

Efecte audio digitale bazate pe linii de întârziere

3.3 Efecte audio folosind linii de întârziere cu structură nerecursivă (FIR)

3.3.1 Ecoul simplu (*Simple delay*)

Cea mai simplă aplicație a liniilor de întârziere este ecoul. În natură, ecoul apare atunci când o reflexie puternică a unui sunet generat este percepută după un interval de timp de la producerea acestuia. Deci ecoul este o repetare a unui sunet. Pentru ca această repetare să fie percepută separat, trebuie ca acest timp să depășească valoarea de 70ms. Dacă se dorește imitarea unui fenomen natural, reflexia trebuie să aibă o amplitudine mai mică decât semnalul direct care a fost reflectat (aceasta datorită absorbției la propagarea prin aer și la ciocnirea de perete (figura 3.8). Configurația care poate realiza acest lucru este prezentată în figura 3.9 .

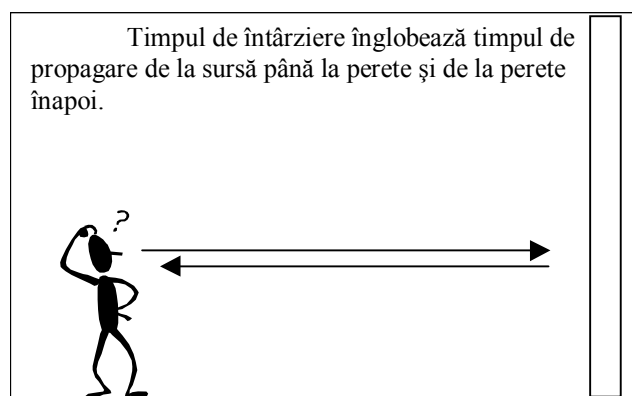


Figura 3.8 Ecoul simplu - apariție

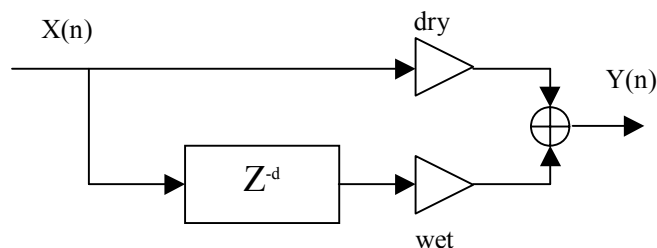


Figura 3.9 Ecoul simplu – implementare digitală

După cum se observă, este necesară o linie de întârziere d constantă (presupunem că sursa nu își schimbă poziția și că recepția se face tot la sursă), două multiplicări și o adunare. Coeficienții multiplicativi ponderează : *dry* – semnalul

direct, wet – semnalul reflectat, valorile lor fiind incluse în intervalul (0;1). Ecuația sistemului din figură este:

$$y(n) = dry \cdot x(n) + wet \cdot x(n - d) \quad (3.1)$$

Răspunsul la impuls și răspunsul în frecvențe normate pentru $d=100$, $dry=1$, $wet=0.5$ sunt prezentate în figura 3.10:

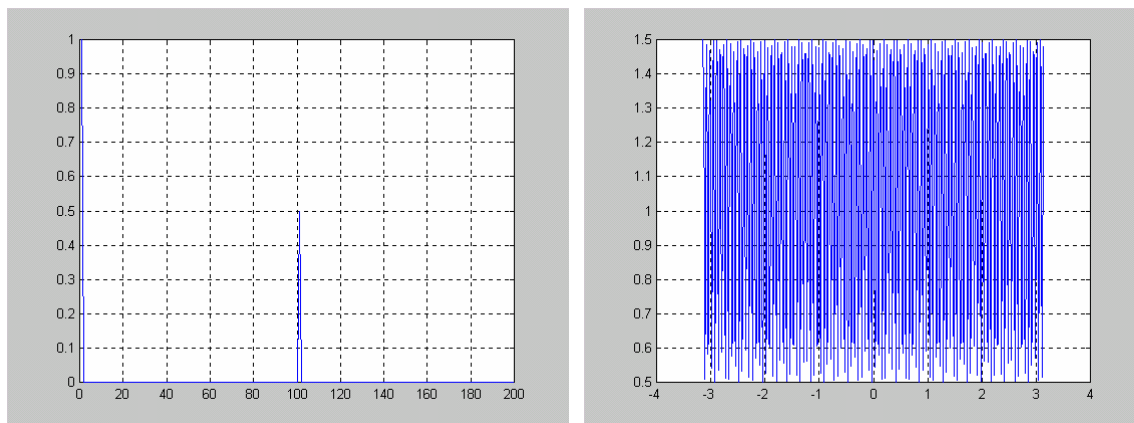


Figura 3.10 Răspunsuri timp, frecvență normată pentru parametrii $d=100$, $dry=1$, $wet=0.5$

După cum se observă, însumarea semnalului direct cu semnalul întârziat determină apariția unor minime și maxime spectrale, deci introduce o colorare spectrală dependentă de timpul de întârziere. Dacă evaluăm caracteristica de transfer a circuitului obținem:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = dry + wet \cdot Z^{-d} \quad (3.2)$$

Forma analitică a spectrului relativ la frecvența normată are modulul:

$$\left| H(e^{jw}) \right| = \sqrt{wet^2 + dry^2 + 2wet \cdot dry \cdot \cos(w \cdot d)} \quad (3.3)$$

Maximele vizibile în figura 3.10 se vor obține când $\cos(w \cdot d) = 1$ iar minimele când $\cos(w \cdot d) = -1$. Apar deci rezonanțe ale modulului condiționate de timpul de întârziere și de frecvența de eșantionare. În virgulă fixă, aceste rezonanțe pot duce la depășiri ale formatelor de reprezentare, deci schema de mai sus va trebui completată cu o scalare cu inversul valorii maxime a modulului:

$$s = 1 / \left| H(e^{jw}) \right|_{\max} = 1 / (wet + dry) \quad (3.4)$$

Noua configurație este prezentată în figura 3.11.

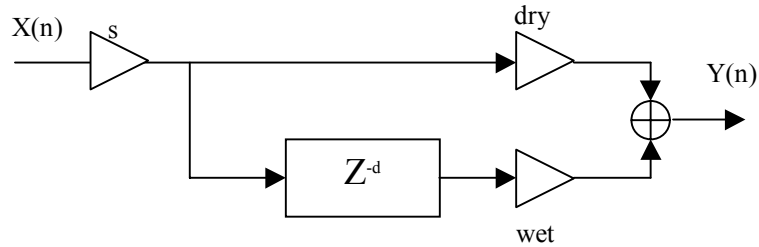


Figura 3.11 Configurație cu scalare pentru a preveni depășirile

Să luăm acum în considerație cazul în care se va scădea semnalul întârziat din cel direct:

$$y(n) = dry \cdot x(n) - wet \cdot x(n - d) \quad (3.5)$$

Acesta va avea comportarea în frecvență:

$$|H(e^{jw})| = \sqrt{wet^2 + dry^2 - 2wet \cdot dry \cdot \cos(w \cdot d)} \quad (3.6)$$

Maximele se obțin pentru $\cos(w \cdot d) = -1$ iar minimele pentru $\cos(w \cdot d) = 1$ exact invers ca la configurația anterioară. Efectele în frecvență ale celor două configurații sunt puse în evidență de figura 3.12 (curba continuă corespunde sumării celor două semnale iar cea punctată cazului scăderii celor două semnale).

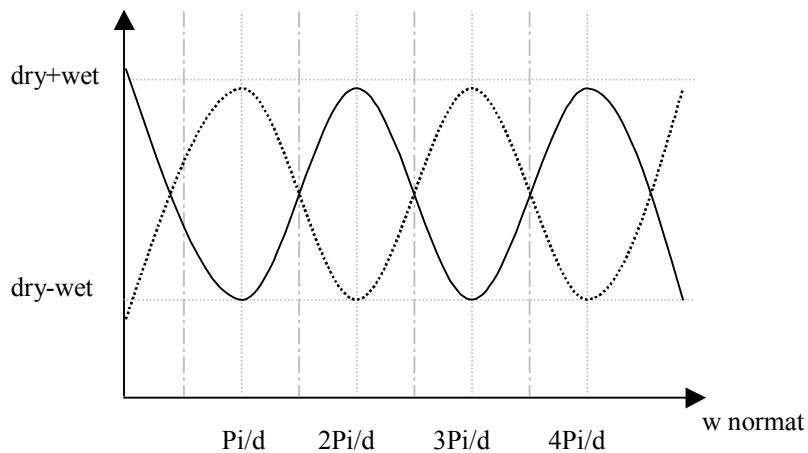


Figura 3.12 Caracteristici de frecvență pentru cele două configurații

Se observă că, dacă d este mare, percepția minimelor și maximelor este minimă (spectrul se strânge) deci schimbarea de semn nu este relevantă. Dacă însă timpul de întârziere devine mic, maximele și minimele înlocuiesc un banc de filtre cu efecte deosebite asupra sunetului perceput.

Variația celor trei parametrii duce la alte tipuri de efecte care folosesc aceeași configurație:

- **Slapback** – semnalul întârziat este mai mare în amplitudine ca semnalul direct; aceasta dă impresia unui timp de creștere (*attack*) lent în amplitudine echivalent cu redarea inversă a frazei muzicale (vorbind în termeni de variație a amplitudinii). Efectul a fost implementat în programul *slapbck.dsp* care conține cod identic cu *simdel.dsp* cu diferența $dry=0.5$, $wet=1$, $d=62ms$ la o frecvență de eșantionare de 44100Hz.
- **Comb filter** – filtrul pieptene cu adunare sau cu scădere la ieșire a semnalului întârziat; se folosește pentru timpi de întârziere mici (max. 50ms) pentru ca efectul să fie pregnant. Efectul a fost implementat în variantă pozitivă în *comb1.dsp* iar parametrii sunt: $dry=0.5$, $wet=0.5$, $d=20ms$. Varianta negativă este implementată în *comb2.dsp* cu parametrii: $dry=0.5$, $wet=0.5$, $d=40ms$.
- **Pseudostereo** – avem un semnal mono recepționat pe canalul stânga; pentru al transforma în stereo, cea mai bună cale este de a întârzia semnalul cu un timp t_i mai mic de 50ms și de a-l trimite pe canalul dreapta în timp ce semnalul direct va ieși tot pe stânga (figura 3.13).

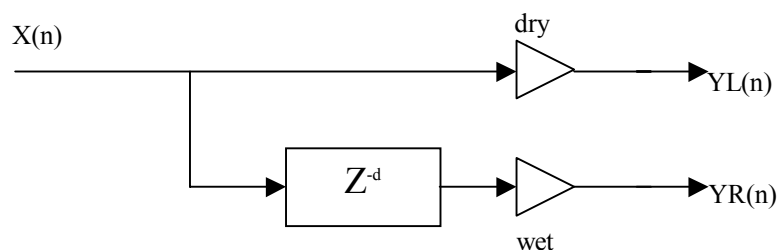


Figura 3.13

3.3.2 Efectul de dublare a vocii procesate (*Chorus*)

Să presupunem că am dori să procesăm o voce umană sau o voce de instrument astfel încât să dăm impresia a două voci diferite, cântând la unison. O simplă întârziere a instrumentului și o sumare cu vocea directă nu este suficientă. În realitate, când doi instrumentiști cântă la unison, întârzierea în redarea partiturii variază, fiecare are propria interpretare, iar cele două instrumente nu au timbre diferite deși sunt identice.

Ideea de a construi un dispozitiv electronic care să simuleze acest fenomen a apărut încă din ani 80 și s-a materializat prin implementare cu BBD-uri, multe firme de la ora actuală păstrând acest tip de implementare (deoarece este o implementare ieftină, nu se cer timpi de întârziere mari și performanțele sunt satisfăcătoare).

Simularea întârzierii relative dintre cele două voci se realizează cu ajutorul unei linii de întârziere cu timp variabil. Timpul de întârziere poate varia după o anumită lege (sinusoidal, dreptunghiular, triunghiular, rampă, aleator uniform) iar frecvența de modulație trebuie să fie infrasonoră (practic se folosesc frecvențe până în

20Hz). O configurație de acest gen, preluată din echivalentul analogic, poate fi implementată digital cu un oscilator de foarte joasă frecvență (LFO – Low Frequency Oscillator este termenul consacrat în electronica muzicală) și o linie de întârziere (figura 3.14).

Structura este în linii mari identică cu cea folosită la ecoul simplu (secțiunea 3.3.1) cu deosebirea că timpul de întârziere este variabil după o lege:

$$d(n) = \text{delay} + \text{amount} \cdot f(n) \quad (3.7)$$

unde $f(n)$ este o funcție cu variație pe intervalul $(-1,+1)$, delay este timpul mediu de întârziere iar amount dă gradul de modulație;

Condițiile de alegere ale constantelor delay și amount au fost discutate în secțiunea 3.2. Preluând rezultatele:

$$\max(d(n)) = \text{delay} + \text{amount} < D \quad (3.8)$$

$$\min(d(n)) = \text{delay} - \text{amount} > 0 \quad (3.9)$$

unde D este lungimea maximă a liniei de întârziere.

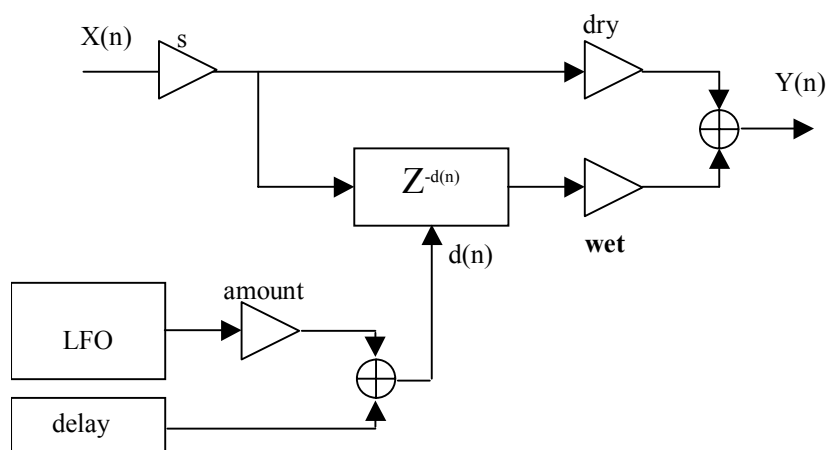


Figura 3.14 Configurația necesară pentru realizarea efectului *Chorus*

Dacă avem în vedere implementarea pe un procesor în virgulă fixă, considerând cele discutate privind la scalare în secțiunea 3.3.1 introducem constanta s de scalare la intrarea circuitului pentru a nu se produce depășiri la ieșire:

$$s = 1 / \left| H(e^{j\omega}) \right|_{\max} = 1 / (\text{wet} + \text{dry}) \quad (3.10)$$

Să analizăm acum implicațiile spectrale pe care le are variația timpului de întârziere. Caracteristica de frecvență este aceeași ca în cazul ecoului simplu însă timpul de întârziere este o funcție de timp $d(n)$ (formula 3.16). Cum distribuția de minime și maxime era o funcție de timpul de întârziere d , acum distribuția va fi o

funcție variabilă în timp. La creșterea lui d caracteristica cu minime și maxime se “strânge” iar când d scade caracteristica se “lărgeste”.

În figura 3.15 s-a reprezentat modulul caracteristicii de transfer a circuitului în funcție de frecvența normată w (fereastra de reprezentare a fost redusă pentru inteligibilitate). Reprezentarea s-a făcut cu parametrii $dry=1$, $wet=0.5$, pentru $d=10, 20, 30$ ms.

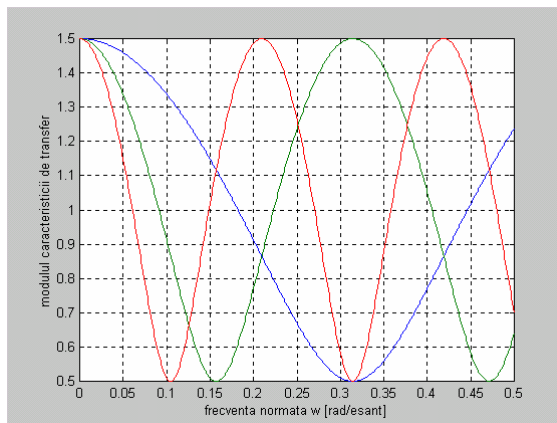


Figura 3.15 Caracteristici de transfer în cazurile $d=10, 20, 30$ ms

Implementarea pentru procesorul în virgulă fixă nu are nimic deosebit față de cele discutate până acum. Programul declară variabilele necesare, singurele adăugiri fiind constantele *sum* respectiv *advance* folosite pentru generarea unei forme de undă sinusoidale. Sinusul este inițiat din $sum=0$. Din parametrul *advance* se poate regla rata modulației de fază: valorii hexa 0x000001 îi corespunde o frecvență de 0.67Hz, valorii 0x000002 îi corespunde $2 \cdot 0.67$ Hz, etc. Constantele *amount* și *delay* se dau în eşantioane iar ponderile *dry* respectiv *wet* în formatul 1.23. Parametrii au următoarele valori: $d(n)=600+100\sin(sum)$ eşantioane, $dry=0.5$, $wet=0.5$.

Variații ale parametrilor duc la obținerea unor efecte consacrate în domeniu:

- **Chorus** efect ce dă senzația a două voci care cântă la unison. Programul prezentat mai sus implementează un *chorus*. Pentru obținerea acestui efect, $d(n)$ trebuie să varieze periodic între limitele 10-30ms. În cazul de mai sus timpul de întârziere variază între 11ms – 15ms cu o frecvență de 1,34Hz.
- **Double voicing** efect folosit pentru procesarea vocii umane; timpul de întârziere trebuie să varieze între 20 – 60ms cu o rată de aproximativ o secundă. Acest efect conferă senzația de voce amplă, bogată, cu intensitate sporită. Parametrii au fost modificați astfel: $delay=40ms$, $amount=2.2ms$.
- **Vibrato** efect folosit pentru procesarea instrumentele cu corzi (chitară, viori etc.). Simulează variația periodică de frecvență care apare când degetele instrumentistului tensionează respectiv detensionează corzile în mod periodic. Singura modificare în configurația *Chorus* este $dry=0$ și variația de frecvență să nu depășească mai mult de ± 1 semiton. Frecvența LFO trebuie să fie în intervalul 4-8Hz. Am ales pentru demonstrație valorile $delay=4ms$, $amount=0.5ms$, $advance=8 \cdot 0.67Hz=5.36Hz$, $dry=0$, $wet=1$.

3.3.3 Ecoul multiplu (*Early Echoes*)

Simularea acusticii unei încăperi rectangulare pornește de la simularea reflexiilor inițiale (*early echoes*). Acestea sunt primele unde reflectate de către pereții unei încăperi. Intensitatea acestor reflexii este o funcție de distanța de la sursa de

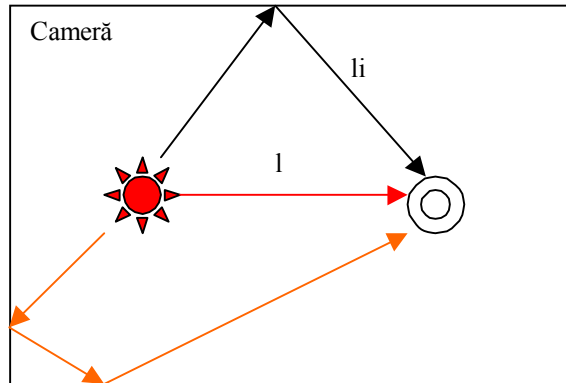


Figura 3.16 Reflexiile inițiale

sunet - la pereți, de coeficientul de absorbție al materialului din care este fabricată suprafața de reflexie, de volumul încăperii etc (figura 3.16).

În principiu trebuie să simulăm cele patru reflexii și să le ponderăm după întârziere diferit. Aceasta se poate realiza cu configurația prezentată în secțiunea 3.3.1, multiplicată cu numărul de reflexii dorite (figura 3.17). Ponderile semnalelor întârziate sunt rezultate din studii asupra acusticii încăperilor, ele fiind de forma:

$$wet_i = \frac{l}{li} \exp(-rT_{Di}) \quad (3.11)$$

știind:

l - distanța până la sursă

li - distanța până la sursa imagine a reflexiei i

wet - amplitudinea relativă a semnalului direct în raport cu reflexia i

T_{Di} - timpul de întârziere relativ al reflexiei i în raport cu semnalul direct.

c - viteza sunetului în aer

T_{60} - timpul de reverberație al camerei

r - coeficientul de absorbție al pereților

F_s - frecvența de eșantionare

iar:

$$r = (\ln 1000) / T_{60} \quad (3.12)$$

$$di = T_{Di} \cdot F_s = \frac{li - l}{c} \cdot F_s \quad (3.13)$$

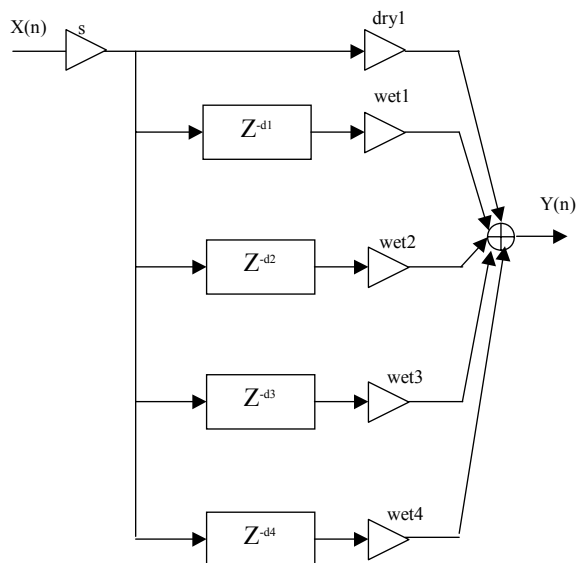


Figura 3.17 Configurația pentru simularea reflexiilor inițiale ale unei încăperi

Impunând timpul de reverberație, distanțele de la sursă la pereți și frecvența de eșantionare putem calcula coeficienții de ponderare ai semnalelor întârziate cu formula 3.16.

Configurația din figura 3.17 este corectă, însă nu este o configurație optimizată pentru o implementare deoarece necesarul de memorie este mare: $d1+d2+d3+d4$. Observația că se procesează același semnal $s \cdot x(n)$ duce la configurația din figura 3.18, unde necesarul de memorie este, presupunând $d1 < d2 < d3 < d4$, egal cu $d4$.

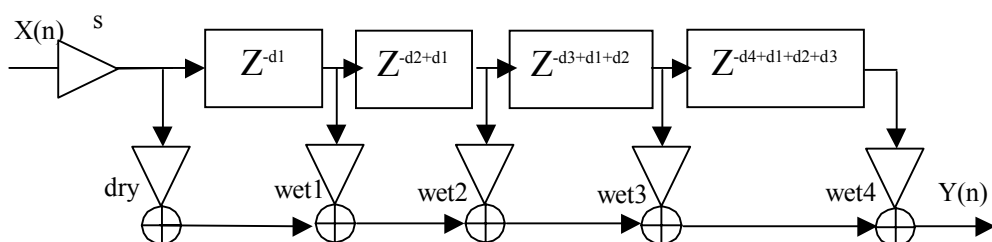


Figura 3.18 Configurație optimă din punct de vedere al memoriei ocupate

Ecuția care descrie acest sistem în timp este un filtru FIR:

$$y(n) = s \cdot dry \cdot x(n) + s \cdot \sum_{i=1}^4 wet_i \cdot x(n - d_i) \quad (3.14)$$

Coeficientul de scalare se poate calcula cu una din regulile de scalare prezentate în [PNS2]. Deoarece acest efect se folosește ca bloc de intrare într-o configurație ce realizează reverberație, se recomandă o regulă de scalare dură, deoarece orice depășire va duce la multiplicarea distorsiunii datorită răspunsului la impuls complex caracteristic structurilor de reverberație. Astfel am ales regula de scalare L1. În cazul acestei scalări se obține o valoare mică pentru s dar se exclude posibilitatea depășirii. Ieșirea $y(n)$ trebuie să fie de modul subunitar deci:

$$|y(n)| \leq |dry| + \sum_{i=1}^4 |wet_i| = k \quad (3.15)$$

iar

$$s = \frac{1}{k} = \frac{1}{|dry| + \sum_{i=1}^4 |wet_i|} \quad (3.16)$$

Ecuția cu diferențe finite devine:

$$y(n) = \frac{1}{|dry| + \sum_{i=1}^4 |wet_i|} \cdot \left[dry \cdot x(n) + \sum_{i=1}^4 wet_i \cdot x(n - d_i) \right] \quad (3.17)$$

Caracteristica de transfer a configurației în transformată Z:

$$H(Z) = \frac{1}{|dry| + \sum_{i=1}^4 |wet_i|} \cdot \left[dry + \sum_{i=1}^4 wet_i \cdot Z^{-d_i} \right] \quad (3.18)$$

Modulul caracteristicii de frecvență are de această dată o alătură mai complicată, păstrând însă caracteristicile de periodicitate și structura cu minime și maxime. Poate fi de altfel privit ca o sumă de caracteristici de transfer identice celei de la simpla întârziere.

Programul care implementează configurația prezentată mai sus este prezentat mai jos, numele fișierului fiind *early.dsp*. După o declarare a constantelor, cu aceeași semnificație ca mai sus, este recepționat eșantionul audio curent și este introdus pe rând în cele patru linii de întârziere. Sunt extrase apoi semnalele întârziate și sunt ponderate și însumate cu semnalul original. Valorile ponderilor, respectiv a numerelor de eșantioane de întârziere nu sunt calculate riguros ci sunt date orientativ. Pentru un calcul riguros se pot aplica formulele 3.16, 3.17, 3.18. O eventuală îmbunătățire a algoritmului ar putea introduce poziționarea stereo a celor patru reflexii. Aceasta configurație este folosită și de reverberatorul Moorer pentru simularea primelor ciocniri ale undei sonore cu pereții unei camere.

3.4 Efecte audio folosind linii de întârziere cu structură recursivă (IIR)

3.4.1 Filtrul pieptene (*Comb filter*)

Studiile efectuate de Schroeder în anul 1961 referitor la simularea acusticii încăperilor cu ajutorul programelor digitale au consacrat două structuri audio folosite intens la ora actuală în efectele sonore audio: filtrul pieptene (comb filter) respectiv filtrul trece-tot (allpass filter). Filtrul pieptene (figura 3.19) este o structură IIR care generează un răspuns la impuls de tip exponențial amortizat, specific fenomenelor naturale (asemănător răspunsului la impuls al unei camere).

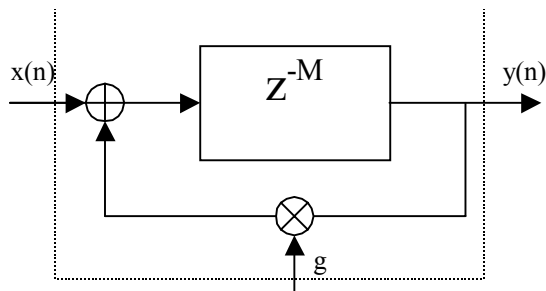


Figura 3.19 Structura filtrului pieptene

Răspunsul la impuls al unei astfel de structuri este prezentat în figura 3.20:

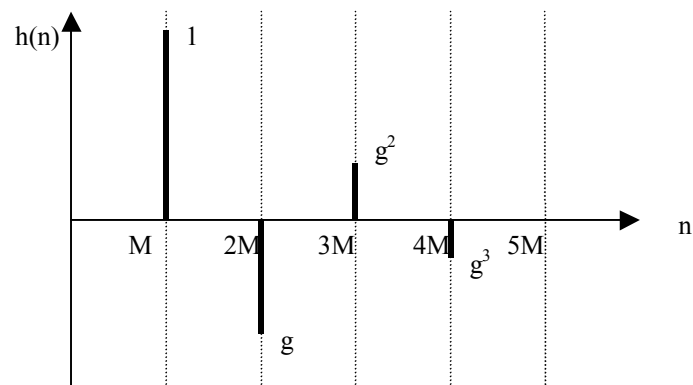
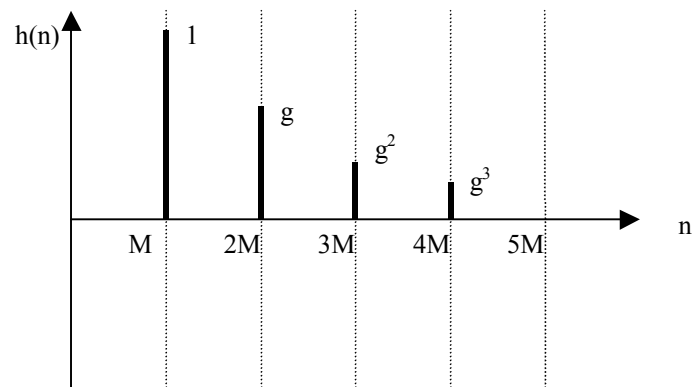


Figura 3.20 Răspunsul la impuls pentru g pozitiv (sus) și g negativ (jos).

Funcția de transfer dacă inspectăm structura din figura 3.19 este:

$$H(z) = \frac{z^{-M}}{1 - gz^{-M}} \quad (3.19)$$

Sau

$$H(z) = \sum_{k=0}^{M-1} \frac{A_k}{z - z_k} \quad \text{cu} \quad A_k = \frac{z_k}{M \cdot g} \quad (3.20)$$

Cu

$$z_k = r \cdot e^{j2\pi k / M} \quad (3.21)$$

$$r = g^{1/M} \quad (3.22)$$

Dacă combinăm polii perechi și facem corespondența $a/(z-a) \Leftrightarrow e(n+1)a^n$ obținem formula 3.28 pentru M par și 3.29 pentru M impar:

$$h(n) = \frac{e(n-1)}{Mg} \cdot r^n \cdot \frac{\frac{M}{2} - 1}{\sum_{k=1}^{\frac{M}{2}-1} \cos(\Omega_k n)} \quad (3.23)$$

$$h(n) = \frac{e(n-1)}{Mg} \cdot r^n \cdot \left[1 + \frac{\frac{M+1}{2} - 1}{\sum_{k=1}^{\frac{M+1}{2}-1} \cos(\Omega_k n)} \right] \quad (3.24)$$

Din aceste două relații se poate observa utilitatea acestei structuri în simularea acusticii încăperilor. Răspunsul la impuls este exprimat ca o sumă de oscilații cosinusoidale de frecvențe Ω_k . Aceste frecvențe corespund frecvențelor proprii specifice unei încăperi. Ele sunt amortizate cu o anvelopă exponențială r^n , unde r este constanta de amortizare. Răspunsul în frecvență al unui filtru pieptene are modulul:

$$\left| H(e^{j\Omega}) \right| = \sqrt{\frac{1}{1 - 2g \cos(\Omega M) + g^2}} \quad (3.25)$$

Iată rezultatele simulării în Matlab a structurii filtru pieptene la o frecvență de eșantionare de 44100Hz, cu o întârziere M=10 eșantioane, g=-0.6.

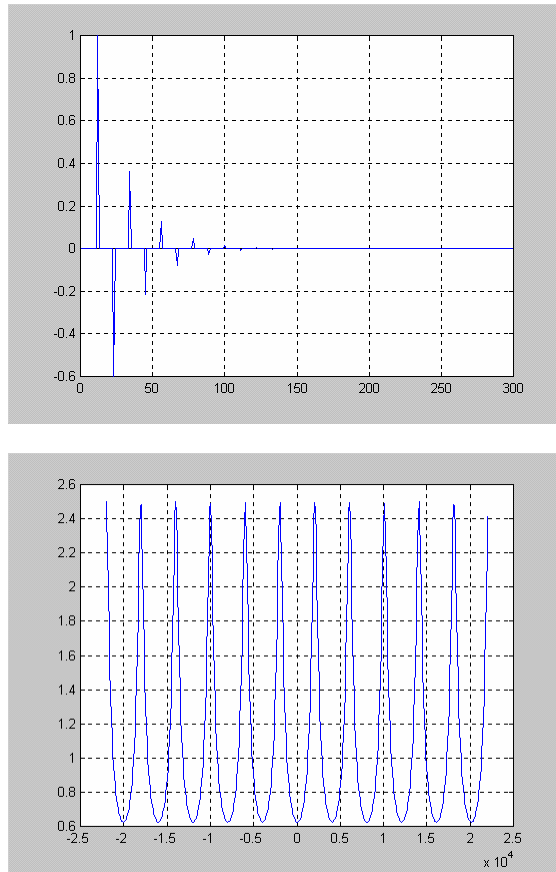


Figura 3.21 Rezultatele simulării unui filtru pieptene: răspunsul la impuls și modulul caracteristicii de frecvență

Se observă o distribuție cu maxime și minime asemănătoare filtrului pieptene FIR. Maximele se obțin la frecvențele $\Omega = 2\pi k/M$ ($k=0,1,\dots,M-1$) de modul:

$$\left| H(e^{j\omega}) \right|_{\max} = \frac{1}{1-g} \quad (3.26)$$

Minimele se obțin la $\Omega = (2k+1)\pi/M$ ($k=0,1,\dots,M-1$):

$$\left| H(e^{j\omega}) \right|_{\min} = \frac{1}{1+g} \quad (3.27)$$

Am realizat un macro ce implementează această configurație deoarece ea va fi folosită în componența mai multor efecte sonore. Față de cele expuse anterior apare un parametru nou, coeficientul de ponderare al eșantionului de intrare care realizează o scalare a semnalului procesat pentru ca nu cumva să apară depășiri. Valoarea maximă a semnalului procesat este dată de formula 3.31. Deci introducem un coeficient de scalare s egal cu $1-g$. Macroul extrage eșantionul întârziat din linia de întârziere, calculează reacția și apoi o însumează cu eșantionul curent. Finalul copiază suma calculată în linia de întârziere.

Ceea mai simplă aplicație a filtrului pieptene în domeniul efectelor sonore o constituie realizarea unui reverberații simple obținute prin repetarea sunetului procesat la intervale constante de timp simulând drumul parcurs repetat de o undă sonoră între doi pereți.

3.4.2 Reverberația simplă (*Reverberating Delay*)

Cea mai simplă cale de a imita reverberația unei încăperi se realizează cu o structură filtru pieptene ca în figura 3.22.

Ecuatia cu diferențe finite ce descrie sistemul este dată de :

$$y(n) = dry \cdot x(n) + wet \cdot x(n) * h(n) \quad (3.28)$$

unde $h(n)$ reprezintă răspunsul la impuls al filtrului pieptene din formulele 3.28, 3.29. Considerând că dry, wet variază în intervalul $(-1,1)$ și $h(n)$ este nescalată ne propunem să scalăm funcția de transfer astfel încât $y(n)$ să fie cuprins în intervalul $(-1,1)$. Din cele discutate în secțiunea anterioară 3.4.1, scalăm modulul caracteristicii de frecvență prin înmulțirea cu $s_1=1-g$. Dacă aplicăm această scalare ieșirea va fi:

$$y(n) = dry \cdot x(n) + wet \cdot s_1 \cdot x(n) * h(n) \quad (3.29)$$

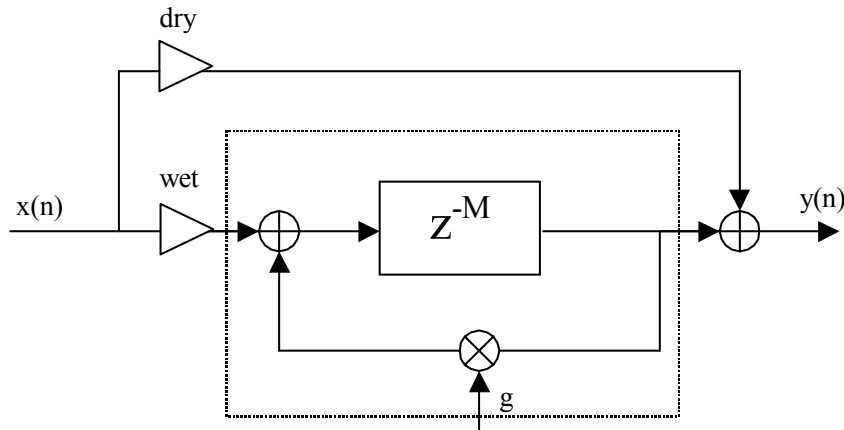


Figura 3.22

Dacă avem în vedere funcția de transfer totală, aplicând regula de scalare L1, o regulă suficient de dură de scalare, (necesară datorită faptului că avem de-a face cu o structură recursivă repetitivă deci apariția unei distorsiuni e însoțită de repetarea ei), obținem:

$$s = \frac{1}{k} = \frac{1}{|dry| + |wet \cdot s_1|} = \frac{1}{|dry| + |wet \cdot (1 - g)|} \quad (3.30)$$

Conform acestei scalări semnalul de ieșire devine:

$$y(n) = \frac{dry \cdot x(n)}{|dry| + |wet \cdot (1 - g)|} + \frac{wet \cdot (1 - g) \cdot x(n) * h(n)}{|dry| + |wet \cdot (1 - g)|} \quad (3.31)$$

Deci:

$$y(n) = A1 \cdot x(n) + A2 \cdot x(n) * h(n) \quad (3.32)$$

Cu

$$A1 = \frac{dry}{|dry| + |wet \cdot (1 - g)|} \quad (3.33)$$

$$A2 = \frac{wet \cdot (1 - g)}{|dry| + |wet \cdot (1 - g)|} \quad (3.34)$$

Acești coeficienți scalați pot fi precalculați de către programator sau când se dorește modificarea parametrilor în timp real se realizează un control adaptiv al ponderilor astfel încât semnalul de ieșire să nu depășească plaja dinamică (-1,1).

În programul realizat (*comb.dsp*) am introdus A1 și A2 constante precalculate. Structura de calcul este următoarea: se preia de la codec eșantionul curent care este ponderat cu A2 și este introdus în linia de întârziere. Concomitent se extrage eșantionul de la ieșirea filtrului pieptene. Acesta este însumat cu eșantionul curent ponderat cu A1.

Deși este un efect simplu constructiv, impactul său este deosebit în momentul când este folosit pentru o singură voce de instrument. În schimb este depărtat de simularea acusticii unei încăperi (de fapt numele efectului din limba engleză, *Reverberating Delay*, îl descrie practic perfect).

3.4.3 Efectul Flanger

Studierea configurației de mai sus duce la o observație interesantă: pentru timpi mici de întârziere, distribuția de minime și maxime este practic largă, deci modificarea în timp real a timpului de întârziere va duce la deplasarea acestei distribuții, echivalent cu un banc de filtre trece bandă ce se deplasează pe spectrul audio. Acesta este efectul *Flanger*. El a fost descoperit pe la începutul erei analogice în studiourile de înregistrări. Era realizat inițial cu două magnetofone profesionale ce redau același program muzical, viteza de redare a unuia dintre ele fiind modificată de un operator printr-un dispozitiv în timp real. Următoarea etapă a fost simularea cu constante RC (pe post de linii de întârziere cu întârziere mică) și varierea constantei de timp cu un oscilator în mod periodic. A urmat apoi implementarea cu circuite integrate BBD și în fine, implementarea digitală.

Structura efectului sonor este o combinație între reverberația simplă (*Reverberating delay*) și efectul *Chorus*. Ea este prezentată în figura 3.23:

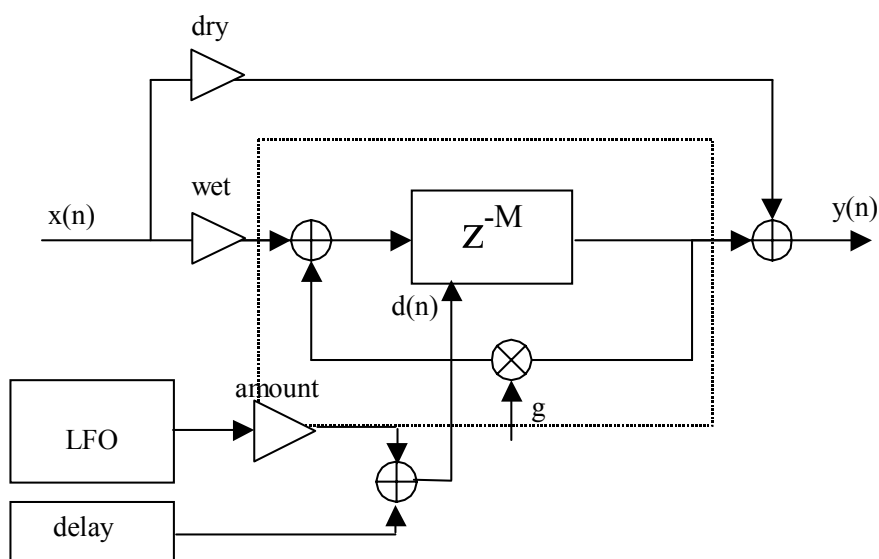


Figura 3.23 Structura efectului *Flanger*

După cum se poate observa, există un generator de forme de undă de frecvență foarte joasă (LFO), a căror amplitudine este ponderată cu *amount* care stabilește gradul de modulație al timpului de întârziere *delay*. În rest avem aceeași configurație ca la secțiunea anterioară. Forma de undă modulatorie poate fi sinusoidală, triunghiulară, dreptunghiulară, rampă, aleatoare uniformă, etc.

$$d(n) = \text{delay} + \text{amount} \cdot f(n) \quad (3.35)$$

unde $f(n)$ ia valori în intervalul $(-1,1)$, *delay* este timpul de întârziere în eșantioane, iar *amount* este timpul de întârziere modulator.

Condițiile de alegere ale constantelor *delay* și *amount* au fost discutate în secțiunea 3.2. Preluând rezultatele:

$$\max(d(n)) = \text{delay} + \text{amount} < D \quad (3.36)$$

$$\min(d(n)) = \text{delay} - \text{amount} > 0 \quad (3.37)$$

unde D este lungimea maximă a liniei de întârziere.

Scalarea se realizează ca în secțiunea anterioară. Se introduc cele două constante $A1$, respectiv $A2$ care realizează scalarea semnalului de ieșire:

$$A1 = \frac{\text{dry}}{|\text{dry}| + |\text{wet} \cdot (1 - g)|} \quad (3.38)$$

$$A2 = \frac{wet \cdot (1 - g)}{|dry| + |wet \cdot (1 - g)|} \quad (3.39)$$

În exemplul asamblat am folosit ca formă de undă modulatorie o undă sinusoidală generată cu macroul *sinpol.dsp* prezentat în al doilea capitol. Programul care implementează efectul este conținut de fișierul *flanger.dsp*. Se generează întâi sinusoida cu macroul *sinpol.dsp*, apoi se ponderează cu constanta *amount* și se adună cu timpul de întârziere fix *delay* obținându-se timpul de întârziere variabil $d(n)$.

Se introduce acest timp în structura de tip filtru pieptene și se extrage eșantionul de ieșire ponderat cu A2. Acesta se însumează cu eșantionul curent ponderat cu A1. Câtă vreme timpul de întârziere în secunde este situat în intervalul (0,10)ms efectul realizat este *Flanger*. În cazul în care acesta este situat în intervalul (10, 50)ms avem de-a face cu un *Chorus* cu reacție, prezența acestuia îmbogățind extraordinar vocea instrumentului procesat.

3.4.4 Filtrul trece-tot

Este una din componentele de bază ale reverberatoarelor moderne. Propus în 1961 de Schroeder pentru simularea software acusticii încăperilor, este componenta de bază la realizarea componentei unui răspuns la impuls tipic încăperilor, denumit *reverberație ulterioară*.

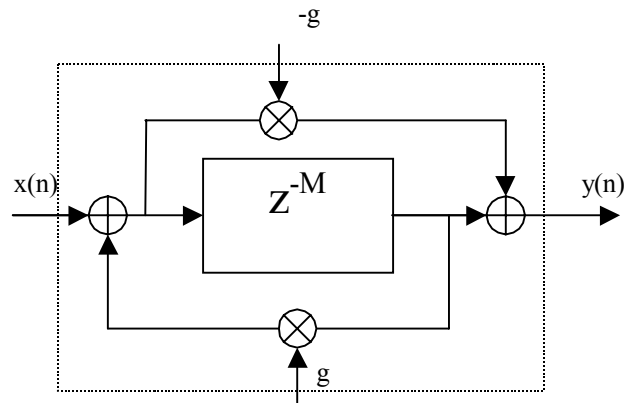


Figura 3.24 Filtrul trece-tot

Funcția de transfer a structurii din figură este:

$$H(z) = \frac{z^{-M} - g}{1 - gz^{-M}} = \frac{z^{-M}}{1 - gz^{-M}} - \frac{g}{1 - gz^{-M}} \quad (3.40)$$

Unde M este numărul de celule de întârziere, g coeficientul de ponderare cu valori între (-1,1).

Răspunsul la impuls al unei astfel de structuri este asemănător celui al filtrului pieptene, deosebirea remacându-se la valorile impulsurilor:

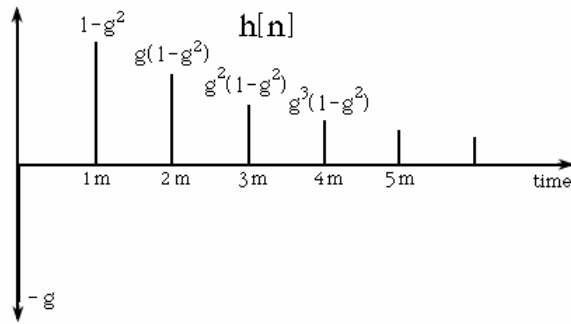


Figura 3.25 Răspunsul la impuls al filtrului trece-tot, g pozitiv

Ca și la filtrul pieptene, răspunsul la impuls poate fi scris ca o sumă ponderată de cosinusoide care definesc frecvențele proprii ale încăperii ce trebuie simulate.

Diferența majoră între cele două celule este că, spre deosebire de filtrul pieptene care introduce o colorare spectrală cu minime și maxime, filtrul trece-tot prezintă un modul al funcției de transfer de tip plat. Iată răspunsul la impuls al unei celule trece-tot și modulul caracteristicii de frecvență, la o rată de eșantionare de $F_s=44100\text{Hz}$, $g=-0.6$, $M=10$.

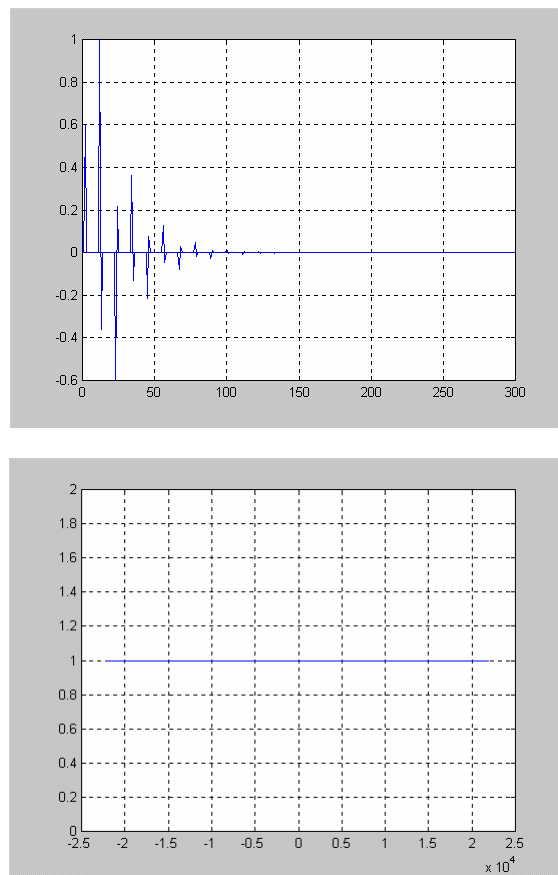


Figura 3.26 Răspunsul la impuls al filtrului trece-tot și modulul caracteristicii de frecvență

Filtrul trece-tot și filtrul pieptene sunt componente de bază în structurile ce realizează reverberația, proprietățile lor fiind deosebite în momentul în care parametrii lor sunt aleși cu atenție din considerente teoretice sau practice.

3.5 Modele de sinteză ale reverberației

3.5.1 Reverberația reală

Reverberația este un fenomen natural propriu încăperilor cauzat de însumarea multiplelor reflexii ale unei unde sonore de pereții acesteia. Față de fenomenul de ecou, diferența constă în faptul că reflexiile sunt recepționate de observatorul uman la intervale foarte mici de timp, aceasta având ca rezultat faptul că repetițiile nu sunt percepute distinct ci percepute ca un tot. Sunetul emis de sursă se împrăștie în toate direcțiile la diferite unghiuri, se reflectă de pereții încăperii și este perceput de observator (figura 3.27).

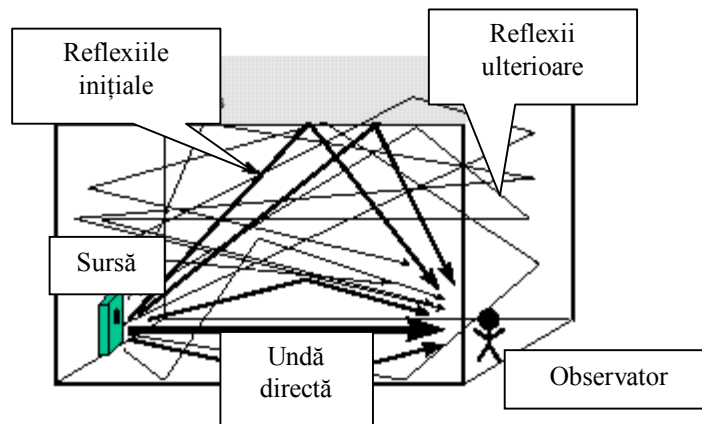


Figura 3.27 Reverberația

Răspunsul la impuls al unei încăperi are trei componente de bază asociate cu fenomenele fizice petrecute: unda directă, reflexiile inițiale ale unei sonore, reflexiile ulterioare ale undei (figura 3.28). Unda directă este unda ce ajunge pe cale directă între sursă și receptor. Reflexiile inițiale sunt date de undele ce ajung la receptor suferind un număr mic de reflexii, iar reflexiile ulterioare sunt date de undele ce suferă multiple reflexii pe pereții încăperii până a fi recepționate de observator.

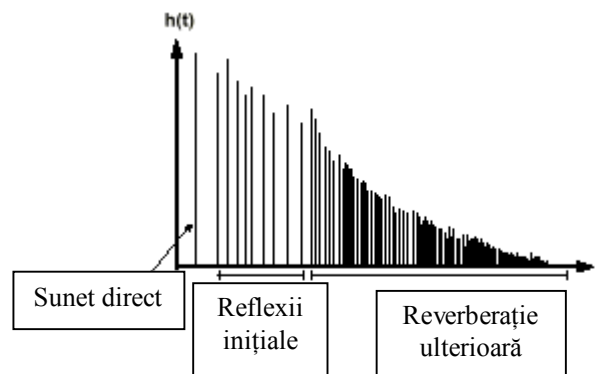


Figura 3.28 Răspunsul la impuls al unei încăperi

Pentru a extrage caracteristicile de bază ale răspunsurilor la impuls caracteristice acusticii încăperilor am efectuat analiza timp- frecvență pentru două răspunsuri la impuls eșantionate aparținând a două săli celebre americane: *East High Auditorium* (figura 3.29a) și *Eastman Organ Recital Hall* (figura 3.29b).

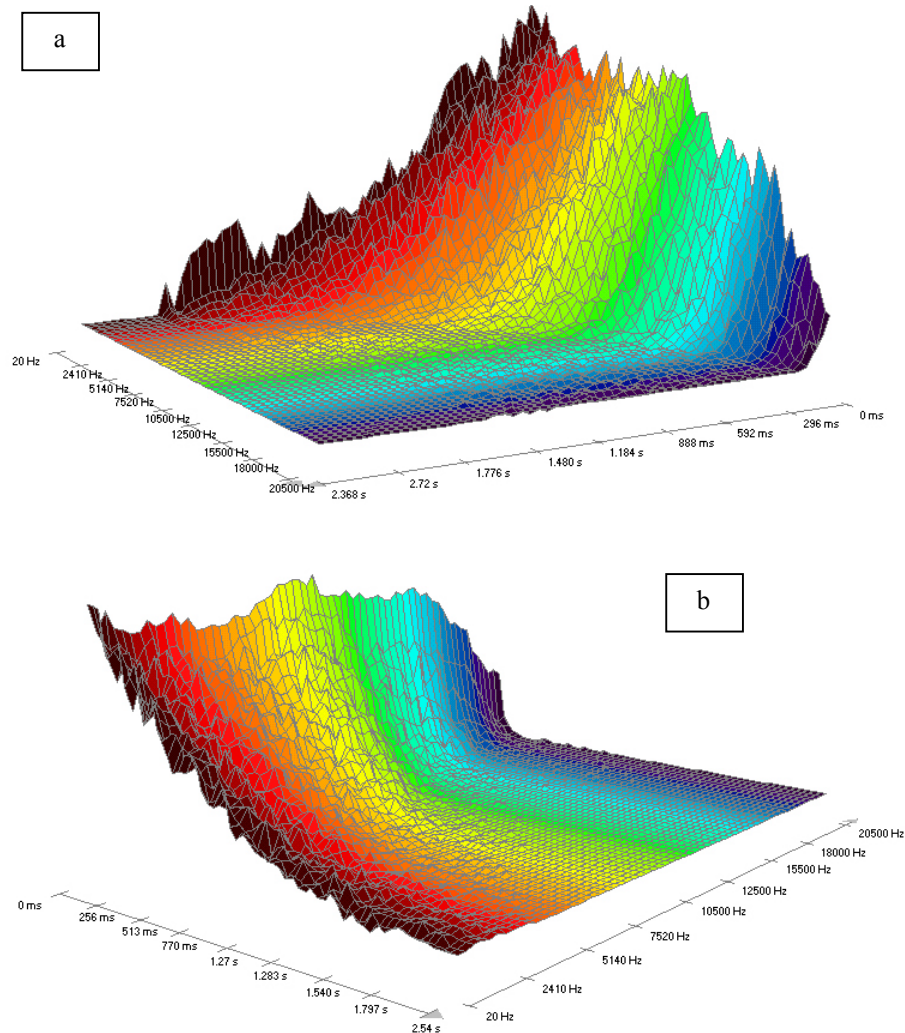


Figura 3.29 Răspunsuri la impuls reale
Concluziile sunt următoarele:

- Răspunsul la impuls trebuie să conțină suficiente componente pentru a asigura o densitate de ecou și o densitate de frecvență suficientă.
- Pentru simularea unei comportări reale, trebuie avut în vedere că absorbția elementelor unde se face diferit: frecvențele joase sunt mai greu absorbite de pereții încăperii decât frecvențele înalte. Aceasta poate sugera existența unui filtru trece-jos la ieșirea blocului de reverberație sau proiectarea unor componente de tip filtru pieptene cu o caracteristică trece-jos (Moorer).

Modelele algoritmice pentru simularea digitală a reverberației au debutat în 1960 prin studiile lui Schroeder. Acesta a realizat un simulator de reverberație a cărui calitate, la ora actuală, este discutabilă, prin cascada a patru filtre pieptene în paralel cu două celule trece-tot serie. James A.Moorer, în anii 80, a îmbunătățit

modelul Schroeder prin simularea absorbției diferite în frecvență, a introdus celula pieptene trece-jos și blocul de simulare a reflexiilor inițiale. Pentru a micșora puterea de calcul folosită, Gardner a proiectat trei configurații dedicate pentru Motorola DSP56000, introducând celula trece-tot generalizată. Jean Marc Jot a realizat o structură introducând rețelele FDN (*Feedback Delay Network*) generalizând și simplificând implementările. O altă implementare este aceea a lui Dattorro, deosebită din punct de vedere al calității reverberației și puterii de calcul necesare.

3.5.2 Modelul de reverberație Schroeder

Modelul de reverberație a lui Schroeder este prezentat în figura 3.30. Frecvențele proprii ale încăperii sunt simulate prin intermediul a patru filtre pieptene în paralel a căror ieșire este însumată și introdusă în două filtre trece-tot a căror rol este acela de a păstra caracteristica de frecvență a etajului pieptene și, cel mai important, de a realiza “îndesirea” treptată a răspunsului la impuls.

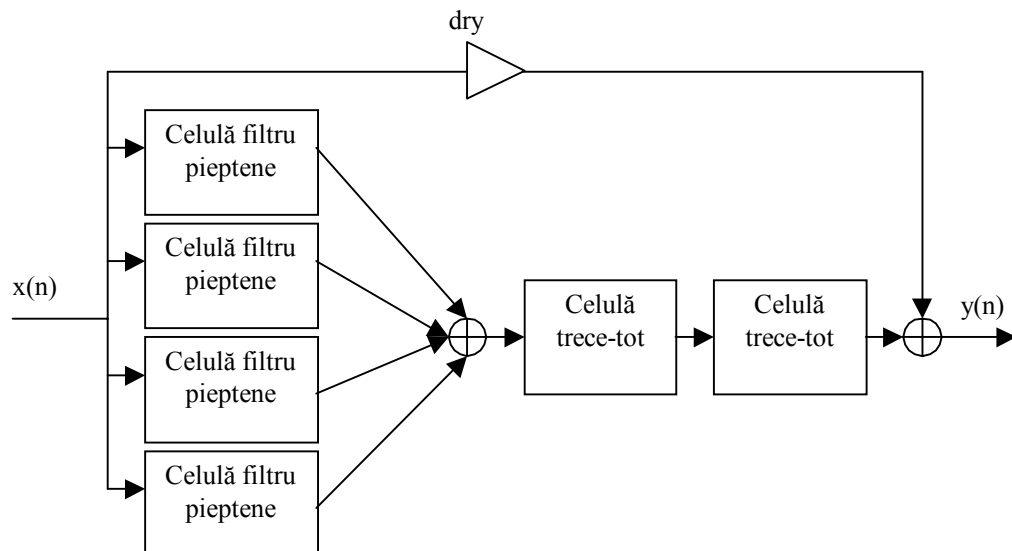


Figura 3.30 Modelul de reverberație a lui Schroeder

Deși la ora aceea era o deosebită realizare în domeniu, reverberatorul lui Schroeder nu satisface la ora actuală cerințele de înaltă calitate și realism. Dezavantajele sale sunt următoarele: nu simulează absorbția diferită în frecvență a pereților unei încăperi (se poate compensa printr-un filtru trece-jos la ieșirea reverberatorului) sau prin folosirea celulelor pieptene propuse de Moorer, densitatea de frecvență și de ecou nu este suficientă (se poate crește prin sporirea numărului de filtre pieptene puse în paralel). Totuși este unul dintre cele mai populare reverberatoare având în vedere că până în anii 80 studiourile de înregistrări dețineau blocuri de reverberație digitală bazate pe această structură.

Studiile de pionierat ale lui Schroeder au reliefat aspecte importante printre care:

- Timpul de reverberație dorit este o funcție de coeficientul de reacție al blocului paralel de filtre pieptene. Pentru a evita rezonanțele nenaturale,

Schroeder propune ca amortizarea răspunsului la impuls al filtrelor să se facă liniar pe o scară logaritmică de percepție. Aceasta impune ca coeficienții de reacție ai celor 4 filtre pieptene să fie egali, modificabili simultan.

$$g_i = \text{const} \quad i = 1..4 \quad (3.41)$$

Aceasta impune ca razele polilor să fie egale:

$$r_p = \text{const.} = g_p^{1/Mp} \quad \text{pentru } p = 1,2,3..P \quad (3.42)$$

Celulele trece-tot de la final predisun semnalul procesat la rezonanțe nenaturale. Alegerea timpului de întârziere a fiecărei celule are o importanță deosebită în evitarea acestor distorsiuni.

- Legătura între coeficienții de reacție g_i și timpul de reverberație dorit este:

$$T_{60} = \frac{3}{\log_{10}|1/g_i|} M_i \cdot T_s \quad (3.43)$$

Unde M_i este timpul de întârziere în eșantioane al fiecărei celule pieptene, g_i sunt coeficienții de reacție ai celulelor și T_s este perioada de eșantionare.

Un răspuns la impuls tipic pentru o asemenea configurație este prezentat în figura 3.31. Parametrii de simulare au fost următorii: $g_i = 0.5$, pentru filtrele pieptene timpul de întârziere în eșantioane $M_i = 1543, 1764, 1984, 2205$ și pentru celulele trece-tot $M_i = 220, 75$, $g_i = 0.7$. Răspunsul la impuls nu reprezintă și calea directă. Caracteristica de frecvență în timp este reprezentată în figura 3.32. Se remarcă faptul că nu este simulată absorbția diferită în spațiul frecvență iar datorită celulelor trece-tot apare o amplificare la frecvențele superioare, sursă a rezonanțelor nenaturale.

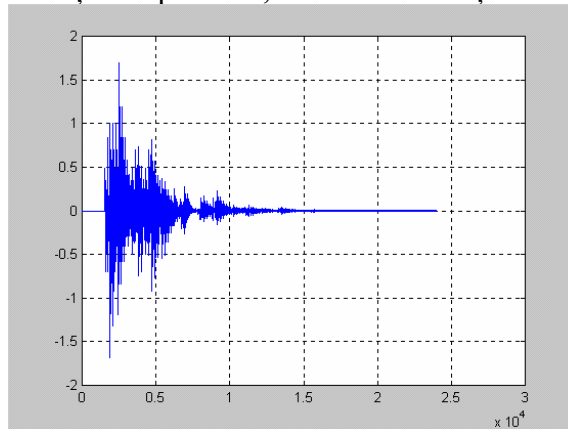


Figura 3.31 Răspunsul la impuls pentru structura Schroeder

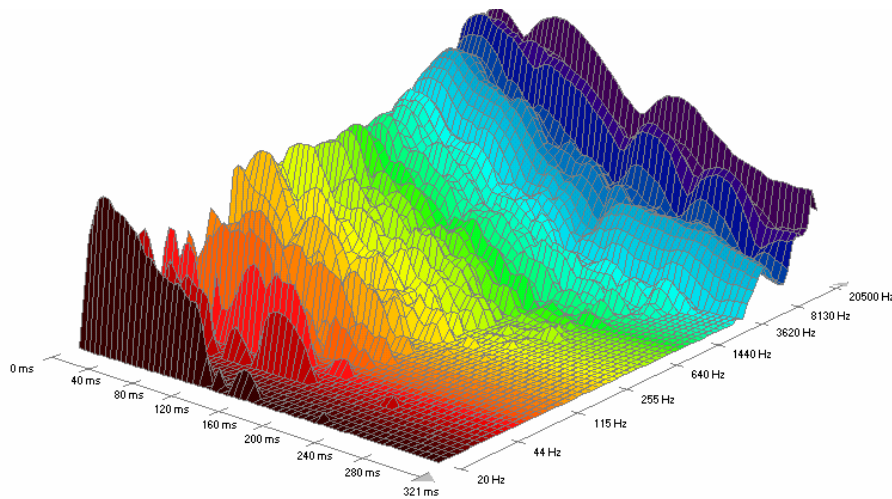


Figura 3.32 Răspunsul în frecvență al structurii Schroeder

Calitatea reverberației structurii Schroeder este depășită la ora actuală. O îmbunătățire a structurii a realizat-o Moorer în anii 80, reușind, datorită modificărilor făcute, să creeze un sintetizator de reverberație de un realism deosebit.

3.5.3 Modelul de reverberație Moorer

James A. Moorer a studiat modelul Schroeder și, având în vedere punctele slabe ale acestuia, a îmbunătățit acest model. El a studiat densitatea de ecou și densitatea de frecvență a răspunsurilor la impuls reale, eșantionate, și a observat că o structură de 12 filtre pieptene în paralel, cascadata cu o celulă sau două de tip trece-tot realizează densitățile dorite. O altă observație de-a sa, este alegerea timpilor de întârziere în eșantioane ai blocului paralel de filtre pieptene numere prime. Aceasta “îndesește” răspunsul la impuls spre final (reverberația ulterioară), neafectând în același timp evoluția dinamică a răspunsului (răspunsurile filtrelor pieptene nu se suprapun dând naștere la rezonanțe). Moorer a modificat structura filtrului pieptene pentru a-i imprima o caracteristică trece-jos spre a simula absorbția mai puternică a frecvențelor înalte (figura 3.33).

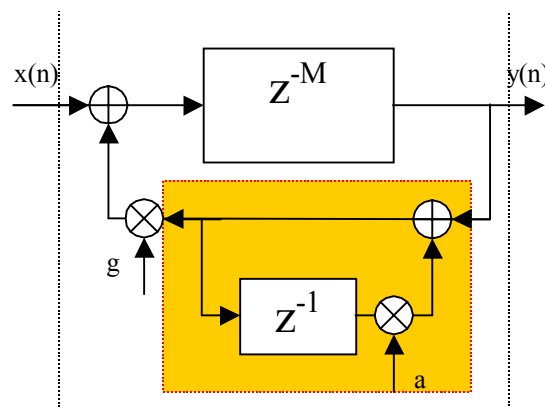


Figura 3.33 Filtrul pieptene trece-jos

Moorer introduce în reacție un filtru trece-jos cu caracteristica de transfer:

$$H_1(z) = \frac{1}{1 - az^{-1}} \quad (3.44)$$

Astfel, caracteristica de transfer a filtrului pieptene devine:

$$H(z) = \frac{z^{-M}}{1 - g \cdot H_1(z) \cdot z^{-M}} \quad (3.45)$$

Criteriul obligatoriu de stabilitate a structurii este:

$$\frac{g}{1 - a} < 1 \quad (3.46)$$

Efectul reacției trece-jos poate fi observat în figura 3.34.

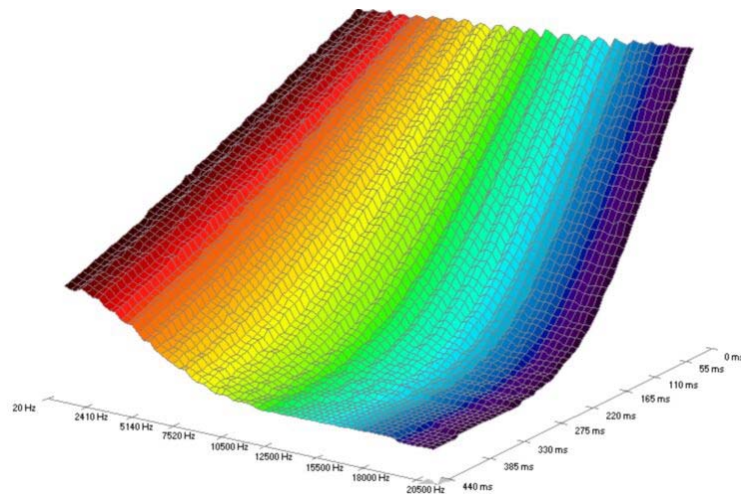


Figura 3.34 Analiza timp frecvență a răspunsului la impuls al filtrului pieptene trece-jos

Moorer introduce și blocul de simulare al reflexiilor inițiale, reprezentat printr-un filtru FIR identic cu cel descris în secțiunea 3.3.3. O altă îmbunătățire este realizarea efectului stereo prin folosirea unei singure unități de procesare, la ieșire realizându-se diferențierea semnalelor prin extragerea lor din puncte diferite ale filtrelor pieptene și folosirea a blocuri diferite de procesare de tip trece-tot (figura 3.35).

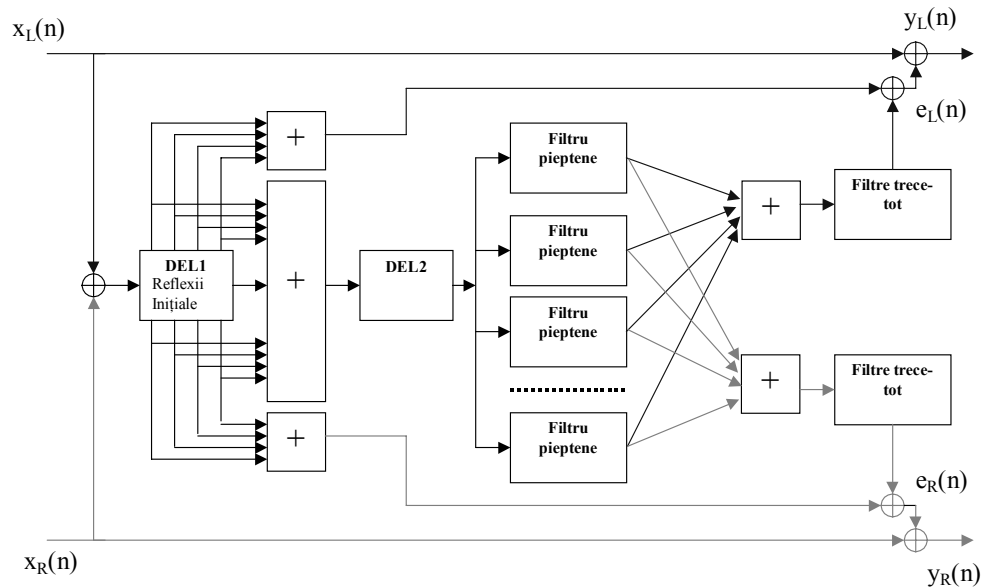


Figura 3.35 Structura de reverberație a lui Moorer

După cum se observă în figură, semnalele stânga, dreapta, se însumează apoi intră în blocul FIR de sinteză a reflexiilor inițiale (DEL1). Urmează apoi o linie de întârziere reglabilă DEL2 ce hotărăște distanța dintre reflexiile inițiale și reverberația ulterioară. Apoi blocul de sinteză a reverberației ulterioare format din o serie de filtre pieptene legate în paralel și două celule de tip trece-tot. Semnalul procesat este însumat cu reflexiile inițiale și cu semnalul direct.

Moorer a recomandat mai multe structuri pornind de la cea din figura 3.35. Una dintre acestea, descrisă în articolul "About This Reverberation Business," Computer Music Journal, Vol. 3, No. 2, pp. 13-28, 1979, conține un filtru FIR, 6 filtre pieptene de tip trece-jos și un filtru trece-tot (figura 3.36).

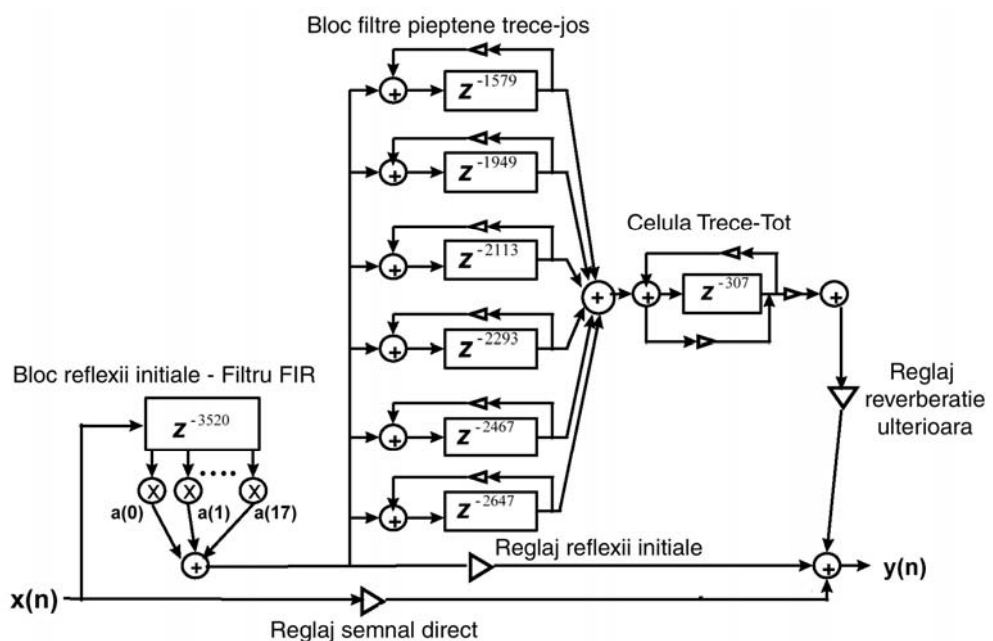


Figura 3.36 Configurația Moorer pentru reverberație de tip "Auditorium"

Pentru blocul de realizare a reflexiilor inițiale Moorer recomandă o structură FIR cu 18 întârzieri cu parametrii și răspunsul la impuls din figura 3.37 (calculul a fost făcut pentru o rată de eșantionare de 44100Hz).

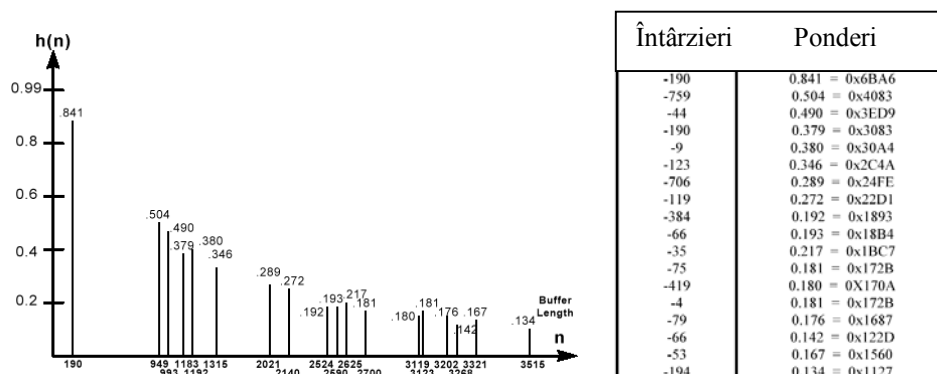


Figura 3.37 Răspunsul la impuls și parametrii filtrului FIR de generare a reflexiilor inițiale

Parametrii etajului de realizare a reverberației (filtre pieptene și celulă trece-tot) sunt prezentați în tabelul din figura 3.38:

Unitate	Lungimea buferului	Timpul de întârziere [sec]
Filtru pieptene1	1759	40 ms
Filtru pieptene2	1949	44 ms
Filtru pieptene3	2113	48 ms
Filtru pieptene4	2293	52 ms
Filtru pieptene5	2467	56 ms
Filtru pieptene6	2647	60 ms
FIR reflexii inițiale	3520	80 ms
Filtru trece-tot	307	7 ms

Figura 3.38 Valorile numerice ale unităților de întârziere

Pentru implementarea pe ADSP 2181 Ez Kit Lite trebuiesc luate mai multe aspecte în calcul. Programul matrită folosit până acum pentru initializare folosește două dintre generatoarele de adrese DAG, I0 și I1. Avem nevoie de 8 bufer pentru cele 8 linii de întârziere și avem disponibile doar șase. Așa că creem variabile DM care să memoreze valorile registrilor I folosiți, pentru a putea adresa mai multe linii cu o singură celulă DAG. A trebuit să țin cont și de memoria disponibilă a procesorului, deci am folosit pentru unele linii memoria PM. Gestionarea liniilor de întârziere se complică datorită salvării pointerilor, așa că am creat structurile local, nu am folosit macrourile definite în secțiunile anterioare. Pentru protecția la depășiri se efectuează o scalare cu 1/6 la însumarea filtrelor pieptene și apoi o scalare cu 1/2 la însumarea cu semnalul direct. Toate valorile în eșantioane ale timpilor de întârziere sunt rotunjite spre cel mai apropiat număr prim pentru a nu exista suprapuneri de impulsuri. Cele trei blocuri componente, filtrul FIR – grupul de filtre pieptene – filtrul trece-tot, sunt implementate ca subrutine, programul de bază fiind situat la tratarea întreruperii codcului.