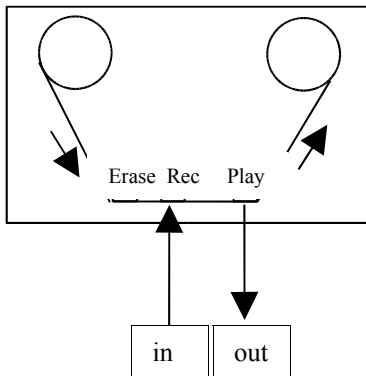


# LINEE DI RITARDO E RIVERBERAZIONE

E.Giordani – LEMS

## 1) Introduzione

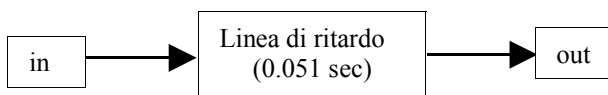
Le linee di ritardo (*Delay Lines*) rappresentano un elemento fondamentale per la progettazione di molti algoritmi per l'elaborazione dei segnali audio. In passato le linee di ritardo sono state realizzate con tecniche analogiche e solo in tempi relativamente recenti con tecnologia digitale. Un esempio di linea di ritardo analogica del passato è rappresentato dal cosiddetto "ritardo di testina" di un registratore magnetico a nastro. Infatti, sfruttando la distanza tra le testine di registrazione e riproduzione (Rec/Play), è possibile ritardare di un tempo fisso un segnale acustico presentato all'ingresso.



**Fig. 1.1**

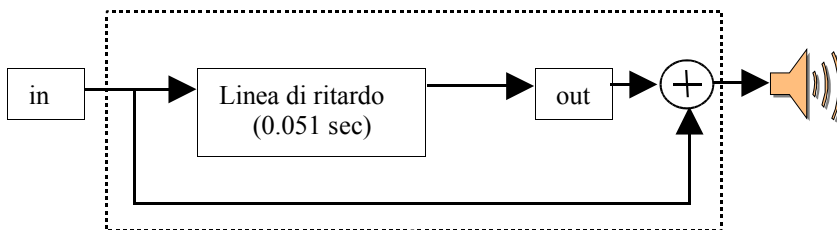
Nello schema di figura 1.1, il nastro magnetico scorre per esempio alla velocità di 38.1 cm/sec. Se le testine di registrazione e di riproduzione (Rec/Play) sono distanziate di 2 cm, il ritardo tra il segnale d'ingresso e quello d'uscita è pari a  $t = 2 / 38.1 = 0.051$  secondi, cioè circa 50 millisecondi

In questo caso il registratore costituisce una linea di ritardo analogica schematizzabile nel modo seguente (Fig.2):



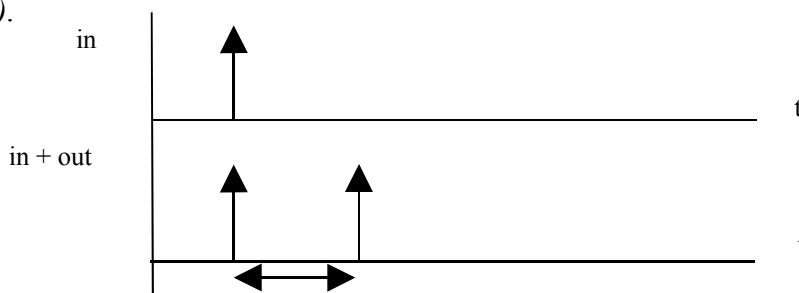
**Fig. 2.1**

Se il segnale d'uscita viene sommato al segnale d'ingresso la linea di ritardo, realizza un'eco.



**Fig. 3.1**

La via più immediata per comprendere il comportamento di uno schema comprendente una linea di ritardo è applicare all'ingresso un impulso e studiare il comportamento dell'uscita (*risposta impulsiva*).



**Fig. 4.1**

La linea di ritardo inserita in  $0.051\text{ s}$  ma di tipo *feed-forward (diretto)*, cioè il flusso del segnale scorre unidirezionalmente dall'ingresso verso l'uscita. Se, viceversa, il segnale d'uscita o una frazione di esso viene iniettata di nuovo all'ingresso, si realizza uno schema di tipo *feed-back (retroazione)*. Con riferimento alla figura 1.1, se il segnale proveniente dalla testina di registrazione viene inviato e sommato al segnale d'ingresso, tale segnale è rigenerato indefinitamente. Se nel ramo di retroazione (quello che riporta il segnale all'ingresso) il segnale viene moltiplicato per un coefficiente "g" inferiore all'unità, l'uscita viene progressivamente attenuata in dipendenza dell'entità del fattore g. Ad esempio, se  $g=0.5$ , la risposta impulsiva della rete è quella mostrata in figura 6.1.

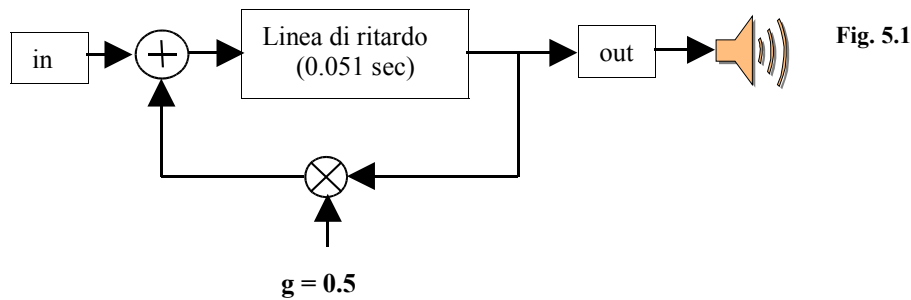


Fig. 5.1

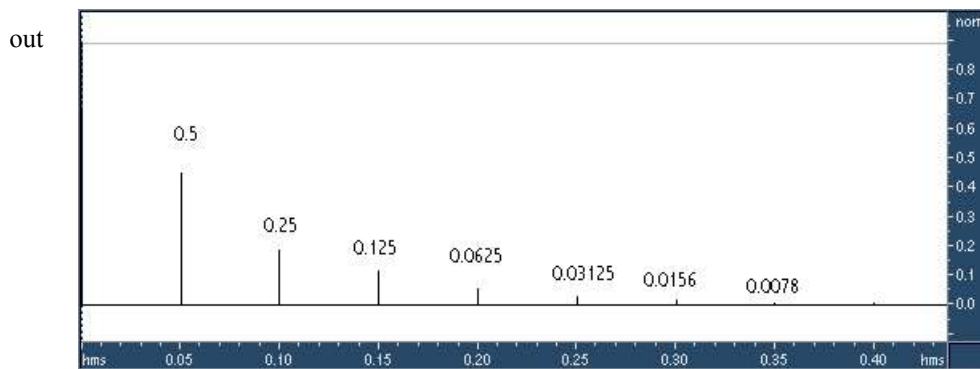


Fig. 6.1

Questa rete è più comunemente conosciuta con il nome di filtro COMB (*filtro a pettine*). Il nome deriva dalla forma del grafico che rappresenta la sua risposta in frequenza, ottenibile applicando la Trasformata di Fourier alla risposta impulsiva. In figura 7.1, è mostrato l'andamento della risposta in frequenza di una rete COMB realizzata con una linea di ritardo  $\tau = 1\text{ ms}$  (1 millisecondo). Come si può notare, la risposta risulta essere periodica in frequenza con un'alternanza di picchi (risonanze) e valli regolarmente distribuiti. I picchi (risonanze) sono posizionati a multipli interi dell'inverso della lunghezza del ritardo:  $1/\tau, 2/\tau, 3/\tau, 4/\tau \dots$  ovvero  $1/1\text{ms}, 2/1\text{ms}, 3/1\text{ms}, 4/1\text{ms}$ , cioè:  
 1000, 2000, 3000, 4000 Hz....

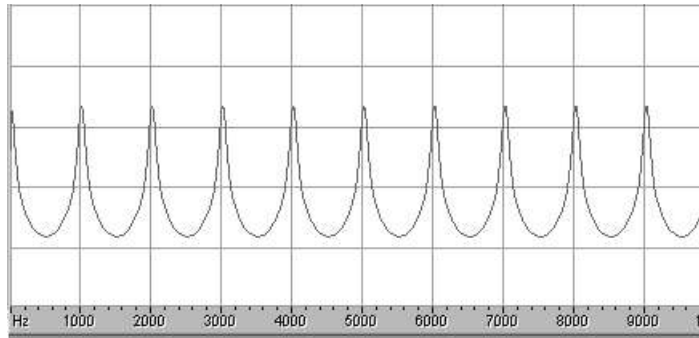


Fig. 7.1

E' possibile spiegare intuitivamente la presenza dei picchi e delle valli alimentando la rete con un segnale sinusoidale a frequenza variabile. Dal momento che il segnale d'uscita viene continuamente sommato al segnale d'ingresso, si produrranno interferenze costruttive per tutte quelle frequenze che riempiono la linea di ritardo un numero intero di volte e che quindi risultano essere in fase mentre in tutti gli altri casi si otterrà un effetto distruttivo. Per piccoli ritardi si otterranno picchi molto distanziati, come nel caso di figura 7.1, mentre con ritardi via via crescenti la densità dei picchi aumenta progressivamente.

L'entità dei picchi e delle valli (ondulazione della risposta) dipende invece dal valore del fattore di guadagno: maggiore è il valore di "g" e più pronunciati saranno i picchi e le valli secondo le relazioni:

$$\text{Ampiezza picco} = 1 / (1 - g)$$

$$\text{Ampiezza valle} = 1 / (1 + g)$$

Una rete COMB quindi è in grado di produrre contemporaneamente echi regolari del segnale applicato all'ingresso e una sua particolare colorazione timbrica. Se l'entità del ritardo è confrontabile con l'inverso dei valori frequenziali associati alle frequenze udibili, il COMB può essere assimilato ad un vero e proprio *risuonatore armonico* (tipicamente da 50 ms a 0.2 ms corrispondente a frequenze da 20 a 5000 hz). Per valori superiori del ritardo, il COMB può essere considerato a tutti gli effetti, un generatore di eco. Attraverso una variante della tecnica d'eco magnetofonica (*accumulazione magnetica*), era possibile in passato ottenere ritardi di entità molto rilevante.

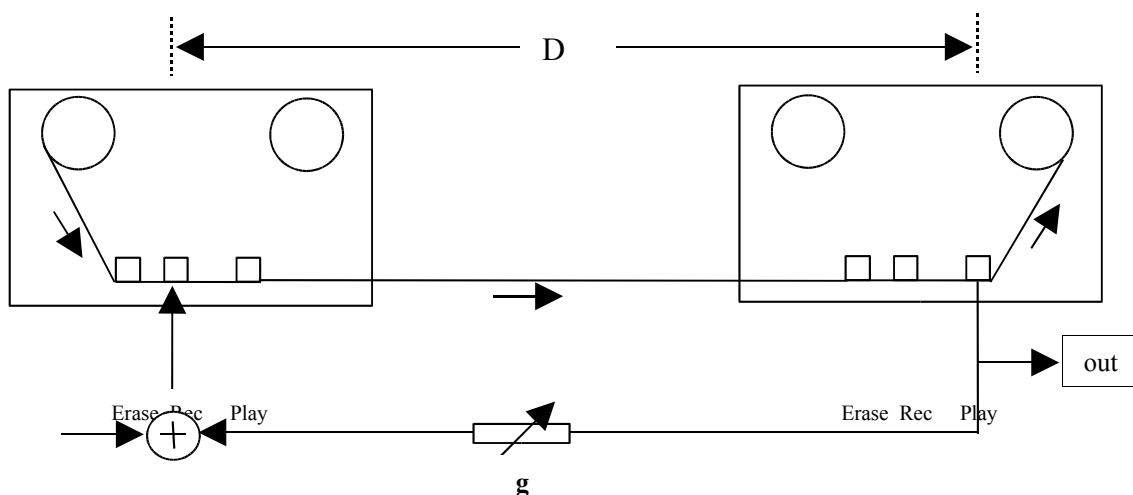
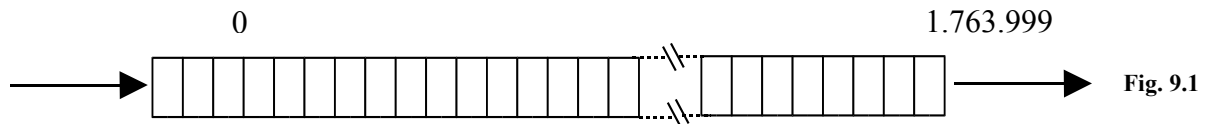


Fig. 8.1

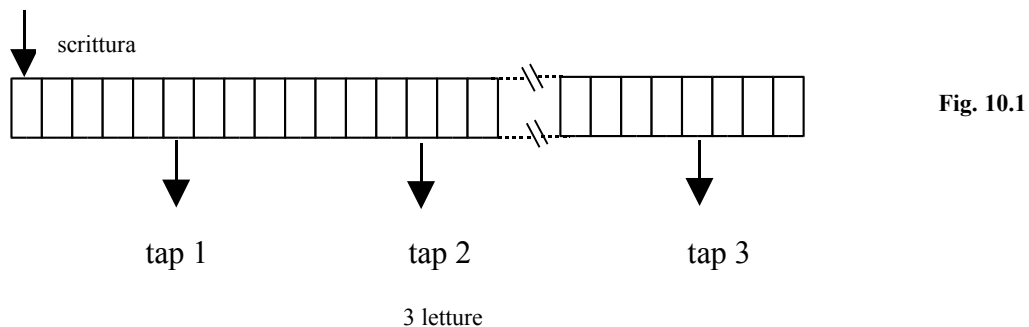
Utilizzando due registratori magnetici posti ad una certa distanza D è possibile ottenere ritardi dell'ordine di decine di secondi. Per esempio con velocità di scorrimento di 38.1 cm/s, se D = 1.9 m, si ottiene un ritardo di  $1.9 / 0.381 = 5$  sec. Attraverso un dispositivo simile, K. Stockhausen realizza una composizione ("*Solo*" per strumento melodico ed elaborazione elettronica) che

impiega un certo numero di testine di riproduzione magnetica disposte a diverse distanze D, fino ad ottenere ritardi maggiori di 40 secondi.

Le attuali linee di ritardo sono realizzate digitalmente attraverso il semplice impiego di buffer di memoria di lunghezza opportuna. Alla frequenza di campionamento di 44100 hz, per realizzare un ritardo monofonico di 40 secondi è necessario disporre di una memoria (buffer) di lunghezza 1.764.000 campioni. Se ogni campione è espresso su 16 bit, la dimensione totale del buffer sarà di 3.528.000 bytes.



Nel linguaggio della programmazione algoritmica per l'elaborazione del suono, è possibile scrivere e/o leggere una linea di ritardo attraverso la gestione opportuna di appositi registri che contengono gli indirizzi (di scrittura/lettura) della linea stessa denominati *puntatori*. La tecnica dei puntatori consente di poter accedere alla linea di ritardo in ogni posizione ed in questo modo è possibile prelevare diverse copie del segnale d'ingresso a tempi differenti. Un punto di prelevamento viene indicato con il termine *tap*.



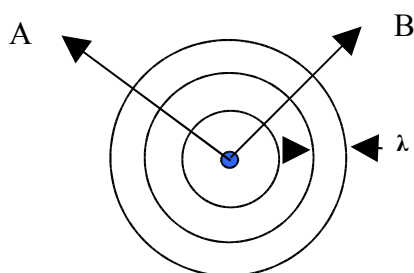
L'impiego delle linee di ritardo è applicato ad una grande varietà di algoritmi per la generazione e l'elaborazione del segnale audio, ma almeno tradizionalmente, le applicazioni possono essere suddivise in due principali categorie:

- Algoritmi di spazializzazione (Delay, Eco, Riverbero)
- Algoritmi di modulazione (Effetti Chorus, Flanger, Shifter ecc..)

Nella prima categoria sono impiegate linee di ritardo generalmente statiche (ovvero il ritardo non cambia nel tempo), mentre nella seconda le linee di ritardo vengono scritte e lette da puntatori la cui posizione può variare nel tempo e di conseguenza il ritardo diventa modulabile.

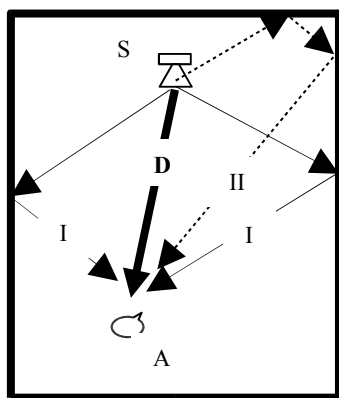
## 2) Riverberazione naturale

La riverberazione naturale è un fenomeno molto complesso originato essenzialmente dalla sovrapposizione di un numero molto elevato di echi prodotti dalle riflessioni multiple di onde sonore prodotte all'interno di un ambiente. Ogni sorgente sonora emette energia acustica praticamente in ogni direzione secondo una distribuzione sferica. Dal momento che le onde acustiche si propagano in linea retta, il trasferimento di energia può essere schematizzato attraverso linee che individuano la direzione del fronte d'onda in ogni istante, come mostrato in figura 1.2.



**Fig. 1.2.** Su un piano, le onde sferiche generate da una sorgente acustica ideale, irradiano energia a 360 gradi. A e B identificano due delle infinite direzioni di propagazione del fronte d'onda ( $\lambda$  rappresenta la lunghezza d'onda).

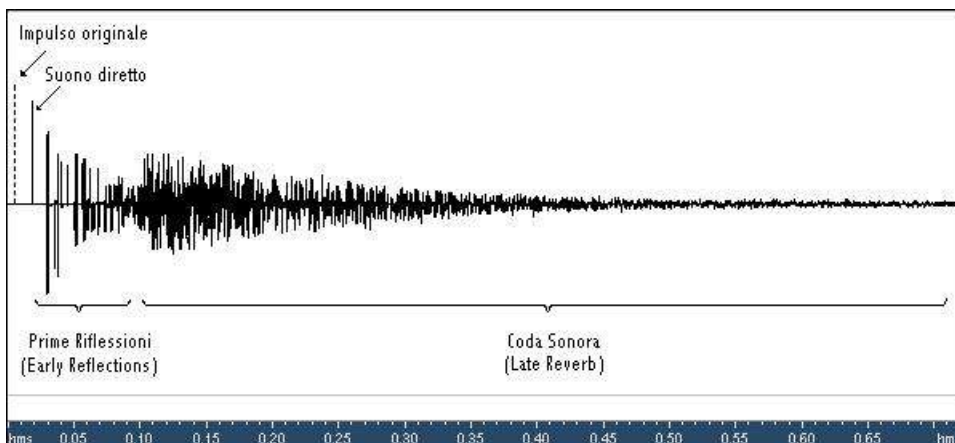
Attraverso questa semplificazione, è possibile schematizzare il fenomeno che è alla base della riverberazione cioè la riflessione. Infatti, quando un fronte d'onda incontra un ostacolo (ad esempio una parete), esso viene riflesso con un angolo pari a quello d'incidenza. La semplificazione ha validità fintantoché la lunghezza d'onda  $\lambda$  è molto più piccola delle dimensioni dell'ostacolo. Sotto tali condizioni è quindi possibile schematizzare il fenomeno delle riflessioni multiple come mostrato in figura 2.2.



**Fig. 2.2.** Sono visibili la sorgente acustica (S), l'ascoltatore (A), il suono diretto (D), le riflessioni di primo ordine (I) e quelle di secondo ordine (II)

L'energia acustica che arriva all'ascoltatore è costituita dall'insieme delle riflessioni di vario ordine e dal suono diretto (I, II e D in figura 12). L'ordine di riflessione dipende dal numero di rimbalzi che un fronte d'onda compie nel tragitto dalla sorgente verso l'ascoltatore. Ogni volta che un fronte d'onda si riflette, la direzione di propagazione varia ed una parte dell'energia ad essa associata diminuisce. La diminuzione dell'energia è dovuta a diversi fattori: il primo è legato alla legge di attenuazione inversamente proporzionale al quadrato della distanza; il secondo dipende dall'assorbimento concomitante dell'aria e delle pareti che fungono da attenuatori selettivi. Poiché le onde riflesse compiono un cammino superiore rispetto al suono diretto, l'orecchio umano è in grado di percepire ed apprezzare il ritardo che intercorre tra quest'ultimo e le prime ed è proprio la combinazione di questa enorme quantità di echi, la loro distribuzione temporale energetica e spettrale a formare un alone sonoro che indichiamo più precisamente con il termine riverbero. Per verificare questa affermazione è sufficiente stimolare un ambiente reale con un particolare segnale sonda: un suono impulsivo, ad alta energia e di brevissima durata. Nelle rilevazioni acustiche viene generalmente utilizzato un colpo d'arma da fuoco (a salve), o eventualmente una

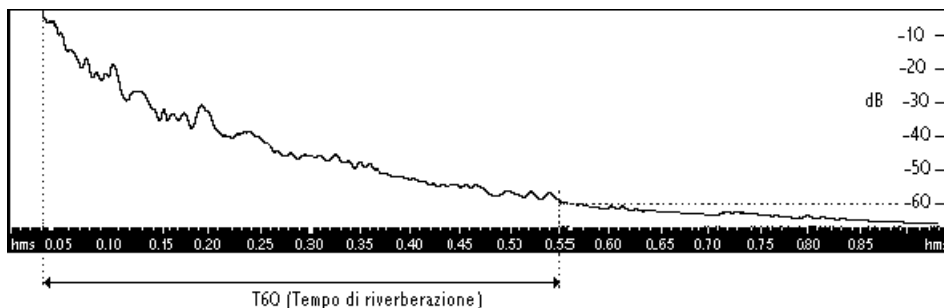
riproduzione elettroacustica di un impulso generato sinteticamente. In figura 3.2 è mostrato l'andamento della risposta di un ambiente riverberante.



**Fig. 3.2.** Nel grafico sono si possono individuare l'impulso originale, il suono diretto, le prime riflessioni e il conseguente infittirsi degli echi (coda sonora).

Nella risposta sono rilevabili, nella fase iniziale, l'impulso originale, il suono diretto e le prime riflessioni (echi distinti). Successivamente e senza soluzione di continuità, gli echi tendono ad infittirsi in maniera indistinta nella coda sonora, perdendo progressivamente energia.

Il tempo che intercorre tra l'istante in cui una sorgente sonora cessa di emettere energia e l'istante in cui l'ampiezza del suono scende di 60 dB (1/1000 della suo valore iniziale) è definito "tempo di riverberazione"<sup>1</sup> o T60 (Fig. 4.2).



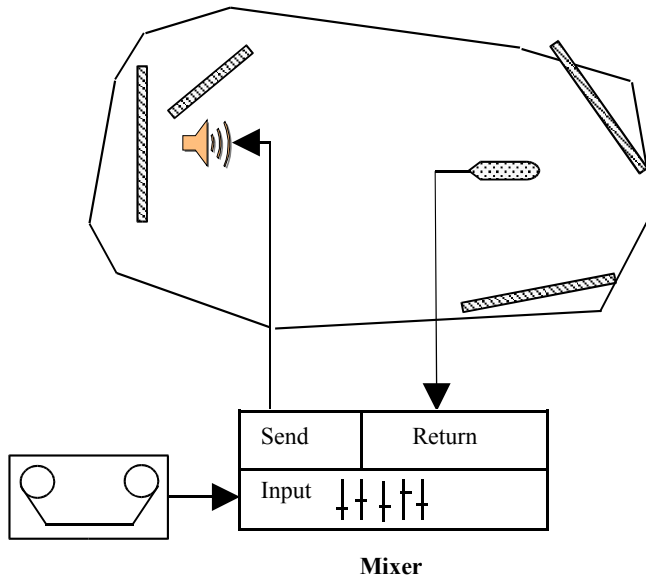
**Fig. 4.2.** Il tempo di riverberazione (T60) è misurato nel punto in cui la riverberazione raggiunge -60 dB rispetto al suo picco massimo (0 dB). Nell'esempio T60 = 0.55 sec circa.

### 3) Riverberazione artificiale

La riverberazione artificiale nasce come esigenza di fornire una caratteristica di ambientazione spaziale alla musica prodotta in sale di registrazione generalmente "sorde" e prive di riverbero, e soprattutto per la realizzazione di effetti per uso cinematografico e radiofonico. Inizialmente venivano impiegate apposite sale denominate "camere di riverberazione" (*echo chambers*) nelle quali veniva inviato e riprodotto attraverso un'altoparlante il suono proveniente da una registrazione

<sup>1</sup> Il tempo di riverberazione di una sala è calcolabile attraverso la formula di Sabine  $T60 = 0.161 V / A$  dove  $V$  è il volume in  $m^3$  e  $A$  l'assorbimento totale.  $A = \sum \alpha_i S_i$  dove  $\alpha_i$  = fattore di assorbimento della superficie  $i$ -esima e  $S_i$  la superficie  $i$ -esima.

o direttamente da un'esecuzione. All'interno di tali camere, di geometria irregolare, un microfono di qualità catturava il suono riflesso dalle pareti e da appositi pannelli riflettenti e lo rinviava al mixer della sala di regia ove poteva essere miscelato con il suono originale, non riverberato (vedi Fig. 1.3).



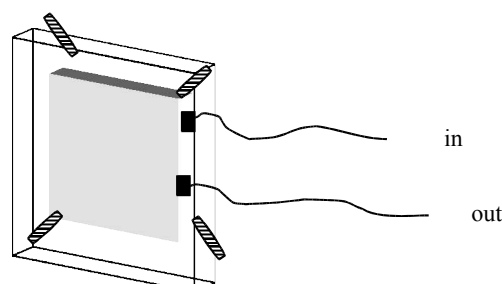
**Fig. 1.3.** Camera di riverberazione. All'interno vi sono diversi pannelli di superficie irregolare per aumentare la diffusione e impedire la formazione di onde stazionarie e quindi fastidiose risonanze.

L'uso di queste camere non consentiva grande flessibilità e la qualità della riverberazione non poteva essere variata se non in minima misura.

Un'alternativa alla camera di riverberazione era costituito dal riverbero a piastra (*plate reverb*) o a molla (*spring reverb*). Questi dispositivi di natura elettromeccanica erano costituiti da un trasduttore d'ingresso e uno d'uscita (Fig. 2.3). Attraverso il trasduttore d'ingresso, il suono veniva trasferito al mezzo meccanico (piastra o molla) nel quale si originavano numerose riflessioni che venivano poi inviate all'esterno dal dispositivo d'uscita.



**Fig. 2.3.** Riverbero a molla. Alla sinistra è visibile lo schema di principio con i due trasduttori (trasformatori) e le molle (in questo caso 3). A destra una foto di un vero riverbero a molla nella sua realizzazione fisica. Le molle sono visibili al centro della scatola metallica. A seconda del modello (quello in figura è un Accutronics® "Type 8), il tempo di riverberazione poteva variare da 1.2 fino a 4 secondi.



L'evoluzione dei sistemi per la riverberazione artificiale passa per la tecnologia dello stato solido. Prima dell'avvento delle tecniche digitali, sono stati impiegati le linee di ritardo analogiche a semiconduttore che hanno il vantaggio di non avere parti meccaniche in movimento, di essere di dimensioni ridotte e di consentire ritardi piuttosto precisi.

Solo nel decennio tra il 1960 e 1970, Manfred Schroeder (Bell Telephone Labs.) diede avvio ad una nuova generazione di sistemi per l'eco e la riverberazione attraverso l'uso della tecnologia digitale dei computer. Gran parte dei sistemi commerciali attualmente presenti sul mercato sono fondamentalmente basate sulle ricerche e i modelli proposti da Schroeder.

L'idea fondamentale è quella di sfruttare la memoria digitale dei computer come linea di ritardo (*delay line*) e di creare un'insieme interconnesso di tali ritardi attraverso appositi programmi.

E' importante sottolineare che il modello proposto da Schroeder non realizza una vera e propria modellazione fisica della riverberazione naturale, ma si limita a sfruttare nel modo migliore le caratteristiche delle linee di ritardo, giungendo ad un modello base relativamente semplice ma allo stesso tempo efficace. Vi sono, infatti, essenzialmente altre due tecniche digitali che consentono di realizzare modelli di riverberazione: la convoluzione diretta (auralizzazione) e la modellazione fisica.

#### 4) Riverberazione digitale

Dall'osservazione della risposta di un ambiente riverberante reale, si possono individuare tre componenti essenziali: il suono diretto, un insieme di prime riflessioni pronunciate e temporalmente distinguibili ed infine una grande quantità di echi molto ravvicinati che costituiscono la coda sonora (*fused reverberation o late reverberation*)

Il modello di Schroeder è basato sull'impiego di filtri comb recursivi combinati fra loro. Infatti, un solo filtro comb è in grado di produrre un singolo flusso di echi. Come si è visto (Fig. 6/7) la risposta nel tempo è periodica (anche se attenuata) così come quella in frequenza. Dal momento che la densità media di echi necessaria per ottenere l'effetto di riverberazione è di circa 1000 echi/sec, il primo obiettivo è quello di raggiungere questo numero.

Nel modello originale di Schroeder vengono impiegati 4 comb in parallelo per raggiungere una densità media di circa 100 echi al secondo. I tempi di ritardo sono scelti nella gamma tra 30 e 45 millisecondi, come mostrato in figura 1.4.

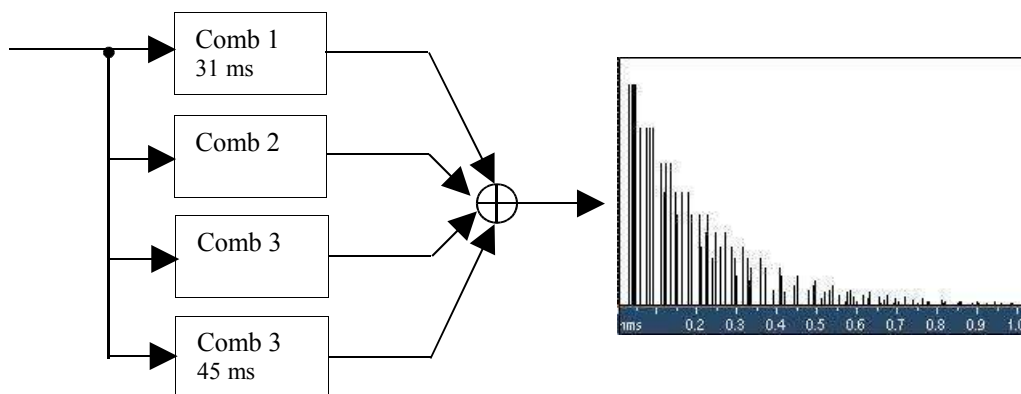
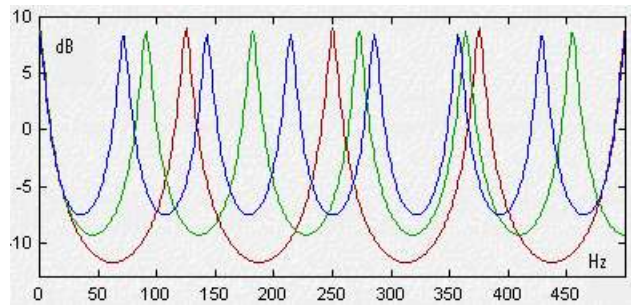


Fig. 1.4. Riverberatore di Schroeder. Sezione dei filtri comb e relativa risposta impulsiva.

Ogni comb contribuisce con un suo flusso di echi per cui nel nodo si somma si ottiene una risposta sensibilmente più densa e temporalmente irregolare. Ciò è tanto più vero quanto più i ritardi sono fra loro numericamente incommensurabili cioè in altre parole primi tra loro. Anche la risposta in



frequenza è data dalla somma delle singole risposte (Fig. 2.4) per cui l'incommensurabilità reciproca dei ritardi garantisce che non vi saranno coincidenze nella posizione dei picchi.



**Fig. 2.4.** Grafico delle risposte individuali di 3 comb con ritardi pari a 8.13 ms / 11.04 ms / 14.23 ms

La somma delle singole risposte produce in queste condizioni una risposta in cui, per effetto delle interazioni reciproche, i picchi e le valli sono meno pronunciati rispetto alla singola. Un ambiente riverberante reale difficilmente presenta picchi e valli così regolari e pronunciati, per cui la contemporanea azione di più filtri comb in configurazione parallelo tende verso tale situazione.

A tale proposito è importante ricordare che nella realtà, un ambiente è caratterizzato da i suoi *modi normali di vibrazione* cioè le frequenze che sono naturalmente amplificate dall'ambiente stesso. Il numero di modi naturali  $N_f$  al di sotto di una certa frequenza  $f$  è dato da:

$$N_f = \frac{4\pi V}{c^3} f^3 + \frac{\pi S}{4c^2} f^2 + \frac{L}{8c} f \quad (1.4)$$

dove  $V$  è il volume della stanza in  $m^3$ ,  $c^2$  è la velocità del suono (in m/s),  $S$  è la superficie di tutte le pareti (in  $m^2$ ), ed  $L$  è la somma della lunghezza di tutti gli spigoli (in m). La *densità modale* è invece definita come il numero di modi per Hertz:

$$\frac{N_f}{df} \approx \frac{4\pi V}{c^3} f^2 \quad (2.4)$$

Da quest'ultima relazione si vede che la densità modale è proporzionale al quadrato della frequenza. Per esempio per un auditorium di medie dimensioni ( $18.100 m^3$  con un *tempo di riverberazione* pari a 1.8 secondi, ha una densità modale di 5800 modi per Hertz alla frequenza di 1 KHz. Tuttavia, per valori superiori ad una certa frequenza critica i modi sono eccitati simultaneamente ed interferiscono l'uno nell'altro per cui la modellazione può essere fatta per via statistica. Tenendo conto di questo fatto, la risposta in frequenza di un ambiente reale è caratterizzata da picchi frequenziali la cui spaziatura media in frequenza è data da:

$$\Delta f_{max} \approx \frac{4}{T_r} \text{ Hz} \quad (3.4)$$

<sup>2</sup> La velocità del suono è 341 m/s.

dove  $T_r$  è il tempo di riverberazione.

Il modello statistico ha validità al di sopra di una certa frequenza critica definita come:

$$f_c \approx 2000 \sqrt{\frac{T_r}{V}} \text{ Hz} \quad (4.4)$$

dove  $T_r$  è il tempo di riverberazione espresso e  $V$  il volume ( $m^3$ ).

Per un auditorium di  $18.100 m^3$  con un *tempo di riverberazione* pari a 1.8 secondi, si avrà una risposta caratterizzata da picchi frequenziali a distanza  $\Delta f_{max}=2.2 \text{ Hz}$  al di sopra della frequenza critica  $f_c=20 \text{ Hz}$ .

Nel dominio del tempo è importante considerare anche la *densità di eco* di una stanza, definita come il numero di echi per secondo che raggiungono l'ascoltatore. Si può dimostrare che tale numero aumenta in proporzione al quadrato del tempo. Ricordando la formula del volume della sfera si ha:

$$N_t = \frac{4\pi(ct)^3}{3V} \quad (5.4)$$

dove  $N_t$  = numero di echi

$ct$  = raggio della sfera

$t$  = tempo

$c$  = velocità del suono

$V$  = volume della stanza

La densità d'eco si ottiene derivando rispetto al tempo ( $dN_t/dt$ ) l'espressione del numero di echi. Si ottiene allora:

$$\frac{dN_t}{dt} = \frac{4\pi c^3}{3V} t^2 \quad (6.4)$$

Lo studio mette inoltre in evidenza un fatto importante: esiste un tempo critico oltre il quale la progressione di crescita del numero di echi si trasforma in un processo statistico e ciò dipende dalle caratteristiche del segnale di stimolo. Per un impulso di durata  $\Delta t$ , il tempo critico ( $t_c$ ) risulta essere:

$$t_c = 5 \cdot 10^{-5} \sqrt{\frac{V}{\Delta t}} \quad (7.4)$$

per cui per un impulso di durata  $1 \text{ ms}$ , in una stanza di  $10000 m^3$  si ottiene che gli echi iniziano a sovrapporsi e a diventare per ciò indistinti dopo un tempo  $t_c = 150 \text{ ms}$ .

## 5) Comb e Allpass

Come già anticipato nel paragrafo precedente, nella simulazione del riverbero, l'impiego dei filtri comb è giustificato dalla relativa facilità con cui si possono ottenere densità crescenti con una struttura di connessione di più unità in parallelo. Ciò nonostante, appare del tutto impraticabile ottenere la densità richiesta attraverso tale semplice configurazione. Il modello proposto inizialmente da Schroeder prevede infatti l'impiego di unità aggiuntive il cui scopo è quello di aumentare la densità attraverso un processo moltiplicativo degli echi e non meramente additivo. Sarebbe teoricamente porre un ulteriore comb in cascata (fig.1.5) alla configurazione parallele per ottenere una effettiva moltiplicazione degli echi:

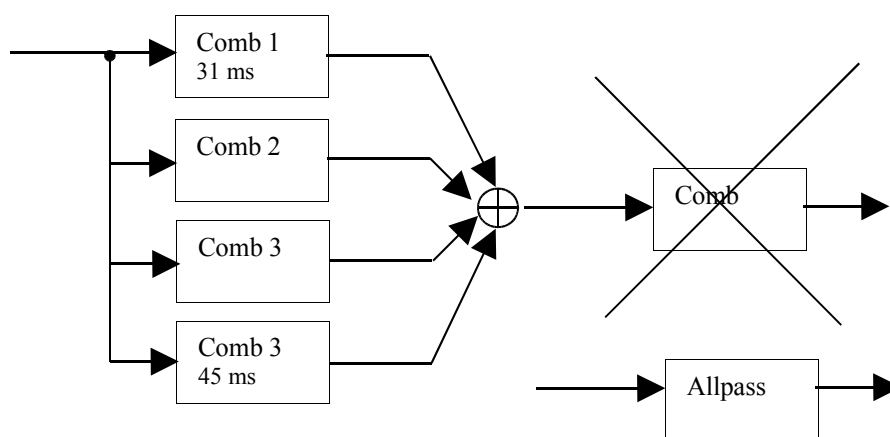


Fig. 1.5. Schema base per il riverberatore di Schroeder

Il comb in serie assolve il compito di moltiplicazione, ma ha purtroppo l'inconveniente di reintrodurre una vistosa ondulazione spettrale che vanifica lo sforzo di progettare i tempi dei comb in parallelo in modo che l'ondulazione frequenziale data dalla somma delle 4 risposte sia la più contenuta possibile. Per questo motivo, il comb di moltiplicazione viene sostituito con un modulo **allpass**. Tale modulo ha infatti la proprietà di produrre echi attraverso un meccanismo di feedback simile al comb, ma con una risposta in frequenza assolutamente piatta. Nella figura seguente sono mostrati gli schemi realizzativi di comb e allpass e le relative differenze strutturali.

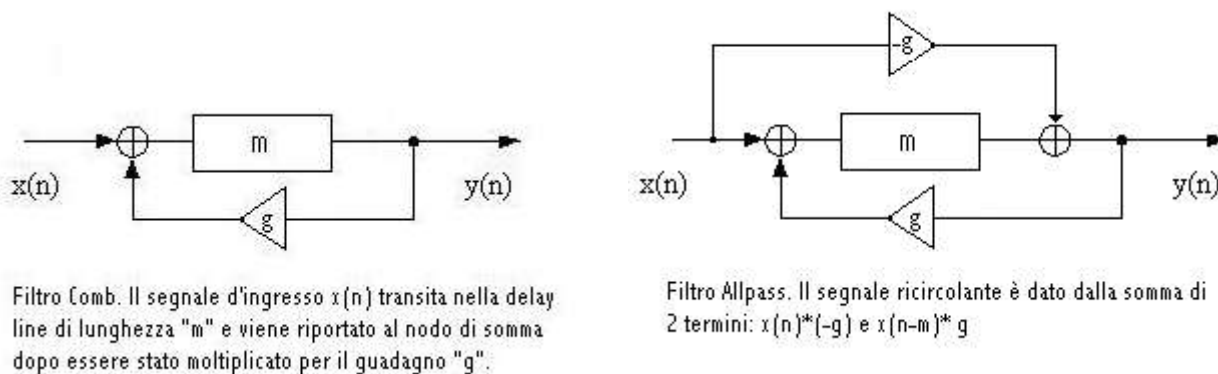
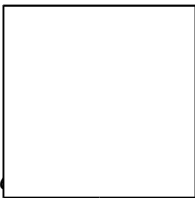


Fig. 2.5. Schema di filtro comb e all-pass



Si noti che i termini sono riferiti al dominio digitale. Infatti i segnali di ingresso e uscita sono sequenze numeriche  $x(n)$  anziché  $x(t)$  e  $y(n)$  anziché  $y(t)$  con  $n = 0,1,2,3,\dots$ . Inoltre la lunghezza della linea di ritardo è misurata in campioni ( $m$ ).

Se l'ingresso  $x(n)$  è un impulso unitario allora le rispettive risposte sono:

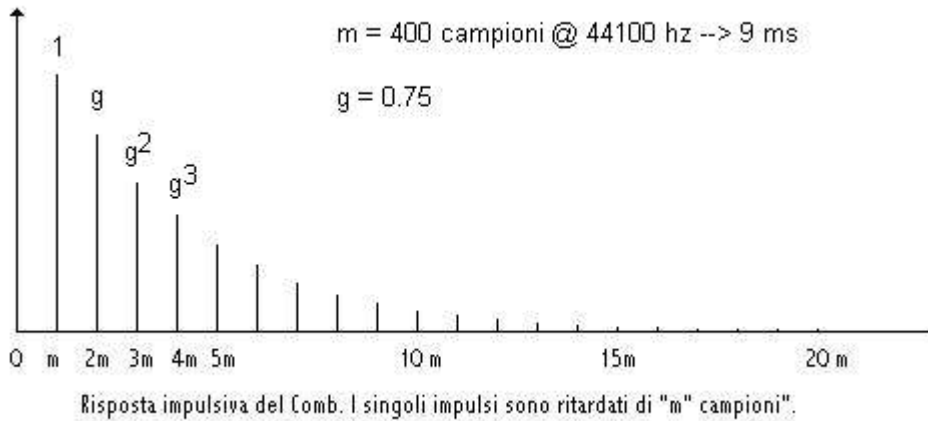


Fig. 3.5. Risposta all'impulso di un filtro comb.

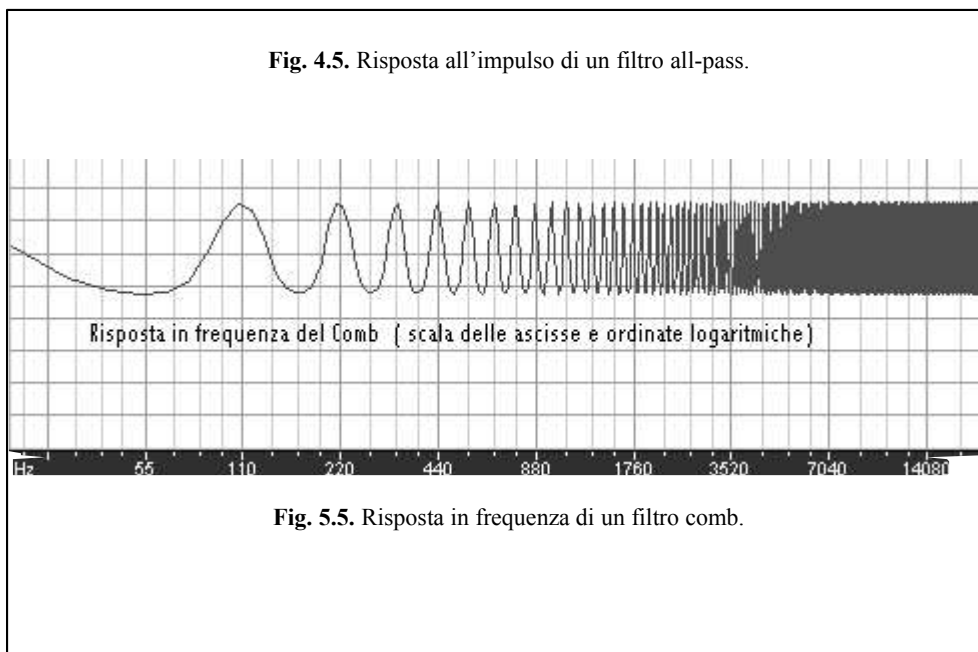


Fig. 5.5. Risposta in frequenza di un filtro comb.

Dal diagramma della risposta in frequenza del comb si possono leggere i valori frequenziali corrispondenti ai picchi (risonanze) a partire da 110.25 hz e distanziati dello stesso valore. Infatti, la lunghezza della linea di ritardo è di 400 campioni ( $m = 400$ ) per cui i picchi di risonanza saranno tutti multipli interi di  $44100 / 400 = 110.25$  hz.

Con l'impiego dei filtri allpass siamo quindi in grado di costruire un modello di riverberatore artificiale che è in grado di garantire valori di densità di eco ritenuti indispensabili.

Nel modello originale, Schroeder propone di utilizzare due allpass in cascata. Infatti i 4 comb assicurano una densità media di echi pari a 100 echi/sec. Tale numero deriva dal fatto che il ritardo medio dei 4 comb è di 0.04 secondi per cui ciascuno di essi contribuisce con 25 echi/sec per cui la loro somma produce appunto 100 echi/sec. Per arrivare a 1000 echi, Schroeder propone due allpass che moltiplichino circa per 3 il numero di echi e in questa ipotesi i valori dei ritardi dei due allpass sono 5 e 1.7 ms con guadagni pari a 0.7.

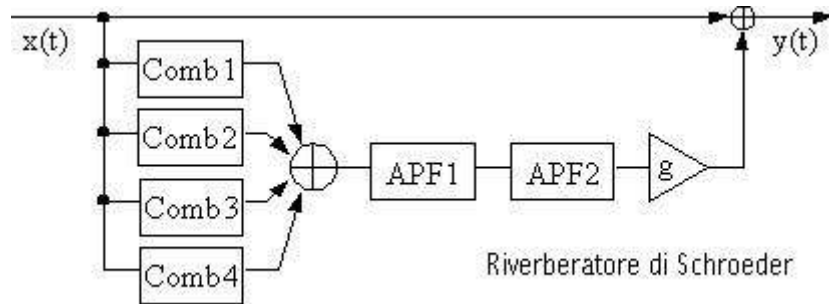
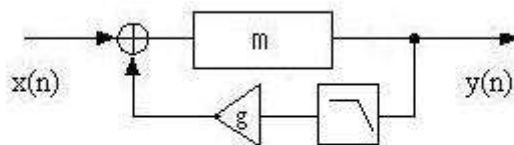


Fig. 6.5. Riverberatore di Schroeder.

Lo schema viene completato con l'aggiunta del segnale diretto e di un guadagno ulteriore "g" per il dosaggio della quantità di riverberazione.

Naturalmente, questo schema rappresenta solo un modello molto primordiale e semplificato, dal quale sono stati derivati riverberatori più sofisticati ed efficienti e rappresenta ancora un valido riferimento per tutte le sperimentazioni.

Il primo passo verso il miglioramento del modello consiste nel considerare la possibilità di simulare l'effetto selettivo dell'assorbimento dell'energia acustica in ambienti riverberanti. Infatti, nella realtà, le onde riflesse perdono progressivamente energia più velocemente alle alte frequenze. Questa condizione può essere simulata abbastanza semplicemente introducendo un filtro passa-basso nella linea di retroazione dei comb. In tal modo, ad ogni ricircolo all'interno della linea di ritardo, verranno attenuate più velocemente le frequenze acute rispetto alle gravi., come mostrato nel diagramma che segue (fig.7.5):



Filtro Comb che contiene un filtro passa-basso nella linea di retroazione per simulare l'assorbimento selettivo delle alte frequenze.

Fig. 7.5. Filtro comb con filtro passa-basso in retroazione.

## 6) L'impiego di Csound per la realizzazione di filtri Comb e Allpass

Il linguaggio per la sintesi del suono Csound fornisce tra le sue primitive (Ugens o Opcodes) due moduli integrati denominati *comb* e *alpass* che consentono rapidamente di implementare strutture di riverberazione combinando direttamente i moduli stessi.<sup>3</sup> La sintassi del modulo *comb* è data da:

ar **comb** asig, krvt, ilpt<sup>4</sup>

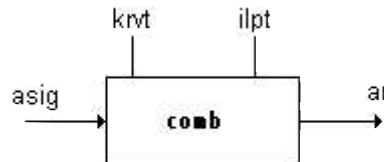


Fig. 1.6. L'opcode *comb* nel linguaggio Csound.

dove

ar = uscita del comb

asig = ingresso

krvt = tempo di decadimento (T60)

ilpt = lunghezza in secondi della linea di ritardo

Come si può notare, il modulo consente di specificare il tempo di decadimento (krvt) e la lunghezza del ritardo in secondi (ilpt), ma non è possibile inserire alcun modulo nella linea di feedback, come per esempio un filtro. Inoltre, tra i parametri di controllo non compare esplicitamente il guadagno, ma il tempo di decadimento.

Dal momento che per ogni giro all'interno del loop la perdita di energia espressa in decibel è  $-20 \log g$  e che ogni giro viene effettuato in un tempo pari a  $\tau$  secondi (con  $\tau = m T_c$ ), il tempo necessario per raggiungere il valore di  $-60$  dB (definito come Tempo di riverberazione o decadimento o T60 appunto) risulta:  $T60 = [60 / (-20 \log g)] \tau$ , da cui si trae:

$$T60 = (3/\log(1/g)) \tau \quad (1.6)$$

Per esempio, per un guadagno  $g = 0.708$ , si ottiene  $3/\log(1/0.708) = 20$ , cioè il tempo di decadimento è pari a 20 volte circa il ritardo del comb. In questo caso se si desidera ottenere un tempo assoluto di decadimento pari per esempio a 1 secondo, si avrà  $1 = 20 \tau$ , cioè in definitiva un tempo di ritardo pari a  $1/20$  sec = 200 ms con una densità d'eco pari a 20 echi/sec. Da questa relazione è possibile ricavare il guadagno necessario per ottenere un determinato tempo di riverberazione (decadimento) a partire da un ritardo prefissato. Tale valore si ottiene da:

$$g = 10^{-3 \tau / T60} \quad (2.6)$$

Per esempio, con un ritardo di 35 ms, per ottenere un T60 di 2 secondi si dovrà applicare un guadagno pari a:  $10^{(-3 \times 0.035 / 2)} = 0.886$ . La risposta in frequenza in questo caso presenta ondulazioni periodiche con picchi e valli uniformemente distribuiti. Il primo picco è posizionato alla frequenza  $f = 1/35$  ms = 28.571 hz mentre i valori di ampiezza sono per i picchi e per le valli valgono rispettivamente  $(1/1-g)$  e  $(1/1+g)$  per cui il loro rapporto vale  $(1/1-g)/(1/1+g)$  ovvero  $(1+g)/(1-g) = 16.54$  od anche 24.3 dB. Questa ondulazione della risposta in frequenza produce

<sup>3</sup> In questo caso ci si riferisce ai filtri comb "recursivi" (feedback comb) mentre esiste una tipologia di comb "non recursivi" (cfr. Appendice 1)

<sup>4</sup> Il modulo *alpass* si presenta con gli stessi parametri del comb ( ar *alpass* asig, krvt, ilpt). Per entrambi, la sintassi è completata da altri due parametri opzionali.

un'eccessiva colorazione dello spettro che viene ridotta collegando, come già visto, un certo numero di comb in configurazione parallela.

L'esigenza di inserire un filtro all'interno del loop per simulare l'assorbimento selettivo delle frequenze acute rende di fatto inutilizzabile il modulo integrato comb.

La realizzazione diretta di un filtro comb all'interno di Csound può essere correttamente ottenuta utilizzando i seguenti moduli che leggono e scrivono dati all'interno di una linea di ritardo:

```

ar delayr          idlt          ( lettura dalla linea di ritardo)
delayw          asig          ( scrittura nella linea di ritardo)
  
```

dove ar = segnale letto all'uscita della linea di ritardo  
 idlt = lunghezza della linea di ritardo (in secondi)

Ricordando lo schema base del comb, e assegnando le variabili appropriate si ha:

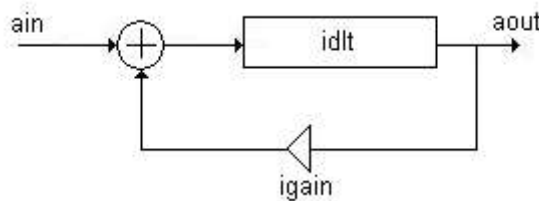


Fig. 2.6. Schema di filtro comb.

```

ain5 .....                               ; segnale d'ingresso
aout delayr idlt                               ; lettura dalla linea di ritardo
      delayw ain + igain * aout ; scrittura nella linea di ritardo
      out    aout
  
```

Questa implementazione è del tutto equivalente al modulo comb integrato ad eccezione del fatto che i parametri di controllo sono esplicitamente la lunghezza della linea di ritardo (idlt) e il guadagno (g). L'inserimento di un filtro passa-basso nel ramo di feedback produce il seguente schema:

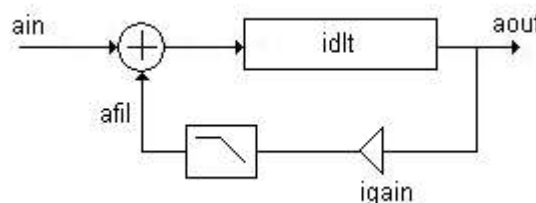


Fig. 3.6. Schema di filtro comb con passa-basso

A questo punto, per inserire il filtro nel ramo di feedback è sufficiente modificare il codice nel modo seguente:

```

ain .....                               ; segnale d'ingresso
aout delayr idlt                               ; lettura dalla linea di ritardo
  
```

<sup>5</sup> I puntini significano che il segnale d'ingresso ain può essere generato in qualunque modo.

```

afil      tone  aout * igain, ifcut      ; filtro
          delayw ain + afil                ; scrittura nella linea di ritardo
          out   aout

```

dove **tone** = filtro low-pass del primo ordine  
 ifcut = frequenza di taglio del filtro in hz

L'alternativa all'uso della coppia **delayr/delayw** è fare uso del modulo **delay**, che comprende include sia la scrittura che la lettura di una linea di ritardo e la cui sintassi è :

```

ar delay asig, idlt

```

dove ar = segnale letto all'uscita della linea di ritardo  
 asig = segnale scritto nella linea di ritardo  
 idlt = lunghezza in secondi della linea di ritardo

Benché venga consigliato di usare questo modulo per realizzare ritardi non retroazionati (tipo *forward*), è possibile utilizzarlo in qualche caso. Ad esempio per il comb il codice sarà:

```

aout init 0
ain   .....
aout delay ain + aout * igain, idel
      out  aout

```

La prima riga di codice ( aout **init** 0) è necessaria altrimenti la variabile aout viene utilizzata prima della sua definizione.

Il filtro può essere inserito con la seguente modifica:

```

aout init 0
ain   .....
afil  tone aout * igain, 5000
aout delay ain + afil , idel

```

In generale, è comunque più intuitivo e più generale l'uso della coppia **delayr/delayw**, soprattutto con strutture più complesse.

Con gli stessi criteri adottati per il comb è possibile realizzare filtri allpass a partire da operazioni di lettura e scrittura delle linee di ritardo. A questo proposito è opportuno ricordare che nel caso dell'allpass, sono più volte riportati in letteratura due schemi realizzativi lievemente differenti, a seconda che ci riferisca ad una forma canonica o no. Dimostreremo allora come le due implementazioni sono assolutamente equivalenti.

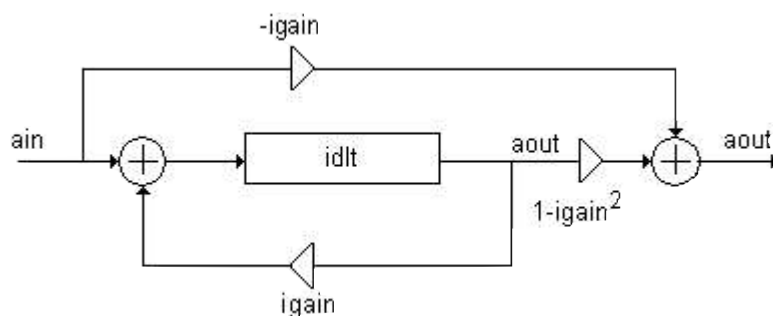
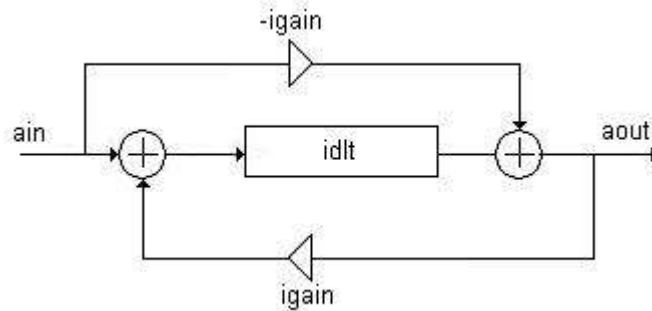




Fig. 4.6. Forma non canonica di filtro allpass.



Se si analizzano le due strutture si vede come i due schemi differiscano tra loro. Nella forma non canonica, l'allpass è effettivamente costruito attorno ad un comb, la cui uscita, prima scalata per il termine  $(1-igain^2)$ , viene sommata all'ingresso (non ritardato) e scalata per il termine  $(-igain)$ .

Per la forma canonica invece, il comb di partenza viene modificato inserendo l'ingresso non ritardato e scalato per il termine  $(-igain)$  in un nodo di somma posto immediatamente a valle dell'uscita della linea di ritardo e prima del punto di rilancio del feedback. L'unica differenza di queste due implementazioni sta nel fatto che, da un punto di vista computazionale, è più pesante poiché necessita di una moltiplicazione ( $igain \times igain = igain^2$ ) e di una differenza  $(1 - igain^2)$  in più.

In pratica, queste differenze possono essere ben evidenziate dalle relazioni ingresso/uscita nei rispettivi casi. Ricordando che la versione ritardata di  $m$  campioni di un segnale  $x(n)$  è esprimibile con la notazione  $x(n-m)$  e posto  $idlt = m$ , possiamo scrivere:

$$aout'(n) = (1-igain^2) [ain(n-m) + igain \ aout(n-m)] - igain \ ain(n) \quad \text{Forma non canonica}$$

$$aout(n) = igain \ aout(n-m) + ain(n-m) - igain \ ain(n) \quad \text{Forma canonica}$$

Le relazioni ingresso/uscita possono essere direttamente tradotte nel codice implementativi di Csound attraverso l'uso della coppia **delayr/w** e **deltapn** assieme all'impiego di una variabile d'appoggio  $a1$ , che individua il segnale direttamente prelevato dalla linea di ritardo.

Si ha allora che:

*; Codice Csound AllPass Non Canonico (M.R. Schroeder)*

```
ain      .....
                                           ; segnale d'ingresso
adummy  delayr 1
                                           ; definizione ritardo max.
a1       deltapn idlt
                                           ; lettura dalla linea di ritardo
        delayw ain + igain * a1
                                           ; scrittura nella linea di ritardo
aout    =  a1 * (1-igain^2) - igain * ain    ; segnale di uscita
```

Si noti come il segnale di uscita si formi nel nodo di somma che è esterno al loop.

*; Codice Csound AllPass Canonico*

```
ain      .....
                                           ; segnale d'ingresso
adummy  delayr 1
                                           ; definizione ritardo max.
```

```

a1      deltapn idlt
; lettura dalla linea di ritardo
aout =  a1 + (-igain * ain)
; segnale di uscita
delayw ain + (igain * aout) ; scrittura nella linea di ritardo

```

Si noti come il segnale di uscita si formi nel nodo di uscita che è interno al loop. Appare inoltre evidente il risparmio computazionale per il calcolo del termine  $1 - \text{igain}^2$ , necessario nella forma non canonica.

### 7) Modelli base per la riverberazione digitale

Una variante del riverberatore base di Schroeder consiste in un modello basato solo su un insieme di filtri all-pass posti in serie (fig. 1.7) ed il cui obiettivo principale è quello di generare una risposta in frequenza priva di colorazioni (*colorless reverberation*) e una risposta temporale priva di ondulazioni (*flutter free*). Questo fatto permette di controllare separatamente la componente temporale della riverberazione dalla sua qualità spettrale o colorazione.

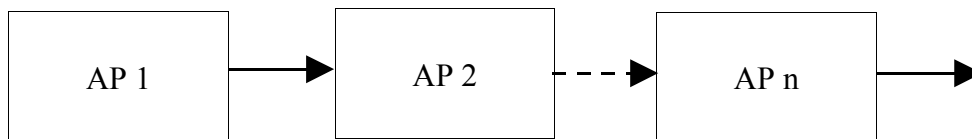


Fig. 1.7. Forma canonica di filtro comb

Di seguito è mostrato il codice Csound per connettere in serie due all-pass in forma canonica

```

igain1 = p4
; guadagno all-pass1
idlt1 = p5
; ritardo in campioni all-pass1
igain2 = p6
; guadagno all-pass2
idlt2 = p7
; ritardo in campioni all-pass2
ain      linseg 0,0.1,0,1/sr,1,1/sr,0,p3-(0.1+2/sr),0 ; impulso (segnale ingresso)
adummy1  delayr 1
; definizione ritardo max.
a1      deltapn idlt1
; lettura dalla linea di ritardo all-pass1
alp1=   a1 + (-igain1 * ain)
; segnale di feedback all-pass1

```

```

delayw ain + (igain1 * alp1) ; scrittura nella linea di ritardo all-pass1
adummy2      delayr 1
              ; definizione ritardo max.
a2           deltapn          idlt2
              ; lettura dalla linea di ritardo all-pass2
alp2=a2 + (-igain2 * alp1)      ; segnale di feedback all-pass2
delayw alp1 + (igain2 * alp2) ; scrittura nella linea di ritardo all-pass2
out alp2 * 30000                ; uscita all-pass2

```

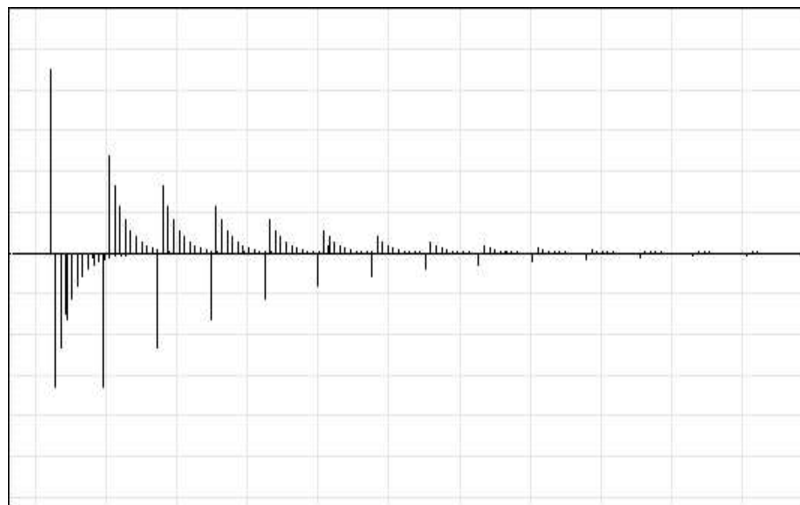
Se vengono scelti per esempio i seguenti valori, con  $sr = 44100$ :

```

p4 = 0.7                ; guadagno all-pass1
p5 = 1517 (34.399 ms)  ; ritardo in campioni all-pass1
p6 = 0.7                ; guadagno all-pass2
p7 = 153 (3.46 ms)    ; ritardo in campioni all-pass2

```

si ottiene la seguente risposta impulsiva (fig.2.7):



**Fig. 2.7.** Risposta impulsiva di due filtri all-pass posti in serie con delay 1517 e 153 campioni rispettivamente Gain = 0.7 per entrambi.

Si noti come ad ogni impulso della risposta dell'all-pass 1 corrisponde quasi l'intera risposta dell'all-pass 2 essendo la delay line dell'all-pass a valle (all-pass 1) molto più piccola di quella relativa all'all-pass a monte (all-pass 2). Quando i ritardi hanno valori più simili tra loro, la risposta impulsiva assume un aspetto meno regolare e direttamente leggibile.

Il problema principale da risolvere nella progettazione di riverberi artificiali attraverso l'uso di unità comb e all-pass è la scelta delle lunghezze delle linee di ritardo e dei relativi guadagni di ogni unità. In generale il criterio da adottare è quello di scegliere valori temporali incommensurabili per non generare picchi troppo evidenti nella risposta impulsiva. Da un punto di vista pratico, nota la frequenza di campionamento ( $sr$ ), il ritardo espresso in millisecondi deve essere ridotto nell'equivalente numero di campioni e utilizzare serie di numeri primi tra loro per consentire l'irriducibilità matematica dei valori corrispondenti.

Per esempio, posto  $sr = 44100$ , se il delay del primo di una serie all-pass è 31.75 ms (equivale a  $44100 \times 0.03175 = 1400$  campioni<sup>6</sup>), il successivo delay potrebbe essere scelto riducendo il valore, per esempio, di un fattore 0.75. Si avrebbe allora  $44100 \times 0.03177 \times 0.75 = 1050$ . A questo punto avremo due valori di ritardo (1400 e 1050) che dovremo sostituire con i più vicini numeri primi, ad esempio 1401 e 1049. Utilizzando due valori identici di guadagno (ad esempio 0.7) si ottiene la seguente risposta (fig. 3.7):

**Fig. 3.7.** Risposta impulsiva di due filtri all-pass posti in serie con delay 1401 e 1049 campioni rispettivamente  
Gain = 0.7 per entrambi.

Come si può facilmente osservare, la risposta impulsiva di figura 33 è distribuita più uniformemente nel tempo, mentre quella di figura 22 presenta evidenti pacchetti periodici. Uno dei requisiti importanti per la realizzazione di una buona qualità di riverberazione è che la risposta temporale non presenti impulsi isolati o periodicità di sorta.

Solitamente, il progetto della serie di all-pass prevede di dimensionare sia i ritardi che i guadagni individuali secondo coefficienti di scalatura di tali parametri. In generale, per ottenere una risposta la più omogenea e diffusa si osserva che è necessario che i coefficienti di riscalatura siano piuttosto simili, ma non precisamente uguali. Questa regola empirica può essere considerata valida nell'ambito di non più di tre unità in serie, mentre per un numero maggiore di all-pass, i valori successivi devono essere aggiustati per approssimazioni successive.

Per esempio, in una serie di 5 all-pass, indicando con  $\tau_1$  e  $g_1$  rispettivamente il ritardo e guadagno di feedback del primo all-pass, si può prevedere la seguente parametrizzazione:

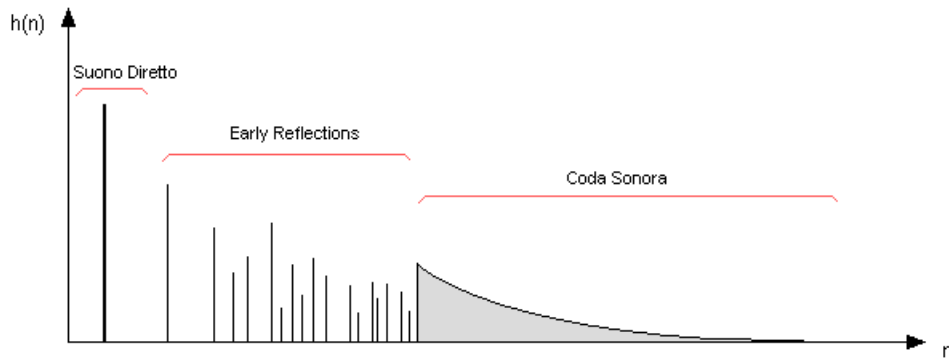
$$\begin{array}{ll} \tau_2 = 0.73 \tau_1 & g_2 = 0.98 g_1 \\ \tau_3 = 0.73 \tau_2 & g_3 = 0.98 g_2 \\ \tau_4 = 0.73 \tau_3 & g_4 = 0.98 g_3 \\ \tau_5 = 0.73 \tau_4 & g_5 = 0.98 g_4 \end{array}$$

## 8) Modellazione delle prime riflessioni (early reflection)

Abbiamo visto come sia possibile realizzare una base di algoritmo per la riverberazione artificiale utilizzando poche e semplici unità di elaborazione (comb, allpass, filtri low-pass, somme e moltiplicazioni). La modellazione di uno spazio riverberante reale attraverso l'algoritmo descritto non risulta essere sufficientemente esauriente da simulare coerentemente la struttura generale del fenomeno della riverberazione. Infatti, come anticipato nel paragrafo 3, l'andamento teorico del processo di sovrapposizione degli echi (figura 1.8) può essere ricondotto a tre componenti fondamentali:

- il suono diretto
- le prime riflessioni (early reflections)
- coda sonora (late reverb )

<sup>6</sup> Si noti che il risultato esatto della moltiplicazione sarebbe 1400.175, ma dovendo scegliere un numero intero di campioni per realizzare la linea di ritardo, tale valore risulta essere 1400.



**Fig. 1.8.** Struttura generale della risposta impulsiva per la riverberazione artificiale

Naturalmente, la risposta di figura 4.7 è solo una schematizzazione della reale risposta impulsiva di un ambiente. La parte relativa alle prime riflessioni dipende fortemente dalle caratteristiche geometriche dell'ambiente in cui si producono. In questo modo, la distribuzione temporale e l'energia dei singoli echi (riflessioni) dovrebbero essere ricostruita nella simulazione, ma è praticamente impossibile farlo impiegando l'algoritmo base (comb + allpass) che risponde solo a criteri di natura diversa cioè per esempio a produrre un'alta densità di echi senza eccessive colorazioni spettrali. Una possibile soluzione proviene dallo studio del comportamento delle sale reali. Tale studio può essere fatto o registrando direttamente la risposta impulsiva o simulandone l'andamento attraverso un modello geometrico relativamente semplificato. In quest'ultimo caso, i metodi più utilizzati sono rispettivamente:

- *Metodo delle Sorgenti Immagine (Image o Phantom Source Model)*
- *Metodo del Ray-Tracing*

Il Metodo delle Sorgenti Immagine è originariamente attribuito alla pratica empirica che i greci usavano per progettare i teatri all'aperto ed è più recentemente utilizzata fin dal secolo scorso. Questa tecnica, il cui principio è basato sulla proprietà di riflessione delle onde, è in grado di prevedere con un buon grado di approssimazione la propagazione sonora in uno spazio di cui siano note le dimensioni geometriche che lo costituiscono.

Se si considera, per semplicità, la pianta di una stanza rettangolare e si indica con S e con L le posizioni della sorgente e dell'ascoltatore rispettivamente possiamo costruire il seguente schema:

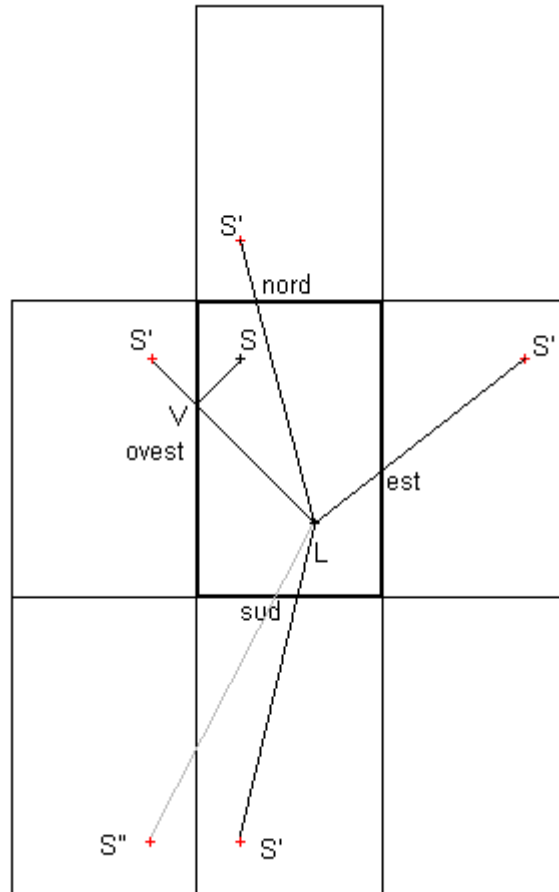


Fig. 2.8. Costruzione geometrica delle Sorgenti Immagine

Nella figura 2.8, è facile dimostrare che il percorso spezzato SVL del fronte d'onda è identico a quello formato dalla retta S'L (ovest) passante per lo stesso punto V. In pratica, nel punto L (ascoltatore) arriva l'energia diretta dal punto S (sorgente) e un contributo di energia riflessa da una sorgente "immagine" posta all'esterno della stanza reale, all'interno di una stanza "virtuale" adiacente per ciascun lato: in totale 6 contributi (4 per le pareti e 2 per soffitto e pavimento qui non considerati) che rappresentano i percorsi dei fronti d'onda che hanno subito una sola riflessione. Il contributo SL rappresenta così il suono diretto, mentre S'ovest, S'nord, S'est e S'sud le riflessioni del primo ordine. Questo comportamento può essere esteso a successivi ordini di riflessioni: ad ogni sorgente virtuale del primo ordine (S') corrispondono 6 sorgenti S'', associate ai contributi dei fronti d'onda che hanno subito due riflessioni (in figura 2.8 è mostrata solo una riflessione di secondo ordine).

Attraverso questo modello è possibile predire il campo sonoro nella posizione dell'ascoltatore, fissata la posizione della sorgente e le caratteristiche geometriche dell'ambiente. Per ogni sorgente immagine, si può calcolare il contributo all'energia sonora nel punto L considerando la stessa come sorgente in campo libero alla distanza effettiva fra sorgente immagine e ricevitore, con potenza sonora ridotta per effetto dell'assorbimento di energia da parte delle pareti su cui l'onda si è riflessa

$$L_p = L_w + 10 \times \log \left( \frac{Q_v \prod_i (1 - \alpha_i)}{4\pi r^2} \right) \quad (1.8)$$

dove:

$L_p$  = livello complessivo

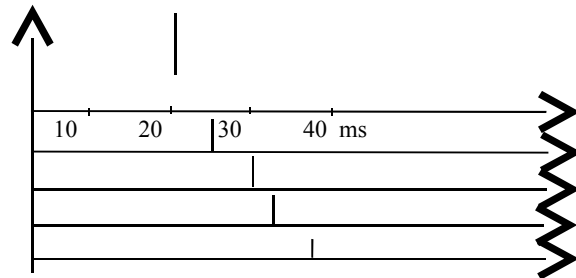
$L_w$  = livello di potenza della sorgente  
 $Q_u$  = fattore di direttività  
 $\alpha_i$  = coefficiente d'assorbimento

Da un punto di vista più strettamente temporale, attraverso la conoscenza della posizione delle sorgenti immagine è possibile definire (almeno teoricamente) l'andamento della risposta impulsiva. Infatti le differenze di cammino  $S'L$  rispetto a  $SL$  possono essere trasformate facilmente in valori di ritardo temporale dividendo tali valori per la velocità ( $v$ ) di propagazione del suono. Per esempio, limitatamente alle riflessioni del primo ordine, avremo:

$SL$  = distanza sorgente-ascoltatore  $D_{dir} = SL/v$   
 (delay del cammino diretto)  
 $S_o' L$  = distanza sorgente immagine-ascoltatore  $D_o' = S_o' L/v$  (delay sorgente immagine ovest)  
 $S_e' L$  = distanza sorgente immagine-ascoltatore  $D_e' = S_e' L/v$  (delay sorgente immagine est)  
 $S_n' L$  = distanza sorgente immagine-ascoltatore  $D_n' = S_n' L/v$  (delay sorgente immagine nord)  
 $S_s' L$  = distanza sorgente immagine-ascoltatore  $D_s' = S_s' L/v$  (delay sorgente immagine sud)

Nel caso della figura 2.8, se ipotizziamo che le dimensioni della stanza siano 7.6 x 11.8 m si avrà con  $v = 344$  m/s:

$D_{dir} = SL/v = 7.0 / 344 = 20.30$  ms  
 $D_o' = S_o' L/v = 9.2 / 344 = 26.74$  ms  
 $D_e' = S_e' L/v = 10.4 / 344 = 30.23$  ms  
 $D_n' = S_n' L/v = 11.2 / 344 = 32.55$  ms  
 $D_s' = S_s' L/v = 13.0 / 344 = 37.79$  ms



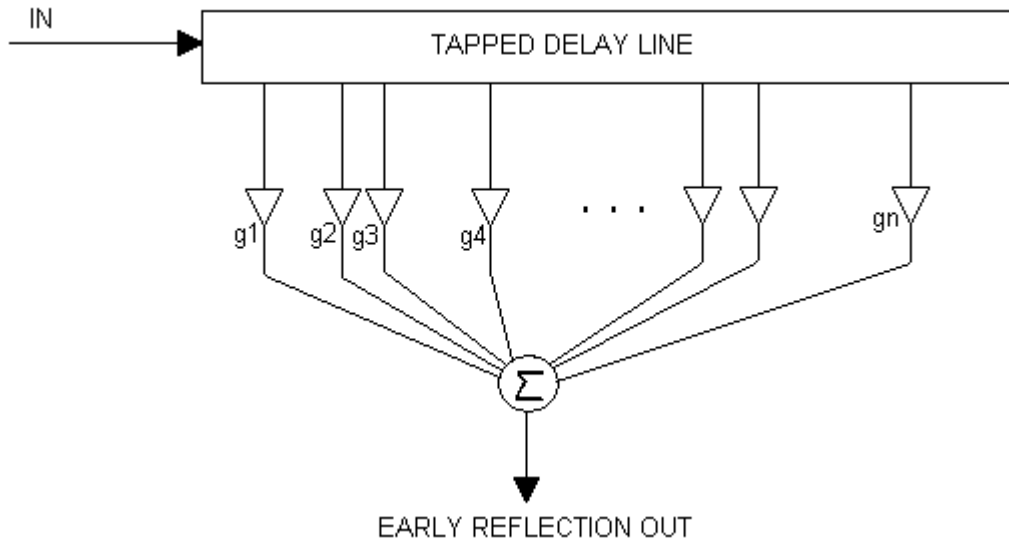
Se la geometria dell'ambiente è particolarmente semplice, attraverso particolari software è possibile generare sorgenti immagine di ordine elevato. Viceversa, più irregolare è la geometria e più è complesso il calcolo, poiché è necessario eseguire la verifica di visibilità di ciascuna sorgente immagine con la sorgente e ciò può aumentare enormemente il tempo del calcolo. Infatti il numero di sorgenti immagine di una semplice stanza parallelepipedica aumenta secondo una legge di progressione geometrica:

1° ordine : 6 sorgenti  
 2° ordine : 30 “  
 3° ordine : 150 “  
 4° ordine : 450 “ ecc...

La tecnica del Ray Tracing, (applicata per lo più nella previsione del campo sonoro in acustica architettonica) consiste in una procedura per la quale dalla sorgente viene lanciato un grande numero di raggi non divergenti che vengono seguiti per alcune centinaia di rimbalzi sulle pareti della sala. Dato l'alto impegno di calcolo che il metodo comporta, esso è di scarso utilizzo pratico per il calcolo delle prime riflessioni.

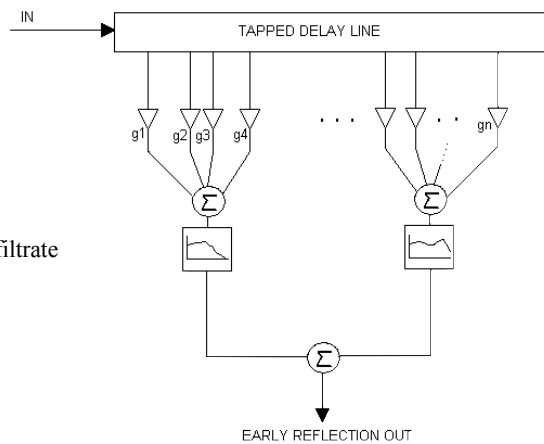
Viceversa, attraverso i dati estraibili con la tecnica delle Sorgenti Immagine, è possibile costruire un modello algoritmico semplificato per la caratterizzazione della prima fase di costituzione del riverbero basato sul calcolo dei ritardi e dell'ampiezza relativa delle riflessioni. Per quest'ultima grandezza occorre tenere presente che l'ampiezza di ogni riflessione dipende essenzialmente da tre fattori. Per primo vi è la dipendenza del livello di pressione sonora in una propagazione di tipo sferico dall'inverso della distanza percorsa. Secondo, l'assorbimento dell'energia sonora ad ogni riflessione dipende essenzialmente dalle caratteristiche fisiche di assorbimento acustico che costituisce ciascuna parete coinvolta nel processo. Infine, come terzo fattore, dobbiamo considerare

il coefficiente di assorbimento dell'aria. In generale possiamo dire che, la trasposizione sul piano algoritmico del modello delle Sorgenti Immagine si ottiene attraverso l'impiego di una linea di ritardo a più prese (*tapped delay line*) come mostrato nello schema in figura 3.8.



**Fig. 3.8.** Realizzazione dell'Early Reflection attraverso una linea di ritardo (*tapped delay line*) a più prese

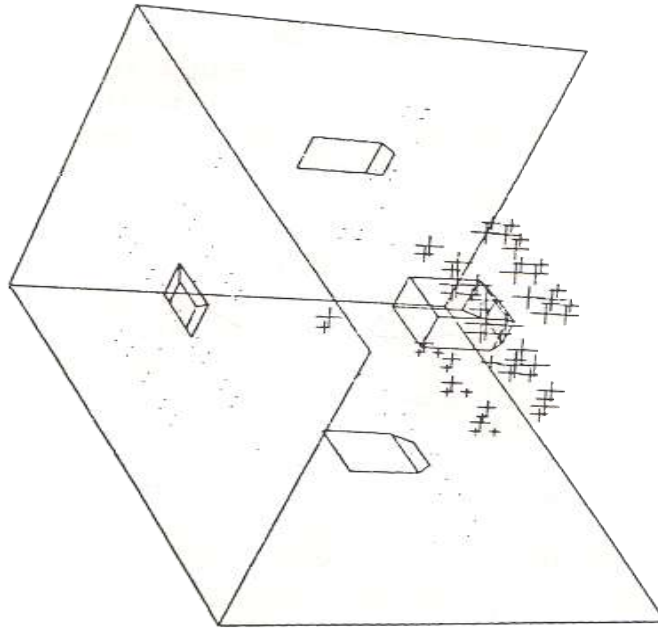
Lo schema mostrato in figura 3.8 può tenere conto solo dei ritardi temporali e di un'attenuazione non selettiva (non dipendente dalla frequenza) associata ai coefficienti  $g_1, g_2, \dots$ . Un sensibile miglioramento si può ottenere ponendo in serie un filtro per la modellazione dello spettro delle prime riflessioni, eventualmente raggruppandole per ordine. In questo caso, per ogni ordine dovrà essere previsto un filtro.



**Fig. 4.8** Early Reflection con gruppi di prese filtrate

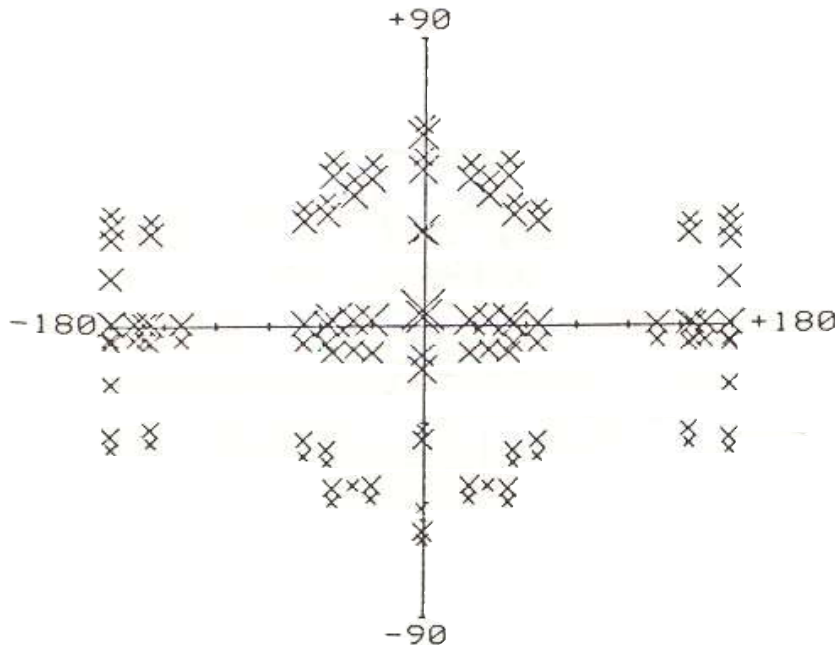
La modellazione dell'*early reflection* dovrebbe tener conto anche dell'aspetto di effettiva spazializzazione che il solo schema di figura 3.8 o 4.8 non può garantire. In effetti, quando si dispone della risposta di un certo ambiente, si può osservare che i contributi delle sorgenti immagine tendono a formare dei raggruppamenti, come mostrato nella figura 5.8.,





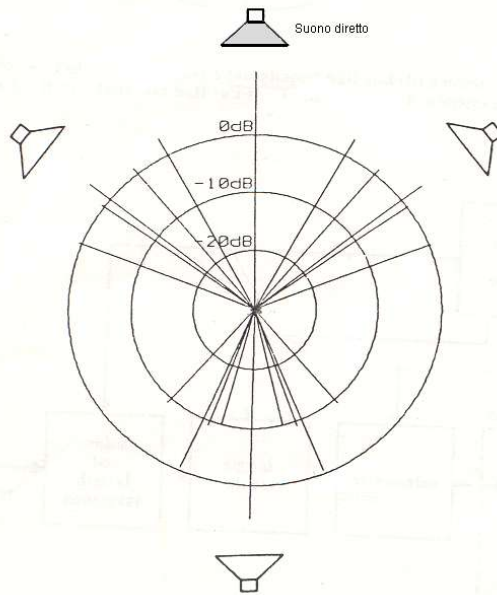
**Fig. 5.8.** Vista prospettica dell'insieme di sorgenti virtuali (indicate con le x) che circondano una sala da concerto (*Borish*).

Come si può vedere facilmente dalla figura 5.8, le sorgenti immagine (indicate dalle x di diversa dimensione in relazione alla loro potenza) circondano completamente l'ambiente e contemporaneamente tendono a raggrupparsi. Poiché la posizione di ciascuna sorgente immagine può essere caratterizzata nello spazio tridimensionale (3D) dal valore dell'*azimuth* e dall'*elevazione*, è possibile dare una rappresentazione più sintetica della distribuzione delle sorgenti nel *piano angolare*, come mostrato in figura 6.8.



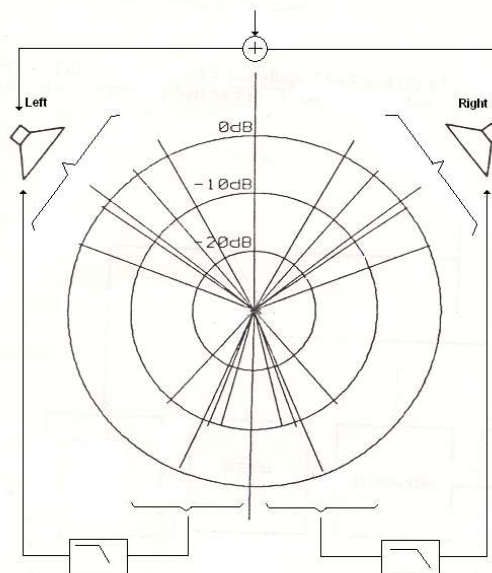
**Fig. 6.8.** Nel piano angolare, le posizioni delle sorgenti immagine sono indicate dall'azimuth e dall'elevazione. L'origine corrisponde alla direzione della sorgente del suono. Le dimensioni delle crocette indicano l'intensità della sorgente immagine corrispondente (*Borish*).

La naturale conseguenza del fatto che i contributi delle sorgenti immagine sono organizzate in gruppi è che la simulazione spaziale di siffatte risposte implicherebbe di fatto l'impiego di più sorgenti sonore, ciascuna delle quali posizionata in coincidenza delle zone di raggruppamento, così come è mostrato in figura 7.8.



**Fig. 7.8.** Diagramma polare della potenza sonora in funzione dell'azimuth e dell'elevazione. Si può notare il fenomeno del raggruppamento per il quale ogni gruppo di riflessioni è prodotto da un singolo altoparlante posizionato nel baricentro direzionale di ogni gruppo (*Borish*).

Nel caso illustrato in figura 7.8 sarebbero necessari almeno quattro altoparlanti per riprodurre con un certo grado di realismo il pattern di riflessioni immagine. Di fatto, nella maggior parte dei casi, la distribuzione della propagazione nella simulazione avviene su un fronte stereofonico, eventualmente ripartendo le riflessioni in due gruppi principali, una per la parte sinistra (Left) e una per la parte destra (Right). Al canale Left possono poi essere sovrapposte la metà delle riflessioni posteriori (eventualmente filtrate per simulare la provenienza non frontale) mentre al canale Right le rimanenti posteriori (anch'esse filtrate). La mancanza dell'altoparlante centrale può essere simulato inviando il segnale diretto in parti uguali al Left e al Right (cfr. figura 8.8).

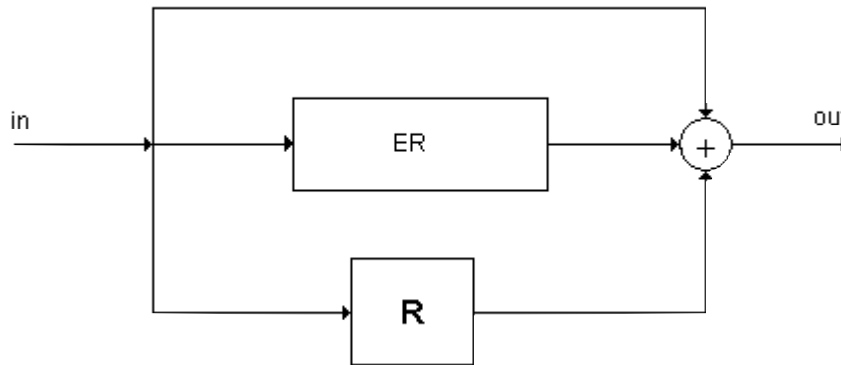


**Fig. 8.8.** Distribuzione delle riflessioni immagine su un fronte stereofonico (*Borish*).

Sebbene la simulazione dell'early reflection attraverso l'impiego di una linea di ritardo a prese multiple non risolve completamente il problema, essa apre la strada a considerazioni generali che conducono a tecniche di ricostruzione del processo di riverberazione per sintesi diretta e delle quali verrà riferito nel paragrafo successivo.

## 9) Schema completo di riverberatore e dati di progetto

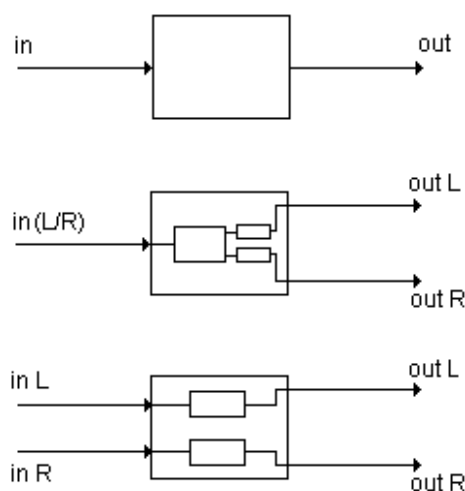
Tenendo sempre presente la struttura della risposta impulsiva che caratterizza la riverberazione (segnale diretto, early reflection, coda sonora), è possibile definire uno schema generale per la realizzazione di un algoritmo di simulazione il cui diagramma a blocchi è mostrato in figura 1.9



**Fig. 1.9.** Schema a blocchi per l'algoritmo di riverberazione. Il segnale d'uscita è costituito dalla somma di tre contributi: il segnale diretto (in), l'early reflection (ER) e la riverberazione vera e propria (R).

Nello schema di figura 1.9 si può osservare come le tre componenti che costituiscono la risposta impulsiva (segnale diretto, early reflection e coda sonora) contribuiscano in modo concorrente ed in qualche indipendentemente. In altri termini, la configurazione è una somma di tre rami posti in parallelo. Il passo successivo è quello di impostare il numero di canali del riverberatore e di scegliere la modalità di trattamento. Si possono formulare varie ipotesi, le principali della quali possono essere così riassunte (cfr. fig. 2.9):

- uscita monofonica
- uscita pseudo-stereofonica
- uscita stereofonica



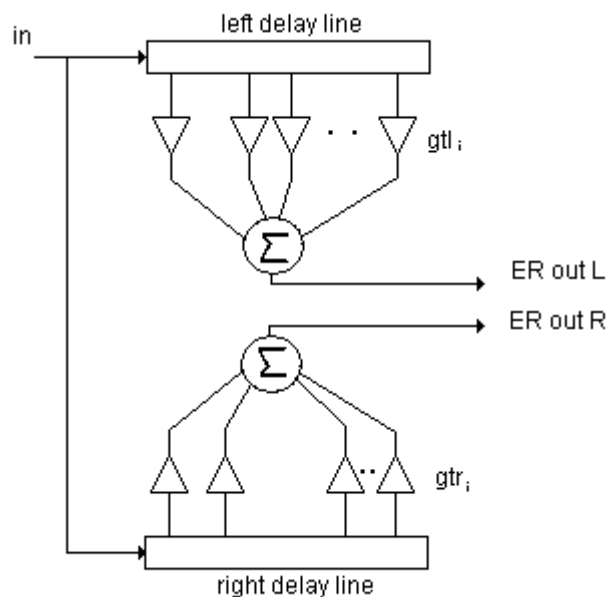
**Fig. 2.9.** Schemi di canalizzazione per la riverberazione: monofonica, pseudo-stereofonica e stereofonica.

Nel primo caso, il flusso del segnale è mantenuto - dall'ingresso all'uscita- su un unico canale audio. Questa scelta è la meno complessa, con minor richiesta di risorse computazionali, ma con il principale difetto di non essere in grado di riprodurre minimamente l'informazione spaziale. Il

secondo caso rappresenta una situazione intermedia di compromesso poiché il segnale (mono o stereo all'ingresso) viene unificato e inviato a una catena di processamento che in un qualche punto può suddividersi in due parti, le quali saranno poi inviate individualmente alle rispettive uscite. In questo caso, la complessità può aumentare lievemente ma a vantaggio di un'impressione di maggiore spazialità. Nell'ultimo caso, che rappresenta la totale indipendenza di processamento tra i due canali, a fronte di un evidente raddoppio delle risorse, offre una migliore qualità generale, soprattutto per l'aspetto della spazializzazione.

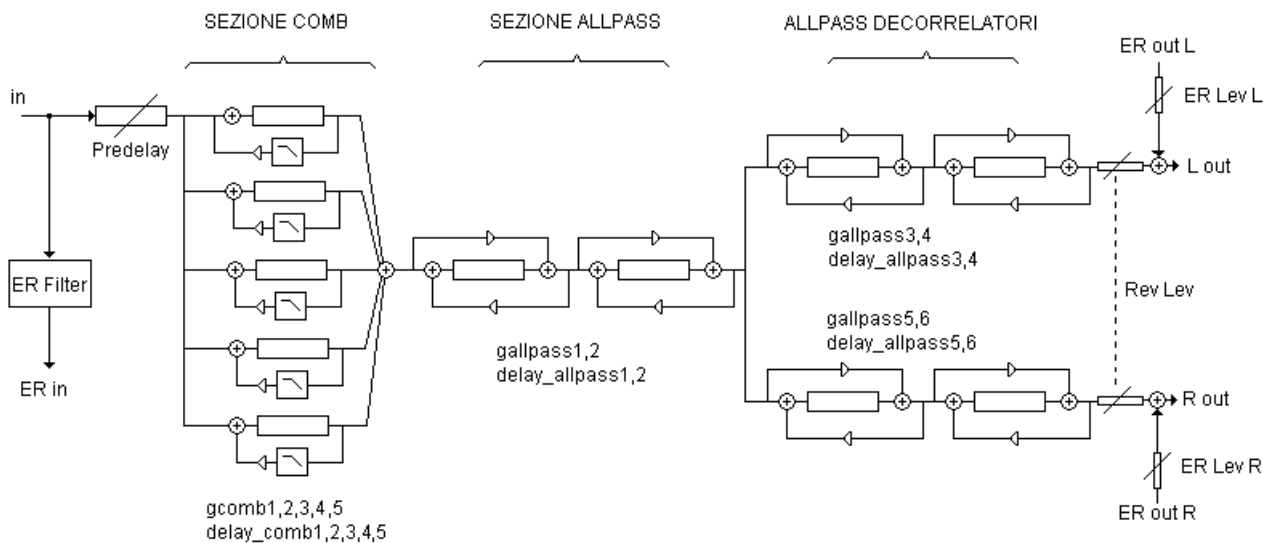
Per questioni di complessità e brevità, tratteremo la configurazione intermedia, ovvero la canalizzazione pseudo-sterofonica.

In tale situazione, si può ipotizzare uno schema generale costruito attorno ad un blocco di pura riverberazione (R), che progetteremo a parte. E costituito essenzialmente da due gruppi indipendenti di early reflection, come mostrato nella figura 3.9.



**Fig. 3.9.** Early reflection realizzata con due delay lines ciascuna contenente  $i$  prese scalate per i coefficienti  $g_{tl}$  e  $g_{tr}$  (*gain tap left, gain-tap right*)

Il miglioramento introdotto impiegando una doppia serie di impulsi canalizzati su left e right dipende essenzialmente dal grado di "decorrelazione" tra le due serie. La decorrelazione massima si ottiene con gruppi di prese che non si sovrappongono mai nel tempo ed inoltre, in alcuni casi, si può produrre un'ulteriore decorrelazione invertendo il segno di alcune prese. Infine, per entrambi i gruppi può essere posto un filtro di colorazione dopo i due nodi di somma. Per la parte che riguarda la coda sonora, può essere impiegata una variante dello schema di Schroeder (figura 4.9).



**Fig. 4.9.** Schema di riverbero completo. Nella figura non compare esplicitamente la parte relativa all'Early Reflection, ma sono indicate le connessioni d'ingresso e d'uscita (ER in, ER Lev L/R).

Nello schema di figura 4.9 è mostrato, con in certo grado di dettaglio, l'insieme dei componenti base e delle connessioni dell'algorithm base di riverberazione. In questo schema sono stati inclusi componenti aggiuntivi e precisamente (oltre al quinto comb):

- **Predelay** : linea di ritardo per il posizionamento temporale della coda sonora
- **ER Filter** : filtro di colorazione per la sezione Early Reflection
- **ER Lev L/R** : livello della sezopne Early Reflection
- **Rev Lev** : livello della coda sonora

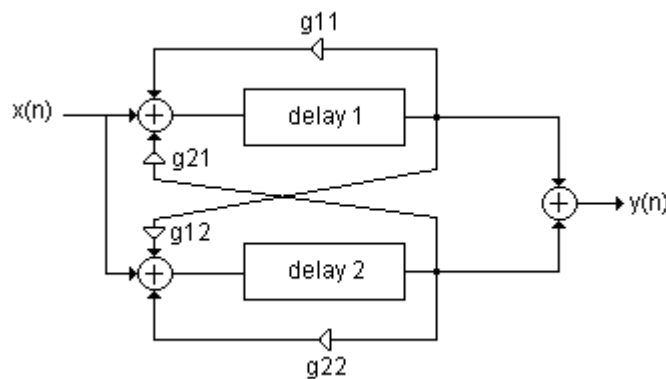
Nello stesso schema si può notare anche la modalità di uscita a due canali (L/R) ottenuta sdoppiando la linea degli allpass in due rami (allpass decorrelatori).

## 10) Riverberazione a Feedback Delay Network (FDN)

Il modello di Schroeder, nonostante la sua intrinseca semplicità, è in grado di produrre buoni risultati soprattutto se la parametrizzazione è scelta con molta attenzione. In generale, aumentando a 6 il numero di comb paralleli e di allpass serie, la qualità del riverbero risulta il più delle volte soddisfacente. Il punto debole del modello di Schroeder è la natura solo additiva del processo di accumulo delle riflessioni. In effetti, la struttura parallela dei comb, produce una distribuzione degli echi di riflessione ottenuti per somma dei singoli pacchetti di impulsi.

Nel 1982, Stautner e Puckette<sup>7</sup> presentano un algoritmo di riverberazione multicanale che oggi viene comunemente riferito al modello della Feedback Delay Network o FDN (Rete di ritardi con ricircolo).

Una rete FDN è basicamente un insieme di filtri comb connessi in parallelo, ma con i feedback interconnessi reciprocamente. In figura 4.10 è mostrato un esempio con soli due comb interconnessi.



**Fig. 5.9.** Schema di FDN a soli due comb. Si noti la presenza di due rami supplementari di feedback cui corrispondono altrettanti coefficienti.

In sostanza, ciascun comb trasferisce la sua uscita reciprocamente all'altro: in questo caso (2 comb) la connettività è data dai 4 coefficienti  $g_{11}$ ,  $g_{12}$ ,  $g_{22}$ ,  $g_{21}$ .

Se  $g_{12}$  e  $g_{21}$  sono nulli ( $g_{12}=g_{21}=0$ ), la struttura degenera in una semplice connessione parallelo di due comb. I 4 coefficienti possono allora essere correttamente essere rappresentati come una matrice quadrata  $2 \times 2$ :

$$\text{Matrice coeff.} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}$$

<sup>7</sup> J. Stautner and M. Puckette, "Designing multichannel reverberators," *Computer Music Journal*, vol. 6, no. 1, pp. 52–65, Spring 1982.

E' possibile rappresentare e generalizzare la struttura secondo lo schema di figura 6.9, ove sono connesse 3 unità ricircolanti (filtri comb).

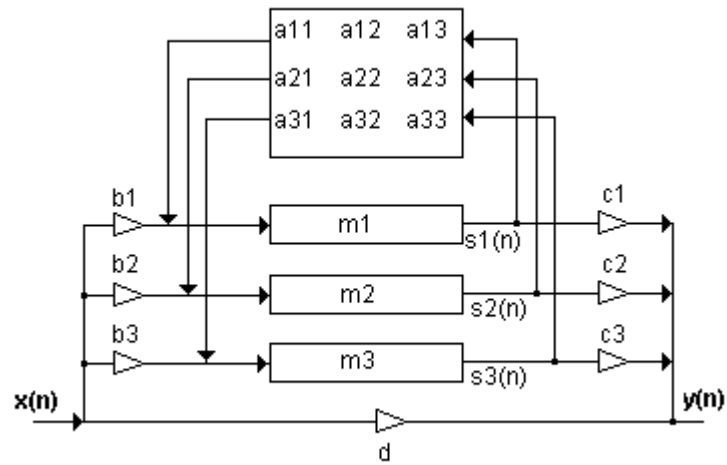


Fig. 6.9. Schema sintetico di FDN a 3 comb.