  $f_1$  în  $f_2$  poate fi realizată în două moduri.

În primul mod, frecvența  $f_2$  este mult diferită de  $f_1$  astfel că emisia și recepția fiecărui semnal se face pe câte o antenă – figura 3.1.

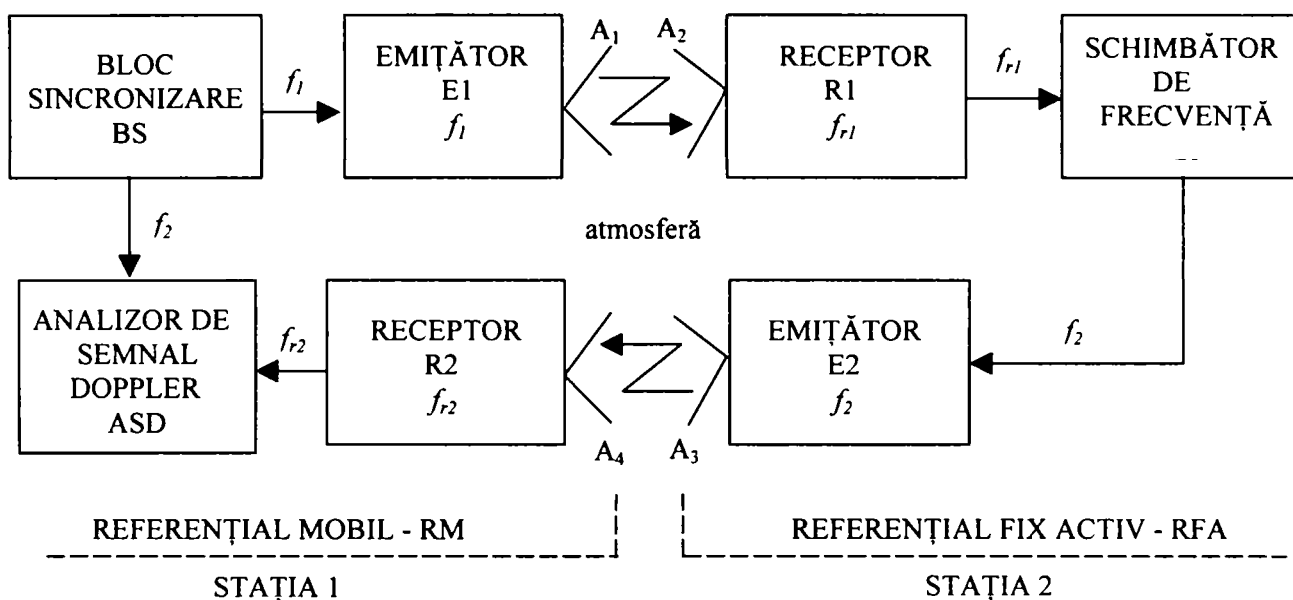


Fig. 3.1. Structura bloc principală a sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ cu sisteme de antene separate:  
 $A_1, A_2, A_3, A_4$  - antene direcționale

Antenele  $A_1$  și  $A_2$  sunt destinate emisie, respectiv recepției, semnalului cu frecvența purtătoare  $f_1$  iar  $A_3$  și  $A_4$  sunt antene destinate emisie, respectiv recepției, semnalului cu frecvența purtătoare  $f_2$ .

În al doilea mod de schimbare de frecvență,  $f_2$  este suficient de apropiate de  $f_1$  pentru a fi emise și recepționate cu același sistem de antene, dar suficient de distanțate pentru a fi selectate printr-un filtru diplexor – figura 3.2.

Semnificațiile blocurilor BS, E1, ASD, R2, R1, SF, E2 sunt aceleași ca în figura 3.1. FD1 și FD2 sunt filtrele diplexoare.

Una din aplicațiile mai importante ale unui sistem de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ este aceea pentru cartografierea fundului văii Dunării amonte și aval de barajul PORȚILE DE FIER 1, pentru verificarea stării normale a căilor de navigație fluvială [90], [91]. În această aplicație, referențialul fix activ trebuie să se deplaseze pe mal, corelat cu falia perpendiculară pe curgerea Dunării verificată de nava specială dotată cu „SONAR” (cu ajutorul echipamentului SONAR se determină colmatările periculoase pentru navigație pe fundul Dunării). Referențialul fix activ poate fi pe un singur mal, cazul cel mai simplu, sau pe ambele maluri, cazul de lucru în contratimp. Contează în acest al doilea caz referențialul către care se îndreaptă nava de investigare.

Întrucât circulația rutieră nu poate fi întreruptă pe cele două maluri, după cum nici pe apă nu poate fi întreruptă navigația fluvială, reflexia semnalului emis se produce atât pe referențialul fix cât și pe celelalte mobile aflate în vecinătate, fapt ce introduce semnale de deviație Doppler parazite. Se impune deci selectarea numai a semnalului reflectat de referențialul fix, adică se impune schimbarea de frecvență.

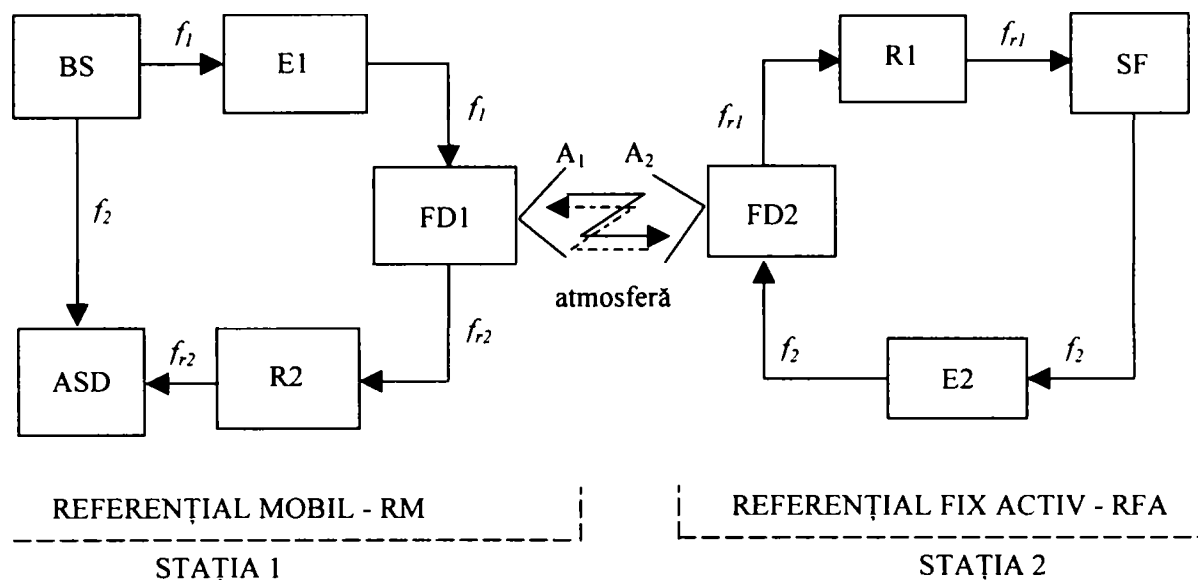


Fig. 3.2. Structura bloc principală a sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ în regim duplex de emisie și recepție: FD1, FD2 - filtre diplexoare; A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> - antene direcționale

Mobilitatea referențialului fix activ impune două condiții suplimentare echipamentului din sistemul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ:

- frecvența purtătoare cât mai mare pentru ca volumul antenei direcționale să fie cât mai mic;
- echipamentul electronic de pe referențialul fix activ, STAȚIA 2, să fie compact, fiabil și ușor ca greutate și manevrabilitate.

Aceste două condiții impun schema bloc principală din figura 3.2 cu modalitatea a doua de schimbare de frecvență de pe referențialul fix activ, adică frecvența  $f_2$  suficient de apropiată de  $f_1$ .

Funcționarea principală a schemei bloc prezentată în figura 3.2 este următoarea:

Blocul emițător E1 are două roluri:

- în primul rând, generează semnalul sinusoidal (sau unda dreptunghiulară) cu frecvența purtătoare  $f_1$ ,  $s_1(f_1)$ ;
- în al doilea rând, amplifică semnalul generat  $s_1(f_1)$  la puterea necesară emisie, amplificatorul în cauză având ieșirea adaptată pe impedanța antenei A<sub>1</sub>, aceeași cu impedanța de intrare a primului port al filtrului diplexor FD1.

Blocul receptor R1 recepționează prin antena A<sub>2</sub> și selectează prin filtrul diplexor FD2 semnalul cu frecvența purtătoare  $f_1$ , afectat de efectul Doppler datorat vitezei de deplasare a referențialului mobil RM față de referențialul fix activ RFA și parazitat de semnalele existente în câmpul de frecvențe real și apropiate frecvenței  $f_1$ . Câmpul de frecvențe real este câmpul frecvențelor radio, televiziune și radiotelefonie din standardele naționale și internaționale. Blocul receptor are două funcții:

- elimină o parte din semnalele parazite;
- amplifică semnalul de frecvență  $f_{r1} = f_1 \pm \Delta f_1$  la valoarea necesară acționării schimbătorului de frecvență SF.

Schimbătorul de frecvență SF modifică frecvența purtătoare  $f_1$  în  $f_2$ , având grijă ca noua frecvență purtătoare  $f_2$  și faza inițială a acesteia să fie identice cu cele generate pe

referențialul mobil. Semnalul cu frecvența purtătoare  $f_2$  este amplificat de E2, astfel încât ieșirea amplificatorului emițător să fie adaptată la impedanța antenei  $A_2$ , aceeași cu impedanța de intrare a portului 2 al filtrului diplexor FD2.

Blocul receptor R2 captează prin antena  $A_1$  și selectează prin portul 2 al filtrului diplexor FD1 semnalul de frecvență purtătoare  $f_2$ , afectat de efectul Doppler datorat vitezei de deplasare a RM față de RFA, concomitent cu o serie de semnale parazite cu frecvențe apropiate de  $f_2$  și aparținând câmpului real de frecvențe. El elimină o mare parte din semnalele parazite și dă la ieșire un semnal  $s_{r2}(f_{r2})$ , unde  $f_{r2}$  cuprinde frecvența purtătoare  $f_2$  și deviațiile Doppler de frecvență pe ambele trasee,  $A_1 \rightarrow A_2$  și  $A_2 \rightarrow A_1$ .

Analizorul de semnal Doppler, ASD, elimină purtătoarea  $f_2$  cu ajutorul semnalului sincron dat de blocul de sincronizare BS și extrage semnalul Doppler - o funcție sinusoidală, sau cosinusoidală, care are în argument numai deviația Doppler de frecvență cu semnul ei. Pe baza acestui semnal se obțin informațiile cu privire la viteza mișcării, la sensul mișcării și uneori chiar asupra direcției mișcării, luând ca referință dreapta ce unește cele două referențiale.

În funcție de putere de emisie, sensibilitatea receptorului, factorii de direcționalitate ai antenelor folosite și atenuării introduse în urma propagării, se poate determina distanța maximă de telemetrare.

Aplicând relațiile (2.40) ÷ (2.45) pentru schema din figura 3.1, pe ambele trasee,  $A_1 \rightarrow A_2$  și  $A_3 \rightarrow A_4$ , rezultă:

- puterea semnalului recepționat de blocul receptor R1 (STAȚIA 2)

$$P_{r1} = \frac{P_{e1} \cdot F_{A1} \cdot F_{A2} \cdot \lambda_1^2}{(4\pi \cdot D_1)^2} \cdot \eta_{r1} \cdot k_m \quad (3.1)$$

cu  $P_{e1} = \eta_{c1} \cdot P_{S1}$  (3.2)

- puterea semnalului recepționat de blocul receptor R2 (STAȚIA 1)

$$P_{r2} = \frac{P_{e2} \cdot F_{A3} \cdot F_{A4} \cdot \lambda_2^2}{(4\pi \cdot D_2)^2} \cdot \eta_{r2} \cdot k_m \quad (3.3)$$

cu  $P_{e2} = \eta_{c2} \cdot P_{S2}$  (3.4)

unde  $P_{e1}$ , respectiv  $P_{e2}$ , este puterea semnalului emis de emițătorul E1 (STAȚIA 1), respectiv de emițătorul E2 (STAȚIA 2);  $\eta_{c1}$ , respectiv  $\eta_{c2}$ , este randamentul conversiei puterii în curent continuu  $P_{S1}$ , respectiv  $P_{S2}$ , a sursei de alimentare de pe STAȚIA 1, respectiv de pe STAȚIA 2, în puterea semnalului emis;  $F_{Ai}$ , cu  $i = 1, 2, 3, 4$ , sunt coeficienții de direcționalitate ai antenelor  $A_i$ ;  $\lambda_1$  – lungimea de undă a semnalului de frecvență  $f_1$ ;  $\lambda_2$  – lungimea de undă a semnalului de frecvență  $f_2$ ;  $\eta_{r1}$  și  $\eta_{r2}$  - randamentele de recepție ale antenelor și  $k_m$  – factorul de atenuare la interacțiunea dintre mediul de propagare - atmosfera troposferică și energia electromagnetică;  $D_1$ , respectiv  $D_2$ , distanța dintre cele două stații (dintre cele două referențiale) în momentul recepției.

Ținând cont de puterea minimă de recepție a receptorului de pe STAȚIA 1,  $P_{rm2}$ , și de faptul că  $\lambda_2 < \lambda_1$ , se poate determina distanța maximă de telemetrare cu relația:

$$D_{2M} = \sqrt{\frac{P_{e2} \cdot F_{A3} \cdot F_{A4} \cdot \lambda_2^2}{16\pi^2 \cdot P_{rm2}} \cdot \eta_{r2} \cdot k_m} \quad (3.5)$$

În cazul prezentat în figura 3.2, în care schimbarea de frecvență se face astfel ca frecvența  $f_2$  să fie suficient de aproape de  $f_1$  pentru a putea folosi același sistem de antene și pentru emisie și pentru recepție, separarea lor făcându-se printr-un filtru diplexor, apar următoarele aspecte:

- antena se calculează pentru o frecvență medie  $f_{med}$

$$f_{med} = \frac{f_1 + f_2}{2}; \quad (3.6)$$

- coeficienții de directivitate ai antenelor,  $F_{A1}$  și  $F_{A2}$ , sunt egali;
- randamentele de recepție ale celor două antene,  $\eta_{r1}$  și  $\eta_{r2}$ , nu mai coincid cu valorile maxime;
- trebuie luate în considerare atenuările introduse de filtrele diplexoare pentru fiecare frecvență, adică:  $k_{FD11}$ ,  $k_{FD12}$  – atenuarea introdusă de filtrul diplexor FD1 pentru frecvența emisă  $f_1$ , respectiv pentru cea recepționată  $f_2$ ;  $k_{FD21}$ ,  $k_{FD22}$  – atenuarea introdusă de filtrul diplexor FD2 pentru frecvența recepționată  $f_1$ , respectiv pentru cea emisă  $f_2$ .

În aceste condiții, relațiile (3.1), (3.3) și (3.5) iau forma:

$$P_{r1} = \frac{P_{e1} \cdot F_{A1} \cdot F_{A2} \cdot \lambda_1^2}{(4\pi \cdot D_1)^2} k_{FD11} \cdot k_{FD21} \cdot \eta_{r1} \cdot k_m \quad (3.7)$$

$$P_{r2} = \frac{P_{e2} \cdot F_{A1} \cdot F_{A2} \cdot \lambda_2^2}{(4\pi \cdot D_2)^2} k_{FD22} \cdot k_{FD12} \cdot \eta_{r2} \cdot k_m \quad (3.8)$$

$$D_{2M} = \sqrt{\frac{P_{e2} \cdot F_{A1} \cdot F_{A2} \cdot \lambda_2^2}{16\pi^2 \cdot P_{rm2}} \cdot k_{FD22} \cdot k_{FD12} \cdot \eta_{r2} \cdot k_m} \quad (3.9)$$

Datorită vitezei mari de propagare a undei electromagnetice în atmosferă și vitezei mari de răspuns a echipamentului electronic profesional din ambele stații, se poate considera, cu o bună aproximație, că  $D_{1M} = D_{2M}$ .

Relația (3.9) arată că, la o direcționalitate bună a antenelor și la o sensibilitate normală a receptoarelor, la o putere de emisie  $P_e \leq 10W$  se poate face telemetrarea până la distanța de 6 km.

Schema bloc principală din figura 3.2 stă la baza unui sistem de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ. Blocurile funcționale, cu funcțiile arătate mai sus, nu cuprinde soluția teoretică, viabilă practic, pentru rezolvarea problemelor indicate la începutul capitolului și nici soluțiile pentru compactarea și prețul mic al echipamentului electronic. Soluțiile tehnice cu structura adecvată vor fi prezentate în subcapitolul următor.

### 3.2. STRUCTURA ECHIPAMENTULUI ELECTRONIC AL UNUI SISTEM DE RADIOTELEMETRIE DOPPLER CU REFERENȚIAL FIX ACTIV

Din analiza prezentată în paragraful precedent a rezultat că pentru evaluarea mișcărilor de viteză mică, executate cu costuri reduse, se impune folosirea unui sistem de radiotelemetrie Doppler.

Pentru eliminarea deviațiilor Doppler de frecvență parazite se activează referențialul fix în sensul că, el schimbă frecvența  $f_l$  a semnalului radiat de antena de pe referențialul mobil

în frecvența  $f_2$  cu ajutorul, așa numitului, **schimbător de frecvență**. În acest fel rezultă sistemul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ.

Pentru a micșora volumul și greutatea echipamentului electronic de pe referențialul fix activ, în scopul de a satisface nevoile impuse de cazurile concrete de aplicație, s-a adoptat schema bloc principală cu funcționarea în regim duplex – figura 3.2.

Structura echipamentului electronic, divizată în două, pe referențial mobil RM – STAȚIA 1 și pe referențialul fix activ RFA – STAȚIA 2, depinde, ca și complexitate, de următoarele aspecte:

1. alegerea frecvențelor  $f_1$  și  $f_2$ ;
2. asigurarea defazajului inițial la semnalul de frecvență  $f_2$ , identic cu cel al semnalului de frecvență  $f_1$ , și identitatea frecvențelor  $f_2$  obținute pe cele două referențiale;
3. axarea deviației Doppler de frecvență pentru stabilirea sensului mișcării;
4. extragerea semnalului Doppler pentru determinarea valorii momentane și medii a vitezei de mișcare

Tratarea teoretică a celor 4 probleme și soluțiile practice de rezolvare sunt analizate succesiv în următoarele paragrafe.

### 3.2.1. Alegerea frecvențelor $f_1$ și $f_2$

Alegerea frecvențelor  $f_1$  și  $f_2$  este delimitată valoric de trei condiții:

- a) valorile frecvențelor să fie suficient de ridicate pentru ca dimensiunile antenelor de emisie/recepție, pentru funcționarea în regim duplex, să fie rezonabile și acceptabile unei mobilități facile;
- b) să satisfacă condițiile funcționării în regim duplex;
- c) să fie acceptate de Inspectoratul General pentru Comunicații și Tehnologia Informației, pentru încadrarea în benzile de frecvențe atribuite (spectrul radioelectric pentru aplicații civile).

Pentru ca dimensiunile antenei direcționale, aceeași pentru emisie și recepție, să fie acceptabile mobilității facile (pentru unele aplicații), valorile frecvențelor  $f_1$  și  $f_2$  trebuie să fie mai mari de 100 MHz; cu cât valorile sunt mai mari cu atât dimensiunile antenei sunt mai mici.

Pentru a satisface condițiile funcționării în regim duplex, valorile frecvențelor  $f_1$  și  $f_2$  trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

- c1. diferența dintre  $f_1$  și  $f_2$  trebuie să fie mică, pentru ca să asigure un randament practic egal pentru emisia și recepția prin aceeași antenă;
- c2. frecvența  $f_2$  să fie suficient de distanțată de  $f_1$  pentru ca filtrul diplexor, utilizat la antena unică, să le poată separa cu o imitanță destul de mică;
- c3. frecvența  $f_2$  să nu fie în câmpul de armonici al frecvenței  $f_1$  pentru ca influența reciprocă să fie cât mai mică, ecranările să fie mai simple și amplificatoarele de emisie și recepție să fie realizate practic mai simplu.

Pentru a nu deranja “câmpul oficial de frecvențe”, alegerea frecvențelor  $f_1$  și  $f_2$  trebuie să satisfacă și următoarele condiții:

- c4. să nu se suprapună cu vreuna din frecvențele folosite în radiodifuziune, radiotelefonie sau televiziune și cu nici una din frecvențele imagine (oglină) ale acestora;



c5. armonicile celor două frecvențe să se supună pentru ordinul 1 și 2 limitării de la c4.

La alegerea frecvențelor  $f_1$  și  $f_2$  trebuie ținut cont și de modul de generare al frecvențelor, cu sintetizoare de frecvențe având ca referință frecvența  $f_r = 10$  MHz. Din acest motiv s-au căutat frecvențe, pe cât posibil, multiplu întreg de  $f_r$ .

Pentru alegerea frecvențelor  $f_1$  și  $f_2$  s-a apelat la Inspectoratul General pentru Comunicații și Tehnologia Informației, care a făcut recomandarea încadrării în benzile de frecvențe atribuite la nivel local, din spectrul radioelectric pentru aplicații civile.

Din analiza făcută în [71], pe baza “Tabelului Național de Atribuire a Benzilor de Frecvențe” redat în [116] și respectând condițiile de mai sus, s-au ales, cu aprobarea Inspectoratului General pentru Comunicații și Tehnologia Informației, frecvențele:

$$f_1 = 140 \text{ MHz} = 1,4 \cdot 10^8 \text{ Hz}$$

$$f_2 = 160 \text{ MHz} = 1,6 \cdot 10^8 \text{ Hz.}$$

### 3.2.2. Alegerea structurii echipamentului electronic.

#### Asigurarea identității frecvențelor $f_2$ obținute pe cele două referențiale

În stabilirea structurii echipamentului electronic al sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ, prezentată în figura 3.3, s-au avut în vedere:

- considerațiile generale cu privire la echipamentul unui sistem de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ [70], [71], [72], [73];
- experiența colectivului de cercetare în care am activat [90], [91], [92], [93], [94];
- realizarea echipamentului electronic cu circuite electronice profesionale moderne, dar uzuale, cu prețuri modice;
- realizarea echipamentului la un preț final cât mai mic.

Generatorul de semnal de frecvență de referință GFR împreună cu buclele cu calare pe fază PLL1 și PLL2 formează sintetizoarele numerice de frecvență, având  $f_1 = 140$  MHz, respectiv,  $f_2 = 160$  MHz. Alegerea variantei numerice este impusă de valorile mari ale celor două frecvențe.

În echipamentul electronic de pe referențialul fix activ, pentru obținerea semnalului de frecvență  $f_2$  din frecvența  $f_1$ , se folosește sintetizorul numeric de frecvență cu PLL3, identic, practic, cu PLL2. Pentru obținerea frecvenței de referință  $f_r$  pentru PLL3 se folosește divizarea numerică de frecvență cu DN a frecvenței semnalului  $s_{AL}$ , adică

$$(f_1 \pm \Delta f_1) / N_1 = f_1 / N_1 \pm \Delta f_1 / N_1 = f_r \pm \Delta f_1 / N_1 \quad (3.10)$$

unde  $N_1$  este factorul de divizare iar  $f_r$  este frecvența de referință de la intrarea comparatorului de fază al buclei PLL.

Prin identitatea frecvențelor de referință  $f_r$  și a buclei PLL3 cu PLL2 se asigură egalitatea frecvenței  $f_2$  a semnalului obținut pe referențialul mobil cu frecvența  $f_2$  a semnalului obținut pe referențialul fix activ și în același timp egalitatea fazelor inițiale.

Semnalul  $s_1(f_1)$ , amplificat de blocul electronic AE1, ajunge la filtrul diplexor FD1 și prin acesta, la antena A1. Aceasta radiază semnalul  $s_{e1}(f_1)$  în mediul atmosferic către referențialul fix, iar energia câmpului electromagnetic radiat ajunge la antena A2. Semnalul ce ajunge la antena A2 este afectat de atenuarea introdusă la interacțiunea dintre unda electromagnetică și mediul atmosferic – mediul de propagare, de atenuarea introdusă de

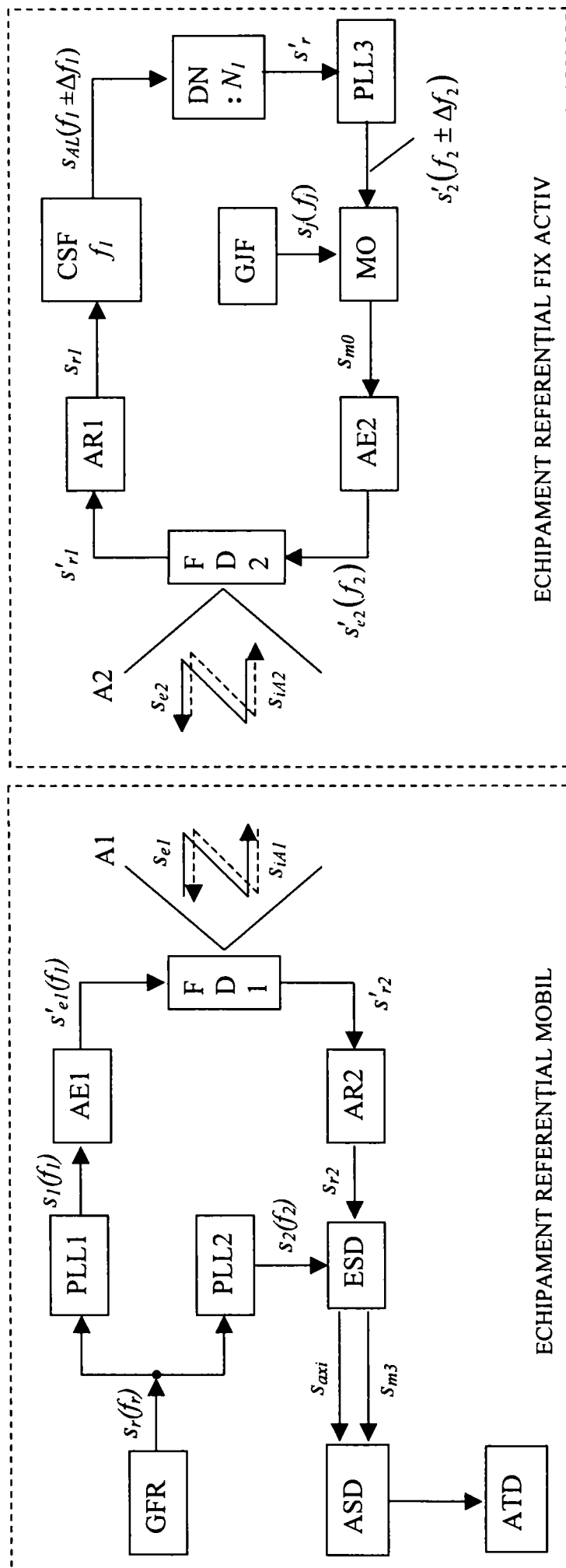


Fig. 3.3. Structura echipamentului electronic al sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ:  
 GFR – generator de semnal de frecvență de referință; GJF – generator de semnal de joasă frecvență;  
 PLL1, 2, 3 – sintetizatoare de frecvențe; AE1, AE2 – amplificatoare de emisie; FD1, FD2 – filtre diplexoare;  
 AR1, AR2 – amplificatoare de recepție; CSF $f_1$  – circuit de selecție a frecvenței  $f_1$ ;  
 DN – divizor numeric de frecvență; MO – modulator PLD-PS; ESD – extractor de semnal Doppler;  
 ASD – analizor de semnal Doppler; ATD – bloc de afișare rezultate și transmisie date

randamentul de emisie al antenei A1 pentru semnalul de frecvență  $f_1$  și de atenuarea introdusă de factorul de directivitate al acestei antene.

Semnalul care ajunge la antena A2,  $s_{iA2}$ , conține nu numai semnalul  $s_{e1}$  atenuat și afectat de efectul Doppler ci și o sumă de semnale cu frecvențe apropiate frecvenței  $f_1$ , existente în câmpul de frecvențe al utilizatorilor oficiali [116]. În această situație, pentru a folosi semnalul recepționat ca bază de realizare a frecvenței de referință  $f_r$  pentru PLL3, este necesară curățarea semnalului recepționat de aceste semnale cu frecvențe parazite frecvenței  $f_1$ . Acesta este rolul blocului electronic CSF $f_1$ . Structura acestui bloc rezultă din analiza de semnal prezentată în paragraful următor.

Axarea deviației Doppler de frecvență presupune compararea deviației  $\pm\Delta f_2$  cu un semnal de frecvență joasă  $f_j$ , pentru care  $f_j + \Delta f_2$  și  $f_j - \Delta f_2$  sunt valori distincte, ușor de separat. Pentru aceasta, semnalul  $s'_2(f_2 \pm \Delta f_2)$  este modulată în amplitudine de semnalul de joasă frecvență  $s_j(f_j)$  prin intermediul modulatorului MO tip BLD-PS (bandă laterală dublă cu suprimarea purtătoarei); rezultă semnalul  $s'_2$  modulată în amplitudine cu bandă laterală dublă, notat  $s_{m0}(f_2 \pm f_j \pm \Delta f_2)$ . În acest mod se ușurează separarea semnalului Doppler în blocul extractor de semnal Doppler, ESD, din echipamentul electronic de pe referențialul mobil. Prin semnal Doppler se înțelege o funcție sinusoidală sau cosinusoidală al cărui argument conține deviația Doppler de frecvență.

**Axarea deviației Doppler de frecvență și facilitarea extragerii semnalului Doppler prin modulația în amplitudine cu un semnal de frecvență joasă este, de asemenea, o contribuție teoretică cu viabilitate practică a autorului.**

Semnalul  $s_{m0}$  este amplificat în putere de AE2, atacă filtrul diplexor FD2 și apoi este radiat de antena A2 spre referențialul mobil ca semnal  $s_{e2}(f_2 \pm f_j \pm \Delta f_2)$ . Semnalul  $s_{e2}$  este semnalul  $s'_{e2}$ , atenuat la trecerea prin FD2 și atenuat, din nou, datorită randamentului de emisie al antenei A2 și al factorului de directivitate al acesteia.

Semnalul de intrare la antena A1 cu frecvența purtătoare  $f_2$ ,  $s_{iA1}$ , conține:

- semnalul  $s_{e2}$  modulată în fază prin efect Doppler longitudinal și atenuat datorită interacțiunii dintre unda electromagnetică și mediul de propagare – atmosfera; și
- semnale parazite din mediul de propagare, aparținătoare câmpului de frecvențe oficiale, și apropiate purtătoarei  $f_2$ .

Semnalul  $s_{iA1}$  este atenuat la trecerea prin antena A1 și prin filtrul diplexor FD1 și ajunge la amplificatorul de recepție AR2 ca semnal  $s'_{r2}$ . AR2 are o bandă de trecere îngustă, câteva zeci de kHz, curăță semnalul  $s'_{r2}$  de cea mai mare parte din semnalele parazite și ajunge la intrarea extractorului de semnal Doppler, ESD, ca semnal  $s_{r2}$ .

Blocul ESD generează un semnal  $s_{ax1}$  când cele două referențiale se apropie, și  $\Delta f_2 > 0$ , și un semnal  $s_{ax2}$  când cele două referențiale se depărtează, și  $\Delta f_2 < 0$ . Concomitent ESD dă un semnal  $s_{m3}$  ce are în argument  $\Delta f_2$  și poate furniza informația asupra vitezei momentane de mișcare. Semnalele  $s_{axi}$  și  $s_{m3}$  sunt prelucrate de blocul analizor de semnal Doppler, ASD, care extrage informații privind sensul de mișcare și viteza momentană sau viteza medie de mișcare. Aceste informații sunt transmise mai departe și/sau afișate prin intermediul blocului ATD.

În condițiile în care deplasarea de apropiere sau depărtare nu se face astfel ca direcția vitezei să fie în coincidență cu dreapta ce unește cele două referențiale, prin operații suplimentare, deviația Doppler de frecvență poate induce semnal Doppler care să precizeze și

direcția pe care se mișcă referențialul mobil față de direcția ce unește cele două referențiale. Echipamentul electronic este, în acest caz, puțin mai complicat.

Funcționarea detaliată a echipamentului electronic al sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ este evidențiată mai bine prin analiza de semnal prezentată în paragraful următor.

### 3.2.3. Analiza de semnal

Se începe cu semnalul de bază generat în echipamentul electronic de pe referențialul mobil RM. Blocul electronic GFR generează la ieșire semnalul de referință  $s_r(f_r)$  cu frecvența  $f_r = 10$  MHz, comună ambelor sintetizoare numerice de frecvență, PLL1 și PLL2. Cele două semnale generate de acestea,  $s_1(f_1)$  și  $s_2(f_2)$  cu  $f_1 = 140$  MHz și  $f_2 = 160$  MHz, se exprimă matematic prin:

$$s_1(f_1) = A_1 \sin(2\pi f_1 t + \varphi_0) = A_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_0) \quad (3.10)$$

$$s_2(f_2) = A_2 \sin(2\pi f_2 t + \varphi_0) = A_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_0)$$

similare cu relația (2.17)

Defazajul inițial  $\varphi_0$  este o mărime fixă, impusă valoric de oscilatorul comandat în tensiune ce generează  $s_1(f_1)$ , respectiv  $s_2(f_2)$ ; cele două oscilatoare sunt identice, diferența constă numai în circuitul acordat cu diodă varicap (vezi capitolul 4). Acest defazaj  $\varphi_0$  nu se traduce printr-o frecvență  $f_0$ , unde

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \varphi_0}{\partial t} \quad (3.11)$$

și nici nu suferă modificare prin efect Doppler.

Semnalul  $s_1(f_1)$  este amplificat în putere de amplificatorul emițător AE1, fără modificare de fază, ținând cont de puterea necesară a fi emisă și de atenuările introduse de filtrul diplexor FD1 pentru frecvența  $f_1$ ,  $k_{FD11}$ , și, respectiv, de antena A1,  $k_{A11}$ , prin randamentul de emisie la frecvența  $f_1$ , adică

$$s'_{e1}(f_1) = A'_{e1} \sin(\omega_1 t + \varphi_0) \quad (3.12)$$

$$s_{e1}(f_1) = k_{FD11} k_{A11} A'_{e1} \sin(\omega_1 t + \varphi_0) = A_{e1} \sin(\omega_1 t + \varphi_0) \quad (3.13)$$

Antenele A1 și A2, comune emisie și recepției, sau invers, a semnalelor de frecvență  $f_1$ , respectiv  $f_2$ , sunt calculate pentru o frecvență medie  $(f_1 + f_2)/2 = f_{med}$ , iar cele două frecvențe sunt încă în lobul principal direcțional cu putere de emisie și recepție apropiate de maxim. În aceste condiții emisia semnalului amplificat  $s'_{e1}(f_1)$ , respectiv  $s'_{e2}(f_2)$  se face cu un randament, deci cu o atenuare  $k_{Aij}$ , unde  $i = 1, 2$  indică antena A1 sau A2 iar  $j$  indică frecvența purtătoare  $f_1$ , respectiv,  $f_2$  a semnalului emis sau recepționat.

Semnalul  $s_{e1}(f_1)$ , radiat de antena A1 în mediul atmosferic, ajunge la antena A2 după ce:

- este supus atenuării datorită factorului de directivitate al antenei A1,  $k_{F11}$ ;
- este supus atenuării în mediul de propagare aer datorită interacțiunii dintre mediul de propagare - aer și energia electromagnetică radiată,  $k_m$ ;
- este afectat de efectul Doppler prin deviația frecvenței cu

$$\Delta f_1 = -f_1 \cdot v / v_f, \quad \Delta \omega_1 = 2\pi \Delta f_1 \quad (3.14)$$

unde  $v$  este viteza de propagare a referențialului mobil RM față de cel fix activ RFA, iar  $v_f$  este viteza de propagare a undei electromagnetice de frecvență  $f_1$  în atmosferă.

Deoarece mediul atmosferic este „destul de aglomerat” cu semnale de frecvențe din câmpul oficial de frecvențe, antena A2, pe lângă semnalul de frecvență purtătoare  $f_1$  recepționează și o serie de semnale cu frecvențe apropiate de  $f_1$ , semnale perturbatoare pentru semnalul util de frecvență  $f_1$ . Notând cu  $s_{iA2}$  semnalul ce atacă antena A2 și recepționat de aceasta, rezultă:

$$s_{iA2} = k_{F11} k_m A_{e1} \sin[(\omega_1 \pm \Delta\omega_1)t + \varphi_0] + \sum_{j=1}^n s_{pj} (\omega_{pj} t + \varphi_{pj}) \quad (3.15)$$

În relația (3.15), prin indexarea cu “ $p$ ” s-a notat faptul că este vorba de un semnal perturbator pentru semnalul cu frecvența  $f_1$  iar prin indexarea cu “ $j$ ” s-a notat numărul acestui semnal perturbator din câmpul de frecvențe oficiale din jurul valorii de 140 MHz.

Semnalul  $s_{iA2}$  este recepționat de antena A2, este selectat și direcționat de filtrul diplexor FD2 la intrarea amplificatorului receptor AR1; semnalul  $s_{iA2}$  este afectat de atenuarea introdusă de antena A2 pentru frecvența  $f_1$ ,  $k_{A21}$  și de atenuarea introdusă de filtrul diplexor FD2 pentru semnalul de frecvență  $f_1$ ,  $k_{FD21}$  și, ca urmare, rezultă:

$$s'_{r1} = k_{A21} \cdot k_{FD21} \cdot k_{F11} \cdot k_m \cdot A_{e1} \sin[(\omega_1 \pm \Delta\omega_1)t + \varphi_0] + k_{A2j} \cdot k_{FD2j} \cdot \sum_{j=1}^n s_{pj} (\omega_{pj} t + \varphi_{pj}) \quad (3.16)$$

Notând cu  $k_{A21} \cdot k_{FD21} \cdot k_{F11} \cdot k_m \cdot A_{e1} = A'_{r1}$  și ținând cont de amplificarea realizată de amplificatorul de recepție AR1, semnalul  $s_{r1}$  poate fi scris sub forma:

$$s_{r1} = A'_{r1} \sin[(\omega_1 \pm \Delta\omega_1)t + \varphi_0] + k_{A2j} \cdot k_{FD2j} \cdot \sum_{j=1}^n s_{pj} (\omega_{pj} t + \varphi_{pj}) \quad (3.17)$$

În relațiile (3.16) și (3.17) s-a notat cu  $k_{A2j}$  și  $k_{FD2j}$  atenuările introduse de recepția antenei A2, respectiv, de filtrul diplexor FD2, pentru semnalele perturbatoare de frecvență  $f_{pj}$ .

Amplificatorul receptor AR1 trebuie reglat ca sensibilitate, pentru a asigura recepționarea doar a semnalului util, de purtătoare  $f_1$ . Semnalele de pulsație  $\omega_{pj}$  suferă atenuări mai mari decât semnalul util la trecerea prin filtrul diplexor FD2 și raportul semnal util/semnal perturbator este mult supraunitar, ceea ce conduce la ușurarea eliminării a mare parte din semnalele parazite chiar de către amplificatorul receptor AR1.

Chiar și în acest caz, semnalul recepționat de la ieșirea amplificatorului receptor AR1 nu este curat, și aceasta poate deranja obținerea semnalului de frecvență purtătoare  $f_2$ , sincron cu semnalul  $s_1(f_1)$  și de frecvență  $f_2$  identică cu cea obținută la ieșirea sintetizorului de frecvență cu PLL2 din echipamentul electronic de pe referențialul mobil. Din această cauză, semnalul la intrarea schimbătorului de frecvență constituit din blocul DN și PLL3 trebuie bine curățat de semnalele parazite. Acesta este rolul blocului CSF $f_1$ , circuit de selecție a frecvenței  $f_1$ ; structura acestui bloc funcțional este dată în figura 3.4.

Pentru eliminarea semnalelor parazite se folosește tehnica amplificatorului trece-bandă cu bandă de trecere îngustă, de câțiva kHz, capabil a rejecta semnalele parazite existente în câmpul oficial de frecvențe, în jurul valorii  $f_1 = 140$  MHz. Pentru frecvența intermediară,  $f_i = 10$  MHz, se poate asigura o bandă de trecere de maxim 3 kHz [16], [26], [58]. Rezultă deci necesitatea unei frecvențe suplimentare  $f_x = 110$  MHz și a unui modulator simetric cu suprimarea purtătoarei (PS) și cu filtrul activ de realizare a benzii laterale unice (BLU-PS). Pentru banda laterală stânga se folosește un filtru trece-jos iar pentru banda laterală dreapta - un filtru trece-sus [37], [58], [62], [65]..

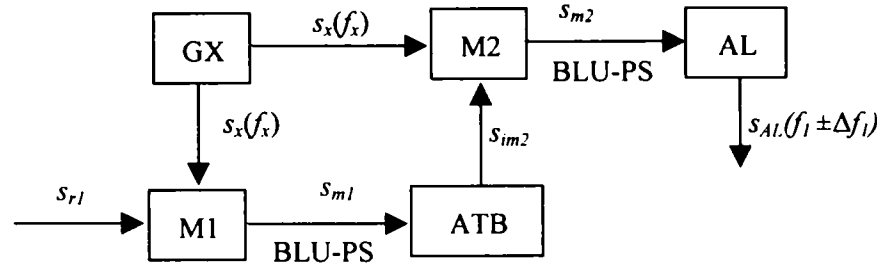


Fig. 3.4. Structura circuitului de selecție a frecvenței  $f_l - CSF f_l$ :  
 M1, M2 – modulatori BLU cu suprimarea purtătoarei;  
 GX – generator de frecvență  $f_x$ ; ATB – amplificator  
 trece-bandă; AL – amplificator limitator.

Pentru început, se selectează banda laterală stânga, iar semnalul  $s_{m1}$  rezultat se trece prin amplificatorul trece-bandă, ATB. Pentru a reveni la semnalul de purtătoare  $f_l = 140$  MHz, fără schimbare de fază față de semnalul  $s_{r1}$ , semnalul  $s_{im2}$  de la ieșirea ATB este mixat din nou în M2 cu semnalul  $s_x(f_x)$ . În aceste condiții, s-a scăpat de influența semnalului de frecvență  $f_x$ . La ieșirea celui de-al doilea modulator, M2, se selectează prin filtrul trece-sus banda laterală dreapta și, de data aceasta,  $s_{m2}$  nu mai conține semnale parazite, ci depinde numai de  $f_l \pm \Delta f_l$ . Prin filtrul trece-bandă au trecut doar deviațiile Doppler de frecvență, deoarece acestea sunt de cel mult câteva zeci de Hz.

Având în vedere că la intrarea modulatorului M1 purtătoarea este semnalul  $s_{r1}$ , relația (3.17), iar semnalul furnizat de generatorul GX este:

$$s_x = A_x \sin(\omega_x t + \varphi_x) \quad (3.18)$$

și notând

$$k_{A2j} \cdot k_{FD2j} \sum_{j=1}^n s_{pj} \sin(\omega_{pj} t + \varphi_{pj}) = \sum_{j=1}^n A_{prj} \sin(\omega_{pj} t + \varphi_{pj}) \quad (3.19)$$

semnalul la ieșirea modulatorului M1,  $s_{m1}$ , este de forma:

$$s_{m1} = A_{m1} \sin[(\omega_l - \omega_x)t \pm \Delta\omega_l t + \varphi_0 - \varphi_x] + \sum_{j=1}^n A'_{prj} \sin[(\omega_{pj} - \omega_x)t + \varphi_{pj} - \varphi_x] \quad (3.20)$$

Amplificatorul trece-bandă elimină semnalele de pulsații  $(\omega_{pj} - \omega_x)$  și, ca urmare, la intrarea celui de-al doilea modulator, M2, rămâne semnalul curat  $s_{im2}$ , exprimat cu relația

$$s_{im2} = A_{im2} \sin[(\omega_l - \omega_x)t \pm \Delta\omega_l t + \varphi_0 - \varphi_x] \quad (3.21)$$

La modulatorul M2, purtătoarea este semnalul  $s_x$  iar semnalul modulator – semnalul  $s_{m1}$ ; cu M2 ca modulator BLU-BS – dreapta, semnalul de la ieșirea acestuia,  $s_{m2}$ , este:

$$s_{m2} = A_{m2} \sin[(\omega_l - \omega_x)t + \omega_x t \pm \Delta\omega_l t + \varphi_0 - \varphi_x + \varphi_x] = A_{m2} \sin[(\omega_l \pm \Delta\omega_l)t + \varphi_0] \quad (3.22)$$

În figura 3.5 sunt prezentate spectrele de frecvență pentru semnalul de la ieșirea modulatorului M1,  $s_{m1}$  (figura 3.5.a), și, respectiv, de la ieșirea modulatorului M2,  $s_{m2}$  (figura 3.5.b). În figura 3.5.a s-a evidențiat numai unul din semnalele perturbatoare.

Din relațiile (3.20) și (3.22) se observă că primul modulator este cu BLU-S, adică cu banda laterală stânga, iar al doilea modulator este cu BLU-D, adică cu bandă laterală dreapta, ceea ce permite refacerea pulsației  $\omega_l \pm \Delta\omega_l$ .

Semnalul  $s_{m2}$  atacă amplificatorul limitator AL, care are rolul de a elimina eventualele semnale cu frecvențe de intermodulație. Semnalul obținut la ieșirea acestuia este un semnal de undă dreptunghiulară a cărei fundamentală este de forma:

$$s_{AL} = A_{AL} \sin[(\omega_l \pm \Delta\omega_l)t + \varphi_0] \quad (3.23)$$

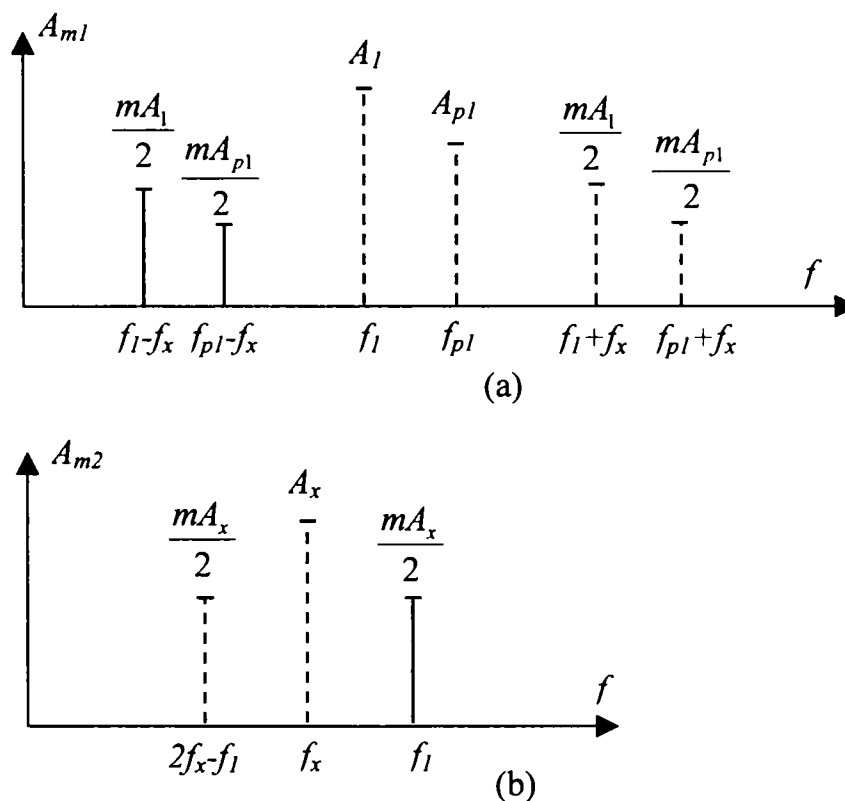


Fig. 3.5. Spectrul de frecvențe:  
 (a) la ieșirea modulatorului M1;  
 (b) la ieșirea modulatorului M2.

A doua armonică a semnalului  $s_{AL}$  este de ordinul trei; dacă se dorește un semnal sinusoidal curat se intervine cu o filtrare, de tip FTJ, ce separă semnalul fundamental  $s_{AL}$  de armonica a treia și de componenta continuă. Semnalul undă dreptunghiulară este, însă, favorabil schimbării de frecvențe cu divizorul numeric DN și bucla PLL3.

Semnalul  $s_{AL}$  undă dreptunghiulară este divizat ca frecvență cu  $N_1$ , prin divizorul numeric DN, astfel că:

$$f_1 / N_1 = f_r \quad (3.24)$$

unde  $f_r$  este frecvența de referință a sintetizoarelor de frecvență cu PLL1 și PLL2 din echipamentul de pe referențialul mobil.

Prin sintetizorul de frecvență cu PLL3, identic cu PLL2 de pe referențialul mobil, se obține semnalul  $s'_2$  de forma:

$$s'_2 = A'_2 \sin\left[\left(2\pi \frac{f_1}{N_1} N_2 \pm 2\pi \frac{\Delta f_1}{N_1} \cdot N_2\right)t + \varphi_0\right] = A'_2 \sin\left[\left(2\pi f_2 \pm 2\pi \Delta f_1 \frac{f_2}{f_1}\right)t + \varphi_0\right] \quad (3.25)$$

în care  $N_2$  este introdus de PLL3, astfel că  $f_1 \cdot N_2 / N_1 = f_2$ .

Pe baza relației fundamentale a efectului Doppler longitudinal

$$\Delta f = -f \frac{v}{v_f}, \quad \text{când } -0,02 < v/v_f < +0,02, \quad \text{rezultă} \quad (2.28)$$

$$2\pi\Delta f_1 \frac{f_2}{f_1} = 2\pi(-f_1 \frac{v}{v_f}) \frac{f_2}{f_1} = 2\pi(-f_2 \frac{v}{v_f}) = \Delta\omega_2 \quad (3.26)$$

Ținând cont de relația (3.26), relația (3.25) devine:

$$s'_2 = A_2 \sin[(\omega_2 \pm \Delta\omega_2) + \varphi_0] \quad (3.27)$$

rezultând un semnal de frecvență purtătoare  $f_2$ , identică cu purtătoarea semnalului  $s_2(f_2)$  obținută pe referențialul mobil, și cu aceeași fază inițială  $\varphi_0$ .

**Modalitatea tehnică de realizare a identității celor două frecvențe  $f_2$  din cele două semnale,  $s_2(f_2)$ , relația (3.10), și  $s'_2(f_2 \pm \Delta f_2)$ , relația (3.27), constituie o contribuție personală.**

O problemă deosebit de importantă este aceea de a găsi modalitatea teoretică și apoi tehnică de a separa semnalul Doppler – semnalul sinusoidal sau cosinusoidal ce are în argument numai deviația Doppler de frecvență. Concomitent însă, este necesar de a putea face axarea deviației Doppler de frecvență, adică de a determina semnul ei; prin aceasta se poate determina sensul mișcării referențialului mobil față de cel fix (de apropiere sau de depărtare). Pentru aceasta sunt necesare câteva informații practice cu privire la valoarea acestei deviații de frecvență.

Se admite că un vehicul terestru sau naval, a cărui mișcare se dorește a se evalua, se poate mișca cu viteze între 5 km/h și 220 km/h. Aceasta înseamnă că  $1,4 \text{ m/s} \leq v \leq 62 \text{ m/s}$ .

La o viteză de propagare a undei electromagnetice în aer de  $2,99091 \cdot 10^8 \text{ m/s}$  și la un semnal de frecvență  $f_2 = 1,6 \cdot 10^8 \text{ Hz}$ , rezultă o deviație Doppler de frecvență

$$0,75 \text{ Hz} \leq \Delta f \leq 33 \text{ Hz},$$

deci valori extrem de mici comparativ cu frecvența  $f_2$  a purtătoarei. Separarea acestei deviații Doppler de frecvența purtătoarei este, practic, imposibilă.

Pentru rezolvarea problemei, se propune următorul artificiu:

Dacă semnalul  $s'_2$  este modulată în amplitudine cu un semnal de joasă frecvență  $s_j(f_j)$ , la care  $\Delta f_{2med} \cong 10 \text{ Hz}$  nu este foarte mic comparativ cu  $f_j$ , atunci  $(f_j - \Delta f_{2med})$  și  $(f_j + \Delta f_{2med})$  sunt valori distincte ce pot indica clar sensul de mișcare. Spunem că, prin intermediul semnalului  $s_j(f_j)$  se poate face axarea deviației Doppler de frecvență. Concomitent, printr-un procedeu evidențiat în paragraful 3.2.4, dintr-un semnal de forma  $s(f_j \pm \Delta f_2)$  se poate separa deviația Doppler de frecvență.

Pentru a realiza modularea semnalului  $s'_2(f_2)$  cu semnalul  $s_j(f_j)$  se completează schema echipamentului electronic de pe referențialul fix activ cu un generator de joasă frecvență, GJF, de mare stabilitate în timp și cu temperatura a frecvenței de oscilație, și cu un modulator MO tip BLD-PS. Ținând cont că

$$s_j = A_j \sin(\omega_j t + \varphi_j) \quad (3.28)$$

semnalul de la ieșirea acestui modulator (în varianta de multiplicator analogic) este:

$$s_{m0} = A_{m0} \sin(\omega_2 t \pm \Delta\omega_2 t + \omega_j t + \varphi_0 + \varphi_j) + A_{m0} \sin(\omega_2 t \pm \Delta\omega_2 t - \omega_j t + \varphi_0 - \varphi_j) \quad (3.29)$$



Ținând cont de valorile deviației Doppler de frecvență din exemplul numeric prezentat mai sus, o frecvență joasă de 200÷500 Hz ar corespunde. În analiza din paragraful următor se va arăta că soluția modulării cu un semnal de frecvență joasă cu caracteristicile de mai sus corespunde soluției practice adoptate.

Semnal  $s_{m0}$  este amplificat de amplificatorul de emisie AE2, trecut prin filtrul diplexor FD2 și radiat apoi de antena A2 în mediul atmosferic către referențialul mobil. Trecând prin AE2 suferă amplificarea amplitudinii  $A_{m0}$  la  $A'_{e2}$ , fără modificarea formei de variație; trecând prin FD2 suferă atenuarea  $k_{FD22}$  iar radierea de către antena A2 se face cu atenuarea  $k_{A22}$  [63].

Notând

$$A_{e2} = k_{FD22} \cdot k_{A22} \cdot A'_{e2} \quad (3.30)$$

semnalul emis în mediul atmosferic este:

$$s_{e2} = A_{e2} \sin(\omega_2 t \pm \Delta\omega_2 t + \omega_j t + \varphi_0 + \varphi_j) + A_{e2} \sin(\omega_2 t \pm \Delta\omega_2 t - \omega_j t + \varphi_0 - \varphi_j) \quad (3.31)$$

Pe baza relației de mai sus, se poate afirma că frecvența  $f_{e2}$  a semnalului emis de antena A2 este:

$$f_{e2} = f_2 \pm f_j \pm \Delta f_2 \quad (3.32)$$

La propagarea prin atmosferă către antena A1, semnalul  $s_{e2}(f_{e2})$  suferă următoarele influențe:

- efectul Doppler manifestat prin

$$\Delta f_{e2} = \pm \Delta f_2 \mu \Delta f_j \mu \Delta(\Delta f_2) \quad (3.33)$$

- o atenuare  $k_m$  datorită interacțiunii undei electromagnetice cu mediul de propagare atmosferic [63];
- o atenuare datorită factorului de directivitate al antenei A2,  $k_{FA2}$  [41], [63];
- suprapunerea unor semnale parazite din câmpul oficial de frecvențe,  $s_{pj}(\omega_{pj}t + \varphi_{pj})$ .

Înainte de a stabili expresia semnalului ce este captat de antena A1 de pe referențialul mobil, se analizează, în cele din urmă, efectul Doppler asupra semnelor de frecvență  $f_{e2}$ . Pentru  $f_j = 600$  Hz și  $\Delta f_2 = 33$  Hz, rezultă:

$$|\Delta f_2| = f_2 \frac{v}{v_f}; \quad |\Delta f_j| = f_j \frac{v}{v_f}; \quad |\Delta(\Delta f_2)| = \Delta f_2 \frac{v}{v_f} \quad (3.34.a)$$

$$\frac{|\Delta f_j|}{|\Delta f_2|} = \frac{f_j}{f_2} = \frac{6 \cdot 10^2}{1,6 \cdot 10^8} = 3,75 \cdot 10^{-6} \quad (3.34.b)$$

$$\frac{|\Delta(\Delta f_2)|}{|\Delta f_2|} = \frac{\Delta f_2}{f_2} = \frac{33}{1,6 \cdot 10^8} = 2,06 \cdot 10^{-7} \quad (3.34.c)$$

Pe baza valorilor de mai sus se poate aprecia că deviațiile Doppler de frecvență pentru  $f_j$  și  $\Delta f_2$ , adică  $\Delta f_j$  și  $\Delta(\Delta f_2)$ , sunt foarte mici comparativ cu  $\Delta f_2$  și deci, neglijabile. Ca urmare:

$$\Delta f_{e2} = \pm \Delta f_2$$

și, deci, semnalul la intrarea antenei A1 are frecvența:

$$f_{iA1} = f_2 \pm f_j \pm 2\Delta f_2 \quad (3.35)$$

Ținând cont de cele de mai sus, semnalul  $s_{iA1}$  captat de antena A1 este de forma:

$$s_{iA1} = k_{FA2} \cdot k_m \cdot A_{e2} \cdot \sin(\omega_2 t \pm 2\Delta\omega_2 t + \omega_j t + \varphi_0 + \varphi_j) + k_{FA2} \cdot k_m \cdot A_{e2} \cdot \sin(\omega_2 t \pm 2\Delta\omega_2 t - \omega_j t + \varphi_0 - \varphi_j) + \sum_{j=1}^n s_{pj}(\omega_{pj} t + \varphi_{pj}) \quad (3.36)$$

Semnalul  $s_{iA1}$ , captat de antena A1 cu atenuarea  $k_{A12}$ , este transmis filtrului diplexor FD1, trece prin acesta cu atenuarea  $k_{FD12}$  și atacă amplificatorul receptor AR2 sub forma:

$$s'_{r2} = k_{A12} \cdot k_{FD12} \cdot s_{iA1} \quad (3.37)$$

unde indicele 2 la aceste atenuări se referă la faptul că este vorba de semnalul de frecvență purtătoare  $f_2$ .

Semnalul ce atacă extractorul de semnal Doppler; ESD, este semnalul  $s'_{r2}$  amplificat prin amplificatorul de recepție AR2, un amplificator trece-bandă care curăță semnalul de intrare de semnalele parazite cu frecvențe în jurul valorii  $f_2 = 1,6 \cdot 10^8$  Hz. Se poate aprecia că

$$s_{r2} = A_{r2} \sin(\omega_2 t \pm 2\Delta\omega_2 t + \omega_j t + \varphi_0 + \varphi_j) + A_{r2} \sin(\omega_2 t \pm 2\Delta\omega_2 t - \omega_j t + \varphi_0 - \varphi_j) \quad (3.38)$$

Extractorul de semnal Doppler prelucrează semnalul  $s_{r2}$  și generează către analizorul de semnal Doppler, ASD, un semnal pentru indicarea semnului mișcării referențialului mobil față de cel fix (apropiere sau depărtare) și un semnal sinusoidal sau cosinusoidal cu argument dependent numai de deviația Doppler de frecvență. Pe baza acestor două semnale analizorul de semnal Doppler furnizează informații cu privire la caracteristicile mișcării referențialului mobil.

În urma analizei de semnal, se pot concluziona următoarele:

- În echipamentele electronice de pe cele două referențiale sunt circuite electronice specializate, profesionale, însă de uz curent pentru modulatoarele tip BLU-PS și BLD-PS, pentru amplificatoarele emițătoare AE1 și AE2 și pentru amplificatoarele receptoare AR1 și AR2
- Ridică probleme sintetizoarele numerice de frecvență pentru  $f_1$  și  $f_2$ , filtrele diplexoare, extractorul de semnal Doppler și generatorul de joasă frecvență de mare stabilitate în timp și cu variația temperaturii. Asupra acestor circuite electronice se va insista în continuare

### 3.2.4. Extractorul de semnal Doppler

Se iau în considerare semnalele  $s_{r2}$  și  $s_2(\omega_2)$  exprimate cu relațiile (3.38), respectiv, (3.10), adică

$$s_2(\omega_2) = A_2 \cdot \sin(\omega_2 t + \varphi_0) \quad (3.10)$$

Se observă din relația (3.38) că informația Doppler este conținută în semnalul  $s_{r2}$  prin argumentul său, ce conține:

$$\omega_{r2} = \omega_2 \pm \omega_j \pm 2\Delta\omega_2 \quad (3.39)$$

Blocul extractor de semnal Doppler trebuie să realizeze următoarele funcții:

- a) să elimine purtătoarea  $\omega_2$ ;

- b) să axeze deviația Doppler de frecvență, pentru a stabili semnul deviației de frecvență și în felul acesta, se stabilește sensul de mișcare al referențialului mobil față de referențialul fix activ;
- c) să rejeteze pulsația  $\omega_j = 2\pi \cdot f_j$  și să genereze un semnal sinusoidal sau cosinusoidal, care să conțină în argument numai deviația Doppler de frecvență.

Pentru realizarea concretă a celor trei funcții se folosește modularea și demodularea în cuadratură, specifică tratării efectului Doppler [53], [57], [91], [94]. Structura propusă pentru extractorul de semnal Doppler, ESD, este prezentată în figura 3.6.

**a) Eliminarea purtătoarei  $\omega_2$**

Modulatorul M1 împreună cu filtrul activ FA1 tip trece-jos formează un modulator BLU-PS (figura 3.6), care selectează banda laterală stânga (diferența dintre frecvența purtătoarei și frecvența modulatorului). Semnalul de ieșire al modulatorului BLU-PS se deduce din produsul semnalelor  $s_{r2}$  și  $s_2$  exprimate cu relațiile (3.38), respectiv (3.10). Rezultă:

$$s'_{m1} = \frac{1}{2} A_2 A_{r2} \cos[(\omega_2 + \omega_j \pm 2\Delta\omega_2)t - \omega_2 t + \varphi_0 + \varphi_j - \varphi_0] + \frac{1}{2} A_2 A_{r2} \cos[(\omega_2 - \omega_j \pm 2\Delta\omega_2)t - \omega_2 t + \varphi_0 - \varphi_j - \varphi_0] \quad (3.40)$$

În modulatorul M2, de același tip cu M1, intră semnalele  $s_{r2}$  și  $s_{2l}$  exprimate cu relațiile (3.38), respectiv (3.41),

$$s_{2l}(\omega_2) = A_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_0 + \frac{\pi}{2}) = A_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_0) \quad (3.41)$$

Semnalul  $s'_{m2}$  de la ieșirea modulatorului M2 cu filtrul activ FA2 se poate exprima cu relația:

$$s'_{m2} = \frac{1}{2} A_2 A_{r2} \sin[(\omega_2 + \omega_j \pm 2\Delta\omega_2)t - \omega_2 t + \varphi_0 + \varphi_j - \varphi_0] + \frac{1}{2} A_2 A_{r2} \sin[(\omega_2 - \omega_j \pm 2\Delta\omega_2)t - \omega_2 t + \varphi_0 - \varphi_j - \varphi_0] \quad (3.42)$$

Semnalele de ieșire ale celor două modulatori, tip BLU-PS cu selecția benzii laterale stânga, trec apoi prin amplificatoarele limitatoare AL1, respectiv, AL2, care au rolul de a normaliza amplitudinile celor două semnale rezultate din modulare și, în același timp, de a elimina semnalele cu frecvențe de intermodulație. Relațiile (3.41) și (3.42) devin:

$$s_{m1} = A_m \cos(\omega_j t \pm 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) + A_m \cos(\omega_j t \mp 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) \quad (3.43)$$

$$s_{m2} = A_m \sin(\omega_j t \pm 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) - A_m \sin(\omega_j t \mp 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) \quad (3.44)$$

Cele două semnale, descrise de relațiile (3.43) și (3.44), se pot obține simplu folosind un circuit integrat profesional SL6638 [117]. Implementarea circuitului integrat este dată în figura 3.7.

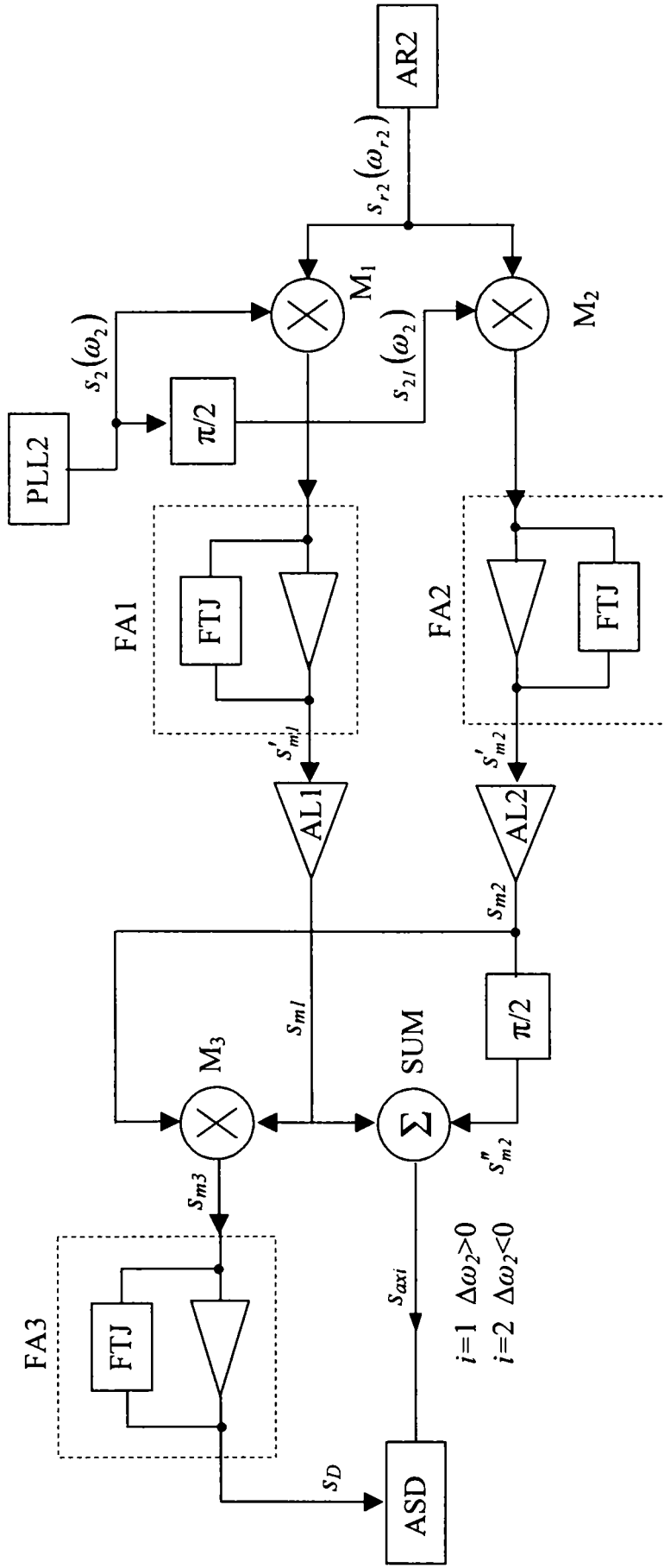


Fig. 3.6. Structura extractorului de semnal Doppler ESD:

- M1, M2 – modulator tip PS de joasă frecvență;
- M3 – modulator tip PS de înaltă frecvență;
- FA1, FA2 – filtre active tip trece-jos pentru selectarea benzii laterale stânga la M1, respectiv M2;
- AL1, AL2 – amplificatoare limitatoare; FA3 – filtru activ tip trece-jos pentru  $f_j = 400$  Hz;
- SUM – amplificator operațional sumator.

Circuitul integrat SL6638 conține:

- două modulatatoare simetrice M1 și M2 cu care se realizează suprimarea purtătoarei;
- un amplificator de radiofrecvență ARF ce poate înlocui amplificatorul receptor AR2 din figura 3.3;
- patru amplificatoare operaționale, la care se pot conecta, din exterior, rețele RC pentru realizarea celor două filtre active de tip trece-jos pentru selectarea benzii laterale stânga.

Rețelele reactive, ce se atașează din exterior pentru realizarea FTJ, se pot calcula conform celor precizate în [37] pentru a obține la cele două ieșiri semnale în cuadratură cu argumentul  $(\pm\omega_j t \pm 2\Delta\omega_2 t \pm \varphi_j)$ ; acestea, amplificate și limitate de cele două amplificatoare operaționale limitatoare exterioare realizează semnalele  $s_{m1}$  și  $s_{m2}$ .

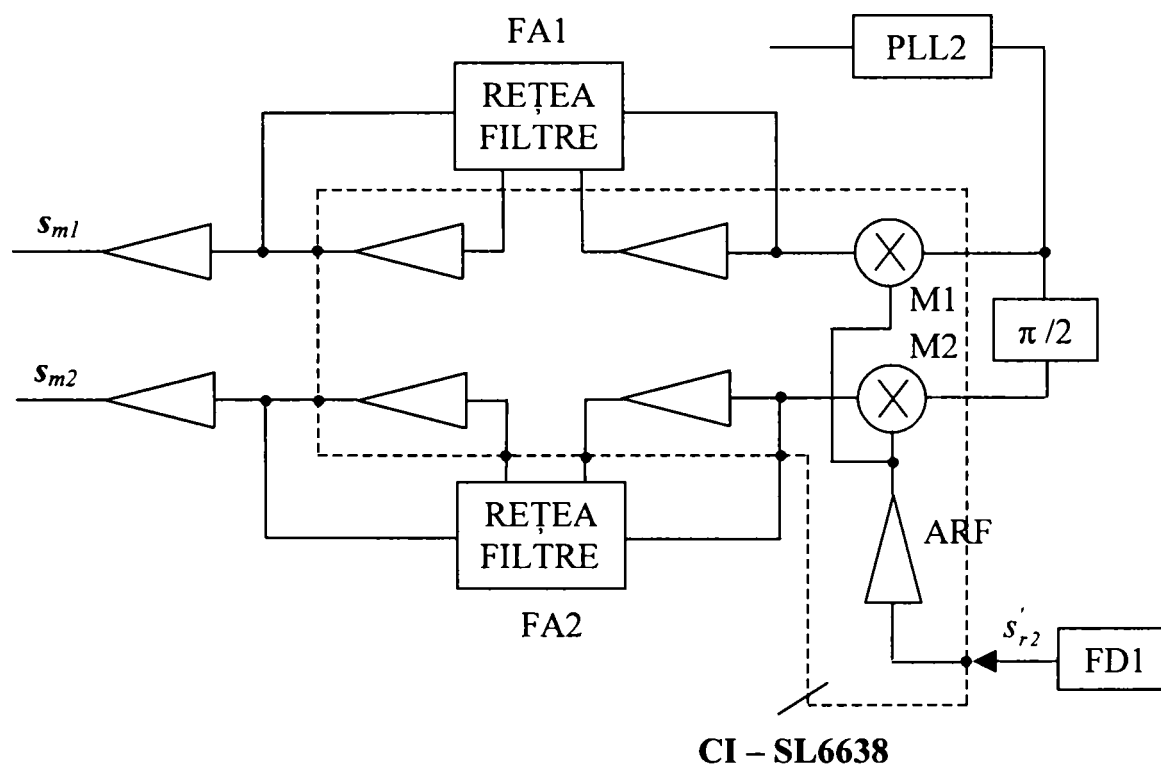


Fig. 3.7. Demodulator BLU-PS cu selectarea benzilor laterale stânga, folosind circuitul integrat profesional SL6638

### b) Axarea deviației Doppler

Pentru axarea deviației Doppler de frecvență, în vederea stabilirii sensului de mișcare al referențialului mobil față de cel fix, se iau în considerare cele două cazuri posibile:

**Cazul 1. Referențialul mobil se apropie de referențialul fix și deci  $\Delta\omega_2 > 0$ .**

Particularizând relațiile (3.43) și (3.44) pentru  $\Delta\omega_2 > 0$ , se obține:

$$s_{m11} = A_m \cos(\omega_j t + 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) + A_m \cos(\omega_j t - 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) \quad (3.43.a)$$

$$s_{m21} = A_m \sin(\omega_j t + 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) - A_m \sin(\omega_j t - 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) \quad (3.44.a)$$

Realizând o defazare a semnalului  $s_{m21}$  cu  $\pi/2$  se obține:

$$\begin{aligned} s_{m2}'' &= A_m \sin(\omega_j t + 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j + \frac{\pi}{2}) - A_m \sin(\omega_j t - 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j + \frac{\pi}{2}) = \\ &= A_m \cos(\omega_j t + 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) - A_m \cos(\omega_j t - 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) \end{aligned} \quad (3.45)$$

Prin însumarea semnalelor  $s_{m11}$  și  $s_{m21}''$ , se obține:

$$s_{ax1} = s_{m11} + s_{m21}'' = 2A_m \cos(\omega_j t + 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) \quad (3.46)$$

Din reprezentarea în același grafic a semnalului de referință  $s_j' = 2A_m \cos(\omega_j t + \varphi_j)$  pentru  $f_j = 400$  Hz, de exemplu, și a semnalului  $s_{ax1}$  pentru  $\Delta f_2 = 10$  Hz și  $A_m = 2$ , se observă că graficul semnalului  $s_{ax1}$ , reprezentat cu linie întreruptă este în stânga graficului semnalului  $s_j'$ , reprezentat cu linie continuă – figura 3.8.

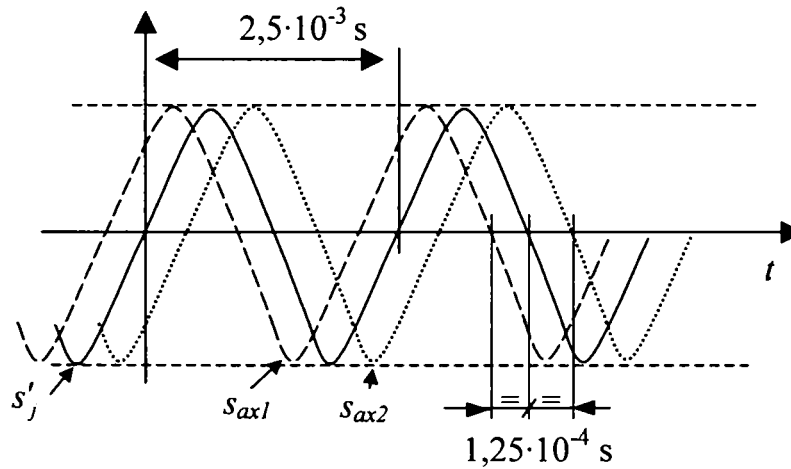


Fig. 3.8. Reprezentarea semnalelor  $s_{ax1}$  și  $s_{ax2}$  pentru cazurile în care RM se apropie, respectiv, se depărtează de RFA.

**Cazul 2. Referențialul mobil se depărtează de referențialul fix și deci  $\Delta\omega_2 < 0$ .**

Particularizând relațiile (3.43) și (3.44) pentru acest caz se obține:

$$s_{m12} = A_m \cos(\omega_j t - 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) + A_m \cos(\omega_j t + 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) \quad (3.43.b)$$

$$s_{m22} = A_m \sin(\omega_j t - 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) - A_m \sin(\omega_j t + 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) \quad (3.44.b)$$

Trecând semnalul  $s_{m22}$  prin circuitul de defazare cu  $\pi/2$ , se obține un semnalul în cuadratură cu  $s_{m22}$  și anume:

$$\begin{aligned} s_{m22}'' &= A_m \sin(\omega_j t - 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j + \frac{\pi}{2}) - A_m \sin(\omega_j t + 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j + \frac{\pi}{2}) = \\ &= A_m \cos(\omega_j t - 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) - A_m \cos(\omega_j t + 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) \end{aligned} \quad (3.47)$$

Însumând semnalele  $s_{m12}$  și  $s_{m22}''$  se obține:

$$s_{ax2} = s_{m12} + s_{m22} = 2A_m \cos(\omega_j t - 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) \quad (3.48)$$

Reprezentând în figura 3.8 și semnal  $s_{ax2}$  pentru  $f_j = 400$  Hz și  $\Delta f_2 = 10$  Hz, se observă că graficul semnalului  $s_{ax2}$ , reprezentat cu linie punctată, se deplasează spre dreapta față de graficul semnalului de referință  $s'_j$ .

Ca o concluzie la semnalele de axare, cele două grafice prezentate sugerează mișcarea în plan real a referențialului mobil față de cel fix.

Semnalele  $s_{ax1}$  și  $s_{ax2}$  nu pot apărea concomitent ci numai unul, în funcție de sensul deplasării referențialului mobil față de referențialul fix activ.. Pentru corectitudine, se poate nota semnalul de axare cu  $s_{axi}$ , cu  $i = 1$  dacă este cazul apropierii și cu  $i = 2$  dacă este cazul depărtării. Acest semnal,  $s_{axi}$ , este semnalul de axare livrat blocului analizor de semnal Doppler ASD – figura 3.3.

### c) Separarea deviației Doppler de frecvență

Cele două semnale  $s_{m1}$  și  $s_{m2}$ , de la ieșirile celor două amplificatoare limitatoare AL1, respectiv AL2, exprimate cu relațiile (3.43), respectiv (3.44), se aduc la intrarea modulatorului simetric M3. Acesta, împreună cu filtrul activ trece-jos FA3, formează un modulator BLU-PS cu selectarea benzii laterale stânga.

La ieșirea modulatorului M3 se obține semnalul  $s_{m3}$ , din produsul semnalelor  $s_{m1}$  și  $s_{m2}$ , fiind de forma:

$$\begin{aligned} s_{m3} = & \frac{1}{2} A_m^2 \sin(2\omega_j t \pm 4\Delta\omega_2 t + 2\varphi_j) - \frac{1}{2} A_m^2 \sin(0) - \\ & - \frac{1}{2} A_m^2 \sin(2\omega_j t + 2\varphi_j) + \frac{1}{2} A_m^2 \sin(\pm 4\Delta\omega_2 t) + \\ & + \frac{1}{2} A_m^2 \sin(2\omega_j t + 2\varphi_j) - \frac{1}{2} A_m^2 \sin(\mu 4\Delta\omega_2 t) - \\ & - \frac{1}{2} A_m^2 \sin(2\omega_j t \mu 4\Delta\omega_2 t + 2\varphi_j) + \frac{1}{2} A_m^2 \sin(0) \end{aligned} \quad (3.49)$$

Prin intermediul filtrului activ trece-jos FA3 se elimină toate componentele de semnal ce conțin pulsația  $2\omega_j$ , rezultând la ieșirea modulatorul BLU-PS semnalul  $s_D$ , de forma

$$s_D = \frac{1}{2} A_m^2 \sin(\pm 4\Delta\omega_2 t) - \frac{1}{2} A_m^2 \sin(\mu 4\Delta\omega_2 t)$$

sau

$$s_D = A_m^2 \sin(4\Delta\omega_2 t) = A_D \sin(4\Delta\omega_2 t) \quad (3.50)$$

unde  $A_D = A_m^2$

Semnalul  $s_D$  reprezintă, de fapt, semnalul Doppler; argumentul său conține doar deviația Doppler de frecvență. În concluzie, acest semnal conține informația despre viteza momentană de deplasare a referențialului mobil față de cel fix (viteza de mișcare relativă a unui referențial față de celălalt).

Semnalele  $s_D$  și  $s_{axi}$  sunt prelucrate în analizorul de semnal Doppler, ASD, și acesta furnizează datele de evaluare a mișcării cu viteze mici și cu costuri reduse.

Caracteristicile mișcării mobilului (RM) sunt date de:

- viteza momentană sau medie de mișcare a mobilului;
- distanța, la un moment dat, față de un punct de referință;
- sensul de mișcare, apropiere sau depărtare, a mobilului față de un punct de referință.

Viteza momentană și viteza medie se pot deduce indirect din semnalul Doppler  $s_D$ , definit cu relația (3.50), și pe baza efectului Doppler longitudinal liniarizat, exprimat prin relația (2.28).

Relația (3.50) se poate scrie în forma:

$$\frac{\partial}{\partial t}(4\Delta\omega_2 t) = \frac{\partial}{\partial t} \left[ \arcsin\left(\frac{s_D}{A_D}\right) \right]$$

de unde

$$\Delta f_2 = \frac{1}{8\pi} \cdot \frac{\partial}{\partial t} \left[ \arcsin\left(\frac{s_D}{A_D}\right) \right] \quad (3.50.a)$$

Având în vedere efectul Doppler longitudinal liniarizat, exprimat prin

$$\Delta f_2 = -f_2 \cdot \frac{v}{v_f} \quad \text{pentru} \quad -0,02 < \frac{v}{v_f} < 0,02 \quad (2.28)$$

rezultă viteza momentană a mobilului:

$$v = \frac{v_f}{f_2} \cdot \frac{1}{8\pi} \cdot \frac{\partial}{\partial t} \left[ \arcsin\left(\frac{s_D}{A_D}\right) \right] \quad (3.51)$$

Distanța  $D$ , la momentul  $t$ , față de un punct de referință atins la momentul  $t_0$ , se poate determina măsurând timpul  $\tau = t - t_0$  și viteza medie de deplasare pe durata  $t_0$  până la  $t$ , adică:

$$v_{med} = \frac{v_t + v_0}{2}; \quad \text{iar} \quad D = v_{med} \cdot \tau = \frac{v_t + v_0}{2} (t - t_0) \quad (3.52)$$

cu  $v_t$  – viteza mobilului la momentul  $t$  și  $v_0$  viteza mobilului la momentul  $t_0$ .

Dacă momentul  $t_0 = 0$ , adică mobilul pleacă din dreptul referențialului fix activ, atunci distanța  $D$  este față de acesta.

Relațiile (3.51) și (3.52) arată că viteza de deplasare și distanța se determină indirect și depind de mărimile  $s_D, v_f, f_2, t$ , măsurabile direct.

Alegând ca punct de referință poziția referențialului fix activ (RFA), sensul de mișcare al mobilului (referențialului mobil RM) este dat de analiza semnalului  $s_{axi}$ , exprimat cu relația (3.46), respectiv, (3.48), adică

$$s_{axi} = 2A_m \cos(\omega_j t \pm 2\Delta\omega_2 t + \varphi_j) \quad (3.53)$$

$$\text{cu } i = 1 \text{ pentru } +2\Delta\omega_2 t, \text{ adică } \Delta\omega_2 > 0 \text{ – apropiere} \quad (3.46)$$

$$\text{cu } i = 2 \text{ pentru } -2\Delta\omega_2 t, \text{ adică } \Delta\omega_2 < 0 \text{ – depărtare} \quad (3.48)$$



Determinarea indirectă a vitezei și distanței și determinarea directă a sensului de mișcare sunt funcțiile de bază ale blocului analizor de semnal Doppler. Erorile de determinare ale acestor mărimi și modul de etalonare al sistemului de radiotelemetrie Doppler sunt analizate în subcapitolul următor.

Importantă este concluzia că structura propusă pentru sistemul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ, pentru schimbătorul de frecvență și pentru extractorul de semnal Doppler corespund scopului de evaluare a mișcării unui mobil cu viteza mică și cu execuție a mișcării cu costuri reduse.

Din analiza funcționării structurii propuse pentru extractorul de semnal Doppler se constată că artificul propus, de modulare în amplitudine a semnalului  $s'_2(f_2 \pm \Delta f_2)$ , relația (3.27), cu un semnal  $s_j(f_j)$ , de frecvență joasă  $f_j$ , față de care  $\Delta f_2$  să nu mai reprezinte o valoare extrem de mică, s-a dovedit corect. Atât teoretic cât și practic s-au putut obține:

- semnalul de axare  $s_{axi}$  a deviației Doppler de frecvență, pe baza căruia analizorul de semnal Doppler să determine sensul mișcării referențialului mobil față de referențialul fix activ;
- semnalul Doppler  $s_D$ , un semnal sinusoidal ce are în argument numai deviația Doppler de frecvență  $\Delta f_2$ , care conține informația despre viteza momentană de deplasare a referențialului mobil față de cel fix.

**Soluția teoretică de axare a deviației Doppler de frecvență și de separare a semnalului Doppler prin modularea intermediară cu  $s_j(f_j)$  constituie o contribuție personală.**

**Structura extractorului de semnal Doppler cu circuite electronice profesionale de uz curent, performante dar ieftine, constituie, de asemenea, o contribuție personală.**

### 3.3. ERORI ÎN EVALUAREA MIȘCĂRII CU SISTEMUL DE RADIOTELEMETRIE DOPPLER CU REFERENȚIAL FIX ACTIV

#### 3.3.1. Evaluarea mișcării

Întreg sistemul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ pentru evaluarea caracteristicilor mișcării, a cărei structură a fost prezentată în figura 3.3, poate fi redus la schema structurală prezentată în figura 3.9.

Canalul de transmisie a informației Doppler conține întregul lanț, prezentat în figura 3.3, de la generatorul de semnal de frecvență  $f_1$  până la antena A2 cu rol de recepție a semnalului electromagnetic cu frecvența purtătoare  $f_2$ . Cu alte cuvinte, în canalul de transmisie a informației Doppler sunt cuprinse:

- blocurile de pe referențialul mobil cu rol de emițător de semnal electromagnetic cu frecvența  $f_1$  (notate în figura 3.3 cu GFR, PLL1, AE1, FD1, A1);
- spațiul de propagare a semnalului electromagnetic cu frecvența purtătoare  $f_1$  de la antena A1 la antena A2;
- blocurile de pe referențialul fix activ cu rol de receptor, schimbător de frecvență și emițător de semnal electromagnetic cu frecvența purtătoare  $f_2$  (notate în figura 3.3 cu A2, FD2, AR1, CSF $f_1$ , DP, PLL3, GJF, MO, AE2, FD2, A2);
- spațiul de propagare a semnalului electromagnetic cu frecvența purtătoare  $f_2$  de la antena A2 la antena A1.

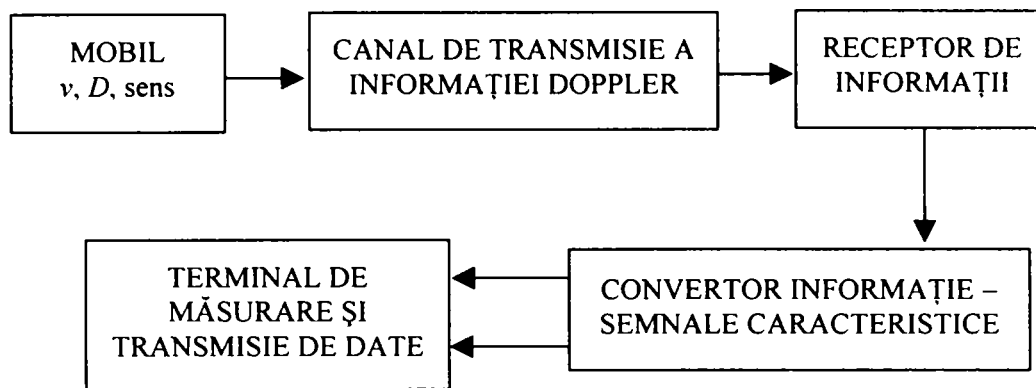


Fig. 3.9. Schema structurală a procesului de telemetrare a caracteristicilor mișcării cu un sistem de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ

Receptorul de informații conține blocurile de pe referențialul mobil cu rol de recepție a semnalului electromagnetic cu frecvența purtătoare  $f_2$  (notate în figura 3.3 cu A1, FD1, AR2).

Convertorul informație-semnale caracteristice este, de fapt, extractorul de semnal Doppler, ESD, iar terminalul de măsurare și transmisie de date este blocul de analiză de semnal Doppler, ASD.

Canalul de transmisie a informației Doppler, receptorul de informații, convertorul de informație-semnale caracteristice și terminalul de măsurare și transmisie de date conțin blocuri electronice profesionale și rapide, în sensul că viteza de răspuns a circuitelor electronice este foarte mare, adică timpul de răspuns este extrem de mic, sub 10 ns. În aceste condiții se poate afirma că viteza la un anumit moment poate fi determinată pe seama unui șir de măsurători, viteza putând fi considerată constantă pe durata acestui șir de măsurători.

Între erorile rezultate din măsurători și parametri ce caracterizează procesul fizic de măsurare apar legături cu caracter funcțional și aleator. De aceea, eroarea de măsurare  $\Delta v_i$ , exprimată cu relația:

$$\Delta v_i = v_i - v_0 \quad \text{cu} \quad v_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n v_i \quad (3.54)$$

unde  $v_i$  este valoarea obținută ca rezultat al măsurătorii iar  $v_0$  este valoarea medie aritmetică a valorilor  $v_i$  măsurate într-un șir de  $n$  măsurători, în aceleași condiții ( $v_0$  poate fi considerat conform teoriei măsurărilor ca valoarea cea mai apropiată de valoarea adevărată), trebuie înțeleasă ca o sumă de erori sistematice, aleatoare (întâmplătoare) și grosolane (sau greșeli).

Categoriile de erori vor fi analizate separat, insistând asupra celor care depind de canalul de transmisiune a informației.

### 3.3.2. Erorile sistematice

Erorile sistematice pot fi clasificate atât după sursa de apariție cât și după aspectul lor analitic. Astfel, se disting erori instrumentale provenite din cauza imperfecțiunii terminalului de măsurare (a aparatului de măsurare), erori personale datorate imperfecțiunii organelor de simț, erori exterioare și erori metodice. Ultimele două categorii de erori sistematice se datorează condițiilor exterioare și, respectiv, imperfecțiunii metodei de măsurare adoptate.

După caracterul variației în timp, erorile sistematice se pot grupa în erori statice (constante) și erori dinamice (variabile în timp).

Având în vedere caracterul cumulativ al erorilor sistematice este necesară eliminarea sau măcar reducerea substanțială a acestora.

**Erorile instrumentale** în cazul blocului de analiză de semnal Doppler, ASD, se referă la:

- eroarea de cuantizare la conversia analog/numerică a semnalului  $s_D$ ,
- eroarea de cunoaștere a frecvenței  $f_2$  precum și stabilitatea sa în timp și cu temperatura, și
- eroarea de cunoaștere a vitezei de propagare a undei electromagnetice în mediul atmosferic.

Ținând cont de faptul că se face o măsurare indirectă a vitezei cu folosirea undei electromagnetice modulată în fază prin efect Doppler longitudinal, eroarea instrumentală depinde de forma semnalului și de raportul semnal/zgomot la intrarea receptoarelor AR1 și AR2.

Viteza de propagare a undei electromagnetice în mediul atmosferic  $v_f$  este cunoscută cu o precizie de  $\gamma_{vf} = 0,033\%$  iar frecvența purtătoare  $f_2$ , datorită sintetizorului de frecvență cu buclă PLL, este cunoscută cu precizia frecvenței de referință  $f_r$ . Frecvența de referință fiind obținută de la un oscilator cu cuarț, valoarea sa este cunoscută cu o precizie  $\gamma_{f2}$  mai bună de  $0,05\%$ , folosind rezonator de cuarț de 20 MHz cu trei zecimale.

Luând în considerare eroarea de cuantizare  $\gamma_{cn}$ , precizia de conversie analog/numerică a semnalului  $\gamma_{an}$  și rezolvarea prin metode numerice a ecuației (3.51), rezultă precizia de determinare a vitezei momentane a mobilului:

$$\gamma_v = \gamma_{vf} + \gamma_{f2} + \gamma_{cn} + \gamma_n < 0,5\% \quad (3.55)$$

La măsurarea distanței de deplasare  $D$ , cu relația (3.52), intervine suplimentar și eroarea de determinare a timpului. Determinat numeric cu frecvența de tact dedusă din  $f_r = 20$  MHz, se poate aprecia că și distanța  $D$  se poate determina cu o precizie mai bună de  $0,5\%$ .

În cele de mai sus nu s-a luat în considerare eroarea datorată variației temperaturii.

Ținând cont de relația (3.51), se observă că viteza de deplasare a mobilului este o funcție de

$$v = F(v_f, f_2, s_D, A_D) \quad (3.56)$$

iar influența temperaturii asupra preciziei de măsurare se poate determina ținând seama de variația acestor parametri cu temperatura  $\theta$ , adică:

$$v_f = v_{f0}(1 + \alpha\theta); \quad f_2 = f_{20}(1 + \beta\theta); \quad s_D = s_{D0}(1 + \delta\theta); \quad A_D = A_{D0}(1 + \mu\theta) \quad (3.57)$$

unde  $\alpha, \beta, \delta, \mu$  sunt coeficienții de temperatură ai parametrilor respectivi. Înlocuind relațiile (3.57) în relația (3.56) și dezvoltând în serie Taylor se obține:

$$v_\theta = F(v_{f0}, f_{20}, s_{D0}, A_{D0}) + \gamma \cdot \theta \quad (3.58)$$

cu 
$$\gamma = \alpha \cdot v_{f0} \frac{\partial F}{\partial v_f} + \beta \cdot f_{20} \frac{\partial F}{\partial f_2} + \delta \cdot s_{D0} \frac{\partial F}{\partial s_D} + \mu \cdot A_{D0} \frac{\partial F}{\partial A_D}, \quad (3.59)$$

reprezentând coeficientul de temperatură pentru blocul analizor de semnal Doppler, ASD, iar  $v_{f0}, f_{20}, s_{D0}$  și  $A_{D0}$  fiind valorile la temperaturile medii – temperaturi normale.

Variația cu temperatura a vitezei de propagare a undei electromagnetice este sub 0,1% și, deci, este ne semnificativă. Variația cu temperatura a frecvenței  $f_2$  este determinată de variația cu temperatura a rezonatorului de cuarț. Rezonatorul, prin construcția oscilatorului de referință, este menținut la temperatură practic constantă și, deci, variația sa cu temperatura este ne semnificativă. De asemenea ceilalți termeni, practic, nu variază cu temperatura deoarece sunt utilizate circuite integrate profesionale cu un factor de rejecție al influenței temperaturii foarte bun.

Ca măsură preventivă, însă, încăperea în care se află echipamentul electronic de pe referențialul mobil este climatizată iar echipamentul electronic de pe referențialul fix este compactizat și menținut între anumite limite de temperatură.

**Erorile metodice** se datorează imperfecțiunii metodei de măsurare adoptate și intervin mai ales când măsurarea este indirectă. Considerând teoretic că metoda de măsurare este descrisă de funcția:

$$y = F(x, l, m, \dots, q) \quad (3.60)$$

în care  $x$  este mărimea de măsurat,  $y$  este rezultatul măsurătorii iar  $l, m, \dots, q$  sunt mărimi fizice care pot varia în procesul de măsurare, generând tocmai erorile de măsurare.

În cazul sistemului de radiotelemetrie Doppler aceste mărimi pot fi: liniarizarea efectului Doppler, forma semnalului purtător de frecvența  $f_1$ , forma semnalului purtător de frecvența  $f_2$ , raportul semnal/zgomot la intrarea amplificatoarelor receptoare AR1 și AR2, directivitatea antenelor, calitatea filtrelor diplexoare și semnalele parazite cu frecvențe din câmpul oficial de frecvențe și apropiate frecvențelor  $f_1$  și  $f_2$ .

La etalonarea sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ se consideră valorile de referință  $l_0, m_0, \dots, q_0$  astfel că

$$y_0 = F(x, l_0, m_0, \dots, q_0) \quad (3.61)$$

În realitate,

$$l = l_0 + \Delta l, \quad m = m_0 + \Delta m, \quad K, \quad q = q_0 + \Delta q \quad (3.62)$$

iar rezultatul măsurătorii devine:

$$y = y_0 + \Delta y = F(x, l_0 + \Delta l, m_0 + \Delta m, K, q_0 + \Delta q) \quad (3.63)$$

Evident  $y \neq y_0$  și, deci, măsurătoarea este afectată de eroarea metodică  $\Delta y = y - y_0$ .

Ea se poate determina teoretic prin dezvoltarea în serie Taylor și neglijarea infinițiilor mici de ordin superior lui 1. Adică

$$y = F(x, l_0, m_0, K, q_0) + \frac{\partial F}{\partial l} \cdot \Delta l + \frac{\partial F}{\partial m} \cdot \Delta m + K + \frac{\partial F}{\partial q} \cdot \Delta q \quad (3.64)$$

iar eroarea metodică este

$$\Delta y = \frac{\partial F}{\partial l} \cdot \Delta l + \frac{\partial F}{\partial m} \cdot \Delta m + K + \frac{\partial F}{\partial q} \cdot \Delta q \quad (3.65)$$

Prin infiniții mici de ordin superior lui 1 s-a înțeles  $\Delta l^2, \Delta m^2, K, \Delta q^2$  și puterile mai mari; neglijarea acestora este corectă în condițiile când aceste variații sunt subunitare.

Relația (3.65) arată că valoarea erorii metodice este determinată nu numai de abaterile  $\Delta l, \Delta m, K, \Delta q$  ale mărimilor fizice considerate ci și de caracterul variației funcției  $F$  în raport cu acești termeni.

Pentru compensarea erorilor metodice de măsurare, sistemul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ trebuie prevăzut cu elemente sensibile care să introducă semnale compensatorii astfel ca eroarea metodică  $\Delta y$  să se reducă la valori ne semnificative.

O primă componentă a erorii metodice este liniarizarea efectului Doppler longitudinal, liniarizare ce a permis utilizarea relației simple (2.28). În paragraful 2.1.1 s-a arătat că, pentru  $-0,02 < v/v_f < 0,02$ , dependența este liniară.

În condițiile sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ, s-a precizat că viteza maximă de mișcare este 62 m/s, ceea ce înseamnă:

$$\frac{v}{v_f} = \frac{62}{2,99691 \cdot 10^8} = 2,07 \cdot 10^{-7} \ll 0,02 ,$$

adică o linearitate foarte bună a efectului Doppler longitudinal. Se poate afirma că, liniarizarea efectului Doppler longitudinal, introduce o eroare complet ne semnificativă.

Celelalte elemente din canalul de transmisie al informației, cauzatoare de erori metodice, se tratează separat, așa cum s-a arătat în analiza de semnal, pentru ca intervenția lor în eroarea totală să fie minimă.

Evaluarea erorilor metodice cauzate de elementele din canalul de transmisie se poate face numai experimental.

**Erorile exterioare** se datorează condițiilor exterioare sistemului de radiotelemetrie Doppler, adică modificărilor atmosferice. Acestea nu afectează viteza de propagare, efectul Doppler longitudinal și funcționarea echipamentului electronic. În condițiile în care viteza vântului este considerabilă (vânturile sunt puternice), viteza de mișcare a mobilului este mai mare sau mai mică, după cum vântul bate în direcția mișcării sau în sens opus. În aceste condiții se întrerupe evaluarea mișcării prin telemetrare, deoarece mișcarea este puternic afectată de condițiile exterioare. În condiții atmosferice normale, viteza vântului este, practic, constantă și se poate determina cu metode analogice sau numerice, cu traductoare performante.

**Erorile grosolane** (sau greșelile) apar, ca urmare, a unor defecțiuni în echipamentul electronic, în antenele de transmisie/recepție sau încălcării principiilor generale de măsurare. Criteriul de identificare al acestor erori se bazează pe faptul că ele diferă esențial, ca valoare, de rezultatele celorlalte măsurători. Aceste valori trebuie eliminate din șirul de măsurări efectuate. Dacă aceste erori se repetă este limpede că este necesară intervenția în echipamentul electronic și antenă pentru înlăturarea defecțiunii.

Eliminarea anumitor erori sistematice, reducerea altora și eliminarea erorilor grosolane nu conduce la rezultate exacte ca urmare a faptului că măsurătorile rămân afectate, în mod inerent, de erorile întâmplătoare (aleatoare).

### 3.3.3. Erorile întâmplătoare (aleatoare)

Erorile întâmplătoare (aleatoare) se datoresc unui complex de cauze a căror influență individuală nu poate fi sesizată, experimentatorul constatând doar apariția lor aleatoare.

Aceste erori pot fi pozitive sau negative, grupate în jurul valorii zero și supuse legilor statistice cunoscute [42].

În cazul telemetrării caracteristicilor mișcării cu sistemul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ, erorile aleatoare sunt importante și de aceea ele trebuie tratate aparte [5].

Mărimea ce trebuie măsurată este viteza  $v$  și, s-a arătat în paragraful 3.3.1, că pe durata  $\tau_v$  viteza este practic constantă iar durata unei măsurători  $\tau_m$  este mult mai mică, adică  $\tau_m \ll \tau_v$ . În consecință, se poate admite că pe durata  $\tau_v$  se fac  $n$  măsurători individuale  $v_i$  cu  $v_i \in R$  ( $i = 1, 2, K, n$ ). Valoarea cea mai apropiată de valoarea reală a vitezei  $v$  este media aritmetică a valorilor individuale, adică

$$v_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n v_i \quad (3.54)$$

Datorită erorilor aleatoare, valoarea cea mai probabilă a vitezei  $v$  este considerată  $v_p$  iar erorile aleatoare în cele  $n$  măsurători individuale se pot aprecia prin  $\alpha_i \in R$  ( $i = 1, 2, K, n$ ), exprimate cu

$$\alpha_i = v_i - v_p \quad (3.66)$$

Se consideră  $\xi$  variabila aleatoare, continuă, cu funcția de repartiție  $F$  și densitatea de repartiție  $f$ . Este foarte important să se determine limitele de variație ale erorilor aleatoare  $\alpha_i$  și probabilitatea ca  $\alpha_i$  să se găsească între aceste limite; în aceste condiții se pot lua în considerare erorile întâmplătoare, cauzele apariției lor și se pot da soluții pentru diminuarea accentuată a acestora. Pentru aceasta trebuie determinate funcția de repartiție  $F$  și densitatea de repartiție  $f$ .

Se stabilește o creștere infinitezimală  $h$  și se pleacă de la probabilitatea ca variabila aleatoare să se găsească în intervalul  $[v, v + h)$ . Se poate scrie

$$P(v \leq \xi < v + h) = \int_v^{v+h} f(v) dv \quad (3.67)$$

ceea ce înseamnă că, variabila aleatoare găsindu-se în intervalul de variație al vitezei, funcția densitate de repartiție a variabilei aleatoare devine funcția densitate de repartiție a vitezei,  $f(v)$ , iar funcția de repartiție  $F(\xi)$  devine  $F(v)$ .

Pentru  $h$  suficient de mic și pentru continuitatea funcției  $f(v)$ , în condițiile în care  $\alpha_i \in (v, v + h)$  cu  $i = 1, 2, \dots, n$ , se poate aprecia că probabilitatea  $P$ , cu variabila aleatoare  $\xi$ , să se găsească în intervalul  $[v, v + h)$  este:

$$P(v \leq \xi < v + h) = h \cdot f(v) \quad (3.68)$$

Revenind la erorile întâmplătoare  $\alpha_i$ , determinate cu relația (3.66), probabilitatea  $p$  ca cele  $n$  erori întâmplătoare să fie determinate cu o eroare  $\beta \in (\alpha_i, \alpha_i + h_i)$  cu  $i = 1, 2, \dots, n$ , se poate exprima cu relația:

$$p = \prod_{i=1}^n h_i \cdot f(\alpha_i) \quad (3.69)$$

cu  $f(\alpha_i)$  – densitatea de repartiție a erorilor întâmplătoare  $\alpha_i$ .

Întrucât  $h_i > 0$ , dar foarte mic (infinitezimal),  $p$  poate reprezenta, concomitent, probabilitatea ca viteza  $v$  să se găsească în vecinătatea valorii cele mai probabile  $v_p$ . Deci,

$$p(v) = \prod_{i=1}^n h_i \cdot f(v_i - v_p) \quad (3.70)$$

În ipoteza că funcția  $f(v_i - v_p)$  este derivabilă, urmează că probabilitatea  $p$  este maximă dacă derivata funcției

$$\varphi(v) = \prod_{i=1}^n f(v_i - v_p) \quad (3.71)$$

se anulează pentru  $v_p = v_0$ . În această ipoteză se poate scrie:

$$\frac{\varphi'(v_0)}{\varphi(v_0)} = \sum_{i=1}^n \frac{f'(v_i - v_0)}{f(v_i - v_0)} = 0 \quad (3.72)$$

În relația (3.72) nu mai intervine eroarea întâmplătoare  $\alpha_i$  ci eroarea aparentă de măsurare

$$u_i = v_i - v_0, \quad (3.73.a)$$

cu  $v_0$  exprimat cu relația (3.54). Relația (3.54) exprimă valoarea cea mai probabilă a valorii adevărate, cu condiția ca suma erorilor individuale, obținute în aceleași condiții și măsurând aceeași mărime nemodificată în timpul șirului de măsurători, să fie nulă, adică

$$(v_1 - v_0) + (v_2 - v_0) + \dots + (v_n - v_0) = 0 \quad \text{sau} \quad \sum_{i=1}^n u_i = 0 \quad (3.73.b)$$

Folosind notațiile din relațiile (3.73.a, b), expresia (3.72) se poate scrie

$$\sum_{i=1}^n \frac{f'(u_i)}{f(u_i)} = C_0 \sum_{i=1}^n u_i \quad (3.74)$$

care se mai poate scrie și sub forma:

$$\sum_{i=1}^n \left[ \frac{f'(u_i)}{f(u_i)} - C_0 u_i \right] = 0 \quad (3.75)$$

unde  $C_0$  este o constantă arbitrară.

Erorile aparente  $u_i$  sunt independente, deoarece  $v_i$  poate lua valori independente în șirul de valori  $i = 1, 2, \dots, n$ . Deci, relația (3.75) este valabilă numai dacă fiecare termen al sumei este nul. Deci

$$\frac{f'(u_i)}{f(u_i)} - C_0 u_i = 0 \quad (3.76)$$

Densitatea de repartiție a erorilor întâmplătoare  $f(u_i)$  este o soluție a ecuației (3.76) și are forma

$$f(u) = C_1 \cdot e^{-\frac{1}{2} C_0 u^2} \quad (3.77)$$

Pentru determinarea constantelor  $C_0$  și  $C_1$  se iau în considerație condițiile la limită. Se observă în primul rând că egalitatea

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(u) du = 1, \quad (3.78)$$

condiție inițială a densității de repartiție, nu poate avea loc decât pentru  $C_0 < 0$ . Ca urmare, se notează

$$C_0 = -1/r^2 \quad (3.79.a)$$

și deci relația (3.77) devine

$$f(u) = C_1 \cdot e^{-\frac{u^2}{2r^2}} \quad (3.79.b)$$

Prin  $r^2$  se notează dispersia față de valoarea medie  $m$ , adică:

$$m = \int_{-\infty}^{+\infty} v \cdot f(v) dv \quad (3.80)$$

$$r^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (v - m)^2 \cdot f(v) dv \quad (3.81)$$

Revenind la condiția inițială a densității de repartiție:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} C_1 \cdot \exp\left(-\frac{u^2}{2r^2}\right) du = 1,$$

se obține

$$C_1 = \frac{1}{r\sqrt{2\pi}}. \quad (3.82)$$

Funcția densitate de repartiție a erorilor întâmplătoare  $\alpha_i = u_i$  este:

$$f(u) = f(\alpha_i) = \frac{1}{r\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{u^2}{2r^2}\right) \quad (3.83)$$

Se observă că relația (3.83) reprezintă, de fapt, densitatea de repartiție normală  $N(0, r)$ .

Funcția de repartiție normală  $N(m, r^2)$  este aceeași cu  $F(v)$ , adică

$$F(v) = \frac{1}{r\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(t-m)^2}{2r^2}\right) dt \quad (3.84)$$

și se îndeplinește teorema lui Laplace și Gauss.

Funcția

$$\bar{\Phi}(v) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^v \exp(-u^2) du \quad (3.85)$$

se numește **funcția erorilor**, iar constanta  $h$ , din relația (3.67), ia valoarea

$$h = \frac{1}{r\sqrt{2}} \quad (3.86)$$

și se numește **precizia măsurătorii** (sau modulul preciziei).



Probabilitatea ca valoarea absolută a erorii aleatorii a unei măsurători să fie cuprinsă în intervalul  $[a_0, b_0)$ , cu  $a_0 \geq 0$ , este:

$$P(a_0 \leq |\alpha_i| < b_0) = \overline{\Phi}(hb_0) - \overline{\Phi}(a_0) \quad (3.87)$$

Fie  $\xi$  variabila aleatoare ale cărei valori sunt valorile mărimii  $v$  obținute experimental. Atât  $\xi$  cât și  $v$  sunt variabile continui. Deci, nu se poate vorbi de probabilitatea ca  $v$  să ia valoarea  $v_i$  și nici ca  $\Delta\xi$  să ia valoarea  $\alpha_i$ , ci numai de probabilitatea ca valorile  $v_i$ , respectiv,  $\alpha_i$  să fie cuprinse în anumite intervale.

Pentru evaluarea **dispersiei variabilei  $v$** , notată cu  $r^2$ , se folosesc cele  $n$  valori individuale  $v_i$ , obținute prin măsurare, ținând cont și de definiția dispersiei  $r^2$  prin relația (3.81). Rezultă:

$$r^2 = \sum_{i=1}^n P(v = v_i) \cdot (v_i - v_0)^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (v_i - v_0)^2 \quad (3.88)$$

deoarece

$$P(v = v_1) = P(v = v_2) = K = P(v = v_n) = 1/n \quad (3.89)$$

Cu  $r$  astfel obținut se determină precizia  $h$  iar probabilitatea ca valoarea absolută a erorii aparente să fie cuprinsă în intervalul  $[a_0, b_0)$  se calculează cu relația (3.86).

Ținând cont de relațiile (3.88) și (3.73), rezultă că valoarea dispersiei variabilei  $v$  este:

$$r = \pm \sqrt{\sum_{i=1}^n \frac{u_i^2}{n}} \quad (3.90)$$

Pentru un număr  $n$  de măsurători suficient de mare ( $n \rightarrow \infty$ ) se poate aprecia ca bună egalarea valorii probabile a mărimii de măsurat cu valoarea medie a măsurătorilor. În practică, însă, numărul de măsurători este finit și, ca urmare, media aritmetică  $v_0$  se abate de la valoarea probabilă  $v_p$  cu o eroare întâmplătoare, astfel că din relațiile precedente trebuie deduse expresii pentru eroarea  $S_r$  asupra rezultatului, eroarea probabilă  $R$  a rezultatului, eroarea medie  $T$  și valoarea erorii limită aleatoare  $\alpha_{lim}$ . Aceste expresii sunt.

$$S_r = \pm \sqrt{\sum_{i=1}^n \frac{u_i^2}{n(n-1)}} \quad (3.91)$$

$$R = \frac{2}{3} S_r \quad (3.92.a)$$

$$T = \pm \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot S_r \quad (3.92.b)$$

$$\alpha_{lim} = 3S_r = 4,5R \quad (3.92.c)$$

Alegând intervalul de variație al erorii aleatoare  $[-3r, +3r)$ , probabilitatea ca această eroare să se găsească în acest interval se obține prin integrarea relației (3.87) între aceste limite. Se obține

$$P(-3r \leq \alpha_i < +3r) = 0,9972 \quad (3.93)$$

Aceasta înseamnă că erorile întâmplătoare sunt distribuite în intervalul  $[-3r, +3r]$  cu o probabilitate de 99,72 %.

Dispersia  $r$  a valorii măsurate, a vitezei  $v$  în jurul valorii medii  $v_0$ , este, concomitent, și eroarea aleatoare calculată prin metoda celor mai mici pătrate. Conform acestei metode de determinare a erorii de măsurare, cea mai bună aproximare a mărimii  $v$  este valoarea pentru care suma pătratelor erorilor aleatorii este minimă. Aceasta înseamnă că derivata sumei pătratelor erorilor aleatorii în raport cu valoarea probabilă aleatoare  $v_p$  este nulă; adică

$$\alpha_i = v_i - v_p \quad (3.66)$$

$$S(\alpha_i^2) = \sum_{i=1}^n (v_i - v_p)^2 \quad (3.94)$$

$$\frac{\partial S(\alpha_i^2)}{\partial v_p} = -2 \sum_{i=1}^n (v_i - v_p) = 0 \quad \text{sau} \quad n \cdot v_p - \sum_{i=1}^n v_i = 0 \quad (3.95)$$

și ca urmare

$$v_p = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n v_i = v_0 \quad (3.96)$$

În aceste condiții

$$\alpha_i = u_i = v_i - v_0 \quad (3.97)$$

Din relația (3.96) se vede că valoarea lui  $v$  pentru care suma patratelor erorilor aleatorii este minimă reprezintă media aritmetică  $v_0$  a celor  $n$  valori experimentale  $v_i$ .

Eroarea medie pătratică  $\sigma_v$  a măsurătorilor, ținând cont de variabila aleatoare  $\xi$ , este:

$$\sigma_v = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (v_i - v_0)^2} = r \quad (3.98)$$

În aceste condiții se poate aprecia că limitele între care se găsește valoarea adevărată a vitezei momentane de deplasare este dată de relația:

$$v = v_0 \pm r \quad (3.99)$$

În realitate, viteza  $v$  nu se determină direct, ci măsurând semnalul Doppler  $s_D$  și amplitudinea  $A_D$  a acestuia, după cum s-a prezentat în paragraful 3.2.4. Deoarece s-a presupus că pentru o viteză momentană  $v$  se fac  $n$  măsurători individuale, se poate spune că cele  $n$  valori de viteză s-au obținut măsurând direct  $n$  semnale  $s_{Di}$  și  $n$  amplitudini  $A_{Di}$ , cu  $i = 1, 2, \dots, n$ .

Calculul erorilor întâmplătoare se modifică în acest caz.

Se determină, mai întâi, valoarea medie aritmetică pentru fiecare din cele două mărimi măsurabile direct:

$$s_{D0} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n s_{Di} \quad \text{și} \quad A_{D0} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n A_{Di} \quad (3.100)$$

Erorile medii pătratice aleatoare se determină cu relațiile:

$$\sigma_{sD} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (s_{Di} - s_{D0})^2} \quad \text{și} \quad \sigma_{AD} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (A_{Di} - A_{D0})^2} \quad (3.101)$$

Conform relației (3.51), dependența lui  $v$  de cele două mărimi,  $s_D$  și  $A_D$ , nu este o funcție liniară ci una neliniară, arcsin; în aceste condiții

$$v = V(s_D, A_D)$$

unde

$$V(s_D, A_D) = \frac{v_f}{f_2} \cdot \frac{1}{8\pi} \cdot \frac{\partial}{\partial t} \left[ \arcsin\left(\frac{s_D}{A_D}\right) \right] = C \cdot \frac{\partial}{\partial t} \left[ \arcsin\left(\frac{s_D}{A_D}\right) \right] \quad (3.102)$$

întrucât mărimile  $v_f, f_2$  nu sunt supuse unor erori aleatorii, ele fiind determinate de la început cu o precizie bine definită.

Se notează erorile la măsurarea directă a celor două mărimi cu

$$\alpha_i = s_{Di} - s_{D0} \quad \text{și} \quad \beta_i = A_{Di} - A_{D0} \quad (3.103)$$

cu mențiunea că  $\sum \alpha_i = \sum \beta_i = 0$ .

Rezultă

$$v_i = V(s_{Di}, A_{Di}) \quad \text{și} \quad V(s_{D0} + \alpha_i, A_{D0} + \beta_i) \quad (3.104)$$

și dezvoltând în serie Taylor relația (3.104), în ipoteza că erorile  $\alpha_i$  și  $\beta_i$  sunt valori mai mici ca 1, se obține:

$$\sigma_{pv} = \sqrt{s_{D0}^2 \cdot \sigma_{pSD}^2 + A_{D0}^2 \cdot \sigma_{pAD}^2} \quad (3.105)$$

formulă care exprimă **legea suprapunerii erorilor sub formă generală**.

Deci, în condițiile măsurării indirecte a vitezei momentane prin intermediul măsurării directe a mărimilor  $s_D$  și  $A_D$ , valoarea vitezei este

$$v = V(s_{D0}, A_{D0}) \pm \sigma_{pv} \quad (3.106)$$

### 3.4. CONCLUZII

Pentru evaluarea mișcării unor mobile cu viteze mici și cu costuri reduse în execuția mișcării se propune folosirea unui sistem de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ.

Acest sistem de radiotelemetrie Doppler are avantajul de a rezolva următoarele probleme ce apar în evaluarea mișcării:

- semnalul util este “poluat” cu semnale Doppler parazite, ce nu sunt provocate de mișcarea studiată;
- comparativ cu frecvența purtătoare, deviația Doppler de frecvență este extrem de mică și sunt probleme în separarea ei de frecvența purtătoare;
- realizarea axării deviației Doppler de frecvență față de “0”, pentru a determina dacă cele două referențiale se apropie sau se depărtează unul de celălalt.

Structura echipamentului electronic al sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ este divizată pe cele două referențiale (referențialul mobil RM și referențialul fix activ RFA) și este prezentată în figura 3.3. Prin analiza de semnal prezentată, se constată că structura corespunde din punct de vedere funcțional scopului propus, rezolvând problemele menționate mai sus.

Pe baza efectului Doppler longitudinal, echipamentul electronic al sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ permite obținerea semnalului Doppler  $s_D$ , exprimat cu relația (3.50) și a semnalului de axare al deviației Doppler de frecvență  $s_{axi}$ ,

exprimat cu relația (3.53). Prin analiza acestor semnale de către blocul analizor de semnal Doppler, se determină următoarele caracteristici:

- valoarea vitezei momentane a mobilului;
- valoarea vitezei medii pe un anumit interval de timp;
- distanța, la un moment dat, față de un anumit reper;
- sensul de mișcare, apropiere sau depărtare, a mobilului față de un punct de referință (al referențialului mobil față de referențialul fix activ);

care asigură o evaluare, practic, completă a mișcării referențialului mobil.

Complicând neesențial echipamentul electronic de pe referențialul mobil și folosind o parte din procedeul de localizare prin goniometrare după metoda maximului (subcapitolul 1.1, figura 1.2), se poate determina o a 5-a caracteristică a mișcării – direcția de mișcare a referențialului mobil față de o direcție de referință, care poate fi linia ce unește cele două referențiale sau o direcție oarecare. Fără această complicare, cele patru caracteristici, mai sus menționate, sunt suficiente pentru o evaluare, practic, completă a mișcării referențialului mobil.

La realizarea sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ pot fi menționate următoarele contribuții personale:

**A.** Pentru eliminarea deviațiilor Doppler de frecvență parazite (semnale Doppler parazite), datorate mobilelor existente în spațiul în care are loc mișcarea mobilului studiat, s-a propus activarea referențialului fix, în sensul schimbării de frecvență pe acest referențial. În acest mod noua frecvență preia modificarea prin efect Doppler a frecvenței inițiale, datorată mișcării studiate, și la rândul ei este supusă modificării prin efect Doppler numai de către mișcarea studiată.

**B.** Structura propusă pentru realizarea sistemului de radiotelemetrie a caracteristicilor mișcării (figura 3.3).

Funcționarea detaliată a echipamentului electronic al sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ este evidențiată prin analiza de semnal prezentată. Echipamentul electronic de pe referențialul fix activ poate fi compactizat la volum și greutate mică, astfel că, el poate fi ușor manevrat și deplasat când aplicația impune aceasta.

**C.** Modalitatea tehnică de realizare a identității celor două frecvențe  $f_2$  din cele două semnale,  $s_2(f_2)$ , relația (3.10), și  $s'_2(f_2 \pm \Delta f_2)$ , relația (3.27), în vederea funcționării corecte și simple a echipamentului electronic din structura propusă.

**D.** Soluția teoretică de axare a deviației Doppler de frecvență și de separare a semnalului Doppler prin modulația în amplitudine a semnalului  $s'_2(f_2 \pm \Delta f_2)$ , relația (3.27), cu un semnal  $s_j(f_j)$ , de frecvență joasă  $f_j$ , față de care  $\Delta f_2$  să nu mai reprezinte o valoare extrem de mică, s-a dovedit viabilă practic. Valabilitatea practică a acestei propuneri teoretice a fost confirmată prin structura concretă a extractorului de semnal Doppler.

**E.** Structura extractorului de semnal Doppler, prezentată în figura 3.6, și a circuitului de selecție a frecvenței  $f_1$  și de suprimare a frecvențelor parazite frecvenței purtătoare, prezentată în figura 3.4, realizate cu circuite electronice profesionale, în mare majoritate circuite integrate specializate, folosite în mod curent, și, deci, cu prețuri acceptabile.

Aceste structuri, cu pondere importantă în funcționarea sistemului de radiotelemetrie a caracteristicilor mișcării, au fost tratate, ca funcționare, prin analiza de semnal.

F. Fiind vorba de o telemăsurare, se pune problema preciziei de determinare a caracteristicilor mișcării: vitezei momentane, vitezei medii și distanței, avându-se în vedere că este vorba de o măsurare indirectă a acestor caracteristici. S-au evidențiat tipurile de erori ce pot să apară, grupate în cele două mari categorii – erori sistematice și erori întâmplătoare.

S-au tratat erorile sistematice, stabilindu-se elementele concrete pentru eliminarea unora dintre erori și pentru micșorarea altora.

S-a acordat o atenție deosebită erorilor întâmplătoare, erori specifice sistemelor de radiotelemetrare. S-au determinat: funcția de repartiție normală a erorilor întâmplătoare, densitatea de repartiție, funcția erorilor, precizia măsurătorii și probabilitatea ca valoarea absolută a erorii aleatoare a unei măsurători să se găsească în intervalul ales. Folosind metoda celor mai mici pătrate pentru aproximarea erorii, s-a determinat legea suprapunerii erorilor sub formă generală și expresia valorii vitezei momentane, în condițiile măsurării indirecte a acesteia, prin intermediul măsurării directe a mărimilor  $s_D$  și  $A_D$  și ținând cont de erorile întâmplătoare.

Se poate aprecia că tratarea erorilor întâmplătoare pentru sistemul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ constituie o tratare originală în aprecierea erorilor ce intervin în determinarea caracteristicilor mișcării.

## Capitolul 4

### REALIZAREA BLOCURILOR ELECTRONICE CU PONDERE IMPORTANTĂ ÎN OBȚINEREA UNUI SISTEM PERFORMANT. REZULTATE EXPERIMENTALE

Funcționarea corectă a sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ în evaluarea mișcărilor de viteze mici și cu costuri reduse de execuție a mișcărilor, precum și simplitatea structurii sistemului și, deci, costul mic al acestuia, se bazează pe:

- Asigurarea defazajului inițial la semnalul de frecvență  $f_2$ , identic cu cel al semnalului de frecvență  $f_1$ , și identitatea frecvențelor  $f_2$  obținute pe cele două referențiale. Frecvențele purtătoare sunt  $f_1 = 140$  MHz. și  $f_2 = 160$  MHz.
- Filtrul diplexor, ca element separator de semnal, emis pe frecvența  $f_1$  și recepționat pe frecvența  $f_2$  sau recepționat pe frecvența  $f_1$  și emis pe frecvența  $f_2$ .
- Axarea deviației Doppler de frecvență, pentru obținerea semnalului  $s_{ax}$  și a semnalului Doppler  $s_D$ .
- Antena unică pentru emisia pe frecvența  $f_1$  și recepția pe frecvența  $f_2$  sau emisia pe frecvența  $f_2$  și recepția pe frecvența  $f_1$ .

Blocurile electronice funcționale ce realizează primele trei elemente, menționate mai sus, precum și antena unică sunt tratate în acest capitol. Celelalte blocuri electronice din structura sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ, amplificatoarele de emisie AE1, AE2, amplificatoarele de recepție AR1, AR2, cele două modulate BLU-PS și amplificatorul trece-bandă ATB nu constituie probleme, ele realizându-se cu circuite electronice integrate profesionale performante, cunoscute.

#### 4.1. SINTETIZOARE DE FRECVENȚE

##### 4.1.1. Considerații generale

Sintetizorul de frecvențe este un sistem de circuite electronice cu rolul de a genera una sau mai multe frecvențe, plecând de la unul sau mai multe frecvențe de referință. Se impune ca semnalul generat, de frecvența dorită, să fie însoțit de cât mai puține componente parazite iar parametrul semnalului să se stabilizeze într-un interval de timp cât mai scurt de la aplicarea comenzii. Echipamentul electronic al sintetizorului trebuie să prezinte consum redus de energie, preț de cost și dimensiuni mici.

Parametrii care definesc performanțele unui sintetizor de frecvențe sunt:

a) *Puritatea spectrală* a semnalului generat; este o mărime dependentă de numărul și nivelul componentelor spectrale parazite (nedorite) care însoțesc componenta utilă.

Componentele spectrale parazite se pot grupa în două categorii:

- componente situate la frecvențe mari comparativ cu frecvența utilă; ele provin din operații de multiplicare și mixare;

- componente situate la frecvențe apropiate de cea utilă; ele provin din zgomotele de fază

b) *Timpul de comutare* – intervalul de timp necesar din momentul aplicării comenzii de sinteză până în momentul în care semnalul util atinge amplitudinea și frecvența nominală.

Sintetizoarele de frecvențe folosesc două procedee de sinteză:

- procedee directe;
- procedee indirecte.

*Procedeele directe* se bazează pe obținerea semnalului de frecvența dorită prin combinarea frecvențelor de referință sau a unor armonici ale acestora. Prin combinare se înțelege: multiplicare (dublare, triplare), divizare (cu doi), mixare, filtrări etc.

Procedeele directe, luând în considerare o singură frecvență de referință sau mai multe, se divid în două subgrupe: procedee directe coerente și procedee directe necoerente.

La procedeele directe, performanțele sintetizorului sunt în contradicție. Parametrul de puritate spectrală, determinat de produsele de intermodulație în cursul prelucrării nelineare a frecvențelor de referință, poate fi mărit dacă se folosesc filtre cu selectivitate cât mai mare, în timp ce, parametrul timp de comutare performant implică valori reduse și impune filtre cu selectivitate mică.

*Procedeele indirecte* se bazează pe circuitele PLL analogice sau pe circuitele PLL digitale (DPLL). În oricare din variante, informația provenită din prelucrarea frecvenței de referință este folosită pentru controlul parametrilor oscilatorului comandat în tensiune (OCT).

Bucula PLL digitală prezintă avantaje față de cea analogică, primul avantaj constând în valorile mult mai mari ale frecvențelor generate și în timpul de comutare mai scurt [24]. Din acest motiv, pentru obținerea de semnale cu frecvențele  $f_1 = 140$  MHz și  $f_2 = 160$  MHz, se utilizează sintetizoare de frecvență cu circuite PLL digitale.

#### 4.1.2. Sintetizoare digitale de frecvențe

Funcționarea circuitelor cu calare pe fază, circuitele PLL, este descrisă detaliat în [24], [107], împreună cu numeroase utilizări; printre acestea este tratată și sinteza de frecvență cu circuite PLL analogice și digitale.

Schema bloc principială a unui sintetizor de frecvențe cu circuit digital PLL – sintetizor digital de frecvențe, este prezentată în figura 4.1.

La sincronism există egalitatea

$$f_i = f_N, \text{ adică } \frac{f_r}{M} = \frac{f_e}{N \cdot P} \quad (4.1)$$

Aceasta conduce la valoarea frecvenței de ieșire

$$f_e = \frac{N \cdot P}{M} f_r \quad (4.2)$$

În bucla PLL, formată din comparatorul de frecvență și fază CF, filtrul trece-jos FTJ, oscilatorul comandat în tensiune OCT, divizorul fix de tensiune PRESCALER și divizorul programabil DP2, PRESCALERUL este necesar pentru a mări factorul global de divizare în condițiile în care limita superioară a benzii de frecvențe  $f_{es}$  este ridicată, ecartul de frecvențe  $f_r/M$  este mic și se pornește de la o limită joasă a benzii egală practic cu ecartul.

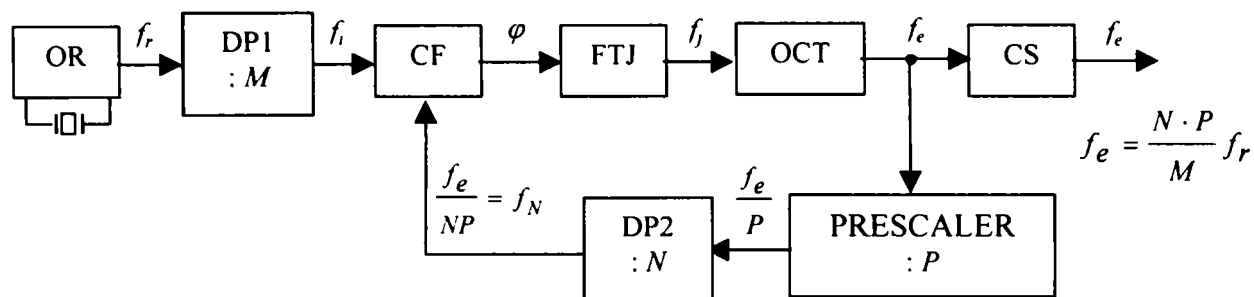


Fig. 4.1. Sintetizor digital de frecvențe:

OR – oscilator de referință; DP1, DP2 – divizoare programabile;  
 CF – comparator de frecvență și fază; FTJ – filtru trece-jos;  
 OCT – oscilator comandat în tensiune; CS – circuitul de separare;  
 PRESCALER – divizor fix de tensiune

Factorul global de divizare  $N \cdot P$  poate atinge valori mari și în acest caz se poate micșora substanțial amplificarea pe bucla PLL. Aceasta atrage după sine mărirea accentuată a diferenței dintre banda de captare și banda de urmărire, cu efect final în ieșirea din funcție a buclei PLL (bucle PLL nu mai agață). Nu se mai poate asigura sincronismul, adică nu se mai poate asigura egalitatea  $f_r/M = f_e/(NP)$ .

Soluția asigurării sincronismului la factor global de divizare mare este fie micșorarea factorului global de divizare prin creșterea limitei inferioare a benzii generate, fie prin introducerea în circuitul PLL a unei „pompe de curent” care să asigure nemișorarea câștigului pe bucla PLL. Prima soluție impune un mixaj intermediar cu o a doua frecvență de referință  $f_{r2}$ , fapt care conduce la apariția unor componente de intermodulație, deci pierderea din calitate prin înrăutățirea primului parametru. Cea de-a doua soluție este cea mai bună, și ea este folosită în circuitele PLL digitale.

Sintetizorul digital de frecvențe poate fi realizat în două variante:

- sintetizor complet digital;
- sintetizor parțial digital.

Sintetizorul de frecvențe complet digital are oscilatorul comandat în tensiune, OCT, încorporat în circuitul PLL și generează o undă dreptunghiulară cu frecvența  $f_e$ . Dacă la ieșire se necesită semnal sinusoidal atunci se introduce circuitul de separare CS, cu rolul de a reduce substanțial, până la neglijare, componenta armonică de ordinul 3, în special, și armonicile de ordinele 5, 7, ..., în principal.

Sintetizorul de frecvențe este parțial digital dacă oscilatorul comandat în tensiune nu este încorporat în circuitul PLL; el livrează semnal sinusoidal, poate fi realizat din elemente discrete sau poate fi circuit integrat specializat.

S-a lucrat cu sintetizor de frecvențe parțial digital, cu oscilator comandat în tensiune realizat atât cu elemente discrete cât și cu circuit integrat specializat.

Blocurile funcționale: divizoarele programabile DP1, DP2 și comparatorul de frecvență și fază sunt realizate cu circuite integrate digitale.

*Comparatorul de fază* la circuitele PLL analogice este un circuit ce realizează un produs analogic și lucrează, esențialmente, cu semnale sinusoidale. Circuitele PLL digitale, din prima generație, conțin și un comparator de fază tip operator de produs, oferind posibilitatea de a lucra și cu semnale sinusoidale. Echivalentul digital al comparatorului de fază analogic de tip operator de produs este realizat cu un circuit SAU-EXCLUSIV, cu o



caracteristică de funcționare triunghiulară [16]. Această soluție este economică dar prezintă dezavantajul că semnalul de ieșire, proporțional cu eroarea de fază, este dreptunghiular și depinde de factorul de umplere al semnalelor comparate.

Comparatorul de fază digital, cel mai des utilizat în circuitele PLL digitale, este un comparator cu memorie, controlat de fronturile crescătoare ale semnalelor de intrare. Structura acestui comparator de fază digital este prezentată în figura 4.2 [24]. Ea este realizată cu patru circuite basculante bistabile RS, logică de control asociată și doi tranzistori TEC-MOS, unul cu canal p și celălalt cu canal n, cu rol de comutatoare la ieșire. Cele două tranzistoare pot fi în una din următoarele două stări:

- unul conduce și celălalt este blocat;
- amândouă sunt blocate, asigurând starea cu impedanță mare de ieșire.

Dacă semnalul  $s_i$  are frecvența mai mare decât semnalul  $s_v$ , atunci, în cea mai mare parte a timpului, este deschis tranzistorul cu canal p și condensatorul C din filtrul trece-jos FTJ se încarcă.

Dacă frecvențele au devenit egale dar există încă defazaj între cele două semnale, se deschide unul din cele două tranzistoare, corespunzător semnalului cu faza mai mare. Deci, pe măsură ce circuitul PLL se apropie de condiția de sincronism, exprimată prin frecvențe egale și diferența de fază, impulsurile aplicate condensatorului sunt tot mai scurte. În acest mod, la sincronism, componentele care trebuie filtrate de FTJ au o pondere tot mai mică în semnalul de ieșire al comparatorului de frecvență și fază, CF.

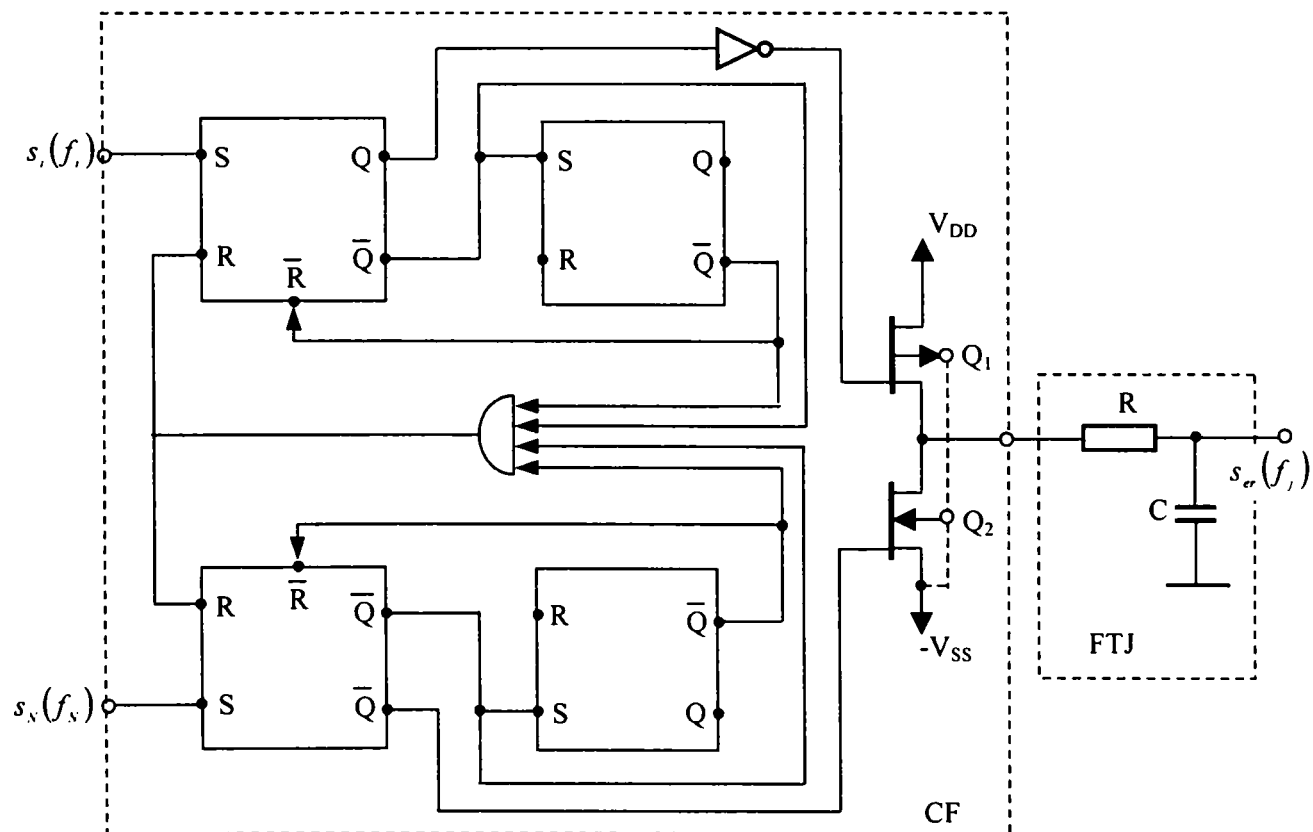


Fig. 4.2. Comparator de fază digital

În condițiile în care, puritatea spectrală este cerută a fi tot mai mare și timpul de comutare tot mai mic, comparatorul de frecvență și fază prezintă structuri, mai sofisticate, dar mai performante, asigurând calitatea semnalului generat. Fabricanții de circuite profesionale de tip PLL digitale indică soluții interesante și performante pentru comparatoarele de frecvență și fază [118], [120], [129].

#### 4.1.3. Sintetizor parțial digital de frecvențe

Pentru structura sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ, prezentată în figura 3.3, s-au realizat două blocuri sintetizoare de frecvențe:

- Un bloc sintetizoare de frecvențe cu două bucle PLL, PLL1 și PLL2, ce prelucrează aceeași frecvență de referință  $f_r$  și generează două semnale  $s_1(f_1)$  și  $s_2(f_2)$ , sincrone între ele, cu  $f_1 = 140$  MHz și  $f_2 = 160$  MHz. Blocul acesta aparține echipamentului electronic de pe referențialul mobil.
- Un bloc sintetizor de frecvențe cu PLL3, identic cu PLL2, care generează semnalul  $s'_2(f_2 \pm \Delta f_2)$ , sincron cu  $s_2(f_2)$ , și cu frecvența purtătoare  $f_2$  identică. Pentru aceasta PLL3 trebuie să prelucreze aceeași frecvență de referință  $f_r$  ca și cele două bucle PLL de pe referențialul mobil. Acest bloc sintetizor de frecvențe aparține echipamentului electronic de pe referențialul fix activ.

Pentru realizarea celor două bucle PLL, s-a ales tandemul de circuite integrate digitale profesionale TBB200 și TBB102 [118]. Elementul central al buclei PLL digitale îl constituie circuitul integrat VLSI - TBB200, a cărui structură este prezentată în figura 4.4 și care conține:

- un divizor programabil al frecvenței de referință  $f_r$ ;
- un divizor programabil al frecvenței  $f_l$ , cuplat cu PRESCALARUL cu raport fix maxim 167 / 168, de asemenea programabil, TBB102;
- comparatorul de frecvență și de fază;
- pompa de curent pentru menținerea câștigului pe buclă;
- logica de control IIC-BUS.

Tandemul de circuite integrate TBB200 și TBB102 este controlat de un microsistem cu microcontroller prin magistrala IIC-BUS. S-a realizat microsistemul cu microcontrollerul N80C32 [130], cu programul înscris separat în EPROM, folosind o placă Emulator de EPROM pentru legătura cu PC în vederea programării.

Impunându-se folosirea microsistemului cu microcontroller pentru funcționarea blocurilor sintetizoare de frecvențe pe referențialul mobil, s-a completat echipamentul electronic, cu un al doilea microsistem care să controleze blocurile Analizor de semnal Doppler, ASD, și Afișare și transmiterea de date, ATD. Aceasta s-a realizat cu un microcontroller mai evoluat, SAB80C537 [130] iar programarea microsistemului se face tot cu o placă Emulator de EPROM.

Semnalele obținute la ieșirea extractorului de semnal Doppler,  $s_{axi}$  și  $s_D$ , sunt prelucrate hardware în blocul ASD și rezultatele sunt aplicate microsistemului cu microcontrollerul SAB80C537 pentru analiză, comandă, afișare rezultate precum și pentru interfațarea cu utilizatorul și cu nivelurile ierarhice superioare prin hardul ATD.

În figura 4.3. se prezintă echipamentul electronic de pe referențialul mobil, la nivel de blocuri funcționale.

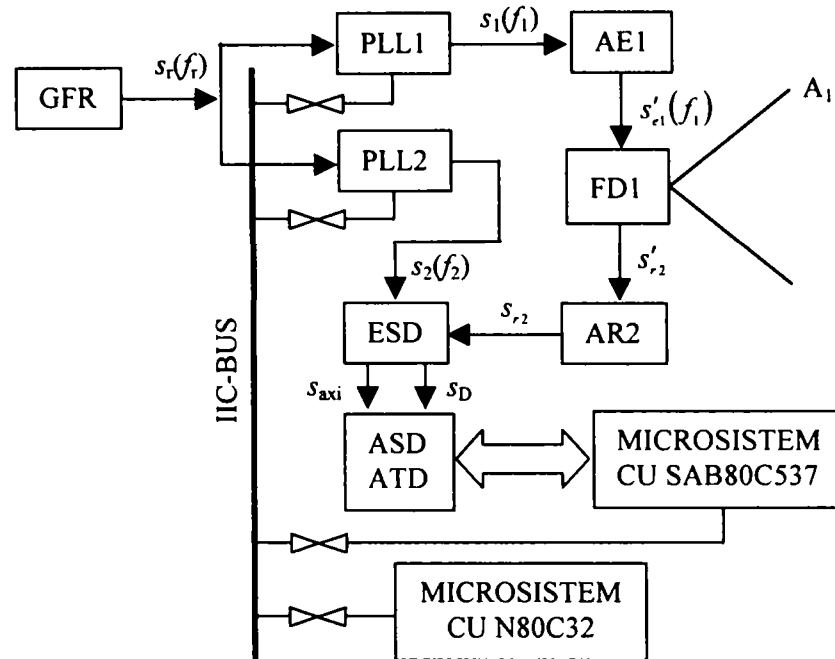


Fig. 4.3. Structura echipamentului electronic de pe referențialul mobil:  
 GFR – generator frecvență de referință; PLL1, PLL2 – bucle PLL digitale cu TBB200 și TBB102; AE1 – amplificator emițător de semnal cu frecvența  $f_1$ ; FD1 – filtru diplexor; AR2 – amplificator receptor pe  $f_2$ ; ESD – extractor de semnal Doppler; ASD – analizor de semnal Doppler; ATD – afișare și transmitere de date

Realizarea practică a sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ în vederea evaluării concrete a unor mișcări, a necesitat, în primul rând, realizarea sintetizoarelor de frecvențe cu PLL1 și PLL2 împreună cu microsystemul de control a funcționării prin IIC-BUS. S-a conceput unitar structura blocului sintetizoarelor de frecvențe, cu posibilitatea de intervenție exterioară pentru modificarea frecvențelor  $f_1$  și  $f_2$  și cu afișare de rezultate intermediare pe un sistem de afișare cu LCD.

Structura blocului sintetizoarelor de frecvență este prezentată în figura 4.4.

Filtrul trece-jos FTJ este realizat prin structura paralelă dintre conductorul  $C_1$  și grupul serie  $C_2, R_2$ . Oscilatorul comandat în tensiune OCT este realizat separat și este proiectat pentru a genera semnal sinusoidal.

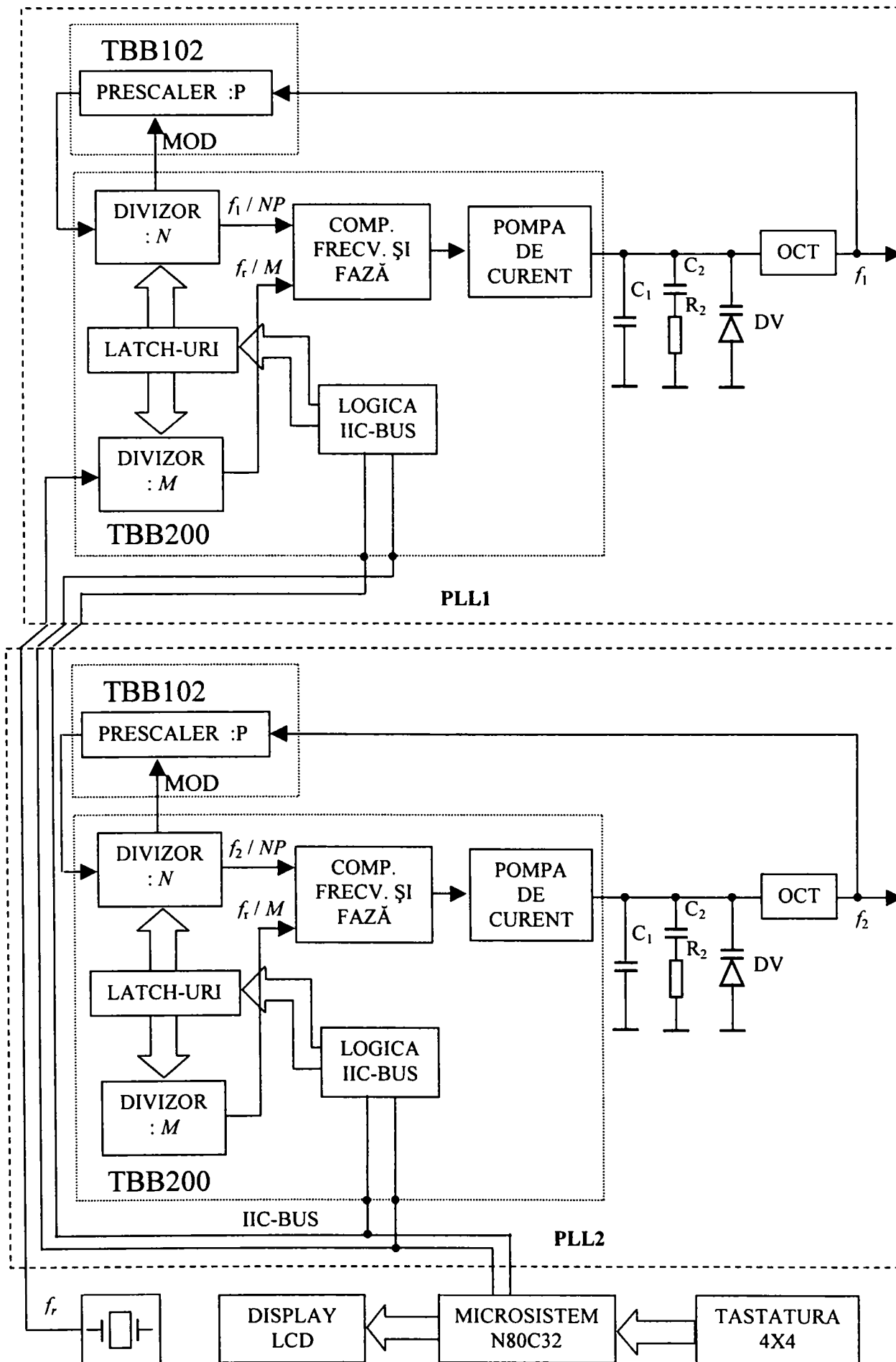


Fig.4.4. Blocul sintetizoarelor de frecvență:  $f_1 = 140$  MHz,  $f_2 = 160$  MHz

Circuitul PLL este un regulator proporțional – integrativ, fapt care face ca funcția sa de transfer să fie dată de filtrul trece-jos FTJ. În consecință, performanțele buclei PLL depind direct de performanțele filtrului trece-jos.

Bucula PLL simplificată este caracterizată prin comparatorul de frecvență și fază CF, filtrul trece-jos FTJ, oscilatorul comandat în tensiune OCT și divizorul programabil cu  $N$ .

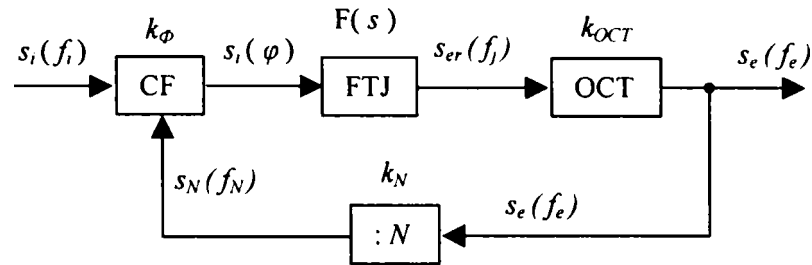


Fig. 4.5. Bucula PLL simplificată

Filtrul trece-jos îndeplinește funcția de formare a tensiunii de eroare  $s_{er}(f_j)$  ce se aplică diodei varicap DV din oscilatorul comandat în tensiune OCT, pentru modificarea frecvenței semnalului de oscilație  $s_e(f_e)$ . Bucula PLL fiind considerată ca un regulator proporțional-integrativ, funcția sa de transfer este dată de funcția de transfer a filtrului trece-jos. Aceasta este:

$$F(s) = \frac{1 + s \cdot \tau_2}{s \cdot k \cdot C_1 \left( 1 + s \cdot \tau_2 \cdot \frac{1}{k} \right)} \quad (4.3)$$

cu  $\tau_2 = C_2 R_2$  (4.4)

$$k = \frac{C_2}{C_1} + 1 \quad (4.5)$$

Controlul complet al circuitului, corespunzător răspunsului în frecvență al buclei PLL închise, este dat de relația [87], [88]

$$F(\theta) = \frac{k_{OCT} \cdot k_{\phi} \cdot k_N (1 + s \cdot \tau_2) e^{sT_{off}}}{s \cdot k^2 \cdot C_1 \left( 1 + s \cdot \tau_2 \cdot \frac{1}{k} \right)} \quad (4.6)$$

cu  $T_{off}$  - durata de stabilizare.

Pentru desfășurarea proceselor în timp, este importantă funcția  $h(t)$ :

$$h(t) = M \cdot \left[ 1 + \frac{e^{-d\omega_N t}}{\sqrt{1-d^2}} \sin(\omega_N t \cdot \sqrt{1-d^2} + \varphi) \right] \quad (4.7)$$

unde  $d$  este factorul de atenuare, de regulă subunitar, și de valoare optimă  $d = 0,7$ .

Notând cu  $B$  banda de toleranță, pulsația nominală  $\omega_N$  se poate calcula cu relația

$$\omega_N = \frac{\ln(B\sqrt{1+d^2})}{d \cdot T_{off}} \quad (4.8)$$

Se determină:

$$A = \operatorname{tg} \left[ \frac{\omega_N}{\omega_i} + \operatorname{arctg}(2d) \right] \quad (4.9)$$

$$k = A + \sqrt{1 + A^2} \quad (4.10)$$

Dacă  $\omega_N < \omega_i$ , adică  $f_N = f_e/N < f_i = f_r/M$ , factorul  $k$  se poate determina cu relația

$$k = 2d + \sqrt{4d^2 + 1} \quad (4.11)$$

Pe baza relațiilor de mai sus, cunoscând caracteristicile blocurilor funcționale ale buclei PLL, se pot determina valorile componentelor filtrului trece-jos.

$$C_1 = \frac{k_{OCT} \cdot k_{\Phi}}{N\omega_N^2 \sqrt{k}} \quad (4.12)$$

$$C_2 = (k - 1)C_1 \quad (4.13)$$

$$R_2 = \frac{\sqrt[4]{k_1}}{\omega_N C_2} \quad (4.14)$$

*Oscilatorul comandat în tensiune OCT* a fost realizat, în primă fază, cu componente electronice discrete, ANEXA 1.1, și are la bază tranzistorul J-FET  $T_4$  de tip BF245, diodele varicap D6 și D7 de tip BB125, bobina  $L_3$  și condensatorul semireglabil  $C_{42}$  de 6/25 pF.

*Microsistemul* de control al funcționării sintetizoarelor de frecvențe este prezentat în ANEXA 1.2. El are ca element principal microcontrollerul N80C32.

*Elementele software* realizează următoarele etape intermediare:

- fazele de documentare și teste hardware a elementelor necunoscute, precum și evaluarea hardware a schemei electrice;
- elaborarea unui model matematic general după studiul puterii de calcul al microcontrollerului și al execuției în timp real a evenimentelor;
- proiectarea hardware, concepția plăcilor de cablaj imprimat și execuția concretă a acestora în tehnologia cu 3 straturi;
- verificarea elementelor hardware cu un software conceput în acest scop;
- elaboararea software de elemente generale și pe module, unele module neputându-se proiecta până ce nu au fost verificate altele;
- verificarea modulelor de programe cu urmărirea execuției acestora în timp real prin emulare pe calculator și real, pe montaj, prin intermediul blocului Emulator de EPROM;
- reanalizarea modului de execuție a programelor și reproiectarea acestora până s-au atins obiectivele propuse, iar dacă obiectivele nu pot fi atinse se schimbă soluția și se introduc elemente hardware noi;

- încheierea programului în totalitate și verificarea acestuia cu Emulatorul de EPROM, în etape succesive, până se ating obiectivele propuse;
- realizarea programului complet;
- realizarea modelului experimental și testarea completă a acestuia.

Emulatorul de EPROM este o unealtă deosebit de importantă în elaborarea software / firmware necesară. În linii mari, acesta este un mijloc de comunicație cu un calculator prin MAX232 și încarcă o memorie RAM de capacitate mare cu programul. La terminarea încărcării se eliberează semnalul RESET al microsistemului emulat, acesta intrând în funcțiune. Astfel se poate constata modul de funcționare al programului în mod real fără a bloca resursele sistemului.

*Software / firmware* destinat funcționării sistemului realizează următoarele funcții:

- asigurarea dialogului cu utilizatorul prin intermediul tastaturii 4x4 și al afișajului LCD;
- conducerea procesului de comunicație pe magistrala IIC-BUS;
- supervizarea funcționării celor două bucle PLL parțial digitale;
- afișarea elementelor de sistem și a rezultatelor sintezei de frecvență.

#### 4.1.4. Oscilator comandat în tensiune cu circuit integrat specializat.

Frecvențele  $f_1 = 140$  MHz și  $f_2 = 160$  MHz, alese pentru operare în sistemul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ cu aprobarea Inspectoratului General pentru Comunicații și Tehnologia Informației, se pot schimba în viitor. Ca urmare trebuie asigurate condițiile tehnice pentru schimbarea valorilor frecvențelor de lucru, fără a afecta structural echipamentul electronic de pe referențialul mobil. Pentru aceasta s-a impus folosirea unui oscilator comandat în tensiune realizat cu un circuit integrat specializat; acesta trebuie să permită schimbarea frecvenței de oscilație prin înlocuirea unei componente pasive, accesibilă ușor manipulatorului uman.

Prin căutare pe INTERNET s-au găsit circuitele integrate profesionale MAX2605-MAX2609, de la MAXIM INTEGRATED PRODUCTS 2002 [129].

*Circuitele integrate* MAX2605-MAX2609 reprezintă un oscilator comandat în tensiune cu zgomot redus, proiectat pe frecvență fixă, pentru aplicații în înaltă frecvență. Nucleul circuitului oscilator are la bază topologia Colpitts. Dioda varicap și condensatoarele de reacție sunt integrate în chip astfel că, este necesar un singur inductor extern pentru stabilirea frecvenței de oscilație și pentru a obține un OCT care lucrează corect. Diagramele de fixare a valorii inductorului pentru diverse frecvențe de oscilație sunt indicate în ANEXA 2. Principalele proprietăți tehnice sunt indicate în TABELA 4.1.

Pentru generarea semnalului de frecvență  $f_1 = 140$  MHz se alege MAX2606 iar pentru generarea semnalului de frecvență  $f_2 = 160$  MHz – MAX2607. Integratul este în capsulă SOT23-6 cu 6 pini, figura 4.6, iar semnificațiile și rolul pinilor este redat în TABELA 4.2.

TABELA 4.1.

C.I.	Domeniul de frecvențe [MHz]	Curent de alimentare [mA]	Zgomot fază [dBc / Hz]	Domeniul de temperaturi de lucru
MAX 2605	45÷70	1,9	-117	-40°C÷+85°C
MAX 2606	70÷150	2,1	-112	-40°C÷+85°C
MAX 2607	150÷300	2,1	-107	-40°C÷+85°C
MAX 2608	300÷500	2,7	-100	-40°C÷+85°C
MAX 2609	500÷650	3,6	-93	-40°C÷+85°C

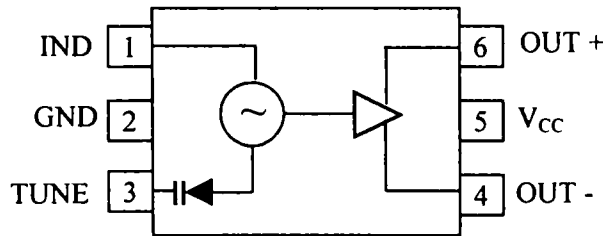


Fig. 4.6. Capsula SOT23-6 cu integratul MAX2606 – MAX2609

TABELA 4.2.

Pin	Nume	Funcție
1	IND	<i>Portul inductorului de acord.</i> Inductorul se conectează între IND și GND pentru fixarea frecvenței de oscilație
2	GND	<i>Masa.</i> Conectează la planul de masă cu o legătură de inductanță foarte mică
3	TUNE	<i>Intrarea tensiunii de control a frecvenței de oscilație.</i> Se conectează la ieșirea FTJ. Domeniul de variație a tensiunii, +0,4V la +2,4V
4	OUT -	<i>Ieșire de mare impedanță pe open collector.</i> Este necesar un rezistor sau un inductor extern la V <sub>CC</sub> . Puterea de ieșire este dependentă de sarcina externă. OUT - este complementară cu OUT +
5	V <sub>CC</sub>	<i>Conectarea tensiunii de alimentare.</i> Se conectează un condensator de polarizare la masă pentru micșorarea zgomotului
6	OUT +	<i>Ieșire de mare impedanță pe open-colector.</i> Este necesar un rezistor sau un inductor între OUT + și V <sub>CC</sub> . Puterea de ieșire este dependentă de sarcina externă. OUT + este complementară cu OUT -



Schema tipică de utilizare a integratului este redată în figura 4.7.

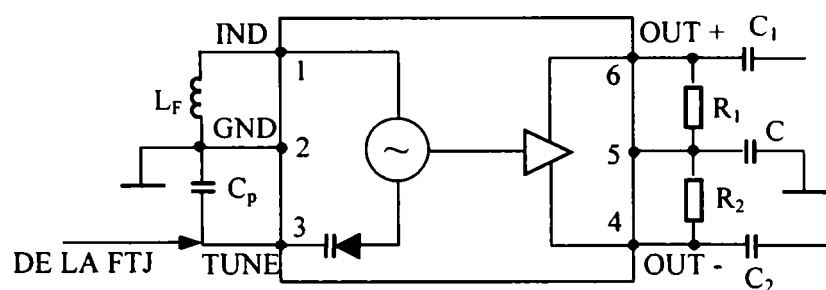


Fig.4.7. Conectare tipică a integratului MAX2606-MAX2607

Parametrii normali de lucru ai oscilatorului comandat în tensiune MAX2606 - MAX2607 sunt:

$$V_{CC} = +2,7V \dots +5,5V$$

$$V_{TUNE} = 0,4V \dots 2,4V$$

$$T_A = -40^{\circ}C \dots +85^{\circ}C$$

Implementarea inductanței necesare pentru asigurarea frecvenței dorite de oscilație este operația cea mai importantă efectuată de manipulatorul uman. Este bine ca inductanța să coincidă cu valoarea standard SMT, dar nu este strict necesar. Dacă inductorul se realizează, ea trebuie construită, practic, din două inductoare  $L_{F1}$  și  $L_{F2}$ , pentru a obține valoarea necesară. Se alege pentru  $L_{F1}$  o valoare standard puțin mai mică decât cea necesară, iar  $L_{F2}$  se alege astfel ca valoarea standard să fie puțin mai mică decât  $(L_F - L_{F1})$ . Conectarea celor două inductoare este indicată în figura 4.8.

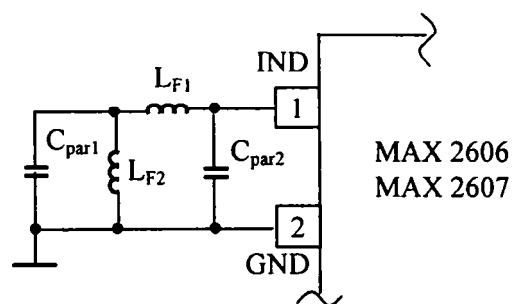


Fig. 4.8. Conectarea inductorului  $L_F$  printr-un circuit echivalent prin două inductoare  $L_{F1}$  și  $L_{F2}$ ;  $C_{par1}$  și  $C_{par2}$  – capacități parazite

Oscilatorul este astfel proiectat încât să tolereze o capacitate parazită de maxim 0,5 pF la pinul IND. Trebuie luate măsuri pentru ca această valoare să nu fie depășită practic.

Factorul de calitate  $Q$  al inductorului  $L_F$  trebuie să fie minim 35 ... 40.

Ținând cont de modurile diferite de realizare concretă a inductorului  $L_F$ , valoarea determinată din calcul sau din curbele din ANEXA 2.1, respectiv, ANEXA 2.2, este de fapt o valoare echivalentă

$$L_{eq} = \frac{X_L}{2\pi f_n} = L_F \text{ unde } f_n \text{ este frecvența nominală de oscilație.}$$

*Interfața de ieșire* este necesară între pinii de ieșire ai integratului și utilizatorul propriu-zis. Oscilatorul comandat în tensiune MAX2606, MAX2607 include, după nucleul oscilatorului și oferă o interfață flexibilă cu etajele de frecvență intermediară, cum ar fi mixerul – atacat de la OUT + și prescalerul buclei PLL – atacat de la OUT -. Ieșirea poate fi simplă sau diferențială, dar puterea maximă și nivelul minim de armonici se asigură în modul de ieșire diferențial.

Amândouă ieșirile sunt de tipul cu colector în gol și necesită elemente rezistive sau inductive de săltare la potențialul  $V_{CC}$ . Rezistorul  $R_1 = R_2 = 1\text{ K}\Omega$  este soluția cea mai bună de interfațare cu ieșirea și lucrează bine în aplicațiile unde se cere excursie maximă a oscilației. Între sarcina externă și pinii de ieșire se face o separare în curent continuu prin condensatoarele  $C_1$  și  $C_2$ .

Pentru  $f_1 = 140\text{ MHz}$  corespunde  $L_F = 205\text{ nH}$  iar pentru  $f_2 = 160\text{ MHz}$ ,  $L_F = 150\text{ nH}$ .

Ele sunt foarte apropiate și puțin mai mici decât valorile standard SMT; în aceste condiții nu este necesară execuția inductorului din două elemente.

Rezultatele experimentale au confirmat alegerea corectă a inductorilor.

## 4.2. SINTETIZOARE PARȚIAL DIGITALE DE FRECVENȚE CU CIRCUITE LOGICE PROGRAMABILE

Schema bloc a unui PLL parțial digital este prezentată în figura 4.1. Au fost introduse un divizor cu factor de divizare  $M$  pe frecvența de referință și un divizor cu factor de divizare  $N$  pe frecvența de ieșire a OCT. Divizoarele fixe pot fi realizate convenabil până la frecvențe foarte ridicate. Pentru a genera frecvențe ridicate blocurile din structura sintetizorului trebuie implementate cu circuite rapide. Prezența pe piață a circuitelor programabile tip CPLD sau FPGA ce pot fi operate la frecvențe de sute de MHz sugerează implementarea în astfel de structuri a secțiunii digitale a sintetizorului. Pentru schema prezentată s-a ales varianta de implementare într-un circuit programabil a următoarelor blocuri digitale:

- comparatorul de fază
- divizorul frecvenței de referință  $M$
- divizorul semnalului de ieșire  $N$

Având în vedere complexitatea medie a proiectului și cerințele referitoare la viteză am ales ca suport fizic de implementare un circuit din familia FLEX10K produs de firma ALTERA.

### 4.2.1. Prezentarea Familiei de Circuite FPGA FLEX 10K

Dispozitivele Altera FLEX 10K sunt primele PLD-uri industriale cu blocuri încorporate. Bazată pe elemente reconfigurabile de tip RAM CMOS, arhitectura Matricii Flexibile de Elemente Logice (FLEX – Flexible Logic Element Matrix) încorporează toate trăsăturile care sunt necesare matricilor de porți în vederea implementării mega-funcțiilor. Cu peste 250000 de porți, familia FLEX 10K pune la dispoziție densitate, viteză și facilitățile necesare integrării de sisteme complete, inclusiv magistrale multiple de 32 de biți, într-un singur dispozitiv.

Dispozitivele FLEX 10K sunt reconfigurabile, ceea ce permite o testare completă înainte de livrare. Drept rezultat, utilizatorul nu trebuie să genereze vectori de test în scopul

descoperirii de erori. În plus, proiectantul nu trebuie să fie preocupat de inventarierea diferitelor proiecte tip ASIC; dispozitivele FLEX 10K pot fi configurate direct pe placă pentru funcționalitatea specifică cerută.

În Tabelul 4.3. de mai jos arată performanțele FLEX 10K pentru câteva proiecte uzuale. Toate valorile performanțelor au fost obținute cu funcții parametrice de bibliotecă (LPM). Nu a fost necesară nici o tehnică specială de proiectare pentru a implementa aplicațiile; proiectantul nu a trebuit decât să introducă o funcție într-un fișier Verilog, VHDL, AHDL (Altera Hardware Description Language) sau într-un fișier în mod grafic.

Tabelul 4.3.

Aplicația	Resurse folosite		Performanța Viteza				Unități
	LEs	EABs	-1	-2	-3	-4	
16-biți numărător setabil	16	0	240	166	125	95	MHz
16-biți acumulator	16	0	204	166	125	95	MHz
16-la-1 multiplexor	10	0	4,2	5,8	6.0	7.0	ns
256 × 8 RAM Viteza de Citire	0	1	172	145	108	84	MHz
256 × 8 RAM Viteza de Scriere	0	1	106	86	68	63	MHz

Arhitectura FLEX 10K este similară celei a matricilor de porți încorporate, segmentul cel mai prolific al pieței matricilor de porți. Ca și matricile standard de porți, matricile încorporate de porți implementează logica generală într-o arhitectură convențională de tip “sea-of-gates” - mare de porți. În plus, matricile încorporate de porți, au zone dedicate pentru implementarea unor funcții specializate.

Prin realizarea funcțiilor în siliciu, matricile încorporate de porți ocupă suprafețe reduse pe plachetă și asigură o viteză mai mare decât cea a matricilor standard de porți. Totuși, mega-funcțiile astfel realizate nu pot fi modificate după bunul plac, limitând opțiunile designerului. În contrast, dispozitivele FLEX 10K sunt programabile punând la dispoziția designerului un control total asupra mega-funcțiilor încorporate și asupra logicii generale facilitând în același timp modificări iterative de design în timpul validării acestuia.

Fiecare dispozitiv FLEX 10K conține o matrice încorporată și o matrice logică. Matricea încorporată este folosită pentru implementarea unei varietăți de funcții de memorie sau a unor funcții logice complexe, cum ar fi procesarea digitală de semnal (DSP), microcontrollere, manipularea unor magistrale extinse de date și funcții de conversie de date.

Matricea logică execută aceleași funcții pe care le execută “sea-of-gates”(marea de porți) din matricea de porți: este folosită pentru implementarea de funcții logice generale, cum ar fi numărătoarele, sumatoarele, automatele de stare și multiplexoarele. Combinația celor 2 tipuri de matrici conduce la performanțe înalte și la o densitate mare a matricii încorporate de porți, dând astfel posibilitatea utilizatorilor de a implementa un întreg sistem pe un singur dispozitiv.

Dispozitivele FLEX 10K sunt configurate la punerea sub tensiune a sistemului cu datele stocate într-un dispozitiv serial de configurare Altera sau puse la dispoziție de un controller de sistem. Datele de configurare pot fi descărcate și prin RAM-ul sistemului sau prin cablul serial de configurare Altera BitBlaster sau cablul de port paralel ByteBlaster, sau ByteBlasterMV. După configurarea dispozitivului FLEX 10K, el poate fi reconfigurat în

circuit prin resetarea dispozitivului și încărcarea de noi date. Deoarece reconfigurarea necesită mai puțin de 320 ms, pot fi făcute schimbări în timp real în timpul operării sistemului.

Dispozitivele FLEX 10K conțin o interfață optimizată care permite microprocesoarelor să configureze dispozitivele FLEX 10K serial sau paralel și sincron sau asincron. Interfața permite de asemenea microprocesoarelor să trateze dispozitivul FLEX 10K drept memorie și să-l configureze prin scrierea într-o locație virtuală de memorie, proiectantului fiindu-i astfel mai ușor să reconfigureze dispozitivul.

Dispozitivele FLEX 10K sunt suportate de mediile de dezvoltare Quartus și MAX+PLUS II; un pachet integrat unitar care oferă facilități de introducere a proiectelor în format grafic, text (incluzând AHDL) sau formă de undă, compilare și sinteză logică, simulare completă, analiză de timp pentru cele mai defavorabile cazuri și configurare de dispozitiv. Mediile Quartus și MAX+PLUS II oferă interfețe EDIF200 și 300, LPM, VHDL, Verilog HDL și altele pentru introducere de proiecte adiționale și pentru suport de simulare de la alte unelte de proiectare electronică automată (EDA). MAX+PLUS II și Quartus rulează pe PC-uri echipate cu OS Windows și stații grafice SunSPARC și HP 9000 Series 700/800.

### Descriere funcțională

Fiecare dispozitiv FLEX 10K conține o matrice încorporată pentru implementarea de funcții de memorie și funcții logice specializate și o matrice logică pentru implementarea logicii generale.

Matricea încorporată este compusă dintr-o serie EAB-uri (Embededd Array Block). La implementarea de funcții de memorie, fiecare EAB pune la dispoziție 2048 de biți, care pot fi folosiți pentru crearea de funcții RAM, ROM, RAM dual-port sau memorii de tip FIFO. La implementarea logicii, fiecare EAB poate contribui cu 100 până la 600 de porți pentru realizarea unor funcții logice complexe cum ar fi multiplicatoarele, microcontrollerele, automatele de stare și funcțiile DSP. EAB-urile pot fi folosite independent, sau pot fi combinate pentru implementarea de funcții mai complexe.

Matricea logică conține blocuri logice matriciale (LAB). Fiecare LAB conține 8 elemente logice (LE - Logic Element) și un interconector local. Un LE este format dintr-o tabelă de căutare cu 4 intrări (LUT – Look-Up Table), un bistabil programabil și căi de semnal dedicate pentru funcții de conectare în cascadă și transport. Cele 8 LE-uri pot fi folosite pentru a crea blocuri logice de mărime medie – numărătoare pe 8 biți, decodificatoare de adrese sau automate de stare – sau pot fi combinate în LAB-uri pentru a crea blocuri logice mai mari. Fiecare LAB reprezintă aproximativ 96 de porți logice utilizabile.

Interconectările de semnal în cadrul dispozitivelor FLEX 10K, spre și de la pinii dispozitivelor, sunt furnizate de magistral pentru interconectare rapidă “FastTrack Interconnect”, o serie de canale continue și rapide pe rânduri și coloane, care se găsesc pe întreaga suprafață a dispozitivului.

Fiecare pin I/O este deservit printr-un element de intrare ieșire (IOE – Input-Output Element) aflat la extremitatea fiecărui rând și a fiecărei coloane a magistralei “FastTrack Interconnect”. Fiecare IOE constă dintr-un buffer bidirecțional I/O și un bistabil care poate fi folosit ca registru de intrare sau de ieșire pentru a furniza semnale de intrare, ieșire sau bidirecționale. Atunci când sunt folosite cu un pin de tact dedicat, aceste registre dau o performanță excepțională. IOE-urile pun la dispoziție o varietate de trăsături, cum ar fi suportul JTAG BST, controlul vitezei de creștere, buffere tri-state și ieșiri open-drain.

Figura 4.9 arată o diagramă bloc a arhitecturii FLEX 10K. Fiecare grup de LE-uri este combinat într-un LAB; LAB-urile sunt aranjate pe rânduri și coloane. Fiecare rând conține un

singur EAB. LAB-urile și EAB-urile sunt interconectate prin magistrala de interconectare rapidă “FastTrack Interconnect”. IOE-urile sunt localizate la sfârșitul fiecărui rând și al fiecărei coloane a magistralei “FastTrack Interconnect”.

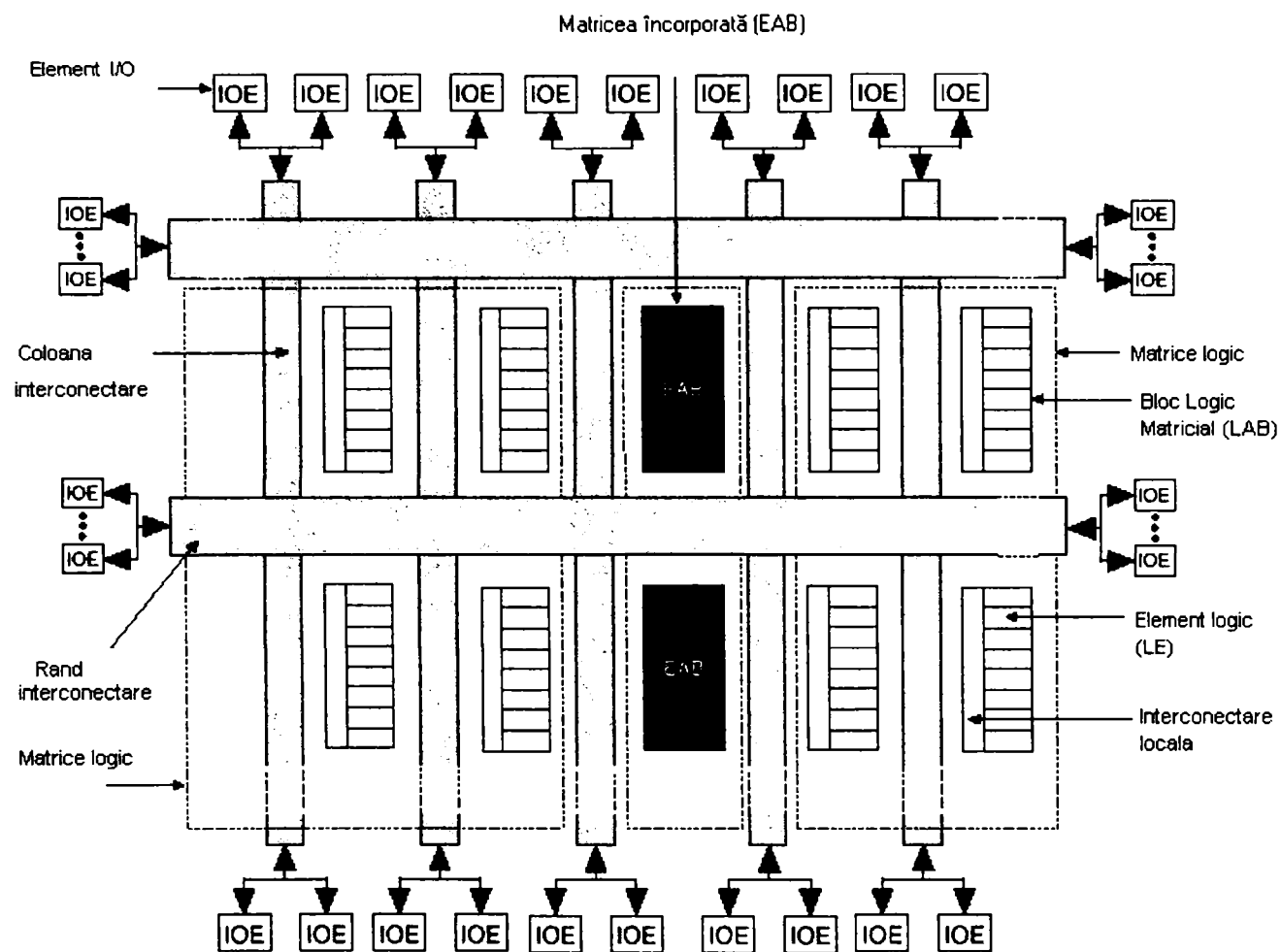


Fig.4.9. Structura dispozitivelor din familia FLEX 10K

Dispozitivele FLEX 10K pun la dispoziție 6 intrări dedicate care controlează intrările de control ale bistabilelor pentru a asigura distribuția eficientă cu viteză mare și decalaje reduse (sub 1,5ns) a semnalelor de control. Aceste semnale folosesc canale de interconectare (routing) dedicate care reduc întârzierea față de magistrala “FastTrack Interconnect”. Patru dintre intrările dedicate controlează 4 semnale globale. Aceste 4 semnale globale pot fi controlate de asemenea prin logică internă, rezultând o soluție ideală pentru un divizor de clock sau un semnal intern de clear generat asincron care șterge unele registre din dispozitiv.

a) Blocul de matrici încorporate (fig. 4.10)

EAB-ul este un bloc flexibil de memorie RAM cu registre la porturile de intrare și ieșire, folosit pentru a implementa mega-funcții obișnuite cu matrici de porți. EAB-ul este de asemenea potrivit pentru funcții precum multiplicările, scalările vectoriale și circuite de corecție a erorilor, deoarece este extins și flexibil. Aceste funcții pot fi combinate în aplicații precum filtrele digitale și micro-controllerele.

Funcțiile logice sunt implementate prin programarea EAB-ului cu un model “read-only” în timpul configurării, creând astfel un tabel de căutare (LUT) extins. Cu ajutorul LUT-urilor funcțiile combinatoriale sunt implementate, mai degrabă, prin căutarea rezultatelor decât prin calcularea lor. Această implementare a funcțiilor combinatoriale poate fi mai rapidă decât folosirea algoritmilor implementați în logică generală, un avantaj de performanță care este mai apoi îmbunătățit prin timpii mai scurți de acces ai EAB-urilor.

Capacitatea mare a EAB-urilor dă posibilitatea designerilor de a implementa funcții complexe într-un singur nivel logic, fără întârzierile de rutare asociate conexiunilor dintre LE-uri sau dintre blocurile RAM de matrici de porți (FPGA) programabile. Spre exemplu, un singur EAB poate implementa un multiplicator 4x4 cu 8 intrări și 8 ieșiri. Funcțiile parametrizate precum funcțiile LPM pot beneficia automat de avantajele EAB.

EAB-ul oferă avantaje față de FPGA-urile care implementează RAM-ul de pe placa cu matrici de blocuri RAM mai mici și distribuite. Aceste blocuri FPGA RAM conțin întârzieri care sunt cu atât mai puțin previzibile cu cât crește mărimea RAM-ului. În plus, blocurile FPGA RAM sunt predispușe la probleme de rutare deoarece blocuri mai mici de RAM trebuie interconectate pentru a obține blocuri mai mari. În contrast, EAB-urile pot fi folosite pentru a implementa blocuri mari, dedicate de RAM care elimină aceste probleme de timp și rutare.

EAB-urile pot fi folosite pentru a implementa RAM sincron, care este mai ușor de folosit decât cel asincron. Un circuit care folosește RAM asincron trebuie să genereze semnalul de autorizare scriere (WE) pentru RAM, în timp ce se asigură că datele sale și semnalele de adresă se încadrează în specificațiile de timpi de setare și de menținere referitoare la semnalul WE. În contrast, RAM-ul sincron al EAB-ului generează propriul său semnal WE și are tactul propriu corelat cu tactul global. Un circuit care folosește EAB cu RAM cu tact propriu trebuie doar să se încadreze în specificațiile de timpi de setare și de menținere ale ceasului global.

Când este folosit ca RAM, fiecare EAB poate fi configurat în oricare dintre următoarele dimensiuni 256x8, 512x4, 1024x2 sau 2048x1. Blocuri mai mari de RAM sunt create prin combinarea mai multor EAB-uri. Spre exemplu: 2 blocuri RAM de 256x8 pot fi combinate pentru a forma un bloc RAM 512x8.

Dacă este necesar, toate EAB-urile dintr-un dispozitiv pot fi dispuse în cascadă pentru a forma un singur bloc RAM. EAB-urile pot fi dispuse în cascada pentru a forma blocuri RAM de până la 2048 de cuvinte fără a influența în vreun fel timing-ul. Soft-ul Altera MAX+PLUS II combină automat EAB-uri pentru a îndeplini specificațiile RAM ale utilizatorului.

EAB-urile pun la dispoziție opțiuni flexibile pentru comanda și controlul semnalelor de tact. Se pot folosi tacte diferite pentru intrările și ieșirile EAB. Se pot insera independent registre pe intrarea de date, pe ieșirea EAB, sau pe intrările de adresă și de WE. Semnalele globale și cele de interconectare locală EAB pot comanda semnalul WE. Semnalele globale, pini de tact dedicați și semnalele de interconectare locală EAB pot comanda semnalele de tact ale EAB-urilor. Deoarece LE-urile controlează interconectorul EAB local, LE-urile pot controla semnalul WE sau semnalele de tact ale EAB-urilor.

Fiecare EAB este deservit de un interconector în linie și poate controla interconectori în linie sau coloană. Fiecare ieșire EAB poate controla până la 2 canale linie și până la 2 canale coloană. Canalul linie nefolosit poate fi controlat de alte LE-uri. Această trăsătură crește resursele de rutare disponibile pentru ieșirile EAB.

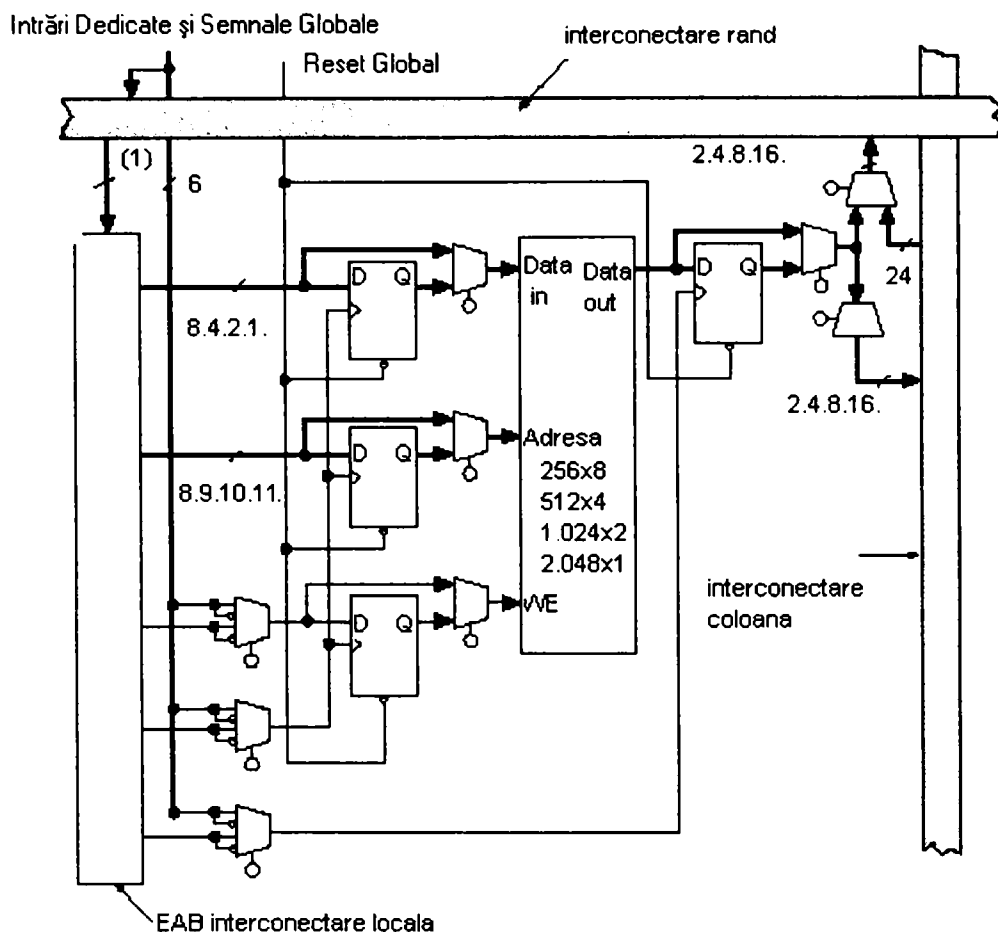


Fig.4.10. Structura EAB

b) Matricea blocului logic (fig. 4.11)

Fiecare bloc logic (LAB) este compus din 8 elemente logice (LE), lanțurile asociate pentru conectarea în cascadă (cascade chain) și pentru transport rapid (carry chain), semnale de control ale LAB și interconectorul local al LAB. LAB-ul furnizează structura “coarse-grained” (macro granulară) a arhitecturii FLEX10K, facilitând o rutare eficientă cu o utilizare optimă și de înaltă performanță a dispozitivului.

Fiecare LAB pune la dispoziție 4 semnale de control cu polaritate programabilă care pot fi folosite în toate cele 8 LE-uri. Două dintre aceste semnale pot fi folosite ca semnale de tact, celelalte două pot fi folosite pentru control de ștergere/presetare (clear/preset). Semnalele de tact pentru LAB pot fi comandate de către pinii de intrare dedicați ai acestuia, de semnale globale, de semnale de I/O sau de semnale interne transmise prin interconectorul local LAB. Semnalele globale de control sunt folosite de obicei pentru semnalele de tact clear sau preset, deoarece ele pun la dispoziție un control asincron cu deformare redusă în tot dispozitivul. Dacă este nevoie de o anumită logică pentru semnalul de control, ea poate fi generată într-unul sau mai multe LE-uri din orice LAB și transmisă la interconectorul local LAB în cauză. În plus, semnalele globale de control pot fi generate de ieșirile LE.

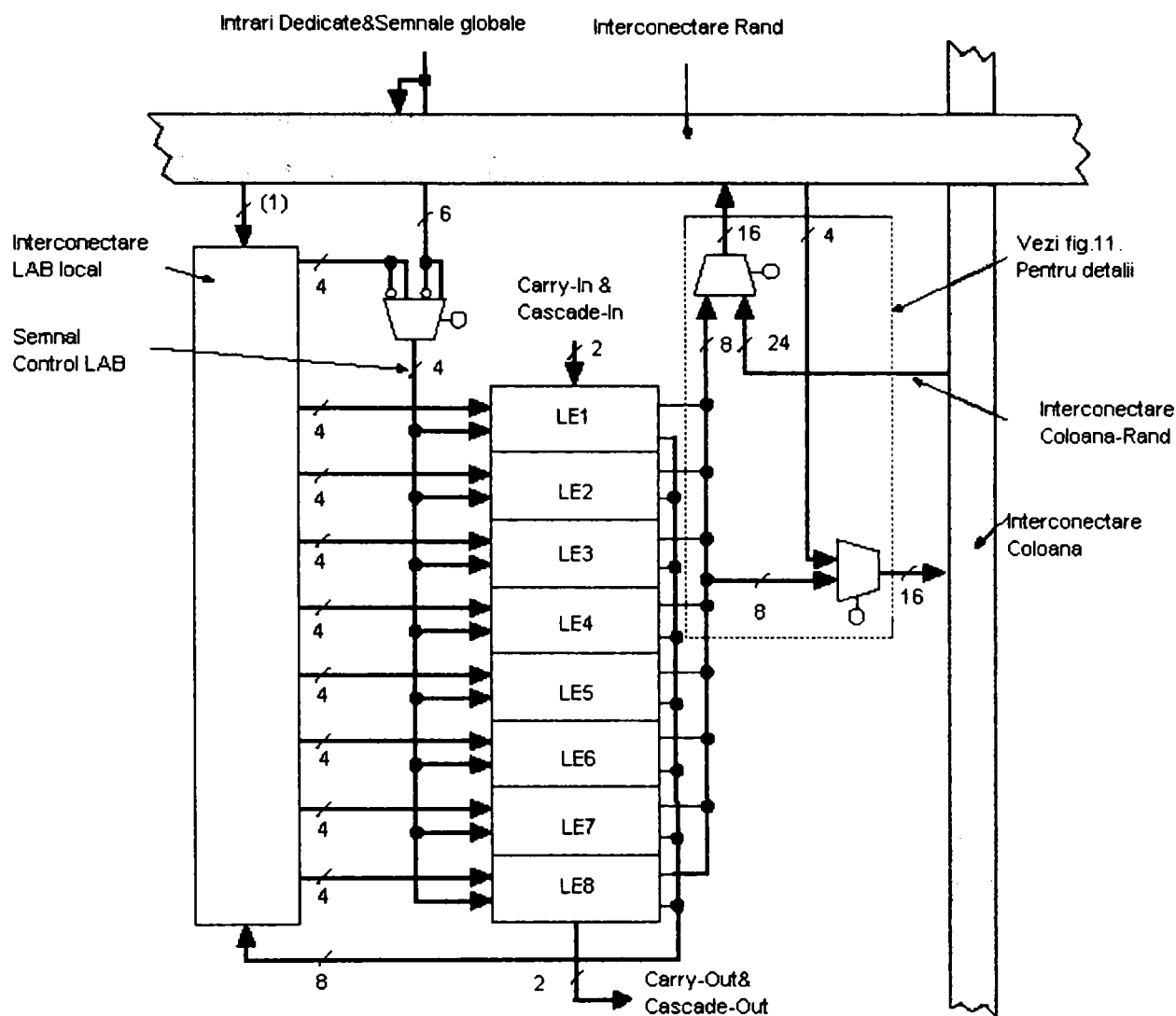


Fig.4.11. Structura LAB

c) Elementul logic (LE) (fig. 4.12)

LE-ul, cea mai mică unitate logică din arhitectura FLEX 10K, are o structură compactă care permite o utilizare eficientă a logicii. Fiecare LE conține un LUT cu 4 intrări, care este un generator de funcții capabil să calculeze rapid orice funcție de patru variabile. În plus, fiecare LE conține un bistabil programabil cu validare sincronă, un lanț pentru propagarea transportului (carry chain) și un lanț de conectare în cascadă (cascada chain). Fiecare LE controlează atât interconectorul local cât și cel rapid "FastTrack".



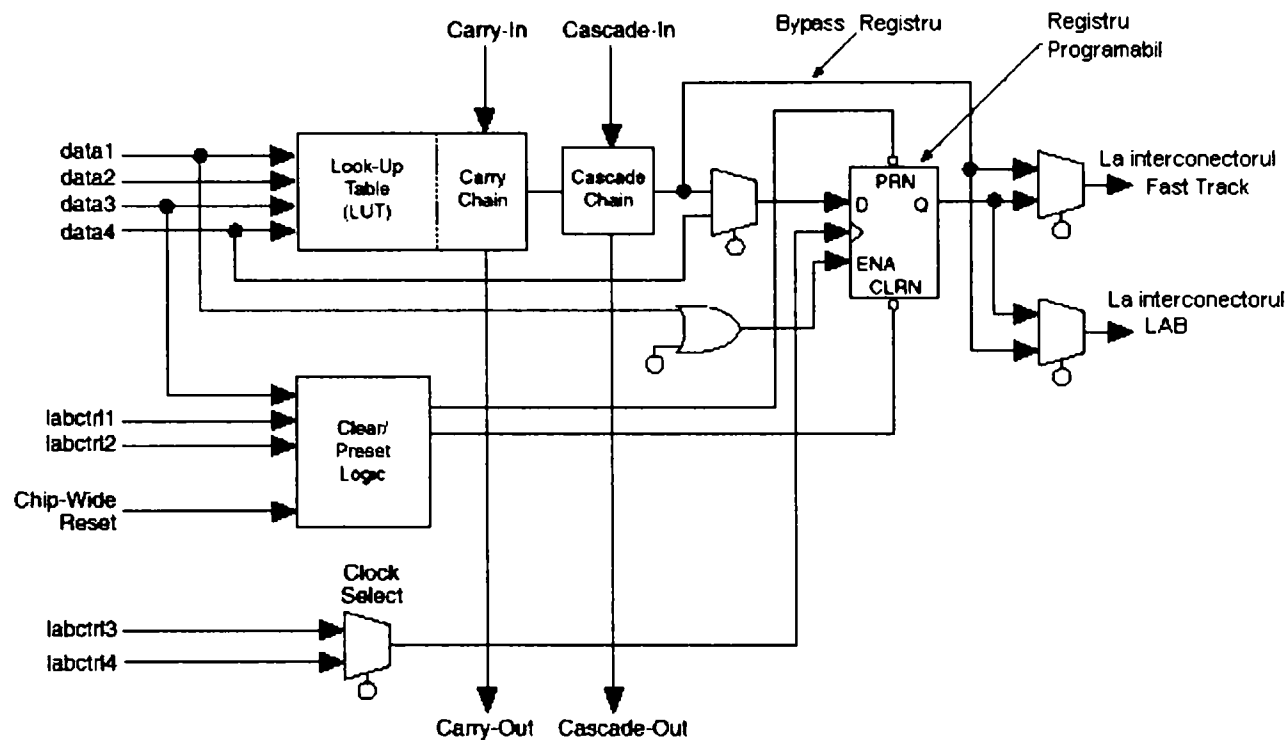


Fig.4.12 Structura elementului logic.

Bistabilul programabil al LE-ului poate fi configurat pentru operații D, T, JK sau SR. Semnalele de tact, ștergere și presetare pentru bistabil pot fi comandate prin semnale globale, pini I/O de uz general sau altă logică internă. Pentru funcțiile combinaționale, bistabilul este inactivat iar ieșirea LUT-ului controlează ieșirea LE-ului.

LE-ul are 2 ieșiri care controlează interconectarea; una controlează interconectorul local iar cealaltă pe cel rapid "FastTrack", fie de linie, fie de coloană. Cele două ieșiri pot fi controlate independent. Spre exemplu, LUT-ul poate controla o ieșire iar registrul pe cealaltă. Această trasătură, numită impachetare a registrului, poate îmbunătăți utilizarea LE-ului deoarece registrul și LUT-ul pot fi folosite pentru funcții necorelate.

Arhitectura FLEX 10K furnizează 2 tipuri de căi de date dedicate de mare viteză care conectează LE-uri adiacente nefolosind căile locale de interconectare: transportul rapid – "carry chain" și conectarea în cascadă – "cascade chain". "Carry chain" suportă numărătoare și sumatoare de mare viteză; "cascade chain" implementează funcții cu număr mare de intrări cu minimum de întâzieri. Cele 2 lanțuri conectează toate LE-urile dintr-un LAB și toate LAB-urile de pe aceeași linie. Folosirea intensivă a lanțurilor poate reduce flexibilitatea rutării. De aceea, folosirea lor trebuie limitată doar la porțiunile critice, din punct de vedere al vitezei, ale proiectului.

"Carry chain" pune la dispoziție o funcție de transport în avans foarte rapidă (până la 0,2 ns) între LE-uri. Semnalul de carry-in provenit de la un bit cu prioritate mai mică trece mai departe într-un bit cu prioritate mai mare prin lanțul carry și ajunge atât în LUT cât și în secțiunea următoare a lanțului carry. Această facilitate permite arhitecturii FLEX 10K să implementeze numărătoare, sumatoare și comparatoare de lățimi arbitrare, foarte rapide, într-un mod eficient.

Logica 'carry chain' poate fi creată automat de compilatoarele Quartus și MAX+PLUS II în timpul procesării proiectului sau manual de către proiectant în timpul editării. "Carry chain" mai mari de 8 LE-uri sunt implementate automat prin crearea

legăturilor dintre LAB-uri. Pentru o adaptare cât mai bună, un “carry chain” lung sare alternativ peste LAB-urile dintr-o linie. Un “carry chain” mai lung de un LAB sare fie peste LAB-urile pare fie peste cele impare. Spre exemplu, ultimul LE din primul LAB dintr-o linie, transportă către primul LE din al treilea LAB.

Cu “*cascade chain*”, arhitectura FLEX 10 K poate implementa funcții care au un fan-in mare. Se pot folosi LUT-uri adiacente pentru a calcula în paralel porțiuni ale funcției; “*Cascade chain*” conectează serial valorile intermediare. “*Cascade chain*” poate folosi un ȘI sau un SAU logic (prin inversia DeMorgan) pentru a conecta ieșirile LE-urilor adiacente. Fiecare LE adițional pune la dispoziție încă 4 intrări la lățimea efectivă a funcției cu o întârziere de 0,7 ns per LE. Logica “*cascade chain*” poate fi creată automat de compilatorul MAX+PLUS II în timpul procesării proiectului sau manual de către proiectant în timpul editării.

Lanțurile de conectare în cascadă mai mari de 8 biți sunt implementate automat prin crearea de legături între câteva LAB-uri. Pentru o rutare mai ușoară, un lant “*cascade chain*” lung sare din două în două LAB-uri într-o linie. Un „*cascade chain*” mai mare de un LAB sare fie peste LAB-urile impare fie peste cele pare din linie (ex. ultimul LE din primul LAB dintr-o cascada în linie se leagă cu primul din al treilea LAB).

#### d) Moduri de operare ale Elementului Logic

LE-ul din FLEX 10K poate opera în următoarele 4 moduri:

- modul normal,
- modul aritmetic,
- modul numărare înainte/înapoi,
- modul numărare cu ștergere.

Fiecare mod folosește resursele LE-ului în mod diferit. În fiecare mod, cele 7 intrări disponibile ale LE-ului - cele 4 intrări de date de la interconectorul local LAB, reacția de la registrul programabil și carry-in și cascade-in de la LE-ul precedent – sunt direcționate către destinații diferite pentru a implementa funcția logică dorită. Trei intrări ale LE-ului furnizează semnalele de tact, ștergere și presetare pentru registrul. Pachetele de soft Quartus și MAX+PLUS II împreună cu funcții parametrizate precum LPM și funcțiile DesignWare, aleg automat modul corespunzător pentru funcții obișnuite precum adunările, contorizările și înmulțirile. Dacă este necesar, designerul poate crea funcții de scop general care folosesc un anumit mod de operare al LE-ului pentru o performanță optimă.

Arhitectura permite un semnal sincron de validare a tactului pentru registrul în toate cele 4 moduri. Pachetele de soft Quartus și MAX+PLUSII pot seta DATA1 pentru a activa sincron registrul, permițând o implementare simplă a proiectelor complet sincrone.

*Modul normal* este potrivit pentru aplicații de logică generală și funcții de decodare extinsă care pot profita de un ‘*cascade chain*’. În modul normal, cele 4 intrări de date ale interconectorului local LAB și carry-in sunt intrări pentru un LUT cu 4 intrări. Ieșirea LUT-ului poate fi combinată cu semnalul de “*cascade-in*” pentru a forma un “*cascade chain*” prin semnalul “*cascade-out*”. Fie registrul, fie LUT-ul pot fi folosite pentru a controla în același timp și interconectorul local și cel rapid “*FastTrack*”.

LUT-ul și registrul din LE pot fi folosiți independent; această trăsătură este cunoscută ca împachetarea registrului. Pentru a permite împachetarea registrului, LE-ul are 2 ieșiri; una comunică cu interconectorul local iar cealaltă cu cel de “*FastTrack*”. Registrul dintr-un LE împachetat poate folosi semnalele de validare tact, ștergere și setare din LE. Într-un LE împachetat, registrul poate comunica cu interconectorul “*FastTrack*”, în timp ce LUT-ul comunică cu interconectorul local sau vice-versa.

*Modul aritmetic:* Oferă 2 LUT-uri cu 3 intrări care sunt ideale pentru implementarea sumatoarelor, acumulatele și comparatoarelor. Un LUT calculează o funcție cu 3 intrări, iar celălalt generează o ieșire de carry. Modul aritmetic suportă de asemenea folosirea simultană a “cascade chain”.

*Modul numărare înainte/înapoi:* Acest mod oferă opțiuni de validare numărare, validare tact, control sincron al sensului de numărare și controlul încărcării datelor. Aceste semnale de control sunt generate de intrările de date de la interconectorul LAB local, de semnalul carry-in și de ieșirea de reacție de la registrul programabil. Sunt folosite 2 LUT-uri cu 3 intrări: unul generează datele de numărare iar celălalt generează bitul rapid de carry. Un multiplexor 2:1 permite încărcarea sincronă. Datele pot fi de asemenea încărcate asincron cu semnalele de control stergere și presetare ale registrului, fără a utiliza resursele LUT.

*Modul numărător cu ștergere:* Este similar modului numărare înainte/înapoi, dar suportă o ștergere asincronă. În modul numărare înainte/înapoi funcția clear este înlocuită cu semnalul cascade in. Sunt folosite 2 LUT-uri cu 3 intrări: unul generează datele numărătorului iar celălalt generează bitul rapid de carry. Încărcarea sincronă este realizată cu ajutorul unui multiplexor 2:1. Ieșirea acestui multiplexor este supusă unui ȘI logic cu semnalul sincron de ștergere (clear).

e) Interconectorul “FastTrack” (fig. 4.13)

În arhitectura FLEX 10K, conexiunile dintre LE-uri și pinii de I/O ai dispozitivului sunt disponibile prin interconectorul FastTrack, care reprezintă o serie de canale de rutare continue verticale și orizontale care traversează dispozitivul. Aceasta structură globală de rutare dă naștere unei performanțe predictibile chiar și în designuri complexe. În contrast, rutarea segmentată din FPGA-uri necesită matrici de comutare pentru conectarea unui număr variabil de căi de rutare, mărind astfel întârzierile dintre resursele logice și reducând performanța.

Interconectorul FastTrack este alcătuit din canale de interconectare pe linie și coloană care se află pe întreaga suprafață a dispozitivului. Fiecare rând de LAB-uri este deservit de un rând de interconectori dedicați. Rândul de interconectoare poate primi date de la pinii de I/O și poate deservi alte LAB-uri din dispozitiv. Interconectoarele de pe coloană routează semnale între rânduri și pot comanda pinii de I/O.

Fiecare coloană de LAB-uri este deservită de un interconector coloană dedicat. Interconectorul coloană poate comanda pinii de I/O sau interconectorul unei alte linii pentru a ruta semnalul către alte LAB-uri din dispozitiv. Un semnal de la interconectorul coloană, care poate fi fie ieșirea unui LE, fie intrarea de la un pin I/O, trebuie routat către interconectorul linie înainte ca el să poată intra într-un LAB sau EAB. Fiecare canal linie care este controlat de un IOE sau EAB poate comanda un anumit canal coloană.

Accesul la canale linie și coloană poate fi comutat între LE-uri din perechi adiacente de LAB-uri. Spre exemplu, un LE dintr-un LAB poate comunica cu canalele linie și coloană pe care le deservește în mod normal un anumit LE din LAB-ul adiacent de pe aceeași linie și vice-versa. Această flexibilitate de rutare dă posibilitatea utilizării mai eficiente a resurselor de rutare.

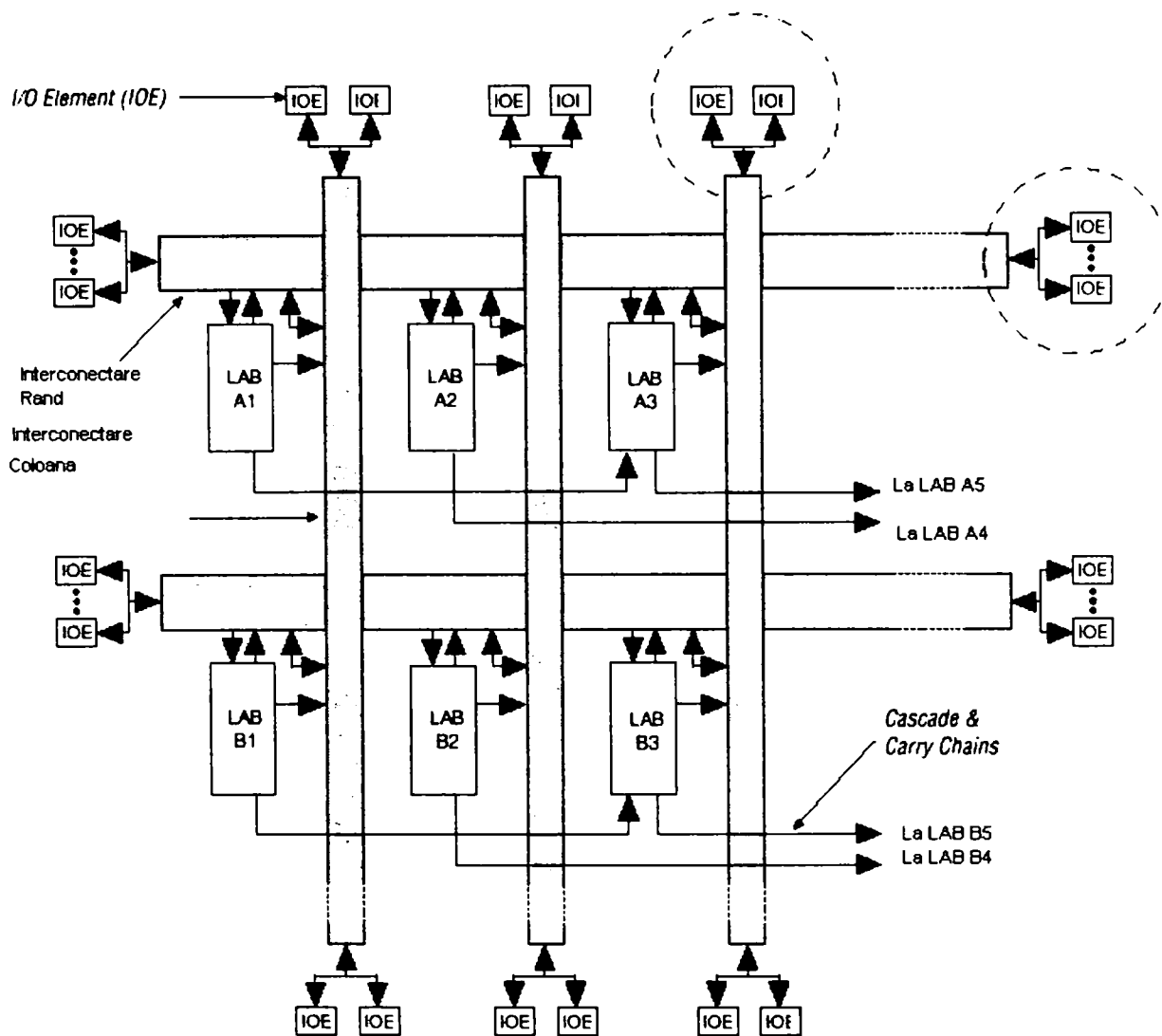


Fig.4.13 Conectorul rapid „Fast Track” - structura.

Pentru îmbunătățirea rutării interconectorul linie este realizat dintr-o combinație de canale pe întreaga lungime a dispozitivului sau pe jumătate din aceasta. Canalele de lungime întreagă se conectează la toate LAB-urile dintr-un rând; canalele de jumătate de lungime se conectează la LAB-uri de pe o jumătate de linie. EAB-ul poate fi deservit de către canalele de jumătate de lungime în jumătatea stânga a rândului și de canalele de lungime întreagă. EAB-ul comunică cu canalele de lungime întreagă. Pe lângă faptul că se poate prezice o interconectare de-a lungul liniei, această arhitectură crește resursele de routare. Două LAB-uri vecine pot fi conectate folosind un canal de jumătate de linie, economisind deci cealaltă jumătate a canalului pentru cealaltă jumătate a rândului.

Pe lângă pinii de I/O de uz general, dispozitivele FLEX 10K au șase pini de intrare dedicați care permit o distribuire de semnal cu deformări minime pe toată suprafața dispozitivului. Aceste 6 intrări pot fi folosite pentru semnale de control tact global, clear, preset, validare ieșire pentru periferice și validare de tact. Aceste semnale sunt disponibile ca semnale de control pentru toate LAB-urile și IOE-urile din dispozitiv.

Intrările dedicate pot fi de asemenea folosite ca intrări de date de uz general deoarece ele pot deservi interconectorul local al fiecărui LAB din dispozitiv. Totuși, folosirea intrărilor dedicate ca intrări de date poate introduce întârzieri suplimentare în rețeaua semnalelor de

control. Figura 4.13 arată interconectarea de LAB-uri și EAB-uri adiacente cu interconectori locali, coloană și linie, precum și lanțurile cascade și carry asociate. Fiecare LAB este etichetat conform locației sale: o literă reprezintă linia, iar un număr reprezintă coloana.

*f) Elementul I/O (fig. 4.14)*

Un element de intrare ieșire (Input/Output Element - IOE) conține un buffer I/O bidirecțional și un registru care poate fi folosit fie ca un registru de intrare pentru date externe care cer un timp scurt de setare, fie ca un registru pentru date care cer o tranziție rapidă tact – ieșire. În unele cazuri, folosirea unui registru LE ca registru de intrare va avea ca rezultat un timp de setare mai scurt decât în cazul folosirii unui registru IOE. IOE-urile pot fi folosite ca pini de intrare, ieșire sau bidirecționali.

Compilatoarele Quartus și MAX+PLUS II folosesc, unde este cazul, opțiunea programabilă de inversare, pentru a inversa automat semnale de la interconectorul linie și coloana. Figura 4.14 arată o diagrama bloc a IOE.

Fiecare IOE selectează semnalele de tact, clear, validare tact și validare ieșire dintr-o rețea de semnale de control I/O denumită magistrală de control periferic. Aceasta folosește drivere rapide pentru a minimiza distorsionarea semnalelor la propagarea prin dispozitiv; ea furnizează 12 semnale periferice de control care pot fi alocate după cum urmează:

- maxim 8 semnale pentru validarea ieșirii
- maxim 6 semnale pentru validarea tactului
- maxim 2 semnale de tact
- maxim 2 semnale de ștergere.

Dacă sunt necesare mai mult de 6 semnale pentru validarea tactului sau mai mult de 8 semnale pentru validarea ieșirii fiecare IOE de pe dispozitiv poate fi controlat de semnalele de validare tact și validare ieșire comandate de LE-uri. În plus față de cele două semnale de tact disponibile pe magistrala de control periferic, fiecare IOE poate folosi unul dintre cei doi pini dedicați de tact.

Fiecare semnal de control periferic poate fi comandat de oricare dintre pinii de intrare dedicați sau de primul LE al fiecărui LAB dintr-un rând. În plus un LE dintr-un rând oarecare poate comanda un interconector coloană care face ca un interconector linie să comande semnalul de control periferic. Resetul global resetează toate registrele IOE și suprascrive toate celelalte semnale de control.

Semnalele de pe magistrala de control periferic pot comanda de asemenea patru semnale globale notate GLOBAL0 – GLOBAL4. Semnalele generate intern pot comanda semnalele globale furnizând aceleași caracteristici de întârziere și distorsiune minimă pentru un semnal generat intern ca și pentru un semnal comandat de o intrare. Această caracteristică este ideală pentru semnalele de tact sau ștergere, cu un fan-out ridicat, generate intern.

Când un semnal global este comandat de logica internă, pinul de intrare dedicat care comandă acest semnal global nu poate fi folosit. Pinul de intrare dedicat trebuie comandat într-o stare logică definită și nu i se va permite să floteze. Când pinul global de validare a ieșirii este ținut în starea LOW, el va pune toți pinii dispozitivului în înaltă impedanță. În plus registrele din IOE pot fi resetate ținând pinul de reset global în starea LOW.

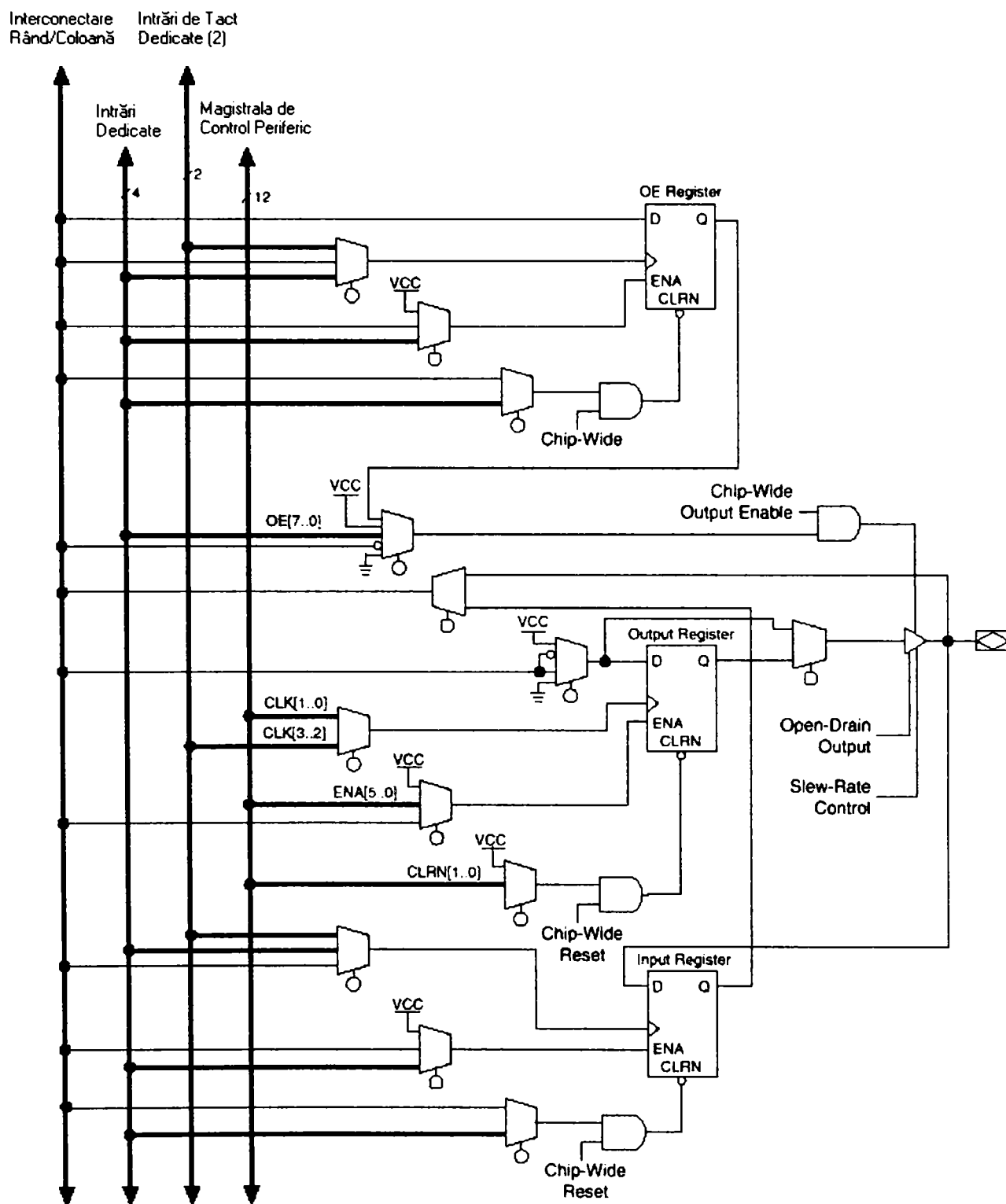


Fig.4.14 Elementul de Intrare- Ieșire (IOE)

#### 4.2.2. Comparatorul de fază

Soluția pentru comparatorul de fază s-a ales pornind de la structura unui circuit PLL dedicat 74HCT4046 produs de Texas Instruments. În structura acestui circuit sunt implementate trei comparatoare de fază care vor fi prezentate în continuare – figura 4.15.

Cap. 4. - Realizarea blocurilor electronice cu pondere importantă în obținerea unui sistem performant. Rezultate experimentale

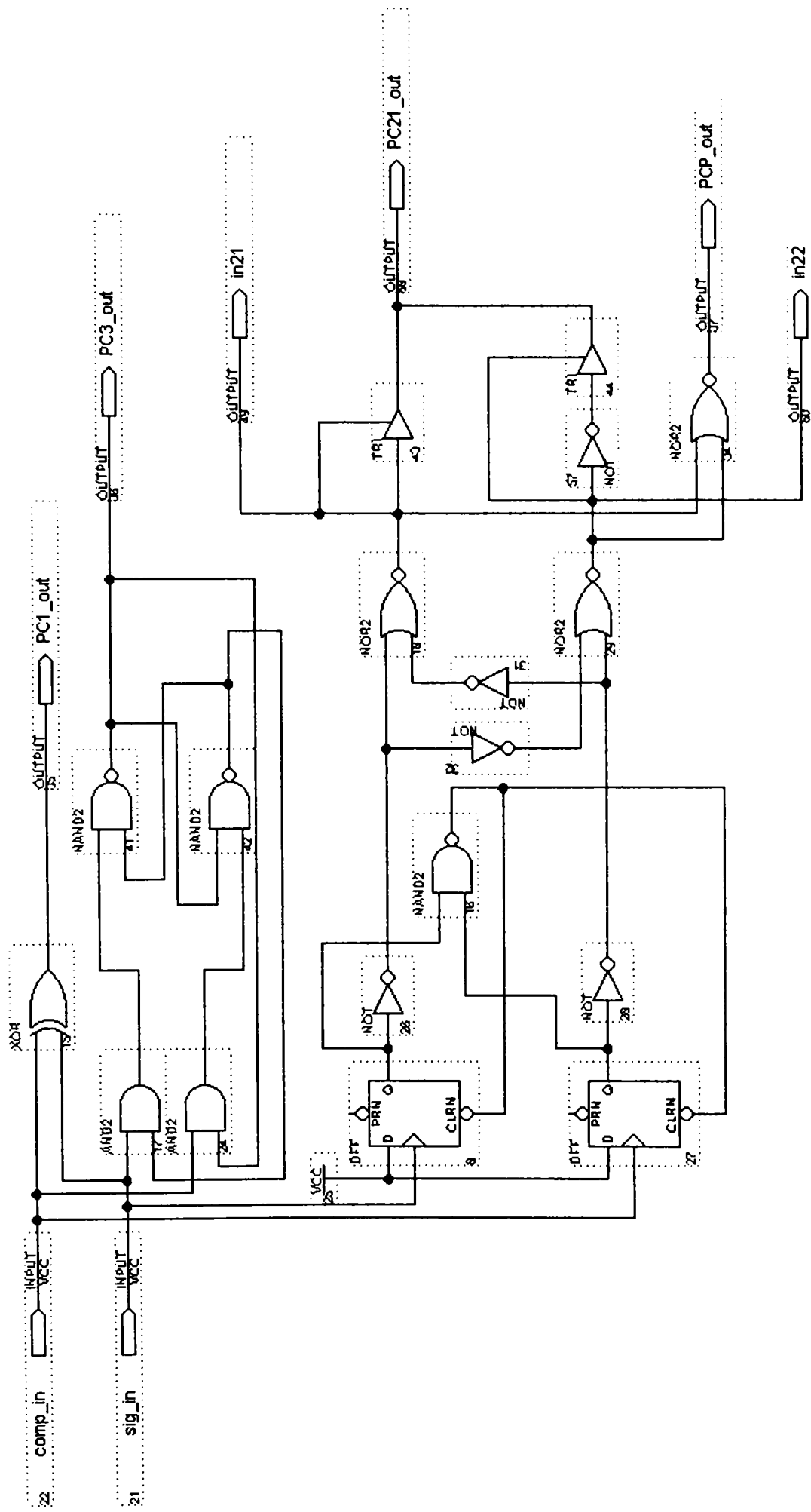


Fig.4.15 Structura comparatoarelor de fază

Comparatorul de fază 1 (PC1) este alcătuit dintr-o rețea de porți SAU-EXCLUSIV. Semnalele de intrare  $SIG_{IN}$  și  $COMP_{IN}$ , trebuie să aibă un factor de umplere de 50% pentru a obține nivelul maxim de calare. Caracteristica de transfer a PC1, presupunând că oscilația ( $f_r=2f_i$ ) este amortizată, este:

$$V_{DEMOUT} = (V_{CC}/\pi)(\Phi_{SIG_{IN}} - \Phi_{COMP_{IN}})$$

unde  $V_{DEMOUT}$  este ieșirea comparatorului PC1;  $V_{DEMOUT}=V_{PC1OUT}$  prin filtrul trece-jos

Tensiunea de ieșire medie de la PC1, care trece la intrarea OCT prin filtrul trece-jos este văzută la ieșirea demodulatorului ( $V_{DEMOUT}$ ) și este rezultatul diferențelor de fază ale semnalelor ( $SIG_{IN}$ ) și ( $COMP_{IN}$ ) așa cum se arată în figura 4.16. Valoarea medie este egală cu  $1/2 V_{CC}$  când nu avem semnal sau zgomot la  $SIG_{IN}$ , iar cu acest nivel la intrare OCT oscilează la frecvența centrală ( $f_0$ ). Formele de undă specifice pentru PC1 cu bucla calată pe  $f_0$  sunt arătate în figura 4.17.

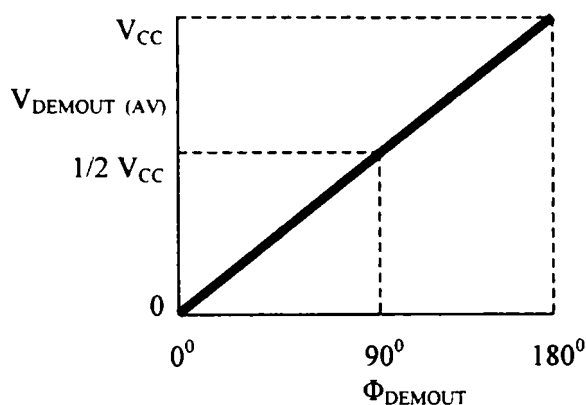


Fig.4.16. Comparatorul de fază 1: Tensiunea medie de ieșire funcție de diferența de fază la intrare

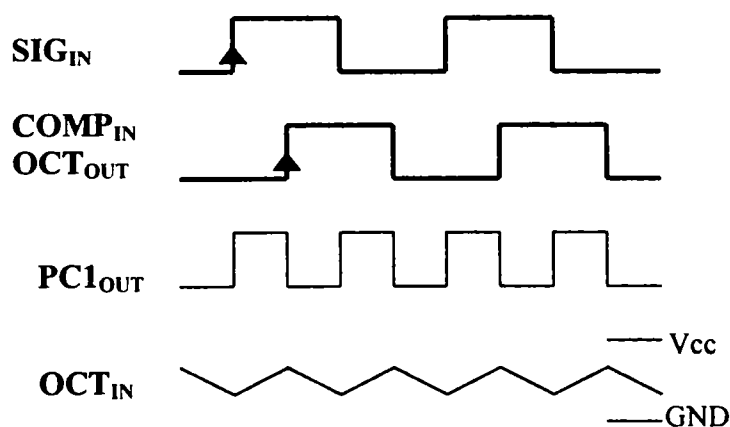


Fig.4.17. Formele de undă specifice pentru o buclă PLL care folosește comparatorul PC1

Domeniul frecvenței de captură ( $2f_c$ ) este definit ca domeniul de frecvență al semnalelor de intrare pe care bucla PLL va fi calată dacă aceasta a fost inițial necalată. Domeniul frecvenței de urmărire ( $2f_L$ ) este definit ca domeniul de frecvență a semnalelor de



intrare pe care bucla va sta calată dacă ea a fost inițial calată. Domeniul de captură este mai mic sau egal cu domeniul de urmărire (calare). Dacă se folosește comparatorul PC1 domeniul de captură depinde de caracteristicile filtrului trece-jos și poate fi extins până la limitele domeniului de calare. Această configurație păstrează calarea chiar și pentru semnale de intrare zgomotoase. O comportare tipică a acestui comparator de fază este că se poate cala pe frecvențe de intrare apropiate de armonicile frecvenței centrale a oscilatorului comandat în tensiune OCT.

*Comparatorul de fază 2 (PC2)* este un detector de fază și de frecvență declanșat pe frontul pozitiv. Când bucla PLL folosește acest comparator, bucla este controlată de tranzițiile pozitive ale semnalelor iar factorii de umplere ai semnalelor de intrare  $SIG_{IN}$  și  $COMP_{IN}$  nu mai sunt importanți. PC2 cuprinde două bistabile de tip D, porți de control și un etaj de ieșire cu trei stări. Circuitul funcționează ca un numărător în ambele sensuri (fig. 4.15) unde  $SIG_{IN}$  determină o numărare „înainte” iar  $COMP_{IN}$  o numărare „înapoi”.

Funcția de transfer a PC2, presupunând că oscilația ( $f_r=f_i$ ) este amortizată, este:

$$V_{DEMOUT} = (V_{CC}/4\pi) (\Phi_{SIG_{IN}} - \Phi_{COMP_{IN}})$$

unde  $V_{DEMOUT}$  este ieșirea demodulatorului;  $V_{DEMOUT} = V_{PC2OUT}$  (prin filtrul trece-jos).

Câștigul comparatorului de fază este:

$$K_p = \frac{V_{CC}}{4\pi} \left( \frac{V}{r} \right)$$

Tensiunea medie de ieșire la PC2 este rezultatul diferenței de fază între semnalele  $SIG_{IN}$  și  $COMP_{IN}$  cum se arată în figura 4.18. Formele de undă tipice pentru PC2 cu bucla calată pe  $f_0$  sunt arătate în figura 4.19.

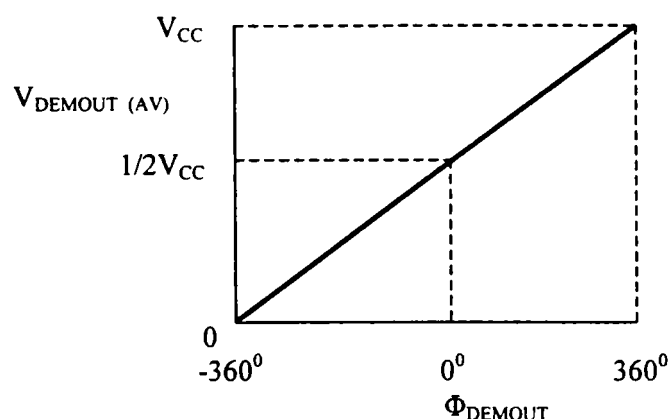


Fig.4.18. Comparatorul de fază 2: Tensiunea medie de ieșire funcție de Diferența de fază la intrare

Când frecvențele de la  $SIG_{IN}$  și  $COMP_{IN}$  sunt egale, dar  $SIG_{IN}$  este defazat în avans față de  $COMP_{IN}$ , driverul de tip p de la ieșirea  $PC2OUT$  este ținut „ON” pentru un timp care corespunde cu diferența de fază ( $\phi_{DEMOUT}$ ). Când  $SIG_{IN}$  este în urmă față de  $COMP_{IN}$ , driverul de tip n este ținut „ON”.

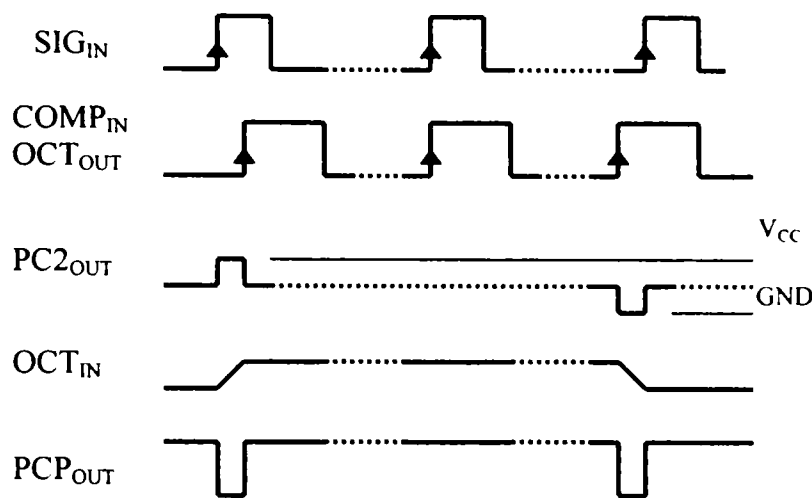


Fig.4.19 Formele de undă specifice pentru o buclă PLL care folosește comparatorul PC2

Când frecvența lui  $SIG_{IN}$  este mai mare decât a lui  $COMP_{IN}$ , driverul de ieșire de tip „p” este ținut „ON” pentru o mare parte din perioada semnalului de intrare, iar pentru perioada rămasă ambele drivere de tip „n” și „p” sunt „OFF” (three-state). Dacă frecvența lui  $SIG_{IN}$  este mai mică decât a lui  $COMP_{IN}$  atunci driverul de tip „n” este ținut „ON” pentru o mare parte din perioadă. Ulterior, tensiunea la condensatorul filtrului trece-jos conectat la  $PC2_{OUT}$  variază până când intrările de semnal și comparator sunt egale atât în fază cât și în frecvență.

La acest punct stabil tensiunea la ieșirea filtrului rămâne constantă atât cât ieșirea PC2 este în „three-state” și intrarea OCT este high-impedance. De asemenea, în aceste condiții semnalul la ieșirea în impulsuri a comparatorului de fază ( $PCP_{OUT}$ ) este un nivel HIGH și poate fi folosit pentru a indica o condiție de calare.

Astfel, pentru PC2, nu există diferență de fază între  $SIG_{IN}$  și  $COMP_{IN}$  în întregul interval de frecvență a lui OCT. Pe lângă aceasta, disiparea de putere datorită filtrului trece-jos este redusă deoarece ambele drivere de tip n și p sunt „OFF” pentru o mare parte din perioada semnalului de intrare. Ar trebui reținut că domeniul de calare a buclei PLL pentru acest tip de comparator de fază este egal cu domeniul de captură și este independent de filtrul trece-jos. În lipsa unui semnal de intrare la  $SIG_{IN}$ , OCT se ajustează prin PC2 la frecvența sa cea mai joasă.

*Comparatorul de fază 3 (PC3)* este detector de fază secvențial care folosește un bistabil de tip RS. Când PLL-ul utilizează acest comparator bucla este controlată de tranziții pozitive ale semnalului, iar factorii de umplere ai semnalelor  $SIG_{IN}$  și  $COMP_{IN}$  nu sunt importanți. Caracteristica de transfer PC3, considerând că oscilația ( $f_r=f_i$ ) este amortizată, este:

$$V_{DEMOUT}=(V_{CC}/2p)(\Phi_{SIG_{IN}}-\Phi_{COMP_{IN}})$$

unde  $V_{DEMOUT}$  este ieșirea demodulatorului;  $V_{DEMOUT}=V_{PC3OUT}$  (prin filtrul trece-jos).

Câștigul comparatorului de fază este:

$$K_p = \frac{V_{cc}}{2\pi} \left( \frac{V}{r} \right)$$

Tensiunea medie de ieșire la PC3, livrată la OCT prin filtrul trece-jos și văzută la demodulator ( $V_{DEMOUT}$ ) este rezultatul diferenței fazelor semnalelor  $SIG_{IN}$  și  $COMP_{IN}$  așa cum arată figura 4.20. Formele de undă caracteristice pentru PC3 cu bucla calată pe  $f_0$  sunt arătate în figura 4.21.

Caracteristica de răspuns fază-ieșire a lui PC3 (figura 4.20) diferă de cea a lui PC2 prin faptul că unghiul de fază dintre  $SIG_{IN}$  și  $COMP_{IN}$  variază între  $0^0$  și  $360^0$  iar  $180^0$  este frecvența centrală. De asemenea PC3 dă o excursie mai mare a tensiunii decât PC2 pentru aceeași diferență de fază la intrare, dar ca o consecință perturbația semnalului de intrare în OCT este mai mare.

Domeniile de captură și de calare pentru acest tip de comparator de fază sunt dependente de filtrul trece jos. Fără semnal la intrarea  $SIG_{IN}$ , OCT se ajustează, prin PC3 la frecvența lui cea mai mare.

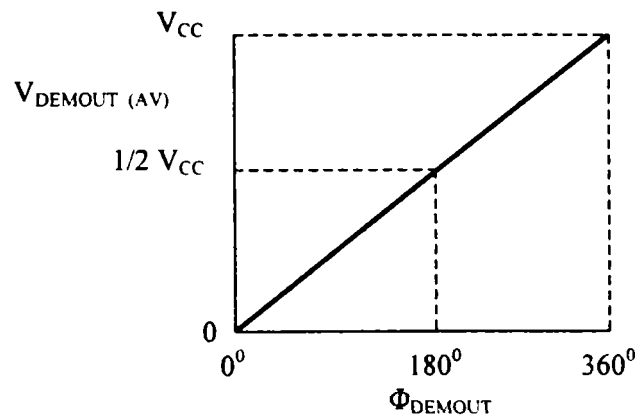


Fig.4.20. Comparatorul de fază 3: Tensiunea medie de ieșire funcție de diferența de fază la intrare

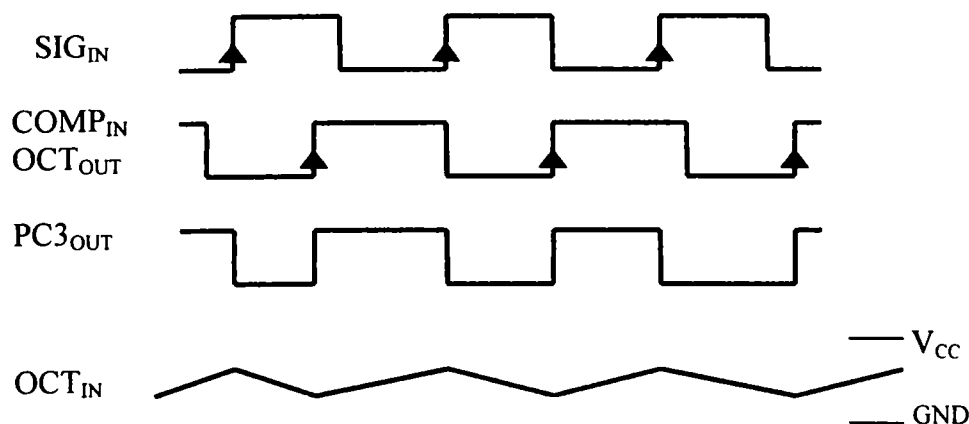


Fig. 4.21. Formele de undă specifice pentru o buclă PLL care folosește comparatorul PC3

### 4.2.3. Divizoarele de frecvență

Cele două divizoare de frecvență sunt în esență niște numărătoare presetabile cu autoîncărcare ale căror ieșiri comandă intrările comparatorului de fază. Frecvența de referință și valoarea celor doi factori de divizare fixează valoarea frecvenței generate în conformitate cu relația de mai sus. Pentru implementarea acestor divizoare s-a folosit funcția numărător (LPM\_Counter) din biblioteca de funcții parametrizabile furnizată de programul MAX PLUS II.

Folosirea acestor funcții parametrice asigură implementarea optimă a structurii dorite și lasă la latitudinea utilizatorului posibilitatea de a dimensiona structura logică și de a-i fixa parametrii: numărul de biți, de date, sensul de numărare etc. În figura 4.22. se indică schema divizorului implementat cu mega-funcții.

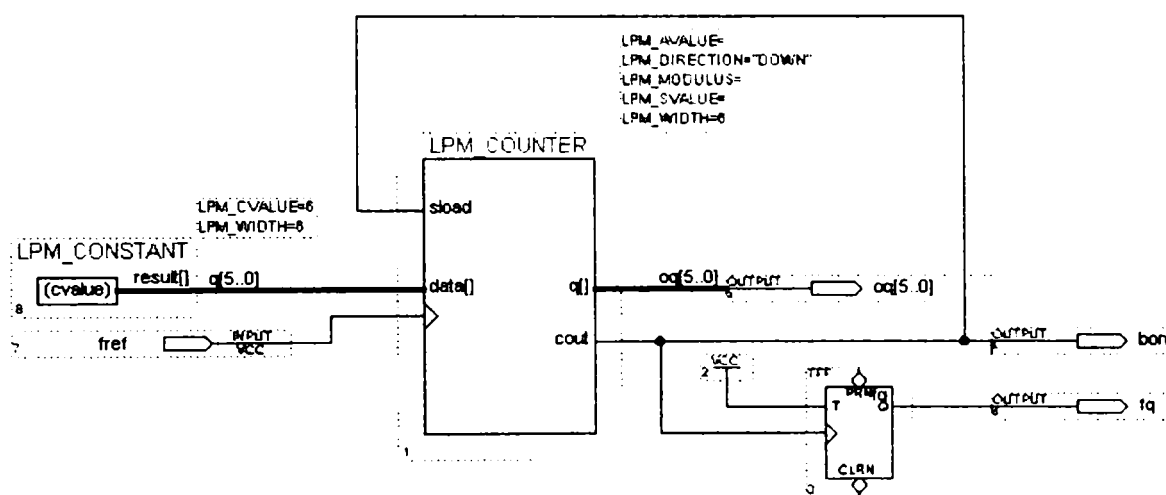


Fig 4.22. Divizorul de frecvență

### 4.2.4. Soluția implementată în dispozitivul FLEX 10K

Designul ce cuprinde secțiunea digitală a buclei PLL implementată în dispozitivul FLEX 10K este prezentat în figura 4.23.

Verificarea soluției alese s-a făcut prin simulare, pentru cazurile în care frecvența de referință este mai mare, respectiv mai mică decât frecvența de ieșire a OCT și pentru situația când bucla este calată. Pentru toate cele trei situații diagramele prezentate în figurile 4.24 – 4.26. indică funcționarea corectă a celor trei comparatoare de fază.

Cap. 4. - Realizarea blocurilor electronice cu pondere importantă în obținerea unui sistem performant. Rezultate experimentale

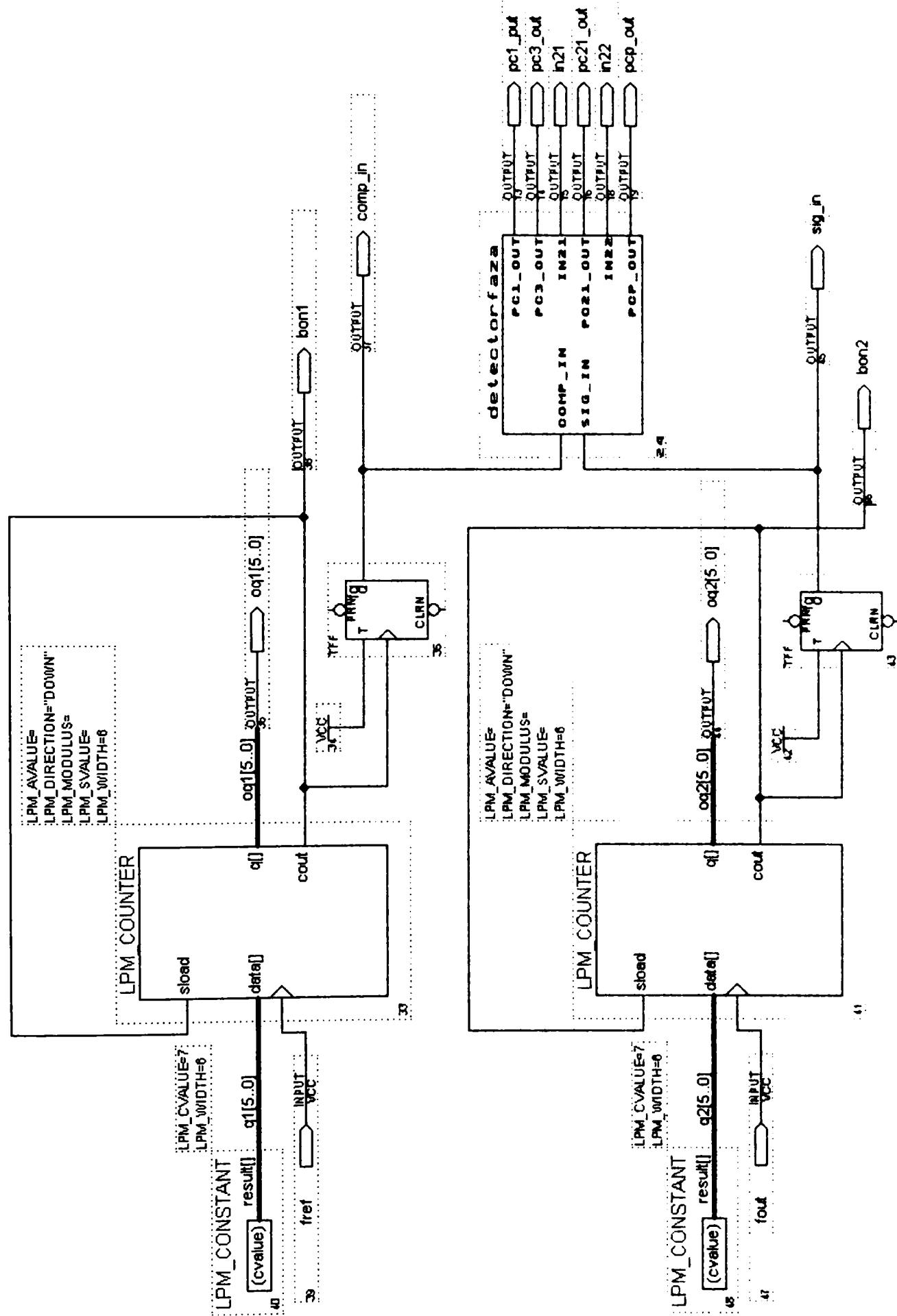


Fig.4.23. Schema secțiunii digitale a buclei PLL

Cap. 4. - Realizarea blocurilor electronice cu pondere importantă în obținerea unui sistem performant. Rezultate experimentale

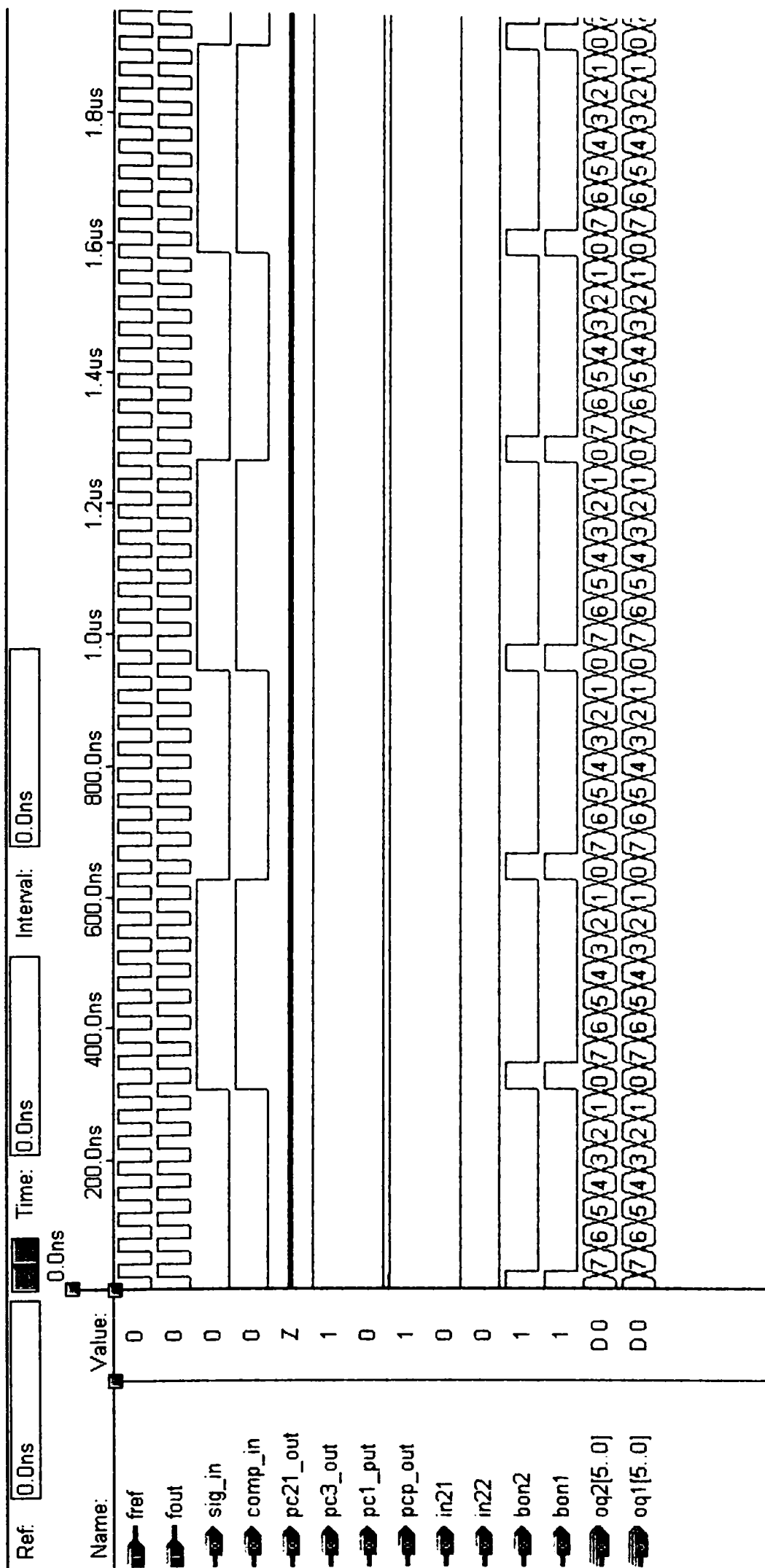


Fig.4.24. Diagramă de funcționare când frecvența de referință este mai mare decât frecvența de referință a OCT

Cap. 4. - Realizarea blocurilor electronice cu pondere importantă în obținerea unui sistem performant. **Rezultate experimentale**

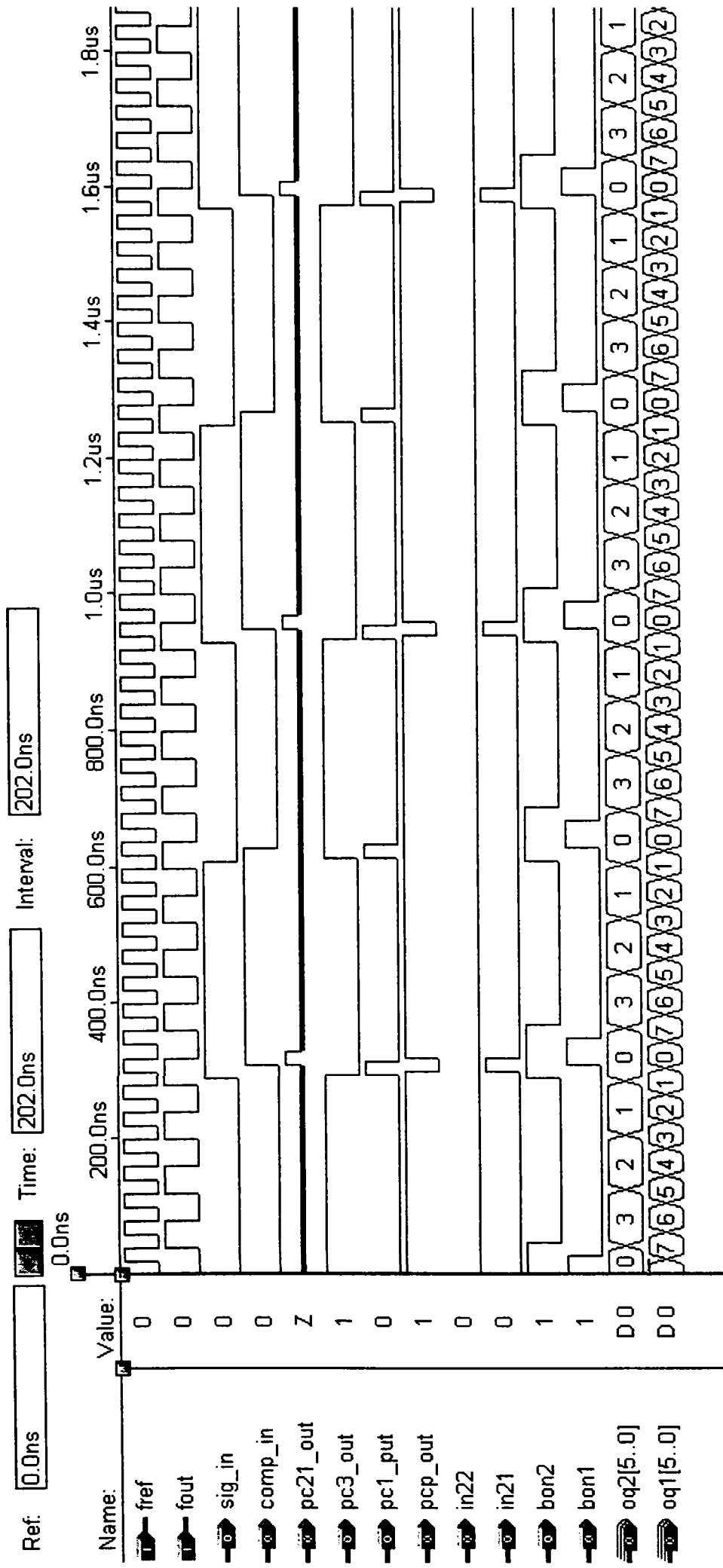


Fig.4.25 Diagramă de funcționare când frecvența de referință este mai mică decât frecvența de referință a OCT

Cap. 4. - Realizarea blocurilor electronice cu pondere importantă în obținerea unui sistem performant. Rezultate experimentare

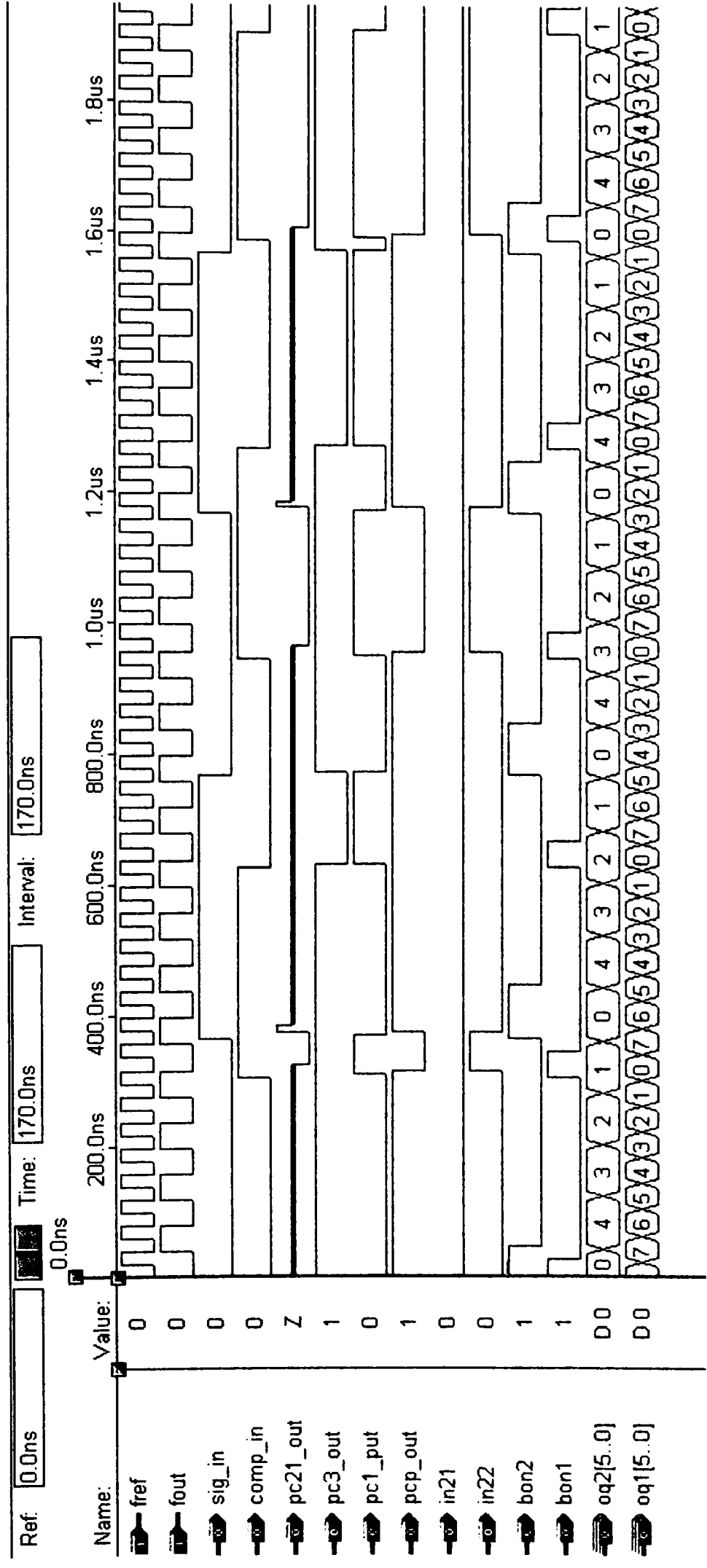


Fig.4.26. Diagrama de funcționare când bucla este calată



### CAP. 4.3. FILTRU DIPLEXOR

Funcționarea în regim duplex a sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ înseamnă că, atât emisia cât și recepția se face prin aceeași antenă. Apare necesitatea separării benzii de emisie de banda de recepție și aceasta se face cu un *filtru diplexor*.

#### 4.3.1 Considerații generale

Separarea benzii de frecvență de emisie față de cea de recepție se obține cuplând în paralel sau în serie două filtre complementare, unul trece-jos, FTJ, și unul trece-sus, FTS. Conectarea paralelă sau serie a acestora este însoțită de măsuri corespunzătoare pentru a nu se perturba reciproc. Această combinație de filtre complementare se numește *filtru diplexor* sau *filtru direcțional*.

Pentru a stabili dacă filtrele complementare se conectează în paralel sau în serie se ia în considerare sistemul duplex din echipamentul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ din figura 4.27.

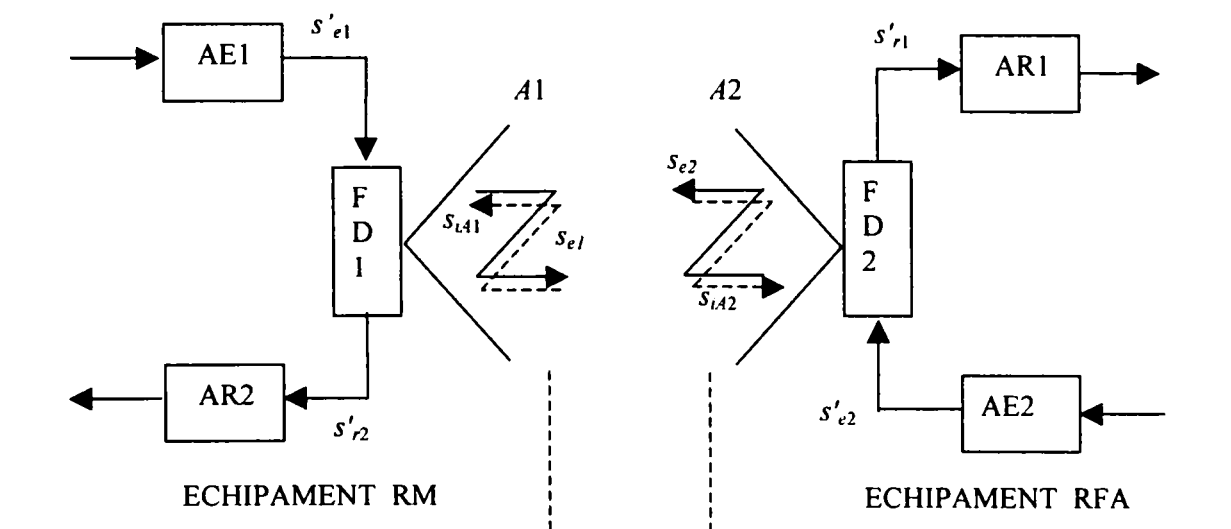


Fig. 4.27. Sistemul duplex la echipamentul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ

Pe referențialul mobil RM, de la amplificatorul AE1 se atacă filtrul FTJ pe un port de intrare iar semnalul de frecvență purtătoare  $f_1$ ,  $s_{e1}$ , este radiat de antena A1, conectată la portul de ieșire al FTJ. În același timp, antena A1 recepționează semnalul  $s_{iA1}$  de frecvență purtătoare  $f_2$  și prin portul de intrare al filtrului FTS dă semnal la amplificatorul receptor AR2 conectat la portul de ieșire al FTS.

Pe referențialul fix activ, antena A2 captează semnalul  $s_{iA2}$  de frecvență purtătoare  $f_1$  și prin portul de intrare al filtrului FTJ atacă amplificatorul receptor AR1 conectat la portul de ieșire al filtrului. În același timp, de la amplificatorul AE2, FTS, prin portul de intrare, primește semnalul  $s'_{e2}$  de frecvență purtătoare  $f_2$  și prin portul de ieșire transmite semnalul la antena A2 care îl radiază în atmosferă ca semnalul  $s_{e2}$ .

Din modul de funcționare arătat mai sus, rezultă că antena este punctul comun pentru cele două filtre complementare și *modul de conectare paralel* este cel care corespunde cel mai

bine funcționării reale a sistemului duplex în echipamentul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ.

Înainte de a alege tipurile de filtre FTJ și FTS este necesar a se introduce noțiunile de bază pentru înțelegerea filtrelor și anume modul de notare a mărimilor componente și specificațiile de atenuare pentru filtrele trece-jos, trece-sus și trece-bandă.

Pentru simplificarea calculelor toate cantitățile fizice, cu dimensiuni, *se normalizează* în raport cu cantitățile de referință alese astfel încât valorile numerice care rezultă să fie fără dimensiuni și centrate, pe cât posibil, în jurul unității. Alegând ca frecvență de referință frecvența  $f_0$  în [Hz] și rezistențe de referință  $R_0$  în [ $\Omega$ ] se pot deduce următoarele mărimi de referință.

- timpul de referință în secunde [s]

$$t_0 = \frac{1}{2\pi f_0} = \frac{1}{\omega_0} \quad (4.15.a)$$

- inductivitate de referință în Henry [H]

$$L_0 = \frac{R}{2\pi f_0} \quad (4.15.b)$$

- capacitatea de referință în Farad [F]

$$C_0 = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \quad (4.15.c)$$

În felul acesta se obțin valorile normate pentru:

$$\text{frecvență} \quad f = \frac{f}{f_0} \quad (4.16.a)$$

$$\text{timp} \quad t = \frac{t}{t_0} \quad (4.16.b)$$

$$\text{timpul de grup} \quad \tau = \frac{\tau}{t_0} \quad (4.16.c)$$

$$\text{rezistență} \quad r = \frac{R}{R_0} \quad (4.16.d)$$

$$\text{inductivitate} \quad l = \frac{L}{L_0} \quad (4.16.e)$$

$$\text{capacitate} \quad c = \frac{C}{C_0} \quad (4.16.f)$$

Proiectarea filtrelor începe ținând cont de datele inițiale, respectiv, cele referitoare la frecvențele și rezistențele de închidere pe porturi și normarea acestora. După terminarea calculelor trebuie stabilite valorile elementelor fizice ale componentelor filtrelor și această operație se numește *denormare*. În denormare se calculează mai întâi rezistența nominală  $R_0$  și frecvența nominală  $f_0$  ca elemente de referință. Pe baza acestor date se calculează cu relațiile (4.15)  $t_0$ ,  $L_0$  și  $C_0$  și folosind relațiile (4.16) se determină valorile componentelor  $f$ ,  $t$ ,  $\tau$ ,  $r$ ,  $l$  și  $c$ .

De regulă, se normalizează și funcția de transmisie de bază a filtrului trece-jos FTJ [87]:

$$H(s) = C_H \cdot \frac{\prod_{i=1}^n (s - s_i)}{\prod_{j=1}^m (s - s_j)} \quad (4.17)$$

Dacă se dorește ca pentru  $\omega_N = 0$ , respectiv  $s = 0$ , valoarea lui  $H$  să fie egală cu unitatea atunci rezultă:

$$H(0) = C_H \frac{\prod_{i=1}^n (-s_i)}{\prod_{j=1}^m (-s_{\infty j})} \quad (4.18)$$

și valoarea normalată a funcției de transfer a FTJ rezultă

$$H_N = \frac{H(s)}{H(0)} = \frac{\prod_{i=1}^n \left(1 - \frac{s}{s_i}\right)}{\prod_{j=1}^m \left(1 - \frac{s}{s_{\infty j}}\right)} \quad (4.19)$$

După modul în care este dispusă banda de trecere a filtrelor, acestea se împart în patru tipuri: filtre trece-jos FTJ, filtre trece-sus FTS, filtre trece-bandă FTB și filtre blocare bandă FBB.

#### 4.3.2. Filtru diplexor cu structură paralelă formată dintr-un filtru trece-jos și un filtru trece-sus

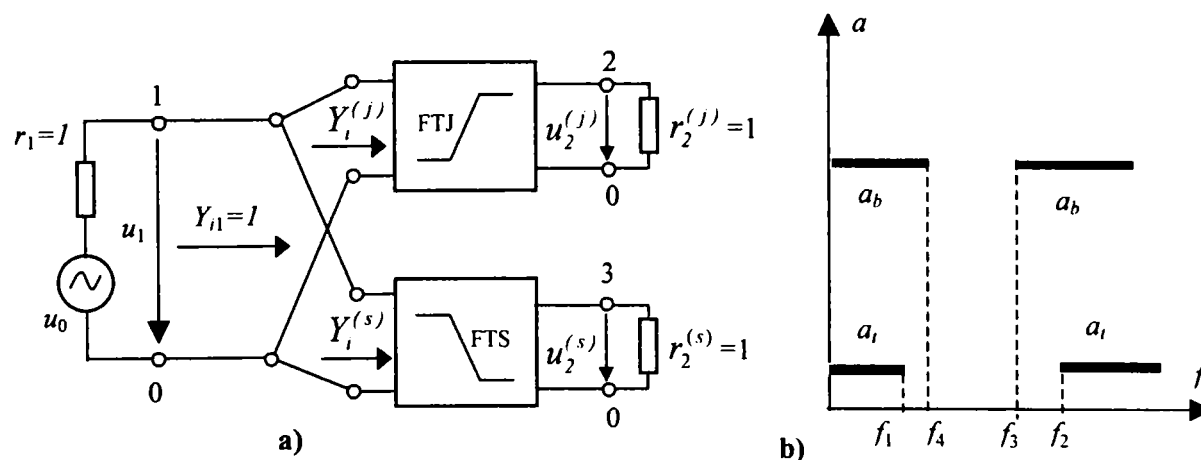


Fig. 4.28. Filtru diplexor cu conectare paralelă a filtrelor complementare:  
a) schema bloc principală normalată; b) gabaritul atenuare-frecvență

Banda de trecere a filtrului trece-jos este  $0-f_1$ , banda de blocare este  $f_3-\infty$ , iar banda de tranziție  $f_1-f_3$ . La filtrul trece-sus, banda de trecere este  $f_2-\infty$ , banda de blocare  $0-f_4$  și banda de tranziție  $f_1-f_2$ . Panta de micșorare a atenuării la filtrul trece-sus se intersectează cu panta de creștere a atenuării la filtrul trece-jos în punctul de frecvență  $f_0$ .

Pentru emisia și recepția optimă de semnal, impedanța de ieșire a amplificatoarelor emițătoare AE1 și AE2 și impedanțele de intrare ale amplificatoarelor receptoare AR1 și AR2 trebuie adaptate la impedanța antenei, adică, să fie egale cu impedanța acesteia.

În baza celor de mai sus, rezultă filtrul diplexor cu conectare în paralel a filtrelor complementare FTJ și FTS de tipul cu închidere pe impedanțe egale la ambele porturi, figura 4.28.a

Din recomandările date în [88], la înaltă frecvență și valori apropiate pentru  $f_2$  și  $f_1$  – vezi figura 4.28.b, s-a ales varianta cu filtre complementare cu aproximație Cebîșev.

Pentru caracterizarea completă a filtrelor complementare din filtrul diplexor necesar, se alege:

- conectarea în paralel a filtrelor complementare;
- filtre cu închidere pe impedanțe egale;
- filtre Cebîșev;
- $a_t = 1$  dB;  $a_b = 30$  dB
- $f_1 = 140$  MHz;  $f_2 = 160$  MHz;  $f_3 = 158$  MHz;  $f_4 = 142$  MHz;
- $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = 150$  MHz .

Pentru filtrul FTJ pulsația de blocare este

$$\omega_{b1} = \frac{f_3}{f_1} = \frac{158}{140} = 1,1286 \quad (4.20)$$

iar pentru filtrul FTS pulsația de trecere este

$$\omega_t = \frac{f_2}{f_4} = \frac{160}{142} = 1,1267$$

Se alege:

$$\omega_0 = \omega_t = 1,13$$

Influența reciprocă a celor două filtre complementare este cu atât mai mică cu cât factorul de reflexie la intrare este mai mic. Pentru o calitate bună a filtrului diplexor se alege:

$$\rho < 0,2$$

Factorul de reflexie se calculează cu relația:

$$\rho = \frac{1}{2} (10^{0,1a_t} - 1) \quad (4.21)$$

Pentru  $a_t = 1$  dB rezultă  $\rho = 0,13$  , ceea ce înseamnă că se împlinește condiția unei influențe reciproce mici.

Ordinul filtrelor FTJ și FTS se determină cu relația [87]

$$n = \frac{\operatorname{arcch} \sqrt{\frac{10^{0,1a_b} - 1}{10^{0,1a_t} - 1}}}{\operatorname{arcch} \omega_b} \approx 8 \quad (4.22)$$

Ordinul filtrului Cebîșev trebuie să fie par și de aceea s-a rotunjit inferior. Calculând ordinul filtrului pentru tipul Butterworth și Cauer, conform [78], rezultă 33, respectiv, 21. În consecință, alegerea filtrelor Cebîșev este corectă.

Elementele normate de circuit

$$w_i = \frac{a_i}{b_i} \quad \text{cu } i = 1, 2, \dots, 8 \quad (4.23)$$

se determină folosind relațiile:

$$a_i = 2 \sin\left(\frac{2i-1}{n} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.24)$$

$$b_i = \frac{b_0 + \sin^2\left(\frac{2i-1}{n} \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{b_{i-1}} \quad (4.25)$$

$$b_0 = \text{sh } p \quad , \quad p = \frac{1}{n} \text{arcch}\left(\frac{1}{\rho}\right) \quad (4.26)$$

Pentru  $n = 8$  și  $\rho = 0,13$  rezultă  $p = 0,341$  și  $b_0 = 0,9808$ .

Aplicând relațiile (4.24), (4.25) și (4.26) se calculează :

$$w_1 = 0,1978 = c_1$$

$$w_2 = 0,5295 = l_1$$

$$w_3 = 0,7689 = c_3$$

$$w_4 = 0,8819 = l_4$$

$$w_5 = 0,9070 = c_5$$

$$w_6 = 0,7921 = l_6$$

$$w_7 = 0,5611 = c_7$$

$$w_8 = 0,1988 = l_8$$

Pentru filtrul trece-jos, elementele de referință sunt

$$f_0 = f_1 = 140 \text{ MHz}, \quad R_0 = 75 \, \Omega, \quad L_0 = 85,3 \cdot 10^{-9} \text{ H și } C_0 = 15,16 \cdot 10^{-12} \text{ F.}$$

Valorile mărimilor denormate sunt:

$$C_1 = 3,00 \text{ pF}, \quad C_3 = 11,65 \text{ pF}, \quad C_5 = 13,75 \text{ pF}, \quad C_7 = 8,50 \text{ pF},$$

$$L_2 = 45,16 \text{ nH}, \quad L_4 = 75,22 \text{ nH}, \quad L_6 = 67,56 \text{ nH}, \quad L_8 = 16,96 \text{ nH.}$$

Valorile normate ale elementelor din filtrul trece-sus se determină ținând cont de transformarea de frecvență FTJ  $\rightarrow$  FTS. Ele sunt :

$$l_1 = 5,0556, \quad l_3 = 1,3055, \quad l_5 = 1,1025, \quad l_7 = 1,7822,$$

$$c_2 = 1,8885, \quad c_4 = 1,1339, \quad c_6 = 1,2624, \quad c_8 = 5,030.$$

Valorile mărimilor de referință pentru filtrul trece-sus sunt:

$$f_0 = f_2 = 160 \text{ MHz}, R_0 = 75 \Omega, L_0 = 74,6 \text{ nH}, C_0 = 13,26 \text{ pF}$$

Valorile denormate ale componentelor filtrului trece-sus sunt:

$$C_2 = 25 \text{ pF}, C_4 = 15,04 \text{ pF}, C_6 = 16,74 \text{ pF}, C_8 = 66,30 \text{ pF}.$$

$$L_1 = 373,18 \text{ nH}, L_3 = 97,39 \text{ nH}, L_5 = 82,24 \text{ nH}, L_7 = 133 \text{ nH},$$

Filtrul diplexor calculat este prezentat în figura 4.29.

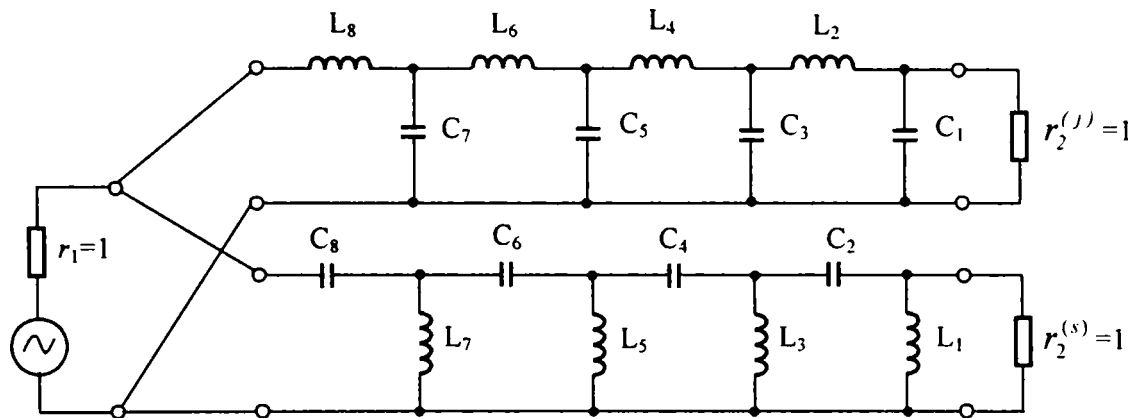


Fig.4.29. Filtru diplexor cu structură paralelă de FTJ și FTS

Filtrul diplexor cu structură paralelă formată dintr-un filtru trece-jos și un filtru trece-sus a ridicat probleme la realizare, datorită numărului mare de componente ce trebuie fabricate la valorile impuse. Cu toate că componentele par ieftine, la prima vedere, prețul este destul de ridicat datorită manoperei mari în realizarea practică. .

Din acest motiv, s-a studiat posibilitatea realizării filtrului diplexor cu o structură paralelă de două filtre trece-bandă, unul cu frecvența centrală de  $f_1 = 140 \text{ MHz}$  și celălalt cu frecvența centrală de  $f_2 = 160 \text{ MHz}$ . Ideea acestei propuneri a plecat de la diferența mare, de 20 MHz între cele două frecvențe.

#### 4.4. REZULTATE EXPERIMENTALE

Experimentarea sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ s-a desfășurat în mai multe etape.

În prima etapă s-a realizat și experimentat blocul sintetizoarelor de frecvențe  $f_1 = 140 \text{ MHz}$  și  $f_2 = 160 \text{ MHz}$ , controlate prin magistrala IIC-BUS de către microsistemul cu microcontrollerul N80C32. În ANEXA 1 sunt date schemele detaliate ale microsistemului, ale sintetizoarelor de frecvențe, precum și planurile de montare a componentelor pe cablaj. De asemenea, este dat și programul microsistemului pentru generarea celor două frecvențe și al posibilității modificării valorii frecvențelor prin intervenție din afară.

Blocul sintetizoarelor de frecvențe poate fi utilizat ca un bloc separat și în alte aplicații.

În a doua etapă, sistemul de radiotelemetrie Doppler a fost realizat complet și încercat în laborator, utilizând un simulator de efect Doppler cu unde electromagnetice, pe purtătoarele de 140 MHz și 160 MHz. Cu simulatorul Doppler s-au realizat deviații de frecvență de semnal și valoarea dorită, între  $\pm 3$  Hz și  $\pm 20$  Hz. Prin acestea s-au simulat diverse viteze și sensuri de mișcare. Din rezultatele experimentale a rezultat funcționarea corectă a extractorului și a analizorului de semnal Doppler, demonstrând valabilitatea practică a propunerilor teoretice privind structura concretă, concepută pentru extractorul de semnal Doppler.

În final, sistemul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ a fost încercat pe teren, montându-se echipamentul afectat referențialului mobil RM pe un auto iar echipamentul de pe referențialul fix RF – pe al doilea auto. Analizorul de semnal Doppler a fost programat să indice distanța dintre cele două referențiale. Prin deplasarea auto-RM din dreptul auto-RF, analizorul a indicat o incrementare continuă până la distanța de 3 Km; prin incrementare s-a indicat depărtarea auto-RM față de auto-RF. La apropierea auto-RM de auto-RF, analizorul a decrementat continuu până la valoarea zero, în poziția alăturată a celor două automobile. Decrementarea a indicat apropierea celor două referențiale.

Pentru compactizarea și modernizarea sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ s-a conceput sintetizorul de frecvențe cu circuite logice programabile FPGA, ALTERA FLEX 10K. Verificarea soluției alese s-a făcut prin simulare, pentru cazurile în care frecvența de referință este mai mare, respectiv, mai mică decât frecvența de ieșire a oscilatorului comandat în tensiune și pentru situația când bucla PLL este calată. Pentru cele trei situații, expuse mai sus, diagramele prezentate în figurile 4.24, 4.25 și 4.26 indică funcționarea corectă a celor trei comparatoare de fază și concomitent, a întregului sintetizor.

## Capitolul 5

### CONTRIBUȚII PERSONALE ȘI CONCLUZII

#### 5.1. CONTRIBUȚII

Din analiza atentă a conținutului acestei teze, se constată că sistemele de radiotelemetrie Doppler cu funcționare normală puls-ecou (cu referențial fix pasiv), existente în practica curentă, se folosesc pentru telemetrarea caracteristicilor mișcării unor mobile care se găsesc la distanțe mari și se deplasează cu viteze mari. Aceste sisteme sunt sofisticate, complexe din punct de vedere electronic și foarte scumpe, motiv pentru care folosirea lor este rentabilă pentru studiul unor mișcări în atmosferă care se fac cu costuri mari, sau altfel spus, acolo unde costul evaluării mișcării este mic în comparație cu costul total al execuției mișcării.

În anumite situații, impuse de practica curentă, este necesară evaluarea, de la distanță mică, a unor mișcări cu viteze mici și costuri reduse în realizarea lor. În aceste aplicații, folosirea unui sistem de radiotelemetrie Doppler, din categoria celor de mai sus, nu este rentabilă.

Mai mult, în situația reală, semnalul electromagnetic reflectat este influențat de elementele fizice concrete, vecine referențialului fix și mobil, unele în mișcare cu viteze mici, cam de același ordin de mărime cu a referențialului mobil, rezultând deviații Doppler parazite. S-a pus problema, de a selecta clar mișcarea în cauză din noianul de mișcări ce au loc concomitent în vecinătatea mobilului studiat, sau a referențialului fix, ceea ce nu se poate realiza cu un sistem de radiotelemetrie Doppler cu funcționare normală puls-ecou.

Teza tratează și soluționează complet această problemă. În aceste condiții, s-a impus sistemul de telemetrie Doppler cu referențial fix activ, pentru evaluarea unor mișcări de viteze mici și costuri reduse în realizarea lor, care se pretează și la acele aplicații la care este necesară deplasarea referențialului fix activ, prin faptul că referențialul fix activ este mic ca volum și greutate.

În cercetarea efectuată s-au adus următoarele contribuții, unele cu caracter teoretic iar altele cu caracter aplicativ.

Dintre contribuțiile teoretice se menționează, în ordinea importanței, următoarele.

1. Eliminarea deviațiilor Doppler parazite, prin schimbarea de frecvență  $f_1/f_2$ . În acest mod se selectează din multitudinea de mișcări adiacente numai mișcarea de evaluat. Rezultatele obținute au fost publicate de autor [74].
2. Axarea deviației Doppler de frecvență pentru determinarea sensului de mișcare și facilitarea separării semnalului Doppler, prin modularea în amplitudine cu un semnal de frecvență joasă a semnalului purtător  $s'_2(f_2 \pm \Delta f_2)$ . Frecvența joasă  $f_j$  a semnalului modulator  $s_j(f_j)$  este astfel aleasă, încât pentru cazurile curente, valoarea deviației Doppler



- de frecvență să constituie o mărime sesizabilă teoretic și tehnic. Rezultatele obținute au fost publicate de autor [76].
3. Poziționarea pe referențialul fix a celor două soluții de îmbunătățire a performanțelor sistemului, menționate mai sus, realizând astfel “activarea referențialului fix”. Rezultatele obținute au fost publicate de autor [73].
  4. Analiza funcționării structurilor practice, propuse, prin analiză de semnal, pentru a stabili dacă corespund scopului de evaluare precum și mijloacelor tehnice reale, pentru realizare concretă. Rezultatele obținute au fost publicate de autor [74], [75].
  5. Tratarea erorilor întâmplătoare ce intervin în determinarea caracteristicilor mișcării, în cazul sistemului de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ și deducerea erorii complete de mișcare ținând cont de erorile sistematice și de faptul că se realizează o măsurare indirectă.
  6. Un algoritm nou, bazat pe trei măsurători succesive, în timp foarte scurt, a deviației Doppler de frecvență ultrasonoră, cu aplicabilitate practică în realizarea unui radar ultrasonic pentru trafic urban normal.
  7. Tratarea unitară a evaluării mișcării, prin analiza în frecvență, pe baza efectului Doppler-Fizeau, folosind unde electromagnetice și unde ultrasonore, în mediul atmosferic, lichid și biologic.

Din studiul prezentat au rezultat condițiile în care efectul Doppler prezintă un caracter liniar, sau poate fi aproximat cu un caracter liniar, și avantajele și dezavantajele ce impun limitele de folosire a celor două sisteme de telemetrie, cu unde electromagnetice și, respectiv, unde ultrasonore. Rezultatele obținute au fost publicate de autor [70], [73].

În ideea de a se realiza o soluție completă pentru sistemul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ, au rezultat și o serie de contribuții practice privind structura propusă pentru sistemul de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ. Dintre acestea se menționează următoarele, ca fiind mai importante.

1. Modalitatea tehnică de realizare a identității celor două frecvențe  $f_2$  din cele două semnale,  $s_2(f_2)$ , relația (3.10), și  $s'_2(f_2 \pm \Delta f_2)$ , relația (3.27), în vederea funcționării corecte și simple a echipamentului electronic din structura propusă. Rezultatele obținute au fost publicate de autor [74], [75].  
S-a recurs la varianta de sinteză de frecvență cu buclă PLL, parțial digitală, ce lucrează la sincronism, folosind aceeași frecvență de referință pentru frecvențele  $f_1$  și, respectiv,  $f_2$ .
2. Soluția realizării sintetizatorului de frecvențe parțial digital și controlul funcționării prin microsistem bazat pe microcontroller. Soluția cuprinde varianta cu oscilator comandat în tensiune, realizat cu elemente discrete și, respectiv, cu circuit integrat specializat.  
S-a avut în vedere posibilitatea modificării valorii frecvențelor  $f_1$  și  $f_2$  fără a schimba structura, motiv pentru care microsistemul este prevăzut cu posibilitatea modificării frecvențelor, prin comandă din exterior, și afișarea rezultatului acestor modificări pe un sistem de afișaj cu LCD. Această variantă a dus la utilizarea unui circuit integrat specializat pentru oscilatorul comandat în tensiune, la care schimbarea de frecvență de oscilație implică numai o modificare de inductanță.
3. Posibilitatea realizării sintezei digitale de frecvențe prin circuite logice programabile FPGA și stabilirea legăturilor de structură prin simulare în VHDL
4. Structura funcțională pentru extractorul de semnal Doppler, cu rolul de extragere a semnalului de axare  $s_{axi}$  și a semnalului Doppler  $s_D$ , ce dau informații complete pentru evaluarea mișcării în cauză. Rezultatele obținute au fost publicate de autor [76].

5. Realizarea filtrului diplexor ca o structură paralelă între două filtre, unul trece-jos și unul trece-sus, cu câte un port comun pe antena de emisie/recepție și cu celălalt port pe amplificatorul de recepție, respectiv, de emisie.

## **5.2. DIRECȚII VIITOARE DE CERCETARE**

În condițiile unor solicitări, de realizare de sisteme de evaluare a mișcărilor de viteză mică executate cu costuri reduse, se poate pune problema compactizării echipamentelor electronice de pe cele două referențiale, prin realizarea de circuite integrate specializate care să realizeze funcțiile, sau cea mai mare parte din ele, cerute celor două echipamente.

O problemă ce merită a fi studiată, ea nefiind încă exploatată tehnic, este efectul Doppler-Fizeau de tip transversal cu unde oscilatoare electromagnetice.

## BIBLIOGRAFIE

1. Amir I., Newhouse V. I., "On the signal-to-noise ratio enhancement of the Doppler Process", Butterworth & Co (Publishers) Ltd., 1984.
2. Anderson K., "Radar detection of low altitude targets in a maritime environment", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 43, Nr. 6, pp.609-613, June 1995.
3. Angheloiu I. ș.a., "Radiolocație", Editura Militară, București, 1973.
4. Angheloiu I. ș.a., "Introducere în sisteme tehnice mari", Editura Militară, București, 1980.
5. Aron I., Lungu R., Cismaru C., "Sisteme de navigație aerospațială", Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1989.
6. Bay J. S., "Design of the "Army - Ant" cooperative lifting robot", IEEE Magazine on Robotics and Automation, March 1995.
7. Borda, M. E., "Teoria transmiției informației. Teoria informației și codării", Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1999.
8. Borenstein J., Koren Y., "Histogramic in-motion mapping for mobile robot obstacle avoidance", IEEE Transactions on Robotics and Automation, Aug. 1991.
9. Botoș T., "Cercetări privind conducerea adaptivă a roboților mobili autonomi", Teză de doctorat, Facultatea de Electronică și Telecomunicații, Universitatea "Politehnica", Timișoara, 2003.
10. Botoș T., Gurca P., Tîponuț V., "Electronic device for measuring displacements with continuous ultrasonic wave", EMFS'99, Oradea University, 26-29 May, 1999.
11. Botoș T., Tîponuț V., "Holografie acustică în impuls cu traductoare de bandă îngustă", Romania Ministry of Defence Military Technical Academy, The 29'th Session of Research Topics, București, November 15-16, 2001.
12. Botoș T., Tîponuț V., "Holografie acustică în impuls cu traductoare de bandă îngustă", Romania Ministry of Defence Military Technical Academy, The 29'th Session of Research Topics, București, November 15-16, 2001.
13. Botoș T., Tîponuț V., "Holografie acustică în impuls bidimensională bitractor", Romania Ministry of Defence Military Technical Academy, The 29'th Session of Research Topics, București, November 15-16, 2001.
14. Brokloff N., "Matrix algorithm for Doppler sonar navigation", Proceeding of IEEE/MTS Oceans'94, Vol. 2, pp. 378-83, September 1994, www.
15. Brown A., "A Low - Cost Vehicle Location and Tracking System", IEEE Position Location & Navigation Symposium, 1992.
16. Cartianu Gh., "Modulația de frecvență", Editura Academiei RSR, București, 1966.
17. Carullo A., Ferraris F., Grayiani S., Grimaldi U., Parvis M., "Ultrasonic distance sensor using a two-level neural network", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Febr. 1996.
18. Cătuneanu V., "Antene", Editura Militară, București, 1959.
19. Cheeke D., "Fundamentals on Applications of Ultrasonic Waves", Edited by Dipak K. Basu, Carleton University, Ottawa, Canada, 2002.

20. Chin D. A., Chinthammreddy S., Shay L. K., Graber H. C., "The structure of ocean-surface currents measured by Doppler radar", IEEE Journal of Oceanic Engineering, Vol. 22, Nr. 1, pp. 157-167, January 1997.
21. Chong K. S., Kleeman L., "Indoor exploration using a sonar sensor array: A dual representation strategy", www.
22. Ciontu A., Mihăiescu I., "371 scheme electronice", Editura Tehnică, București, 1997.
23. Ciugudean M., Tănase M. E., "Electronică aplicată cu circuite integrate analogice", Editura de Vest, Timișoara, 1991.
24. Constantin I., Marghescu I., "Transmisiuni analogice și digitale", Editura Tehnică, București, 1995.
25. Crawford F. S., "Cursul de fizică Berkeley", Universitatea Berkeley, California, SUA, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1983.
26. Dascălu D., Turic L., Hoffman I., "Circuite electronice", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.
27. De Leon P. L., "Real-time DSP-based carrier recovery with unknown Doppler shift", 1997 International Conference on Signal Processing Application & Technologies (San Diego, CA.), 1997, www.
28. Druță Gh., "Radiodirijarea", Editura Tehnică, București, 1987.
29. Flikkema P., "Spread-spectrum techniques for wireless communication", Signal Processing Magazine, IEEE, Vol. 14, No. 3, May 1997.
30. Fruehauf H., "GPS basics", Zyfer Inc., February 2002, www.
31. Fujimori A., Nikiforuk P. N., Gupta M. M., "Adaptive navigation of mobile robots with obstacle avoidance", IEEE Transactions on Robotics and Automation, Aug. 1997.
32. Gavrilă D., "Fizică", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1994.
33. Gorinevsky D., Kapitanovsky A., Goldenberg A. "Neural network architecture for trajectory generation and control of automated car parking", IEEE Transactions on Control System Technology, Jan. 1996.
34. Gonorovsky I. S., "Radio circuits and signals", Mir Publishers, Moscow, 1981.
35. Greu V., "Transmisiuni radio rezistente la bruiaj și interceptare", Editura Militară, București, 1992.
36. Griffin D. R., "Listening in the dark", Yale University Press, 1958.
37. Hasler M., Neirynek J., "Filtres électriques. Traité d'Électricité de L'École Polytechnique Fédérale de Laysanne", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1989.
38. Helstrom C. W., "Elements of signal detection and estimation", Prentice Hall, New Jersey, 1995.
39. Hristev A., "Mecanică și acustică", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
40. Hurațiu Gh., "Efecte în fizică", Editura Didactică și Pedagogică, București.
41. Ignea A., Mârza E., De Sabata A., "Antene și propagare", Editura de Vest, Timișoara, 2002.
42. Iarlikov M. S., "Statisticeskaia teoria radionavigații", Izd. "Radio i sviaz", Moskva, 1985.
43. Jensen B. E., "New high performance integrated receiver/ranging/demodulator system for Extractstation", Signal Processing Section, Directorate of Technical and Operational Support, European Space Agency, European Space Operations Centre, Darmstadt Germany, Paper ID: 5a008, www.

44. Jensen J. A., "Estimation of blood velocities using ultrasound. Signal processing approach", Carbridge University Press, New York, 1996.
45. Jensen J. A., svendsen N. B., "Calculation of presume fields from arbitrary shepen opadised and excited ultrasound transducers", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. Vol. 39, Nr. 2, March 1992.
46. Kadahk Y. M., ş. a., "Efficient design of ultrasound true-velocity flow mapping", IEEE Engineering in Medicine and Biology, September/October, 1996.
47. Kellog W. N., "Porpoises and sonar", Chicago University Press, 1961.
48. Kleemen L., Kuc R., "Mobile robot sonar for target localization and classification", www.
49. Knoll V. A., "Forgeschrittene verfahren zur ultrashallbasierte objecterkennung in der robotik", Technischer Universutat Berlin, 1988.
50. Knoll V. A., "Mehrfrequente verfahren fur die ultrashallbasierte objecterkennung in der robotik", Technischer Universutat Berlin, 1988.
51. Krose B., Joris van Dam, "Neural vehicles", www.
52. Kurz A., "Constructing maps for mobile robot navigation based on ultrasonic range data", IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, April 1996.
53. Kuzdrall J., "Build an Error / Free Encoder Interface", Electronic Design, September 1992.
54. Landon D., "Doppler bandwidth characterization of ARTM channel sounding data", Department of Electrical and Computer Engineering, Brigham Young University, www.
55. Lie I., "Echipamente și tehnici actuale pentru investigare ultrasonică în medicină și defectoscopie ultrasonică", Referat doctorat, Universitatea "Politehnica", Timișoara, 1997.
56. Lie I., "A new implementation of dynamic focusing technique for ultrasonic systems", Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications "ETC '98", Vol. II, pp. 121-126, Timișoara, 1998.
57. Marty B., "Design a robust a quadrature encoder", Electronic Design, June 1993.
58. Mateescu A., Dumitriu N., Stanciu L., "Semnale și sisteme", Editura Teora, București, 2001.
59. Meltame H., Koda T. ș.a., "Double Doppler ranging system using FM ultrasound", Butterworth & Co (Publishers) Ltd., 1984.
60. Milne P. H., "Underwater acoustic positioning systems", Gulf Publishing company, Houston, 1983.
61. Moisil G. C., Curatu E., "Optică. Teorie și aplicații", Editura Tehnică, București, 1986.
62. Naforniță I., Câmpeanu A., Isar A., "Semnale, circuite și sisteme", Editura Politehnica, Timișoara, 1995.
63. Nicolau Ed., "Antene și propagare", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1963.
64. Nicolau Ed., "Manualul Inginerului electronist. Radiotehnica", Vol. I, Editura Tehnică, București, 1987.
65. Nicolau Ed., "Manualul Inginerului electronist. Radiotehnică", Vol. III, Editura Tehnică, București, 1989.
66. Nicula A. , "Modalități de eliminare a ambiguităților în determinarea distanțelor", A XXIX-a Sesiune de Comunicări Științifice, Academia Tehnică Militară, București, 2001.
67. Omidvar O., Van der Smagt P., "Neural systems for robotics", Academic Press, 1997.

68. Perdijon J., "*Le controle non destructif par ultrasons*", Edition Hermes, Paris 1993.
69. Pincock D. G., Voegeli F. A., "*Quick course in underwater telemetry systems*", 2002, www.
70. **Popa D. Gh. T.**, "*Sisteme de telemetrie Doppler. Bazele teoretice și stadiul actual*", Referat de doctorat nr.1, Universitatea "Politehnica", Timișoara, 2001.
71. **Popa D. Gh. T.**, "*Structura sistemelor de radiotelemetrie Doppler*", Referat de doctorat nr. 2, Universitatea "Politehnica", Timișoara, 2002.
72. **Popa D. Gh. T.**, "*Considerații privind echipamentul electronic de radiotelemetrie Doppler cu referențial fix activ*", Referat de doctorat nr. 3, Universitatea "Politehnica", Timișoara, 2002.
73. **Popa D. Gh. T.**, Toma C. I., "*On the study of the motion with Doppler systems with active fixed referential*", Acta Tehnica Napocensis. Electronics and Telecommunications, Vol. 44, Nr. 1, pp. 33-38, Cluj - Napoca, 2003.
74. **Popa D. Gh. T.**, "*Contributions regarding the electronic Doppler telemetry equipment with active fixed referential*", PROCEEDINGS of the Symposium on Electronics and Telecommunications "ETc 2002", Vol. 2, pp. 35-39, Timișoara, 2002.
75. **Popa D. Gh. T.**, "*Asupra circulației informației Doppler într-un sistem de telemetrie Doppler cu referențial fix activ*", Analele Facultății de Calculatoare și Informatică Aplicată, Universitatea TIBISCUS, Timișoara, 2003.
76. **Popa D. Gh. T.**, "*Doppler signal extractor*", Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Seria Electronică și Telecomunicații, Timișoara, 2003.
77. Purceld E., "*Cursul de fizică Berkeley. Electricitate și magnetism*", Universitatea Berkeley, California, SUA, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
78. Richards C.J. (editor), Goodenough P.D., "*Sisteme de afișare și transmisie electronică a datelor. Realizare și instalare*", Editura Tehnică, București, 1979.
79. Rulea G., "*Radiolocație*"; Editura Didactică și Pedagogică, București, 1979.
80. Sales G., Pye D., "*Ultrasonic communication by animals*", Chapman and Halle, London, 1974.
81. Sanchez M., "*Doppler extraction for a demand assignment multiple access service for NASA's space network*", Proceedings International Telemetry Conference, www.
82. Scaife B. J., De Leon P. L., "*Doppler shifted spread spectrum carrier recovery using real-time DSP techniques*", New Mexico State University, Manuel Lujan Center for Space Telemetry and Telecommunications, www.
83. Scheffel M., Știucă R., "*Dispozitive cu ultrasunete*", Editura Tehnică, București, 1989.
84. Smith S. M., Kronen D., "*Experimental results of an inexpensive short baseline acoustic positioning system for auv navigation*", Proceeding of IEEE Oceans'97, pp. 714-720, October 1997.
85. Spindel R. C., Porer R. P., Marquet W. M., Durham J. L., "*A high-resolution pulse-doppler underwater acoustic navigation system*", IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1(1), pp.6-13, September 1976.
86. Statnic E. "*Amplificatoare de frecvență intermediară*", Editura Tehnică, București, 1968.
87. Ștefănescu S., "*Filtre. Manualul Inginerului Electronist*", Editura Tehnică, București, 1987.

88. Ștefănescu S., *"Filtre de înaltă frecvență și circuite corectoare. Manualul Inginerului Electronist"*, Editura Tehnică, București, 1989.
89. Suga N., *"Cortical computational maps for auditory imaging"*, Neural Networks, Vol. 3, 1990.
90. Tănase M. E., *"Echipament Radiolog"*, Protocol final la Contractul de Cercetare și Realizare nr. 20/1990, beneficiar Intreprinderea Electrocentrale Porțile de Fier, Drobeta-Turnu Severin, 1990.
91. Tănase M. E., Lie I., *"Cercetări privind obținerea și prelucrarea semnalelor Doppler pentru aplicații directe sau în corelație cu semnale ultrasonore"*, Protocol final la Contractele de cercetare tip grant 4004/1995 și 5004/1996, beneficiar Consiliul Național al Cercetării Științifice din Învățământul Superior, Ministerul Educației și Cercetării, Romania, 1996.
92. Tănase M. E., Lie I., *"Demodulateur de frequens Doppler"*, Buletinul Științific al Universității Tehnice din Timișoara, Tom 40(54), Fascicola 1, 2, 1995.
93. Tănase M. E., Cârjan S. T., Lie I., *"Contribution to the using of the Doppler-effect in telemetry"*, Buletinul Științific al Universității Tehnice din Timișoara, Tom 40(54), Fascicola 1, 2, 1995.
94. Tănase M. E., Lie I., *"Contribution to the development of the Doppler speedometers with active fixed reference"*, Proceedings of the 5 th International Conference on Optimization of Electric Equipments, Brașov, 1996.
95. Tănase M. E., Lie I., Herbei M. A., *"About assessing motion from reflected ultrasound echoes"*, Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications "ETC '98", Vol. II, pp. 106-111, Timișoara, 1998.
96. Tănase M. E., *"Doppler Effect Simulator"*, Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications "ETC 2000", Vol. 2, Timișoara, 2000.
97. Tănase M. E., Lie I., Herbei M., **Popa D. Gh. T.**, *"Cercetări teoretice și experimentale privind determinarea caracteristicilor mișcării în medii lichide și gazoase cu ajutorul ultrasunetelor"*, Protocol final la Contractele de Cercetare tip grant 36/1998, 35034/1999, 36651/2000, beneficiar Consiliul Național al Cercetării Științifice din Învățământul Superior, Ministerul Educației și Cercetării, 2001.
98. Tănase M. E., *"Ultrasunete. Producere și propagare"*, Editura "Politehnica", Timișoara, 2002.
99. Tănase M. E., Lie I., Marincu B., *"About the evaluation of the movement using ultrasound energy"*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Seria Electronică și Telecomunicații, Tom 47(61), Fascicola 1-2, pp. 31-34, Timișoara, 2002.
100. Tănase M. E., Lie I., Marincu B., **Popa D. Gh. T.**, *"Cercetări teoretice și experimentale pentru optimizarea investigației ultrasonice prin algoritmi implementați în circuite integrate dedicate"*, Protocol la Contractul de Cercetare 35501/2002, tema 47, beneficiar Consiliul Național al Cercetării Științifice din Învățământul Superior, Ministerul Educației și Cercetării, 2002.
101. Toacșe Gh., Nicula D., *"Electronică digitală"*, Editura Teora, București, 1997.
102. Titze U., *"Halbleiter-Schaltung-technik"*, Springer-Verlag, Berlin, 1989.
103. Tipler P. A., *"Physics"*, Oakland University, Rochester, Michigan, Worth Publishers, In., New York, 1976.
104. Tiron M., *"Analiza preciziei de estimare a funcțiilor aleatoare"*, Editura Tehnică, București, 1981.
105. Țițeica R., Popescu I., *"Fizică generală"*, Editura Tehnică, București, 1971.

106. Valencia L. R., "Sistemas Dinamicos", Departamento de Fisica, Universidad de Santiago de Chile, Chile, 2001.
107. Vătăşescu A. ş.a., "Circuite integrate liniare. Manual de utilizare", Vol.1, Editura Tehnică, Bucureşti, 1979.
108. Voegeli F. A., Pincock D. G., "Determination of fish swimming speed by ultrasonic telemetry", Biotelemetry and Patient Monitoring., Vol. 7, pp. 215-220, March 1981.
109. Watanabe S., Yoneyama M., "Ultrasonic robot eyes using neural networks", IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control, May 1990.
110. Wells P. N. T., "Biomedical ultrasonics", Academic Press, London, 1977.
111. When H. W., Belanger P. R., "Ultrasound-based robot position estimation", IEEE Transactions on Robotics and Automation, oct. 1997.
112. Whitcomb L. L., Yoerger D. R., Singh H., "Combined Doppler/LBL based navigation of underwater vehicles", 11<sup>th</sup> International Symposium on Unmanned Untethered Submersible Technology (UUST99), August 22/25, 1999, New England Center, Durham, New Hampshire, USA, www.
113. White H. E., "Modern college physics", D. Van Nostrand Company, Inc., New York, 1966.
114. \* \* \* "GPS NAVSTAR Global Positioning System", Standard Positioning Service, Signal Specification, 2<sup>nd</sup> Edition, June 2, 1995 www.
115. \* \* \* "Manual de radiolocaţie", Regulament intern M.A.P.N.
116. \* \* \* "Tabelul Naţional de Atribuire a Benzilor de Frecvenţe", Inspectoratul General pentru Comunicaţii şi Tehnologia Informaţiei, Timişoara, 2002.
117. \* \* \* Pleasy, "Analog integrated circuits", Pleasy Data Sheets, 1995.
118. \* \* \* Siemens, "Integrated Circuits. Designer's Manual", 1994.
119. \* \* \* Microelectronica, "Integrated Circuits", 1992.
120. \* \* \* Texas Instruments "Production Data", Dallas, Texas, 2000.
121. \* \* \* GEC Plessey, "Semiconductors. Advance information and electrical characteristics", 1996.
122. \* \* \* "Object detector for automobiles (Backup Sonar)", www.
123. \* \* \* "Ultrasonic sensor for parking lot management system", www.
124. \* \* \* Intel, "Integrated Circuit N80C32", www.
125. \* \* \* Siemens, "SAB80C537 Integrated Circuit", www.
126. Toacşe Gh., Nicula D., "Electronică Digitală. Circuite Integrate digitale-Limbajul de descriere hard-VHDL", Editura Teora, Bucureşti, 1996.
127. \* \* \* ALTERA, "MAX / PLUS II. Getting Started", San Jose, SUA, 1997.
128. \* \* \* ALTERA, "FLAX 10K Family. Data Sheet. Version 4.1", San Jose, SUA, 1999.
129. \* \* \* MAXIM, "Integrated Products", www.
130. \* \* \* RABBIT Semiconductor, "Rabbit 2000<sup>TM</sup> Microprocessor", 2002.
131. Foley E., Harman K., Cheal J., "Improving Intrusion Detection Radar", IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Vol. 17, No. 8, pp 22-27, August 2002.



# **ANEXA 1**

**SINTETIZOARE DE FRECVENȚE**

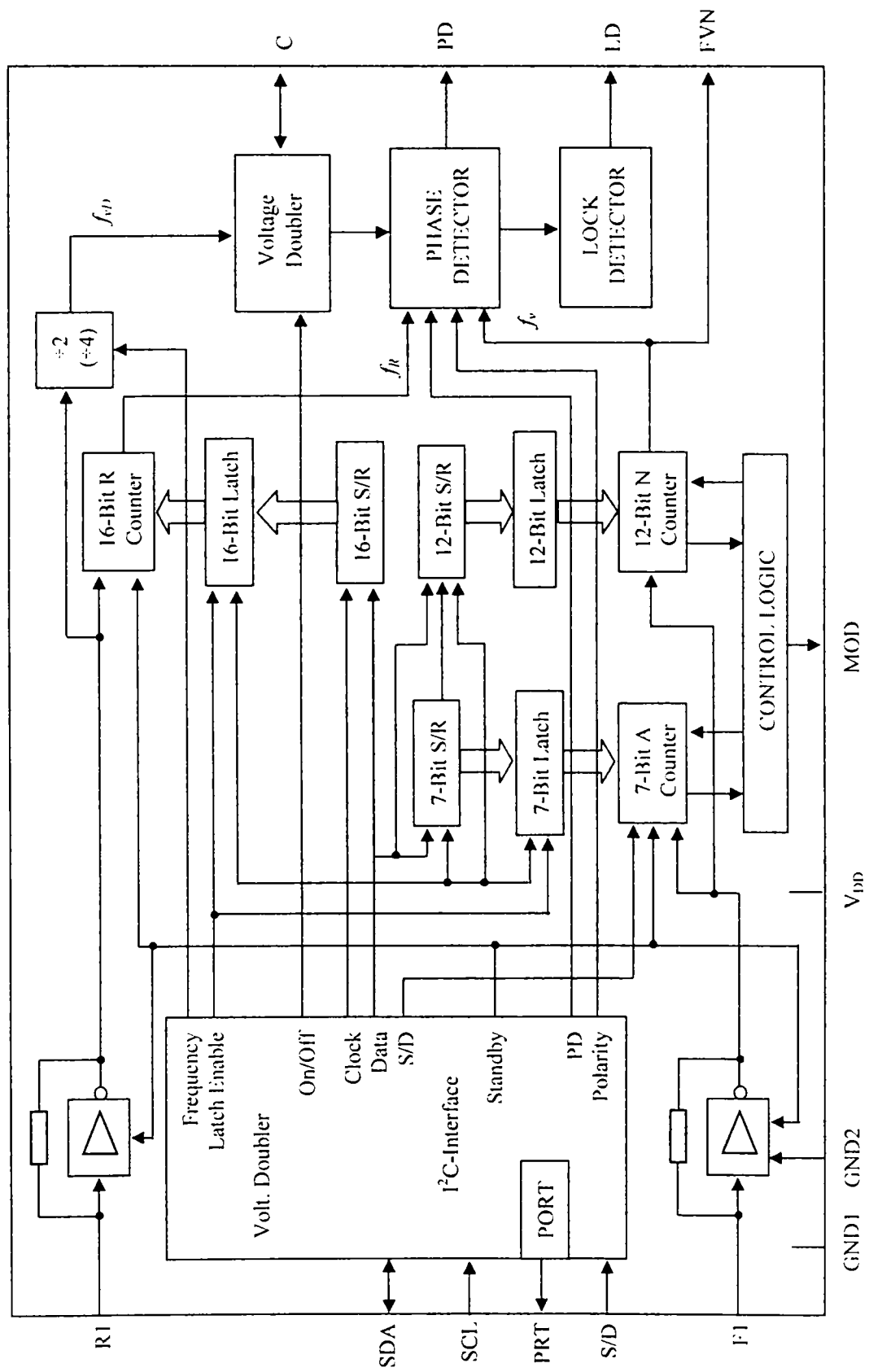
**$f_1 = 140$  MHz și  $f_2 = 160$  MHz**

**CU CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE**

**TBB 200 și TBB 102**

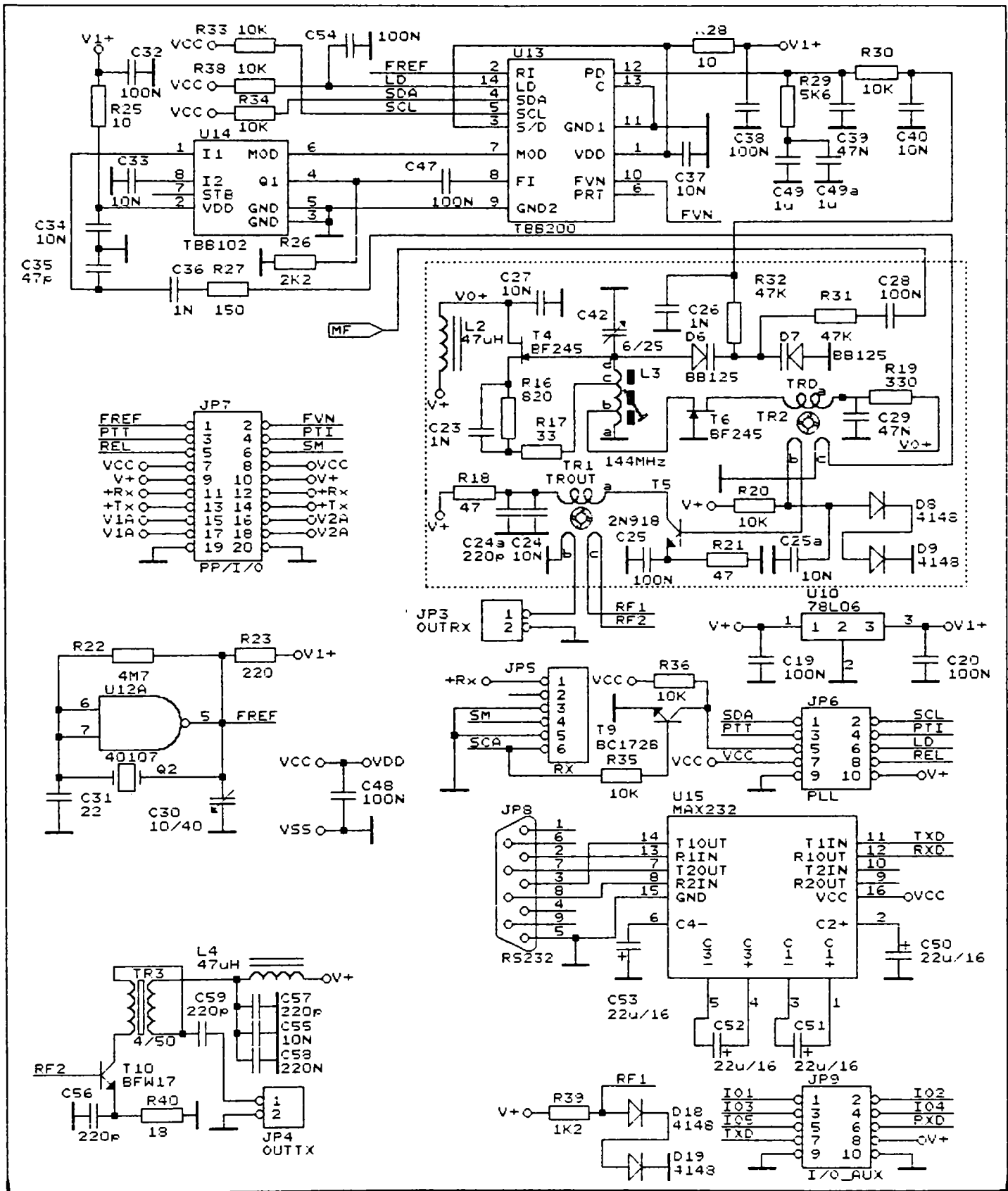
# ANEXA 1.1

## Structura circuitului integrat TBB 200

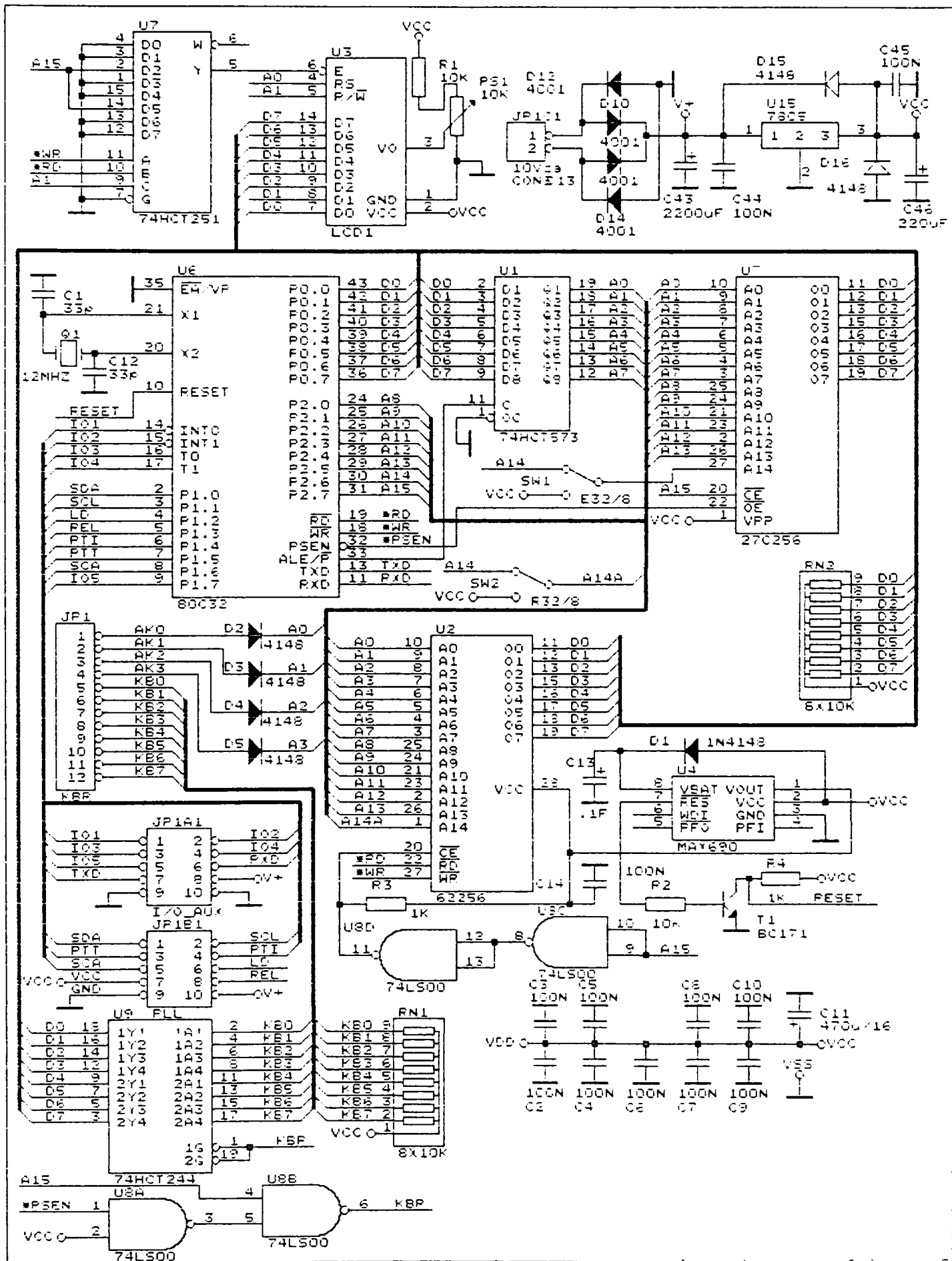


### ANEXA 1.2.

Sintetizoarele de frecvențe  $f_1 = 140 \text{ MHz}$  și  $f_2 = 160 \text{ MHz}$

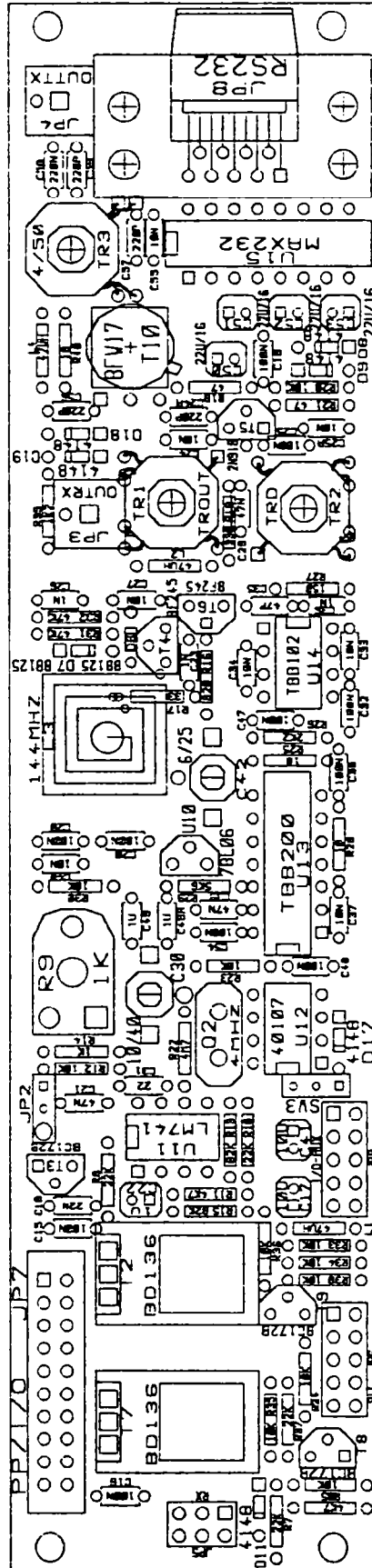


**ANEXA 1.3.**  
**Microsistemul cu microcontroller NC80C32**



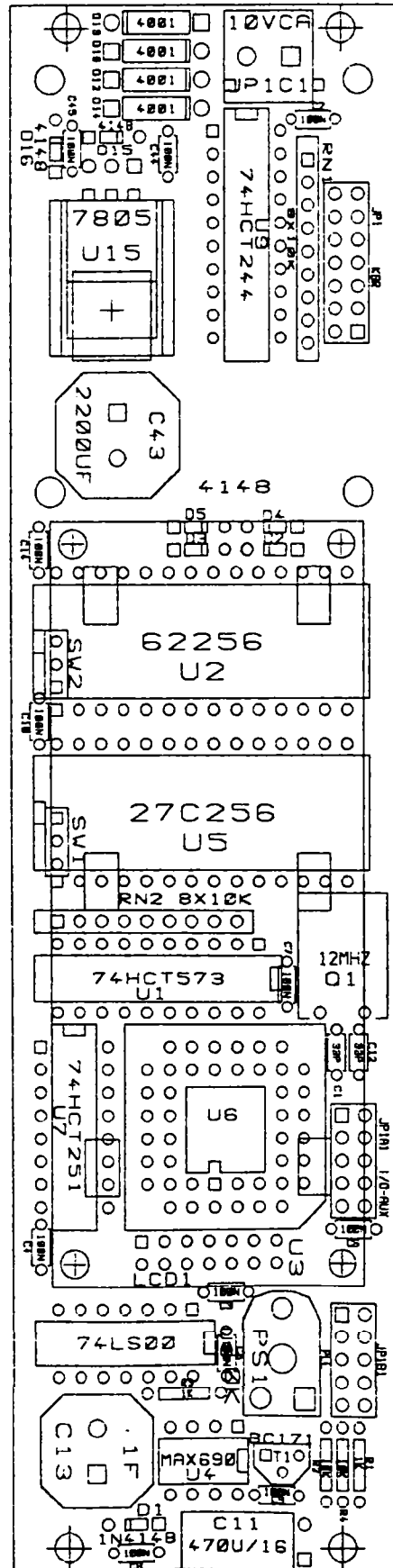
# ANEXA 1.4.

Plan plantare componente la sintetizoarele de frecvențe  $f_1$  și  $f_2$



# ANEXA 1.5.

## Plan plantare componente la microsystemul cu MC80C32



## ANEXA 1.6

### Programul de funcționare a microsistemului

```

W_COM      EQU      08000H
W_DATA     EQU      08001H
R_COM      EQU      08002H
R_DATA     EQU      08003H

CLS        EQU      01H
C_LEFT     EQU      10H
C_OFF      EQU      0CH
C_ON       EQU      0EH

SEM1       EQU      P1.0
SEM2       EQU      P1.1

DEL_TIM    MACRO    VAL
MOV        TL0 , #LOW (65535D-VAL)
MOV        TH0 , #HIGH (65535D-VAL)
SETB TR0
JNB        TF0 , $
ANL        TCON , #11001111B
ENDM

CSEG       AT 0
USING     0
CLR        SEM2
CLR        SEM1
LJMP      BEGIN

MES_1:     DB        '120.000 MHz' , 0
MES_2:     DB        0C6H , 0AH , 01111000B , 0FFH
MES_R:     DB        11000110B , 00000110B , 0FH , 0A0H , 0FFH
MES_AN1:   DB        11000110B , 00001110B , 00000100B , 00000011B , 10101001
;
;
;          xxxxx | --   --- | | ---   ----- |
;                   A           N

MES_4:     DB        'LIPSA ACK. !' , 0

BEGIN:     MOV        SP , #70H
MOV        TMOD , #01H
MOV        DPTR , #W_COM
MOV        A , #30H
DEL_TIM    20000D
MOVX      @DPTR , A
DEL_TIM    6000D
MOVX      @DPTR , A

```

```

        DEL_TIM    1000D
        MOVX      @DPTR , A
        DEL_TIM    100D
        MOV      A , #30H
        ACALL    COM_DIS
        MOV      A , #08H
        ACALL    COM_DIS
        MOV      A , #01H
        ACALL    COM_DIS
        MOV      A , #0EH
        ACALL    COM_DIS
        MOV      A , #06H
        ACALL    COM_DIS
        MOV      A , #C_OFF
        ACALL    COM_DIS

; END OF DISPLAY SETTING

IN_LP:  MOV      R7 , #07
        CPL      SEM2
        NOP
        NOP
        NOP
        NOP
        NOP
        NOP
        NOP
        NOP
        NOP
        NOP
        DJNZ     R7 , IN_LP
        SETB    SEM1
        SETB    SEM2
        DEL_TIM  1000
        MOV     DPTR , #MES_2
        CALL    SEND
        MOV     DPTR , #MES_R
        CALL    SEND

LOOP:   MOV     A , #CLS
        ACALL   COM_DIS
        MOV     DPTR , #MES_1
        CALL    AFIS
        MOV     DPTR , #MES_AN1
        CALL    SEND
        SJMP   $

SEND:   CLR     C
        CALL    ST_GO
M_LOOP: CLR     A
        MOVC   A , @A+DPTR

```



```

INC      A
JZ       EXIT
DEC      A
CALL     WR_S
JC       NO_ACK
INC      DPTR
SJMP     M_LOOP
EXIT:    SETB  C
CALL     ST_GO
RET
NO_ACK:  MOV   A, #CLS
CALL     COM_DIS
MOV      DPTR, #MES_4
CALL     AFIS
AFIS:    SJMP  S
PUSH     ACC
MOV      A, R0
PUSH     ACC
MOV      R0, #0
A_LOOP:  CALL  WAIT
MOV      A, R0
MOVC     A, @A+DPTR
JZ       A_OUT
PUSH     DPL
PUSH     DPH
MOV      DPTR, #W_DATA
MOVX     @DPTR, A
POP      DPH
POP      DPL
INC      R0
SJMP     A_LOOP
A_OUT:   POP   ACC
MOV      R0, A
POP      ACC
RET
COM_DIS: PUSH  DPH      ;SUBRUTINA DE TRANSMITERE
PUSH     DPL      ;COMENZILOR CATRE DISPLAY
MOV      DPTR, #W_COM ;VALOAREA SE AFLA IN ACC
MOVX     @DPTR, A
ACALL    WAIT
POP      DPL
POP      DPH
RET      ;NU SE DISTRUGE NIMIC
WR_CH:   PUSH  DPH      ;SUBRUTINA DE AFISARE A
PUSH     DPL      ;CHARACTER. VALOARE IN ACC
MOV      DPTR, #W_DATA
MOVX     @DPTR, A
ACALL    WAIT
POP      DPL
POP      DPH

```

```

                RET                                ;NU SE DISTRUGE NIMIC

WAIT:          PUSH      ACC
                PUSH      DPH
                PUSH      DPL
                MOV       DPTR , #R_COM
WLOOP:         MOVX      A , @DPTR
                JB        ACC.7 , WLOOP
                POP       DPL
                POP       DPH
                POP       ACC
                RET

ST_GO:         SETB      SEM2
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                MOV       SEM1 , C
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                RET

WR_S:          MOV       R7 , #R8
WR_LP:         CLR       SEM2
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP
                RLC      A
                MOV       SEM1 , C
                NOP
                NOP
                SETB     SEM2
                NOP
                NOP
                NOP
                NOP

```

```
NOP
NOP
NOP
DJNZ      R7 , WR_LP
CLR       SEM2
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
SETB     SEM2
MOV      C , SEM1
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
CLR      SEM2
CLR      SEM1
RET      END
```

## **ANEXA 2**

### **ALEGEREA INDUCTANȚEI DE FIXARE A FRECVENȚEI OCT**

# 45MHz to 650MHz, Integrated IF VCOs with Differential Output

MAX2605-MAX2609

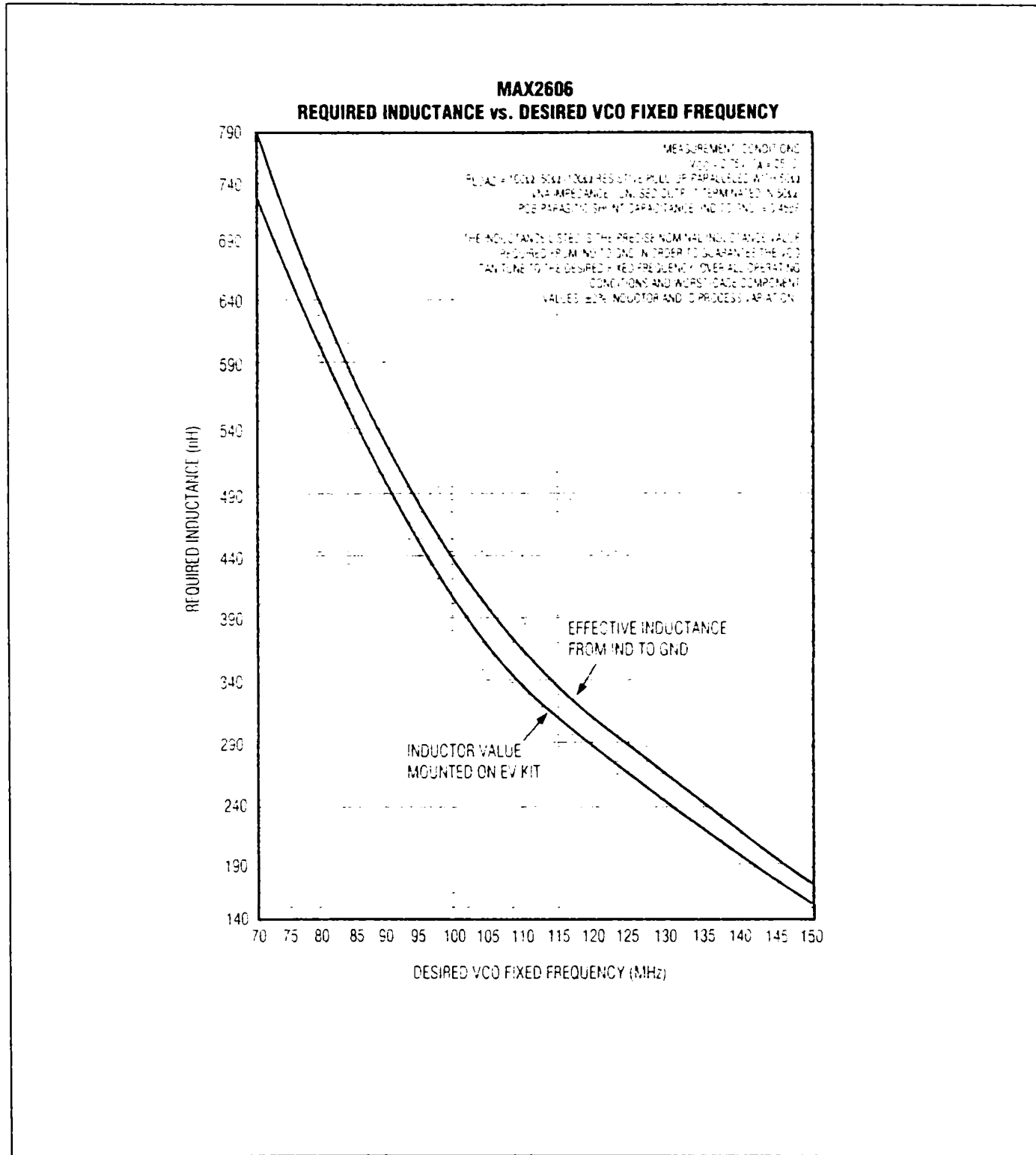


Figure 2. MAX2606 Required inductance vs. Desired VCO Fixed Frequency

# 45MHz to 650MHz, Integrated IF VCOs with Differential Output

MAX2605-MAX2609

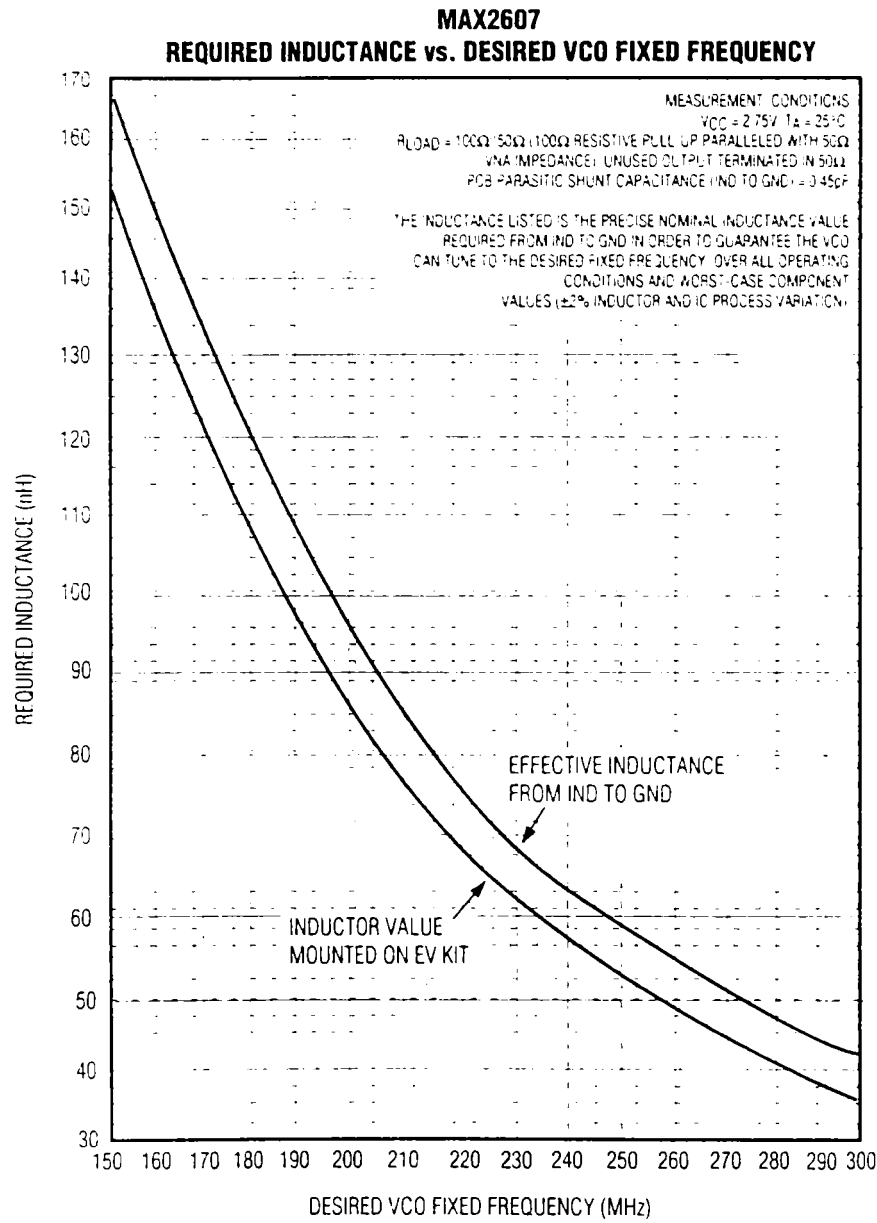


Figure 3. MAX2607 Required Inductance vs. Desired VCO Fixed Frequency