
LỜI MỞ ĐẦU

Chúng ta đều biết rằng việc số hoá các thiết bị điện tử - viễn thông đã và đang đ- ọc thực hiện rất mạnh mẽ ở trên toàn thế giới cũng nh- ở Việt Nam, chính vì vậy mà vấn đề xử lý tín hiệu và lọc số đã trở thành một ngành khoa học và kỹ thuật. Sự phát triển nhanh chóng đó đ- ọc đánh giá bởi sự ra đời của các mạch vi điện tử cỡ lớn VLSI (Very Large Scale Integration) là nền tảng cho sự phát triển của các phần cứng số (Digital hardware) chuyên dụng cũng nh- máy tính số (Digital Computer) với giá thành rẻ hơn, kích th- ớc nhỏ hơn, tốc độ cao hơn.

Chính vì thế xử lý tín hiệu số ngày càng thu hút đ- ọc sự quan tâm nghiên cứu và có nhiều ứng dụng trong nhiều lĩnh vực của cuộc sống. Sự phát triển của xử lý tín hiệu số dựa trên nền tảng xử lý tín hiệu số đơn tốc độ. Để cải thiện hiệu quả của quá trình xử lý, các nhà nghiên cứu đã đ- a ra khái niệm lọc số nhiều nhịp và nó đ- ọc nghiên cứu ứng dụng trong xử lý tín hiệu số, để tăng tốc độ tính toán trong các mạch lọc số bằng cách giảm số phép nhân phải thực hiện trong một giây.

Kỹ thuật lọc số nhiều nhịp hay còn gọi là kỹ thuật xử lý đa tốc độ đ- ọc ứng dụng nhiều trong xử lý âm thanh, hình ảnh. Và trong kỹ thuật này một kỹ thuật đ- ọc áp dụng để ghép các luồng số tốc độ thấp gọi là kỹ thuật ghép kênh theo tần số. Trong kỹ thuật ghép kênh theo tần số các luồng số tốc độ thấp đ- ọc xử lý ghép lại với nhau thành 1 luồng có tốc độ cao hơn và truyền đi. Nhờ có kỹ thuật này ta có thể truyền liên lúc nhiều kênh thông tin trên 1 đ- ờng truyền và tận dụng tối đa hiệu suất của đ- ờng truyền. Do những tính chất -u việt của nó, kỹ thuật ghép kênh theo tần số đã đ- ọc nghiên cứu rất nhiều trong những năm gần đây và đã thu đ- ọc những kết quả khả quan về lý thuyết cũng nh- ứng dụng kỹ thuật.

Trong nội dung đồ án này đ- ọc chia làm 3 ch- ơng với nội dung cơ bản sau:

Ch \square ơng 1. Giới thiệu tổng quan về xử lý tín hiệu số.

Ch \square ơng 2. Nghiên cứu bank lọc số QMF với các bộ biến đổi nhịp lấy mẫu, khai triển đa pha, cấu trúc bank lọc số và khả năng khôi phục tín hiệu hoàn hảo của bank lọc.

Ch \square ơng 3. Thực hiện mô phỏng hệ thống ghép kênh theo tần số bằng Simulink.

Hải Phòng, tháng 10 năm 2010

Sinh viên thực hiện

Lê Tr \square ờng Tiến

Chương 1

LÝ THUYẾT CHUNG VỀ XỬ LÝ TÍN HIỆU SỐ

1.1. TÍN HIỆU VÀ HỆ THỐNG RỜI RẠC THEO THỜI GIAN

Trong hầu hết các lĩnh vực có liên quan đến xử lý tín hiệu hoặc thông tin đều bắt đầu với việc biểu diễn tín hiệu nh- một dạng mẫu thay đổi liên tục. Sóng âm tạo ra tiếng nói của con ng- ời cũng tuân theo nguyên tắc này. Từ các mẫu tín hiệu, để thuận tiện, ng- ời ta dùng các hàm toán học để biểu diễn chúng, nh- các hàm của sự biến đổi theo thời gian t . Ở đây chúng ta sẽ dùng dạng biểu diễn $x_a(t)$ để biểu thị các dạng sóng thời gian thay đổi liên tục (tín hiệu analog). Ngoài ra tín hiệu còn có thể biểu diễn nh- một dãy rời rạc các giá trị và ta dùng dạng biểu diễn $x(n)$ để biểu thị. Nếu tín hiệu đ- ọc lấy mẫu từ tín hiệu t- ơng tự với chu kỳ lấy mẫu T , khi đó chúng ta có dạng biểu diễn $x_a(nT)$.

Trong các hệ thống xử lý số tín hiệu, chúng ta th- ờng dùng đến các dãy đặc biệt, nh- :

Mẫu đơn vị hoặc dãy xung đơn vị đ- ọc định nghĩa:

$$\delta[n] = \begin{cases} 1 & \text{với } n=0 \\ 0 & \text{với } n \text{ còn lại} \end{cases} \quad (1.1.1)$$

Dãy bước nhảy đơn vị

$$u[n] = \begin{cases} 1 & \text{với } n \geq 0 \\ 0 & \text{với các } n \text{ còn lại} \end{cases} \quad (1.1.2)$$

Dãy hàm mũ

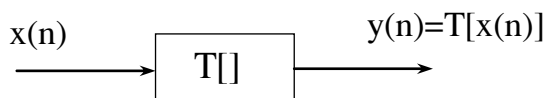
$$x[n] = a^n \quad (1.1.3)$$

nếu a là số phức nh-

$$a = r.e^{j\omega_0 n} = r^n [\cos\omega_0 n + j \sin\omega_0 n] \quad (1.1.4)$$

Nếu $r \geq 1, \omega_0 \neq 0$, thì $x(n)$ có dạng sin phức; nếu $\omega_0=0$, $x(n)$ là thực; và $r < 1, \omega_0 \neq 0$, $x(n)$ là một dãy thay đổi, suy giảm theo luật hàm mũ. Dãy kiểu này xuất hiện đặc biệt trong biểu diễn các hệ thống tuyến tính và trong mô hình dạng sóng tiếng nói.

Xử lý tín hiệu, trong đó chúng ta phải chuyển đổi tín hiệu về dạng mẫu mà chúng ta mong muốn. Nh- vậy chúng ta phải quan tâm đến các hệ thống rời rạc, hoặc t- ơng đ- ơng với sự chuyển đổi của một dãy tín hiệu vào để đ- ọc một dãy tín hiệu ra. Chúng ta miêu tả sự chuyển đổi này bằng một khối nh- ở hình 1.1.



Hình 1.1. Mô phỏng hệ thống

Những hệ thống nh- trên hoàn toàn có thể đ- ọc xác định bằng đáp ứng xung của nó đối với mẫu xung đơn vị đ- a vào. Đối với những hệ thống này, đầu

ra có thể đ-ợc tính khi ta đ- a vào dãy x(n) và đáp ứng xung đơn vị h(n), dùng tổng chập để tính

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] h[n-k] = x[n] * h[n] \quad (1.1.5a)$$

Dấu * ở đây dùng cho tổng chập. Tương tự ta cũng có

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k] x[n-k] = h[n] * x[n] \quad (1.1.5b)$$

1.2. BIỂU DIỄN SỰ BIẾN ĐỔI CỦA TÍN HIỆU VÀ HỆ THỐNG

Phân tích và thiết kế của các hệ thống tuyến tính sẽ rất đơn giản nếu chúng ta sử dụng trong miền Z và miền tần số cho cả hệ thống và tín hiệu, khi đó chúng ta cần thiết phải xét đến sự biểu diễn Fourier, miền Z của hệ thống và tín hiệu rời rạc theo thời gian.

1.2.1. Biến đổi sang miền Z

Sự biến đổi sang miền Z của một dãy đ-ợc định nghĩa bằng hai ph-ơng trình sau:

$$X(Z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] Z^{-n} \quad (1.2.1a)$$

$$x[n] = \frac{1}{2\pi j} \oint_C X(Z) Z^{n-1} dZ \quad (1.2.1b)$$

Từ một dãy x(n) để biến đổi sang miền Z (biến đổi thuận), ta dùng công thức (1.2.1a). Ta có thể thấy dãy X(Z) là một dãy lũy thừa đối với biến Z⁻¹, giá trị của dãy x(n) biểu diễn bộ các hệ số trong dãy lũy thừa. Một cách chung nhất, điều kiện đủ để biến đổi sang miền Z là dãy lũy thừa phải hội tụ tại một giá trị giới hạn.

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n] Z^{-n}| < \infty \quad (1.2.2)$$

Một bộ các giá trị cho các dãy hội tụ đ-ợc định nghĩa bằng một vùng trong mặt phẳng Z. Nói chung miền này có dạng:

$$R_1 < |Z| < R_2 \quad (1.2.3)$$

Bảng 1.1. Các tính chất của phép biến đổi Z ngược

Các tính chất	Dãy miền n	Biến đổi Z
1. Tính tuyến tính	ax ₁ (n)+bx ₂ (n)	aX ₁ (Z)+bX ₂ (Z)
2. Tính dịch chuyển theo thời gian	x(n+n ₀)	Z ^{n₀} X(Z)
3. Thay đổi thang tỉ lệ	a ⁿ x(n)	X(a ⁻¹ Z)
4. Vi phân của X(Z) theo Z	nx(n)	-Z $\frac{dX(Z)}{dZ}$
5. Đảo trục thời gian	X(-n)	X(Z ⁻¹)
6. Tích chập của hai dãy	x(n)*h(n)	X(Z).H(Z)
7. Tích của hai dãy	x(n).w(n)	$\frac{1}{2\pi j} \oint_C X(W) \bar{W} dV / V \bar{V}^{-1} dV$

Phép biến đổi Z ngược được đưa ra bởi tích phân đường trong phương trình (1.2.1b), trong đó C là đường cong kín bao quanh gốc tọa độ trong mặt phẳng Z, nằm trong miền hội tụ của X(Z). Trong những trường hợp đặc biệt của phép biến đổi, ta có nhiều phương tiện thuận tiện hơn để tìm biến đổi Z ngược, như sử dụng các tính chất của phép biến đổi Z ngược.

1.2.2. Biến đổi Fourier

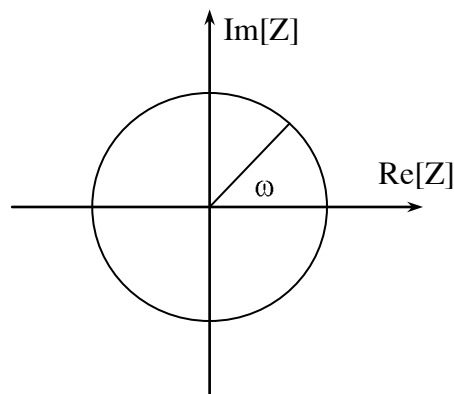
Phép biến đổi Fourier của tín hiệu rời rạc theo thời gian được biểu diễn bằng công thức sau:

$$X(e^{j\omega}) \equiv \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-j\omega n} \quad (1.2.4a)$$

$$x(n) \equiv \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega \quad (1.2.4b)$$

Những phương trình trên có thể nhận ra dễ dàng nó là trường hợp đặc biệt của phương trình (1.2.1). Ngoài ra biểu diễn Fourier có thể đạt được bằng cách giới hạn phép biến đổi Z vào vòng tròn đơn vị của mặt phẳng Z, như thay $Z = e^{j\omega}$, như trong hình 1.2, biến số ω có thể biểu diễn bằng góc trong mặt phẳng Z. Điều kiện đủ để tồn tại biến đổi Fourier có thể tính bằng cách gán $|Z|=1$ trong phương trình (1.2.2), ta có:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x(n)| < \infty \quad (1.2.5)$$



Hình 1.2. Vòng tròn đơn vị trong mặt phẳng Z

Một đặc điểm quan trọng của biến đổi Fourier một dãy là $X(e^{j\omega})$ là một hàm tuần hoàn của ω , tuần hoàn với chu kỳ là 2π , điều này có thể dễ nhận ra bằng cách thay thế $\omega+2\pi$ vào phương trình (1.2.4a). Một cách khác, bởi vì $X(e^{j\omega})$ được tính bằng $X(Z)$ trên vòng tròn đơn vị, nên chúng ta có thể thấy rằng $X(e^{j\omega})$ phải lặp lại mỗi lần khi ω quay hết một vòng quanh vòng tròn đơn vị (tương ứng với một góc là 2π Radian).

Bằng cách thay $Z = e^{j\omega}$ vào mỗi công thức trong bảng (1.1), chúng ta có thể đạt được các công thức cho biến đổi Fourier. Tất nhiên kết quả này chỉ đúng với biến đổi Fourier khi phép biến đổi đã tồn tại.

1.3. BỘ LỌC SỐ

Bộ lọc số là hệ thống tuyến tính bất biến theo thời gian. Thông số vào và ra của hệ thống quan hệ với nhau bằng tổng chập trong phương trình (1.1.5),

quan hệ trong miền Z đ-ợc đ-a ra trong bảng (1.1).

$$Y(Z)=H(Z).X(Z) \quad (1.3.1)$$

Chuyển đổi miền Z của đáp ứng xung đơn vị H(Z) đ-ợc gọi là hàm hệ thống. Biến đổi Fourier của đáp ứng xung đơn vị H(e^{j ω}) là một hàm phức của ω , biểu diễn theo phần thực và phần ảo là

$$H(e^{j\omega})=Hr(e^{j\omega})+jHi(e^{j\omega}) \quad (1.3.2)$$

Hoặc biểu diễn d-ới dạng góc pha:

$$H(e^{j\omega})=|H(e^{j\omega})|e^{j\arg[H(e^{j\omega})]} \quad (1.3.3)$$

Một hệ thống tuyến tính bất biến nhân quả là dạng có h(n)=0 với n<0. Một hệ thống ổn định là dạng với tất cả các thông số đ-a vào hữu hạn tạo ra thông số ra hữu hạn.

Điều kiện cần và đủ cho một hệ thống tuyến tính bất biến ổn định là:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty}|h(n)|<\infty \quad (1.3.4)$$

Điều kiện này giống với công thức (1.2.5), và nó đủ để tồn tại H(e^{j ω}). Thêm vào đó, tất cả các hệ thống tuyến tính bất biến đ-ợc quan tâm để thực hiện nh- các bộ lọc có một thuộc tính là các thông số vào và ra thoả mãn ph-ơng trình sai phân có dạng:

$$y(n)-\sum_{k=1}^N a_k y(n-k)=\sum_{r=0}^M b_r x(n-r) \quad (1.3.5)$$

Chuyển đổi sang miền Z cả hai vế của ph-ơng trình ta đ-ợc:

$$H(Z)=\frac{Y(Z)}{X(Z)}=\frac{\sum_{r=0}^M b_r Z^{-r}}{1-\sum_{k=1}^N a_k Z^{-k}} \quad (1.3.6)$$

So sánh hai ph-ơng trình trên, từ ph-ơng trình sai phân (1.3.3) ta có thể đạt đ-ợc H(Z) trực tiếp bằng cách đồng nhất các hệ số của phân tử vào tử trong (1.3.5) với các lũy thừa t-ương ứng Z⁻¹.

Hàm hệ thống H(Z) là một hàm hữu tỉ của Z⁻¹. Nó có thể đ-ợc biểu diễn bằng dạng điểm cực và điểm không trong mặt phẳng Z. Nh- vậy H(Z) có thể viết dạng:

$$H(Z)=\frac{A\prod_{r=1}^M (1-c_r Z^{-1})}{\prod_{k=1}^N (1-d_k Z^{-1})} \quad (1.3.7)$$

Nh- chúng ta đã xét trong miền Z, hệ thống nhân quả sẽ có miền hội tụ dạng |Z|<R₁. Nếu hệ thống cũng là ổn định thì R₁ phải nhỏ hơn giá trị đơn vị, do đó miền hội tụ bao gồm là vòng tròn đơn vị. Nh- vậy trong hệ thống bất biến, nhân quả thì tất cả các điểm cực của H(Z) phải nằm trong vòng tròn đơn vị. Để thuận tiện, ta phân thành các lớp hệ thống, những lớp này bao gồm hệ thống đáp ứng xung hữu hạn (Finite duration Impulse Response_FIR), và hệ thống đáp ứng xung vô hạn (Infinit duration Impulse Response_IIR).

1.3.1. Hệ thống FIR

Nếu các hệ số a_k trong phương trình (1.3.5) bằng không, khi đó phương trình sai phân sẽ là:

$$y[n] = \sum_{r=0}^M b_r x[n-r] \quad (1.3.8)$$

So sánh (1.3.8) với (1.1.5b) chúng ta thấy rằng:

$$h[n] = \begin{cases} b_n & 0 \leq n \leq M \\ 0 & \text{với các } n \text{ còn lại} \end{cases} \quad (1.3.9)$$

Hệ thống FIR có rất nhiều thuộc tính quan trọng, trước tiên chúng ta chú ý rằng $H(Z)$ chỉ có điểm không là một đa thức của Z^{-1} và tất cả các điểm cực của $H(Z)$ đều bằng không, tức là $H(Z)$ chỉ có điểm không. Thêm nữa, hệ thống FIR có thể có chính xác pha tuyến tính. Nếu $h(n)$ xác định theo công thức sau

$$h[n] = \pm h[M-n] \quad (1.3.10)$$

thì $H(e^{j\omega})$ có dạng

$$H(e^{j\omega}) = A(e^{j\omega}) e^{-j\omega M/2} \quad (1.3.11)$$

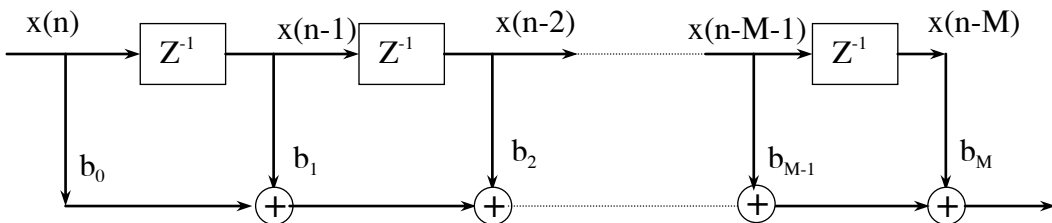
$H(e^{j\omega})$ chỉ có phần thực hoặc phần ảo tùy thuộc vào công thức (1.3.10) lấy dấu (+) hay dấu (-).

Dạng pha tuyến tính chính xác thường rất hữu ích trong các ứng dụng xử lý tiếng nói, khi mà xác định thứ tự thời gian là cần thiết. Các thuộc tính này của bộ lọc FIR cũng có thể đơn giản hoá vấn đề xấp xỉ, nó chỉ xét đến khi đáp ứng độ lớn cần thiết. Khoảng sai số mà được bù để thiết kế các bộ lọc với đáp ứng xung pha tuyến tính chính xác là phần mà một khoảng thời gian tồn tại đáp ứng xung phù hợp được yêu cầu để xấp xỉ phần nhọn bộ lọc bị cắt đi.

Dựa trên những thuộc tính chung với bộ lọc FIR pha tuyến tính, người ta đã phát triển ba phương pháp thiết kế xấp xỉ. Những phương pháp này là:

- Thiết kế cửa sổ
- Thiết kế mẫu tần số
- Thiết kế tối - u

Chỉ phương pháp đầu tiên là phương pháp phân tích, thiết kế khối khép kín tạo bởi các phương trình có thể giải để nhận được các hệ số bộ lọc. Phương pháp thứ hai và phương pháp thứ ba là phương pháp tối - u hoá, nó sử dụng phương pháp lặp liên tiếp để được thiết kế bộ lọc.



Hình 1.3. Mạng số cho hệ thống FIR

Bộ lọc số thường được biểu diễn dạng biểu đồ khối, như hình (1.3) ta biểu diễn phương trình sai phân (1.3.8). Sơ đồ như vậy thường được gọi là một cấu trúc bộ lọc số. Trên sơ đồ, biểu diễn các toán tử yêu cầu tính giá trị mỗi dãy ra từ giá trị của dãy đưa vào. Những phần tử cơ bản của sơ đồ biểu diễn ý nghĩa

phép cộng, nhân các giá trị của dãy với hằng số (các hằng số trên nhánh hàm ý phép nhân), và chứa các giá trị tr-ớc của dãy vào. Vì vậy biểu đồ khối đ- a ra chỉ dẫn rõ ràng về tính phức tạp của hệ thống.

1.3.2. Hệ thống IIR

Nếu hàm hệ thống của ph-ong trình (1.3.7) có các điểm cực cũng nh- điểm không, thì ph-ong trình sai phân (1.3.5) có thể viết:

$$y[n] = \sum_{k=1}^N a_k y[n-k] + \sum_{r=0}^M b_r x[n-r] \quad (1.3.12)$$

Ph-ong trình này là công thức truy hồi, nó có thể đ-ợc sử dụng để tính giá trị của dãy ra từ các giá trị tr-ớc đó của thông số ra và giá trị hiện tại, tr-ớc đó của dãy đầu vào. Nếu $M < N$ trong ph-ong trình (1.3.7), thì $H(Z)$ có thể biến đổi về dạng:

$$H(Z) = \sum_{k=1}^N \frac{A_k}{1 - d_k Z^{-1}} \quad (1.3.13)$$

Cho hệ thống nhân quả, ta dễ dàng biểu diễn

$$h[n] = \sum_{k=1}^N A_k d_k^n u[n] \quad (1.3.14)$$

Ta có thể thấy rằng dãy $h(n)$ có chiều dài vô hạn. Tuy nhiên, vì công thức truy hồi (1.3.12) th-ờng dùng để thực hiện bộ lọc IIR, nó sử dụng ít phép tính hơn là đối với bộ lọc FIR. Điều này đặc biệt đúng cho các bộ lọc lựa chọn tần số cắt nhọn.

Có nhiều ph-ong pháp thiết kế sẵn có cho bộ lọc IIR. Những ph-ong pháp thiết kế cho bộ lọc lựa chọn tần số (thông thấp, thông dải, ...) một cách chung nhất là dựa trên những biến đổi của thiết kế t-ong tự.

- Các thiết kế Butterword
- Các thiết kế Bessel
- Các thiết kế Chebyshev
- Các thiết kế Elliptic

Tất cả những ph-ong pháp trên dùng phép phân tích tự nhiên và đ-ợc ứng dụng rộng rãi để thiết kế các bộ lọc IIR. Thêm vào đó các ph-ong pháp tối -u hoá IIR đã đ-ợc phát triển cho thiết kế xấp xỉ liệt kê, điều này không dễ thích nghi với một trong các ph-ong pháp xấp xỉ trên.

Sự khác nhau chính giữa FIR và IIR là IIR không thể thiết kế để có pha tuyến tính chính xác, khi mà FIR có những thuộc tính này, còn bộ lọc IIR hiệu quả hơn trong thực hiện lọc cắt nhọn hơn là FIR.

Mạng bao hàm ph-ong trình (1.3.12) đ-ợc biểu diễn trong hình 1.4a cho tr-ờng hợp $N=M=3$, nó th-ờng đ-ợc gọi là dạng biểu diễn trực tiếp. Ph-ong trình sai phân (1.3.12) có thể đ-ợc chuyển sang dạng t-ong đ-ong. Đặc biệt bộ ph-ong trình sau th-ờng đ-ợc sử dụng:

$$\begin{aligned} w[n] &= \sum_{k=1}^N a_k w[n-k] + x[n] \\ y[n] &= \sum_{r=0}^M b_r w[n-r] \end{aligned} \quad (1.3.15)$$

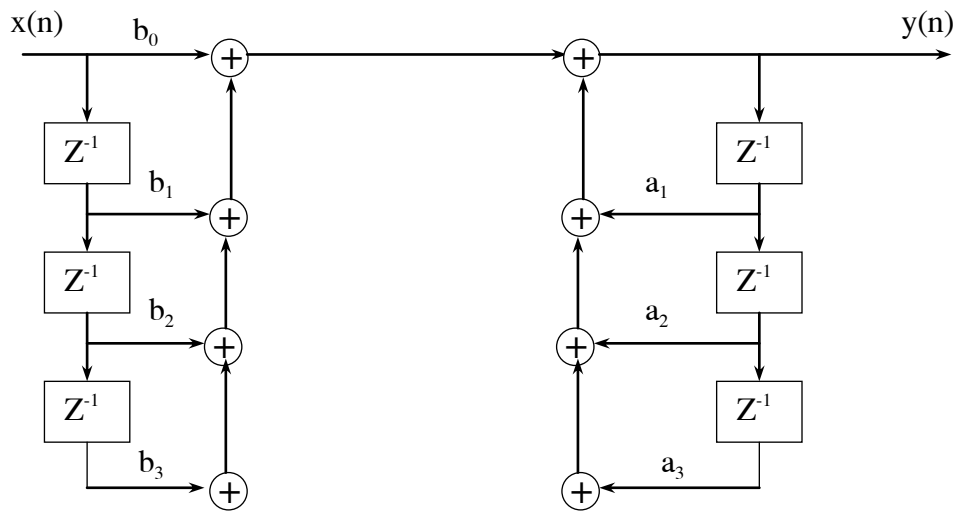
bộ ph-ong trình này có thể biểu diễn nh- trong hình 1.4b, với bộ nhớ để l- u giữ đ- ọc yêu cầu để chứa các giá trị dãy tr- ễ.

Ph-ong trình (1.3.7) chỉ ra rằng $H(Z)$ có thể biểu diễn nh- một tích các điểm cực. Những điểm cực và điểm không này là các cặp liên hiệp phức, vì các hệ số a_k và b_k là thực.

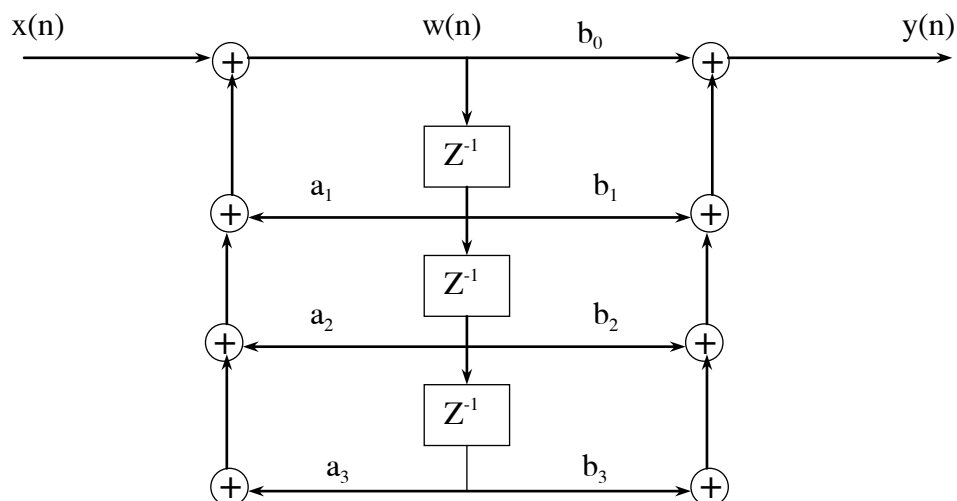
Bằng những nhóm liên hiệp phức điểm cực và điểm không trong cặp liên hợp phức, nó cũng có thể biểu diễn $H(Z)$ nh- tích của các hàm hệ thống cơ bản cấp hai dạng:

$$H(Z) = A \prod_{k=1}^K \left[\frac{1 + b_{1k}Z^{-1} + b_{2k}Z^{-2}}{1 - a_{1k}Z^{-1} - a_{2k}Z^{-2}} \right] \quad (1.3.16)$$

K là phần nguyên của $(N+1)/2$. Hệ thống cấp hai này đ- ọc biểu diễn nh- trong hình 1.5a cho tr- ờng hợp $N=M=4$.



Hình 1.4. (a) Cấu trúc dạng trực tiếp.

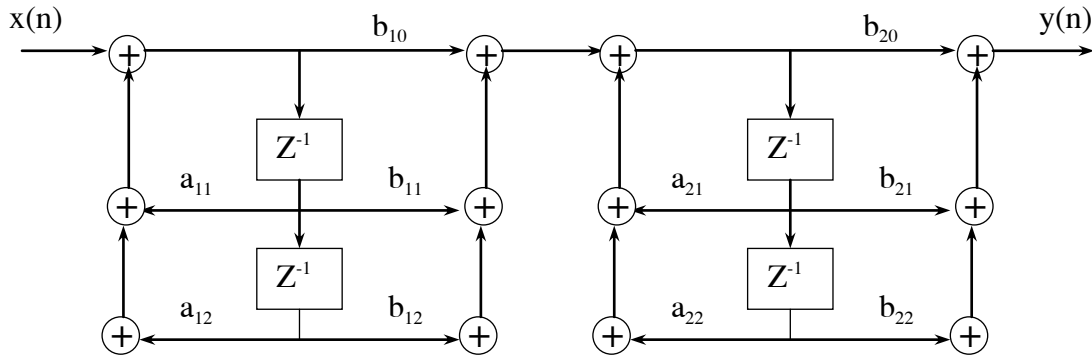


Hình 1.4. (b) Cấu trúc dạng trực tiếp tối giản.

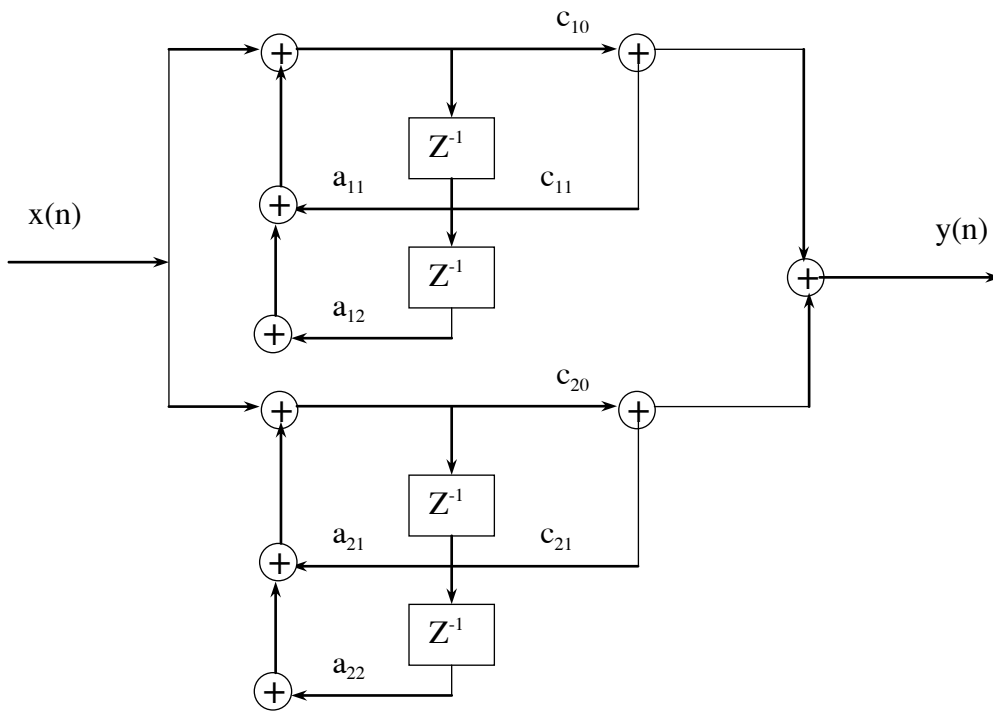
Tiếp tục, một cấp độ cao hơn đ- ọc xét đến. Dạng phân số mở rộng của ph-ong trình (1.3.13) cho ta h- óng khác để biểu diễn. Bằng cách kết hợp những phân liên quan đến cực liên hợp phức, $H(Z)$ có thể viết dạng:

$$H(z) = \sum_{k=1}^K \frac{c_{0k} + c_{1k}Z^{-1}}{1 - a_{1k}Z^{-1} - a_{2k}Z^{-2}} \quad (1.3.17)$$

Điều này gợi ý một dạng sơ đồ song song biểu diễn như hình 1.5b cho $N=4$.



Hình 1.5. (a) Dạng tầng



Hình 1.5.(b) Dạng song song

Trong những ứng dụng lọc tuyến tính, dạng song song đã ra những đặc tính cao hơn về ph-ong diện làm tròn giảm tiếng ồn, các sai số hệ số, và tính ổn định.

1.4. LẤY MẪU

Để sử dụng các ph-ong pháp xử lý số tín hiệu đối với tín hiệu t-ong tự, chúng ta cần biểu diễn tín hiệu nh- một dãy các giá trị. Để thực hiện biến đổi, thông th-ờng ng-ời ta dùng ph-ong pháp lấy mẫu tín hiệu t-ong tự. Từ $x_a(t)$, lấy

các giá trị cách đều nhau ta đ- ợc:

$$x(n) = x_a(nT) \quad -\infty < n < \infty \quad (1.4.1)$$

trong đó n là số nguyên.

Định lý lấy mẫu

Các điều kiện mà dãy các mẫu là biểu diễn duy nhất của tín hiệu t- ơng tự đ- ợc xác định nh- sau:

Nếu một tín hiệu $x_a(t)$ có biến đổi Fourier dải giới hạn $X_a(j\Omega)$, tức là $X_a(j\Omega) = 0$ với $|\Omega| \geq 2\pi F_N$, thì $x_a(t)$ có thể tạo lại một cách duy nhất từ các mẫu cách đều nhau $x_a(nT)$, $-\infty < n < \infty$, nếu $1/T > 2F_N$.

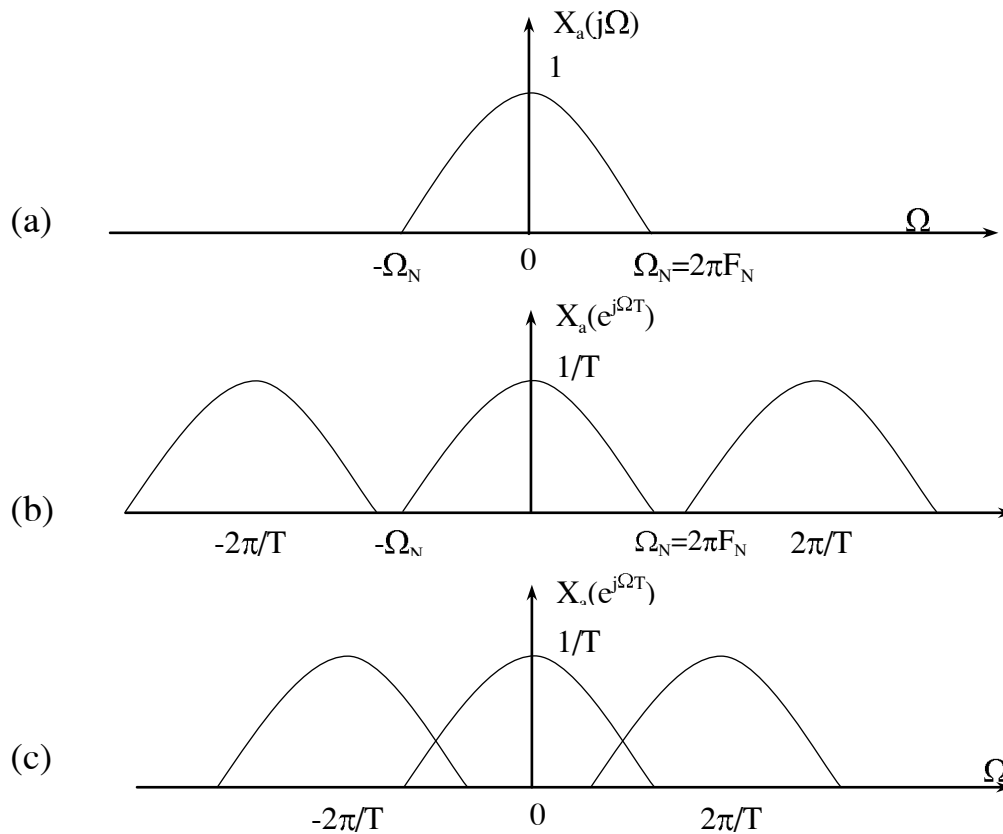
Định lý trên xuất phát từ thực tế là nếu biến đổi Fourier của $x_a(t)$ đ- ợc định nghĩa

$$X_a(j\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x_a(t) e^{-j\Omega t} dt \quad (1.4.2)$$

và biến đổi Fourier của dãy $x(n)$ đ- ợc định nghĩa nh- trong ph- ơng trình (1.2.4a) thì nếu $X(e^{j\omega})$ đ- ợc tính cho tần số $\omega = \Omega T$, thì $X(e^{j\Omega T})$ quan hệ với $X(j\Omega)$ bằng ph- ơng trình:

$$X(e^{j\omega}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a\left(j\Omega + j\frac{2\pi}{T}k\right) \quad (1.4.3)$$

Để thấy đ- ợc mối quan hệ trong ph- ơng trình (1.4.3), ta hãy giả thiết rằng $X_a(j\Omega)$ đ- ợc biểu diễn nh- hình 1.6a, nh- vậy $X_a(j\Omega) = 0$ với $|\Omega| > \Omega_N = 2\pi F_N$, tần số F_N gọi là tần số Nyquist. Theo nh- ph- ơng trình (1.4.3), $X(e^{j\Omega T})$ là tổng của một số vô hạn các bản sao của $X_a(j\Omega)$, với mỗi trung tâm là bội số nguyên của $2\pi/T$. Hình 1.6b biểu diễn tr- ờng hợp $1/T > 2F_N$. Hình 1.6c biểu diễn tr- ờng hợp $1/T < 2F_N$, trong tr- ờng hợp này trung tâm của ảnh tại $2\pi/T$ gối lên dải cơ bản. Điều kiện này, nơi mà một tần số cao có vẻ đảm nhiệm giống nh- là tần số thấp, đ- ợc gọi là trùm phổ. Rõ ràng rằng hiện t- ợng trùm phổ chỉ tránh đ- ợc khi biến đổi Fourier có dải giới hạn và tần số lấy mẫu lớn hơn hoặc bằng hai lần tần số lấy mẫu ($1/T > 2F_N$).



Hình 1.6. Minh họa lấy mẫu tần số

Với điều kiện $1/T > 2F_N$, rõ ràng rằng biến đổi Fourier của dãy các mẫu t-ong ứng với biến đổi Fourier của tín hiệu t-ong tự trong dải cơ bản nh-

$$X(e^{j\Omega T}) = \frac{1}{T} X_a(j\Omega) \quad |\Omega| < \frac{\pi}{T} \quad (1.4.4)$$

Sử dụng kết quả này chúng ta có thể thiết lập mối quan hệ giữa tín hiệu t-ong tự cơ bản và dãy các mẫu theo công thức nội suy:

$$x_a(nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a(nT) \left[\frac{\sin \pi (nT - nT)/T}{\pi (nT - nT)/T} \right] \quad (1.4.5)$$

Nh- vậy với tần số lấy mẫu lớn hơn hoặc bằng hai lần tần số Nyquist thì ta có thể khôi phục lại tín hiệu t-ong tự cơ bản bằng ph-ong trình (1.4.5).

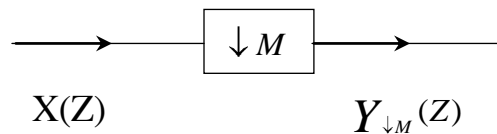
Thực vậy $T_s = \frac{1}{F_s}$ và $T'_s = \frac{1}{F'_s}$

$$\text{Nên } T'_s = \frac{M}{F_s} = M T_s \quad (2.1.2)$$

Do tần số lấy mẫu bị giảm đi M lần sau khi tín hiệu đi qua bộ phân chia theo hệ số M, nên tín hiệu ra $y_{\downarrow M}(n)$ chỉ lấy các giá trị của tín hiệu vào $x(n)$ ở các mẫu $n.M$ (nM : có giá trị nguyên).

Vậy chiều dài của tín hiệu bị co lại M lần, tức là: $\frac{L x(n)}{L y_{\downarrow M}(n)} = M$

Chúng ta có thể biểu diễn phép nhân chia trong miền Z theo hình 2.2



Hình 2.2. Bộ phân chia trong miền Z

Trong miền biến số độc lập ta có: $y_{\downarrow M}(n) = x(n.M)$

$$\text{Vậy } Y_{\downarrow M}(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_{\downarrow M}(n).z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n.M).z^{-n} \quad (2.1.3)$$

Mặt khác ta có:

$$p(m) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} W_M^{-lm} = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi}{M}lm} = \begin{cases} 1 & \text{với } m = n.M \\ 0 & \text{với } m \text{ còn lại} \end{cases} \quad (2.1.4)$$

Ta đặt: $m = n.M \Rightarrow n = m/M$

Thay $n = m/M$ vào $Y_{\downarrow M}(z)$ Ta có:

$$\begin{aligned} Y_{\downarrow M}(z) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m).P(m).z^{-\frac{m}{M}} \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi}{M}lm} .x(m).z^{-\frac{m}{M}} \\ \Rightarrow Y_{\downarrow M}(z) &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(z^{\frac{l}{M}} .e^{-\frac{j2\pi l}{M}}) \end{aligned} \quad (2.1.5)$$

Việc biểu diễn phép phân chia trong miền tần số đó chính là việc tìm mối quan hệ giữa $Y_{\downarrow M}(e^{j\omega}) = \text{FT}[y_{\downarrow M}(n)]$ và $X(e^{j\omega}) = \text{FT}[x(n)]$

Nếu đánh giá $Y_{\downarrow M}(z)$ và $X(z)$ trên vòng tròn đơn vị của mặt phẳng Z thì ta sẽ tìm được quan hệ $Y_{\downarrow M}(e^{j\omega})$ và $X(e^{j\omega})$ tức là:

$$Y_{\downarrow M}(e^{j\omega}) = Y_{\downarrow M}(Z) \Big|_{z = e^{j\omega}}$$

$$X(e^{j\omega}) = X(Z) \Big|_{z = e^{j\omega}}$$

Qua đó chúng có mối quan hệ như sau:

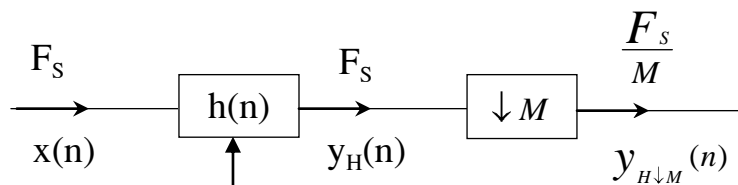
$$Y_{\downarrow M}(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{l=0}^{M-1} X(e^{j\frac{\omega-2\pi l}{M}}) \quad (2.1.6)$$

Cấu trúc bộ lọc phân chia:

Ở phần trên ta thấy rằng, qua phép phân chia kết quả cho thấy tín hiệu $x(n)$ khi đi qua mạch phân chia hệ số M , trong miền tần số sẽ tạo ra $M-1$ thành phần h- danh, các thành phần h- danh này sẽ gây hiện tượng chồng phổ. Nhưng nếu $x(n)$ có dải tần nằm trong khoảng $-\frac{\pi}{M} < \omega < \frac{\pi}{M}$ tức là tần số giới hạn dải

chấn $\omega_c = \frac{\pi}{M}$ thì sẽ không gây hiện tượng chồng phổ. Để làm điều này, chúng ta có thể đặt trước bộ phân chia $\downarrow M$ một mạch lọc thông thấp (Low pass filter) có $\omega_c = \frac{\pi}{M}$. Mạch lọc thông thấp này có nhiệm vụ loại bỏ các thành phần tần số

$|\omega| > \frac{\pi}{M}$, chỉ giữ lại thành phần $|\omega| < \frac{\pi}{M}$. Như vậy sẽ tránh được hiện tượng chồng phổ. Sơ đồ tổng quát của mạch lọc phân chia cho trên hình 2.3



Bộ lọc thông thấp

Hình 2.3. Mạch lọc phân chia

Trong đó $h(n)$ là đáp ứng xung của mạch lọc thông thấp.

$$\begin{aligned} x(n) &\xrightarrow{H \downarrow M} y_{H \downarrow M}(n) \\ x(n) &\xrightarrow{n} y_H(n) \xrightarrow{\downarrow M} y_{H \downarrow M}(n) \end{aligned}$$

Để ngắn gọn ta có thể dùng cách biểu diễn toán tử như sau: Trong miền biến số n ta có phép lọc phân chia:

$$x(n) \xrightarrow{h(n)} y_H(n) \xrightarrow{\downarrow M} y_{H \downarrow M}$$

$$\begin{aligned} \text{ở đây : } Y_H(n) &= x(n) * h(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k).h(n-k) \\ &= h(n) * x(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(n)x(n-k) \\ y_{H \downarrow M}(n) &= \downarrow M [x(n) * h(n)] = \downarrow M [y_H(n)] \end{aligned}$$

Ta cần lưu ý là $\downarrow M [x(n)*h(n)] \neq \downarrow M [x(n)] * \downarrow M [h(n)]$
 trong miền Z phép lọc phân chia đ-ợc mô tả nh- sau:

$$X(z) \xrightarrow{H(z)} Y_H(z) \xrightarrow{\downarrow M} y_{H\downarrow M}(z)$$

ở đây $X(z)=ZT[x(n)]$, $Y_H(z) = ZT[y_H(n)]$

$$H(z) = ZT[h(n)], Y_{H\downarrow M}(z) = [y_H(n)] = \downarrow M[Y_H(z)]$$

và $Y_H(z) = X(z).H(z) = H(z).X(z)$

$$Y_{H\downarrow M}(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} Y(z^{\frac{1}{M}} \cdot w_M^l) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(z^{\frac{1}{M}} \cdot W_M^l) \cdot H(z^{\frac{1}{M}} W_M^l) \quad \text{ĐỂ}$$

đánh giá $X(z)$, $H(z)$, $Y_H(z)$ Và $Y_{H\downarrow M}(z)$ trên vòng tròn đơn vị trong mặt phẳng Z ta có thể biểu diễn phép lọc phân chia trong miền tần số:

$$X(e^{j\omega}) \xrightarrow{H(e^{j\omega})} Y_H(e^{j\omega}) \xrightarrow{\downarrow M} y_{H\downarrow M}(e^{j\omega})$$

ở đây: $Y_H(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega}).H(e^{j\omega})$

$$\begin{aligned} Y_{H\downarrow M}(e^{j\omega}) &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} Y_H(e^{j\frac{\omega-2\pi l}{M}}) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(e^{j\frac{\omega-2\pi l}{M}}) \cdot H(e^{j\frac{\omega-2\pi l}{M}}) \end{aligned}$$

Nếu $Y_H(e^{j\omega})$ là đáp ứng tần số của mạch lọc thông thấp lý t-ởng có $\omega_c = \frac{\pi}{M}$, thì các thành phần h- danh sẽ không gây h- thông tin, tức là không có hiện t-ợng chồng phổ. Do đó ta có thể tách riêng thành phần đầu tiên ($l=0$) ra mà dạng của nó sẽ không bị méo.

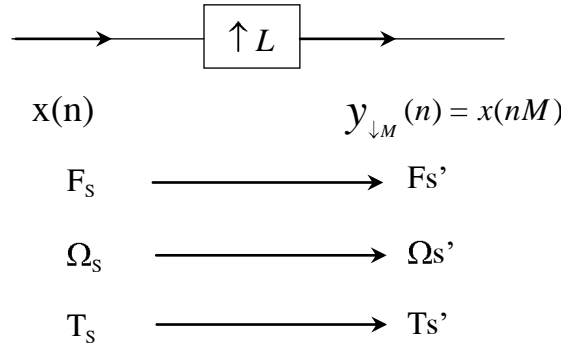
$$Y_{H\downarrow M}(e^{j\omega}) \Big|_{l=0} = \frac{1}{M} X(e^{j\frac{\omega}{M}}) \cdot H(e^{j\frac{\omega}{M}}) \quad \text{với } |\omega| \leq \pi$$

Và nếu $H(e^{j\omega})$ là mạch lọc thông thấp lý t-ởng, tức là ở dải thông $H(e^{j\omega}) = 1$, dải chắn $H(e^{j\omega}) = 0$ thì thành phần đầu tiên (tại $l=0$) có dạng nh-

$$\text{sau: } Y_{H\downarrow M}(e^{j\omega}) \Big|_{l=0} = \frac{1}{M} X(e^{j\frac{\omega}{M}}) \quad \text{với } |\omega| \leq \pi$$

2.1.1.2. Bộ lọc nội suy

Giả sử ta có bộ nội suy nh- hình 2.4



Hình 2.4. Bộ nội suy hệ số L

Ta thấy rằng tần số lấy mẫu F_s của tín hiệu rời rạc $x(n)$ sau khi qua mạch lọc nội suy với hệ số nội suy là L sẽ tăng lên L lần, tức là :

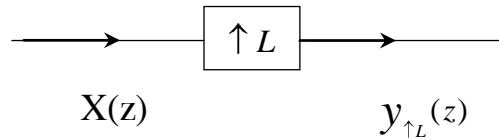
$$F'_s = LF_s, \quad \Omega'_s = 2\pi F'_s, \quad \Omega'_s = 2\pi LF_s = 2\pi L\Omega_s$$

hay là chu kỳ lấy mẫu $T'_s = 1/F'_s$ sẽ giảm đi L lần $T'_s = T_s/L$

Vậy nếu tín hiệu vào mạch nội suy là $x(nT_s)$, và tín hiệu ra sẽ trở thành $x(nT'_s) = x(n/L.T_s)$

Do tần số lấy mẫu đ-ợc tăng lên L lần, nên khi tín hiệu đi qua mạch nội suy có hệ số L thì chiều dài của tín hiệu bị giãn ra L lần.

Phép nội suy trong miền Z đ-ợc biểu diễn bằng hình vẽ 2.5.



Hình 2.5. Biểu diễn phép nội suy trong miền z

Trong miền biến số độc lập n ta có:

$$y_{\uparrow L}(n) = \begin{cases} x\left(\frac{n}{L}\right) & \text{với } n = 0, \pm L, \pm 2L, \dots \\ 0 & \text{với } n \text{ còn lại} \end{cases}$$

Vậy:
$$Y_{\uparrow L}(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_{\uparrow L}(n) \cdot z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{n}{L}\right) \cdot z^{-n} \quad (2.1.7)$$

đổi biến $m = n/L \Rightarrow n = m.L$

Thay vào (2.1.7) ta đ-ợc

$$Y_{\uparrow L}(z) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m) \cdot z^{-ml} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m) \cdot (z^L)^{-m}$$

$$Y_{\uparrow L}(z) = X(z^L) \quad (2.1.8)$$

$$Y_{\uparrow L}(z^{\frac{1}{L}}) = X(z) \quad (2.1.9)$$

Ta đánh giá $Y_{\uparrow L}(z)$ và $X(z)$ trên vòng tròn đơn vị trong mặt phẳng Z ta thu đ-ợc quan hệ giữa $Y_{\uparrow L}(e^{j\omega})$ và $X(e^{j\omega})$:

$$Y_{\uparrow L}(e^{j\omega}) = Y_{\uparrow L}(z) \Big|_{z=e^{j\omega}}$$

$$X(e^{j\omega}) = X(z) \Big|_{z=e^{j\omega}}$$

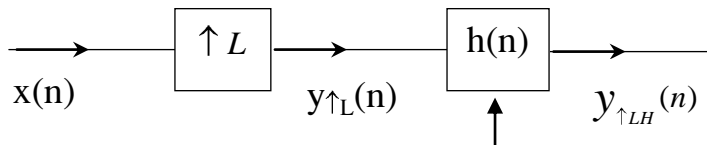
$$\text{Vậy } Y_{\uparrow L}(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega L}) \quad (2.1.10)$$

$$Y_{\uparrow L}(e^{j\omega/L}) = X(e^{j\omega}) \quad (2.1.11)$$

Cấu trúc bộ lọc nội suy

Nh- ta đã nghiên cứu ở phần trên, kết quả phép nội suy đã chèn thêm L-1 mẫu biên độ 0 vào giữa hai mẫu của tín hiệu vào x(n) trong miền biến số n, và t- ong ứng trong miền tần số sẽ tạo ra L-1 ảnh phụ của phổ cơ bản sau khi đã co hẹp lại L lần để nh- ờng chỗ cho L-1 ảnh phụ mà không gây hiện t- ợng chồng phổ. Nh- vậy phép nội suy $\uparrow L$ không làm h- thông tin. Nh- ng để nội suy ra các mẫu có biên độ 0 ta phải đặt sau mạch nội suy một mạch lọc có $\omega_c = \frac{\pi}{L}$. Trong miền biến số n mạch lọc này làm nhiệm vụ nội suy ra các mẫu biên độ 0, còn trong miền tần số nó làm nhiệm vụ loại bỏ các ảnh phụ cơ bản.

Sơ đồ tổng quát của mạch lọc nội suy đ- ợc biểu diễn trên hình 2.6.



Bộ lọc thông thấp có $\omega_c = \pi/L$
 $h(n)$: đáp ứng xung của bộ lọc

Hình 2.6. Bộ lọc nội suy

Để biểu diễn mạch lọc nội suy một cách ngắn gọn hơn ta dùng các phần tử toán tử:

$$\begin{aligned} x(n) &\xrightarrow{\uparrow LH} y_{\uparrow LH}(n) \\ x(n) &\xrightarrow{\uparrow L} y_{\uparrow L}(n) \xrightarrow{\uparrow H} y_{\uparrow LH}(n) \end{aligned}$$

Mạch nội suy trong miền biến số n đ- ợc biểu diễn nh- sau:

$$x(n) \xrightarrow{\uparrow L} y_{\uparrow L}(n) \xrightarrow{h(n)} y_{\uparrow LH}(n) \quad (2.1.12)$$

Trong đó:

$$y_{\uparrow L}(n) = L[x(n)] = \begin{cases} x(\frac{n}{L}) & \text{với } n=0, \pm L, \pm 2L, \dots \\ 0 & \text{trường hợp khác} \end{cases}$$

$$\begin{aligned}
y_{\uparrow LH}(n) &= y_{\uparrow L}(n) * h(n) = h(n) * y_{\uparrow L}(n) \\
&= \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_{\uparrow L}(k).h(n-k) \\
&= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{k}{L}\right).h(n-k) \quad k=0, \pm L, \pm 2L
\end{aligned}$$

đổi biến số $r = \frac{k}{L} \Rightarrow k = rL$

$$\text{Ta có: } Y_{\uparrow LH}(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(r).h(n-rL) \quad (2.1.13)$$

Mạch lọc nội suy trong miền z:

$$X(z) \xrightarrow{\uparrow L} Y_{\uparrow L}(z) \xrightarrow{H(e^{j\omega})} y_{\uparrow LH}(z)$$

$$\begin{aligned}
\text{với } X(z) &= ZT[x(n)]; Y_{\uparrow L}(z) = ZT[Y_{\uparrow L}(n)] \\
H(z) &= ZT[h(n)]; Y_{\uparrow LH}(z) = ZT[Y_{\uparrow LH}(n)]
\end{aligned}$$

Mặt khác ta có:

$$Y_{\uparrow L}(z) = x(z^L); Y_{\uparrow LH}(z) = Y_{\uparrow L}(z).H(z)$$

$$\text{Vậy: } Y_{\uparrow LH}(z) = x(z^L).H(z) \quad (2.1.14)$$

Từ việc đánh giá $X(z)$, $H(z)$, $Y_{\uparrow L}(z)$, $Y_{\uparrow LH}(z)$ trên vòng tròn đơn vị trong mặt phẳng z ($z = e^{j\omega}$) ta có thể biểu diễn mạch lọc nội suy trong miền tần số như sau:

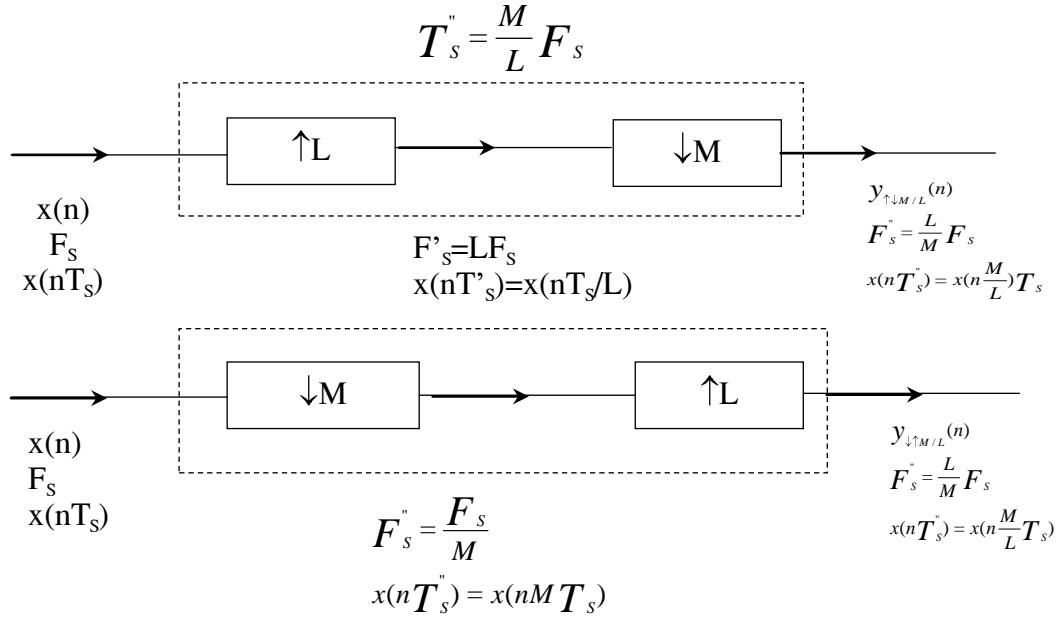
$$X(e^{j\omega}) \xrightarrow{\uparrow L} Y_{\uparrow L}(e^{j\omega}) \xrightarrow{H(e^{j\omega})} y_{\uparrow LH}(e^{j\omega})$$

$$Y_{\uparrow L}(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega L})$$

$$Y_{\uparrow LH}(e^{j\omega}) = Y_{\uparrow L}(e^{j\omega}) \cdot H(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega L}) \cdot H(e^{j\omega}) \quad (2.1.15)$$

2.1.1.3. Bộ lọc biến đổi nháp lấy mẫu với hệ số hữu tỉ

Trong kĩ thuật nhiều khi thực hiện một nhiệm vụ nào đó chúng ta cần phải thay đổi nháp lấy mẫu với hệ số hữu tỉ M/L. Để thực hiện nhiệm vụ này chúng ta sẽ ghép nối tiếp hai bộ nội suy và phân chia với nhau, bộ này gọi là bộ biến đổi nháp với hệ số M/L.



Hình 2.7. Bộ biến đổi nhap lấy mẫu

Ta thấy rằng tần số lấy mẫu F_s của tín hiệu vào $x(n)$ sau khi qua bộ biến đổi nhap với hệ số M/L thì tần số lấy mẫu sẽ bị thay đổi L/M lần, tức là:

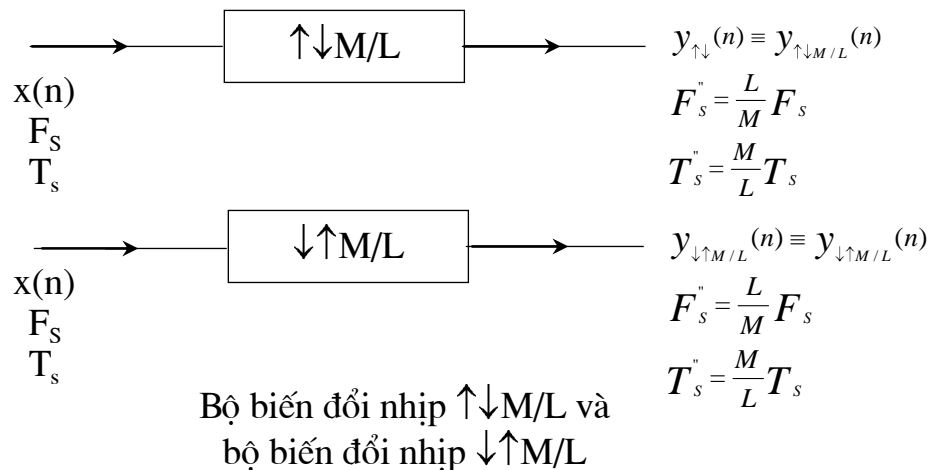
$$F'_s = \frac{L}{M} F_s \quad (2.1.16)$$

Chúng ta dùng toán tử để biểu diễn phép biến đổi nhap lấy mẫu hệ số hữu tỉ:

$$\uparrow\downarrow \frac{M}{L} x(n) \equiv y_{\uparrow\downarrow M/L}(n) \text{ hay } x(n) \xrightarrow{\uparrow\downarrow M/L} y_{\uparrow\downarrow M/L}(n) \quad (2.1.17)$$

$$\text{Và } \downarrow\uparrow M/L x(n) \equiv y_{\downarrow\uparrow M/L}(n) \text{ hay } x(n) \xrightarrow{\downarrow\uparrow M/L} y_{\downarrow\uparrow M/L}(n) \quad (2.1.18)$$

Sơ đồ đ-ợc biểu diễn đơn giản lại nh- hình 2.8



Bộ biến đổi nhap $\uparrow\downarrow M/L$ và bộ biến đổi nhap $\downarrow\uparrow M/L$

Hình 2.8. Bộ biến đổi nhap lấy mẫu hệ số M/L

Bộ phân chia và bộ nội suy không có tính chất giao hoán nên ta phải phân biệt thứ tự tr-ớc sau của bộ nội suy và bộ phân chia. Mặt khác bộ phân chia, bộ nội suy và bộ biến đổi nhap không phải là những hệ thống bất biến theo biến số

n mà là hệ thống thay đổi theo biến số n.

Trong hệ số M/L thì tử số là hệ số của bộ phân chia, mẫu số là hệ số của bộ nội suy.

Nếu M>L thì bộ thay đổi nhịp làm nhiệm vụ nén tín hiệu theo tỷ lệ M/L

Nếu M<L thì bộ thay đổi nhịp làm nhiệm vụ giãn tín hiệu theo tỷ lệ M/L

Dùng biến đổi Z để nghiên cứu quan hệ vào ra của các bộ biến đổi nhịp và giải thích tính chất của phép biến đổi nhịp lấy mẫu.

Xét quan hệ vào ra của bộ biến đổi nhịp $\downarrow\uparrow M/L$ ta có:

$$x(n) \xrightarrow{\downarrow\uparrow M/L} y_{\downarrow\uparrow M/L}(n)$$

Và trong miền Z:

$$ZT \downarrow\uparrow M/L \underline{X}(z) \xrightarrow{\downarrow\uparrow M/L} y_{\downarrow\uparrow M/L}(z) = ZT y_{\downarrow\uparrow M/L}(n). \quad (2.1.19)$$

Với phép phân chia:

$$X(z) \xrightarrow{\downarrow M} y_{\downarrow M}(z) = ZT y_{\downarrow M}(n).$$

$$Y_{\downarrow M}(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(z^{\frac{1}{M}} e^{-j\frac{2\pi l}{M}})$$

Sau khi $y_{\downarrow M}(n)$ đi qua bộ nội $\uparrow L$:

$$Y_{\downarrow M}(z) \xrightarrow{\uparrow L} Y_{\downarrow\uparrow M/L}(z) = ZT \downarrow\uparrow M/L y_{\downarrow\uparrow M/L}(n) \quad (2.1.20)$$

$$\begin{aligned} Y_{\downarrow\uparrow M/L}(z) &= Y_{\downarrow M}(z^L) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(z^{\frac{1}{M}} e^{-j\frac{2\pi l}{M}}) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(z^{\frac{1}{M}} w_M^l) \end{aligned}$$

Xét quan hệ vào ra của bộ biến đổi nhịp $\uparrow\downarrow M/L$

Phép biến đổi nhịp nh- sau:

$$x(n) \xrightarrow{\uparrow\downarrow M/L} y_{\uparrow\downarrow M/L}(n)$$

Trong miền Z:

$$X(z) \xrightarrow{\uparrow\downarrow M/L} Y_{\uparrow\downarrow M/L}(z) \quad (2.1.21)$$

Với phép nội suy $\uparrow L$ ta có:

$$X(z) \xrightarrow{\uparrow L} Y_{\uparrow\downarrow M/L}(z) = ZT \uparrow\downarrow M/L y_{\uparrow\downarrow M/L}(n).$$

$$Y_{\uparrow L}(z) = X(z^{\frac{1}{L}})$$

Sau đó $y_{\uparrow L}(n)$ đi qua bộ phân chia $\downarrow M$:

$$Y_{\uparrow L}(z) \xrightarrow{\downarrow M} Y_{\uparrow\downarrow M/L}(z) = ZT \uparrow\downarrow M/L y_{\uparrow\downarrow M/L}(n).$$

$$Y_{\uparrow\downarrow M/L}(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} Y_{\uparrow L}(z^{\frac{1}{M}} e^{-j\frac{2\pi l}{M}})$$

$$Y_{\uparrow L}(z^{\frac{1}{M}} e^{-j\frac{2\pi l}{M}}) = X\left[\left(z^{\frac{1}{M}} e^{-j\frac{2\pi l}{M}}\right)^L\right]$$

$$\begin{aligned}
\text{Vậy } Y_{\uparrow M/L}(z) &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(z^{\frac{L}{M}} e^{-j\frac{2\pi}{M}Ll}) \\
&= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(z^{\frac{L}{M}} W_M^{Ll})
\end{aligned} \tag{2.1.22}$$

Đánh giá $X(z)$, $Y_{\uparrow M/L}(z)$, $Y_{\downarrow M/L}(z)$ trên vòng tròn đơn vị trong mặt phẳng Z :

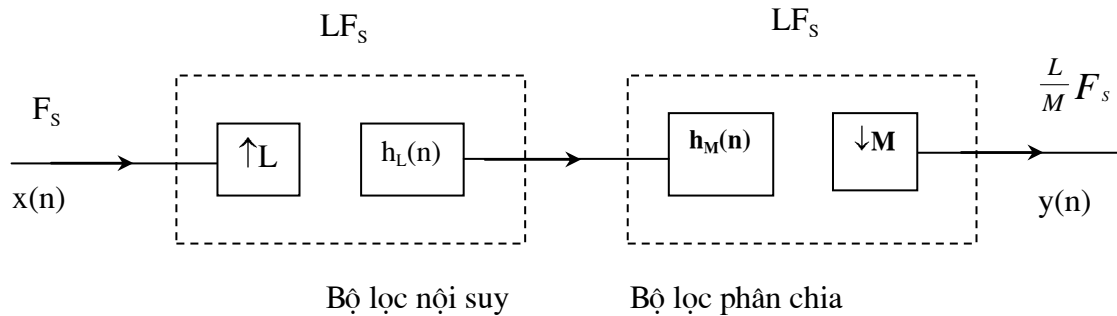
$$\begin{aligned}
X(e^{j\omega}) &= X(z) \Big|_{z=e^{j\omega}} \\
Y_{\downarrow M/L}(e^{j\omega}) &= Y_{\downarrow M/L}(z) \Big|_{z=e^{j\omega}} \\
&= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X\left(e^{j\frac{\omega L - 2\pi l}{M}}\right)
\end{aligned} \tag{2.1.23}$$

$$\begin{aligned}
Y_{\uparrow M/L}(e^{j\omega}) &= Y_{\uparrow M/L}(z) \Big|_{z=e^{j\omega}} \\
&= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X\left(e^{j\frac{\omega L - 2\pi l}{M}}\right)
\end{aligned} \tag{2.1.24}$$

Bộ lọc biến đổi nhip lấy mẫu với hệ số hữu tỷ:

Chúng ta xây dựng bộ lọc biến đổi nhip lấy mẫu với hệ số hữu tỷ có thể đảm bảo biến đổi nhip với hệ số không nguyên nh- ng không gây hiện tượng chồng phổ tức là không làm h- thông tin của chúng ta.

Bộ lọc này đ- ợc xây dựng bằng cách ghép nối tiếp hai bộ lọc nội suy và bộ lọc phân chia nh- hình sau:



Hình 2.9. Bộ lọc với hệ số lấy mẫu hữu tỷ

Nh- hình trên ta thấy bộ lọc $h_L(n)$ đ- ợc ghép nối tiếp với bộ lọc $h_M(n)$, vậy ta có thể kết hợp hai bộ lọc này thành một bộ lọc chung có đáp ứng xung $h(n)$. Bộ lọc $h(n)$ này phải làm cả hai nhiệm vụ đối với phép nội suy và phép phân chia, do đó ta phải chọn $h(n)$ sao cho cùng một lúc thực hiện đ- ợc cả hai nhiệm vụ này.

Hai bộ lọc này đ- ợc ghép nối tiếp nên đáp ứng tần số $H(e^{j\omega}) = FT[h(n)]$ là:

$$H(e^{j\omega}) = H_L(e^{j\omega}) \cdot H_M(e^{j\omega}) \tag{2.1.25}$$

Với $H_L(e^{j\omega}) = FT[h_L(n)]$ và $H_M(e^{j\omega}) = FT[h_M(n)]$

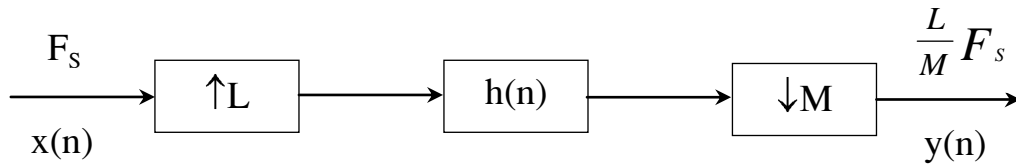
Vậy ta có:

$$|H(e^{j\omega})| = |H_L(e^{j\omega})| \cdot |H_M(e^{j\omega})| \quad (2.1.26)$$

Ta biết rằng $H_L(e^{j\omega})$ là bộ lọc thông thấp có tần số cắt $\omega_c = \frac{\pi}{L}$, và $H_M(e^{j\omega})$ là bộ lọc thông thấp có $\omega_c = \frac{\pi}{M}$ nên $H(e^{j\omega})$ cần đ-ợc chọn để thỏa mãn điều kiện:

$$|H(e^{j\omega})| = \begin{cases} 1 & 0 \leq |\omega| \leq \min\left(\frac{\pi}{L}, \frac{\pi}{M}\right) \quad (-\pi \leq \omega \leq \pi) \\ 0 & \omega \text{ còn lại} \end{cases}$$

Kết quả ta đ-ợc bộ lọc biến đổi nhịp hệ số M/L với chỉ một bộ lọc thông thấp có đáp ứng xung $h(n)$ và đáp ứng tần số $H(e^{j\omega})$. Từ đó ta có sơ đồ khối của bộ lọc này nh- sau:



Hình 2.10. Sơ đồ bộ lọc biến đổi nhịp lấy mẫu

Chúng ta có thể dùng toán tử để biểu diễn:

$$x(n) \xrightarrow{\uparrow L} y_{\uparrow L}(n) \xrightarrow{H} y_{\uparrow LH}(n) \xrightarrow{\downarrow M} y_{\uparrow H\downarrow M/L}(n) \quad (2.1.27)$$

Hoặc ngắn gọn hơn:

$$x(n) \xrightarrow{\uparrow H\downarrow M/L} y_{\uparrow H\downarrow M/L} \quad (2.1.28)$$

Mô tả:

$$x(n) \xrightarrow{\uparrow L} y_{\uparrow L}(n) \xrightarrow{h(n)} y_{\uparrow LH}(n) \xrightarrow{\downarrow M} y_{\uparrow H\downarrow M/L}(n) \quad (2.1.29)$$

Với $y_{\uparrow L}(n) = \uparrow L x(n)$

Ta có:

$$y_{\uparrow LH}(n) = y_{\uparrow L}(n) * h(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} y_{\uparrow L}(k) h(n-k)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k) h(n-kL)$$

$$y_{\uparrow H\downarrow M/L}(n) = \downarrow M y_{\uparrow LH}(n) = \downarrow M \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) h(n-kL) \right]$$

$$\text{Do đó: } y_{\uparrow H\downarrow M/L}(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) h(nM - kL) \quad (2.1.30)$$

Mô tả trong miền Z:

$$X(z) \xrightarrow{\uparrow L} Y_{\uparrow L}(z) \xrightarrow{H(z)} Y_{\uparrow LH}(z) \xrightarrow{\downarrow M} Y_{\uparrow H\downarrow M/L}(z) \quad (2.1.31)$$

Với:

$$\begin{aligned} X(z) &= ZT[x(n)] & H(z) &= ZT[h(n)] \\ Y_{\uparrow LH}(z) &= ZT[y_{\uparrow L}(n)] & Y_{\uparrow LH}(z) &= ZT[y_{\uparrow LH}(z)] \\ Y_{\uparrow H\downarrow M/L}(z) &= ZT[y_{\uparrow H\downarrow M/L}(n)] \end{aligned}$$

Ta có:

$$\begin{aligned} Y_{\uparrow L}(z) &= X(z^L) \\ Y_{\uparrow LH} &= X(z^L) \cdot H(z) \\ Y_{\uparrow H\downarrow M/L}(z) &= \sum_{l=0}^{M-1} X(z^L) \cdot H(z) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(z^{\frac{L}{M}} W_M^{lL}) \cdot H(z^{\frac{1}{M}} W_M^l) \end{aligned} \quad (2.1.32)$$

Đánh giá $X(z)$, $H(z)$, $Y_{\uparrow LH}(z)$ và $Y_{\uparrow H\downarrow M/L}(z)$ trên vòng tròn đơn vị trong mặt phẳng Z ta có:

$$X(e^{j\omega}) \xrightarrow{\uparrow L} Y_{\uparrow L}(e^{j\omega}) \xrightarrow{H(e^{j\omega})} Y_{\uparrow LH}(e^{j\omega}) \xrightarrow{\downarrow M} Y_{\uparrow H\downarrow M/L}(e^{j\omega}) \quad (2.1.33)$$

$$Y_{\uparrow L}(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega L})$$

$$Y_{\uparrow LH}(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega L}) \cdot H(e^{j\omega})$$

$$\begin{aligned} Y_{\uparrow H\downarrow M/L}(e^{j\omega}) &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} Y_{\uparrow LH}(e^{j\frac{\omega-2\pi l}{M}}) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(e^{j\frac{\omega L-2\pi l L}{M}}) \cdot H(e^{j\frac{\omega-2\pi l}{M}}) \end{aligned} \quad (2.1.34)$$

2.1.2. Cấu trúc đa pha của bộ lọc biến đổi nhị phân lấy mẫu

Khai triển đa pha là một bước tiến quan trọng trong xử lý tín hiệu đa tốc độ. Biểu diễn này cho phép đơn giản hóa các kết quả lý thuyết và cho phép đơn giản hóa rất nhiều phép tính toán khi thực hiện các bộ nội suy và phân chia.

Phân hoạch hàm truyền đạt $H(z)$:

Một hệ thống tuyến tính có đáp ứng xung là:

$$h(n) \text{ với } n = -\infty, \dots, +\infty$$

và có hàm truyền đạt là $H(z)$ với:

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n) z^{-n}$$

Bây giờ ta khai triển $h(n)$ thành hai phần ứng với n chẵn và n lẻ, ta có:

$$h(n) \rightarrow h(2r) \text{ và } h(2r+1)$$

Vậy:

$$H(z) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(2r) z^{-2r} + \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(2r+1) z^{-(2r+1)}$$

$$H(z) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(2r) z^{-2r} + z^{-1} \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(2r+1) z^{-2r}$$

Gọi $e_0(r) = h(2r)$ và $e_1(r) = h(2r+1)$

Và đặt:

$$\sum_{r=-\infty}^{\infty} h(2r).z^{-2r} = \sum_{r=-\infty}^{\infty} e_0(r).z^{-2r} = \sum_{r=-\infty}^{\infty} e_0(r).(z^2)^r = E_0(z^2)$$

$$\sum_{r=-\infty}^{\infty} h(2r+1).z^{-2r} = \sum_{r=-\infty}^{\infty} e_1(r).z^{-2r} = \sum_{r=-\infty}^{\infty} e_1(r).(z^2)^r = E_1(z^2)$$

Cuối cùng ta có:

$$H(z) = E_0(z^2) + z^{-1}.E_1(z^2) = \sum_{m=0}^{2-1} z^{-m}.E_m(z^2) \quad (2.1.35)$$

Biểu thức (2.1.35) đ- ợc gọi là khai triển đa pha hai thành phần của H(z). E₀(z²) và E₁(z²) đ- ợc gọi là các thành phần nhiều pha của H(z).

Bây giờ chúng ta mở rộng cho tr- ờng hợp tổng quát, một số nguyên M.

H(z) đ- ợc khai triển nh- sau:

T- ơng tự nh- trên ta có thể phân h(n) thành M thành phần và hàm truyền đạt H(z) sẽ có dạng sau:

$$H(z) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(Mr) z^{-Mr} + \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(Mr+1) z^{-(Mr+1)} + \dots + \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(Mr+M-1) z^{-(Mr+M-1)}$$

$$H(z) = \sum_{m=0}^{M-1} z^{-m} \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(Mr+m) z^{-Mr}$$

Đặt e_m(r) = h(Mr+m) với 0 ≤ m ≤ M-1

Vậy ta có:

$$H(z) = \sum_{m=0}^{M-1} z^{-m} E_m(z^M) \quad (2.1.36)$$

E_m(z^M) đ- ợc gọi là các thành phần nhiều pha của H(z).

2.1.2.1. Cấu trúc đa pha của bộ lọc phân chia

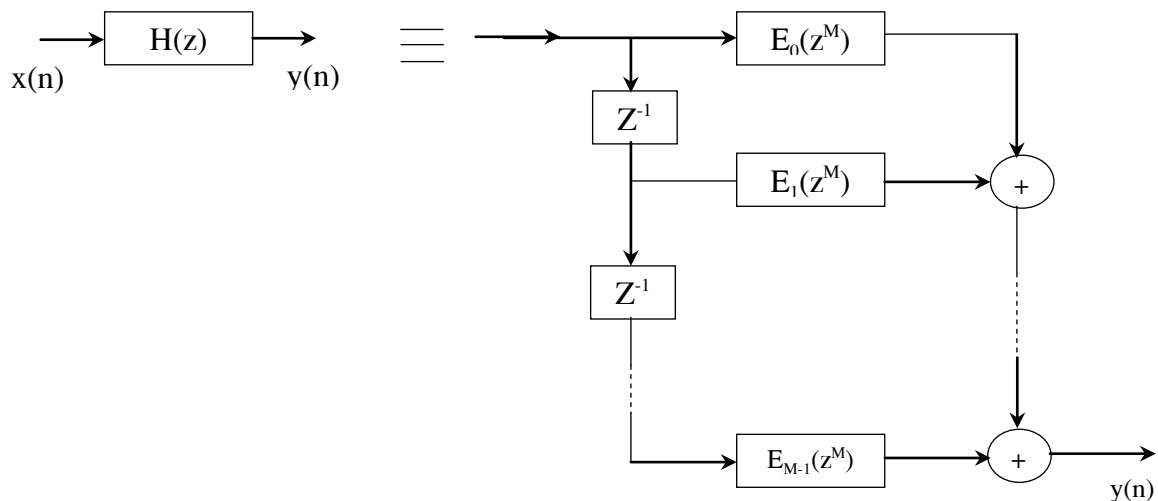
* Phân hoạch đa pha và cấu trúc đa pha loại 1:

Trên cơ sở khai triển đa pha M thành phần với hàm truyền đạt là H(z) ta xây dựng cấu trúc đa pha M thành phần có sơ đồ khối nh- sau:

$$\text{Hàm truyền đạt: } H(z) = \sum_{m=0}^{M-1} z^{-m} E_m(z^M)$$

E_m(z^M) đ- ợc gọi là thành phần nhiều pha của H(z) với

$E_m(z) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} e_m(r) z^{-r}$ 0 ≤ m ≤ M-1 là phân hoạch nhiều pha M thành phần của H(z).

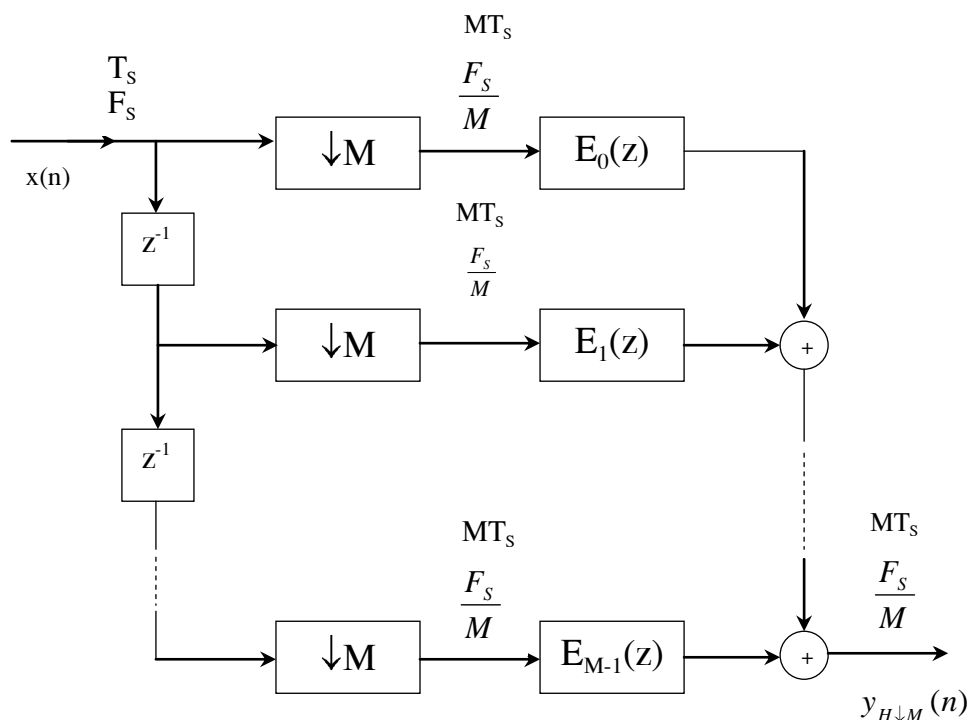


Hình 2.11. cấu trúc đa pha loại 1

*** Cấu trúc đa pha bộ lọc phân chia**

Bộ lọc phân chia hệ số M đ-ợc thực hiện trên cơ sở sử dụng cấu trúc nhiều pha M thành phần, nh- vậy ta sẽ lợi dụng đ-ợc sự đồng nhất t-ơng đ-ơng của bộ lọc phân chia.

Mặt khác phép phân chia có tính chất phân phối vào phép cộng nên ta có thể đ- ra ra cấu trúc -u việt nhất của bộ lọc phân chia hệ số M nh- sau:



Hình 2.12. Cấu trúc đa pha bộ lọc phân chia

Tín hiệu vào $x(n)$ tr-ớc khi đi vào các khối lọc $E_m(z)$ thì các mẫu nằm giữa Mn và $M(n+1)$ không còn nữa, tức là nhịp lấy mẫu đã giảm đi M lần, thời gian giữa hai mẫu tr-ớc khi đi vào $E_m(z)$ bây giờ là MT_s . Nh- vậy các phép tính nhân và cộng sẽ đ-ợc thực hiện trong khoảng thời gian MT_s . Mặt khác chiều dài

của các bộ lọc $E_m(z)$ trung bình là $\frac{N}{M}$, nên số phép nhân và cộng phải thực hiện trong khoảng MT_s chỉ còn trung bình là $\frac{N}{M}$ và $\frac{N}{M} - 1$. Đây chính là đặc điểm - ưu việt của phân hoạch nhiều pha M thành phần của bộ lọc phân chia.

2.1.2.2. Cấu trúc đa pha của bộ lọc nội suy

* Phân hoạch đa pha loại 2 và cấu trúc

Từ biểu thức của phân hoạch đa pha loại 1 ta có:

$$H(z) = \sum_{m=0}^{M-1} z^{-l} E_l(z^M) \quad 0 \leq l \leq M-1$$

đổi biến số: $l = M-1-m$

Ta có:

$$H(z) = \sum_{m=0}^{M-1} z^{-(M-1-m)} E_{M-1-m}(z^M)$$

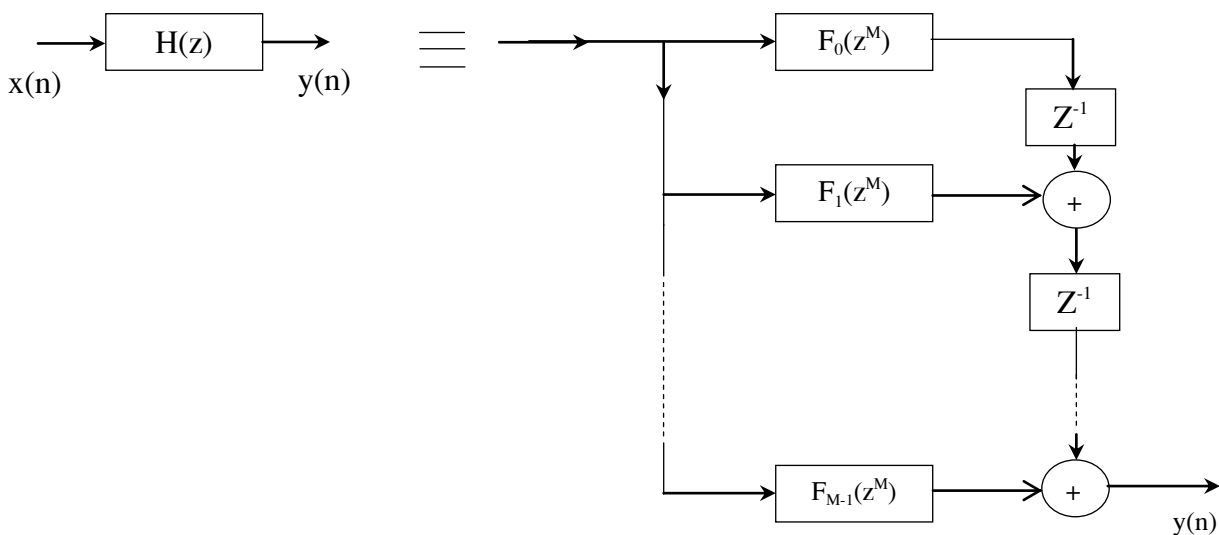
$$\text{đặt } E_{M-1-m}(z^M) \equiv F_m(z^M) \quad (2.1.37)$$

$$\text{Vậy } H(z) = \sum_{m=0}^{M-1} z^{-(M-1-m)} F_m(z^M) \quad 0 \leq m \leq M-1 \quad (2.1.38)$$

Đây là biểu thức biểu diễn $H(z)$ dưới dạng phân hoạch đa pha M thành phần loại 2.

Về mặt bản chất thì phân hoạch đa pha loại 1 và loại 2 không có gì khác nhau, chỉ khác nhau về mặt hình thức.

Trên cơ sở đó ta đưa ra cấu trúc đa pha loại 2 như hình 2.13



Hình 2.13. Cấu trúc đa pha loại 2

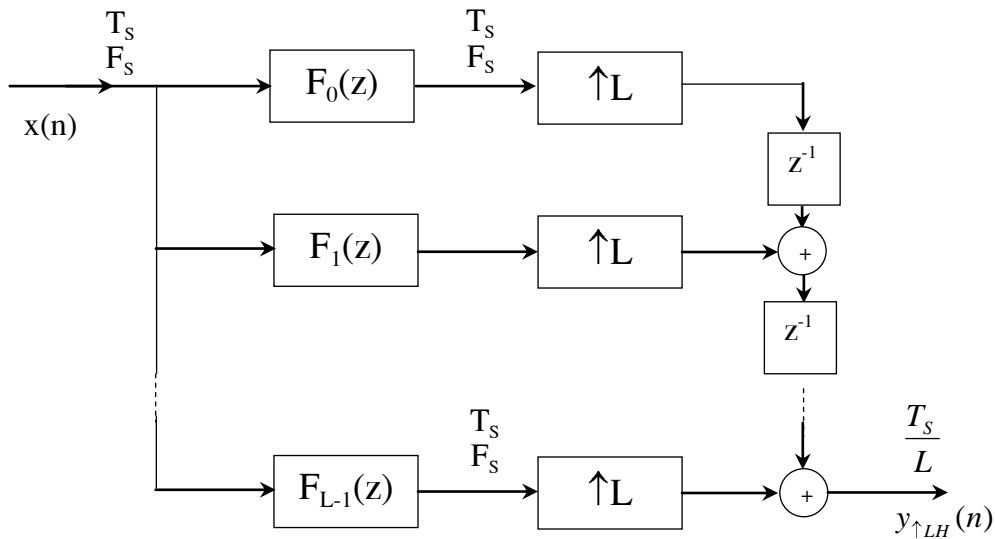
Cấu trúc đa pha loại 2 chính là cấu trúc chuyển vị của cấu trúc đa pha loại 1, tức là nếu ta đổi hướng giữa đầu vào và đầu ra nút cộng sẽ trở thành nút phân tán, nút phân tán sẽ trở thành nút cộng thì hàm truyền đạt $H(z)$ của cấu trúc sẽ không thay đổi.

* Cấu trúc đa pha bộ lọc nội suy

Dùng cấu trúc đa pha loại 2 để xây dựng cấu trúc đa pha L thành phần của

bộ lọc nội suy hệ số L .

Do phép nội suy cũng có tính chất phân phối vào phép cộng nên ta đ- a ra cấu trúc - u việt của nhất của bộ lọc nội suy với sơ đồ khối nh- hình 2.14



Hình 2.14. Cấu trúc đa pha bộ lọc nội suy

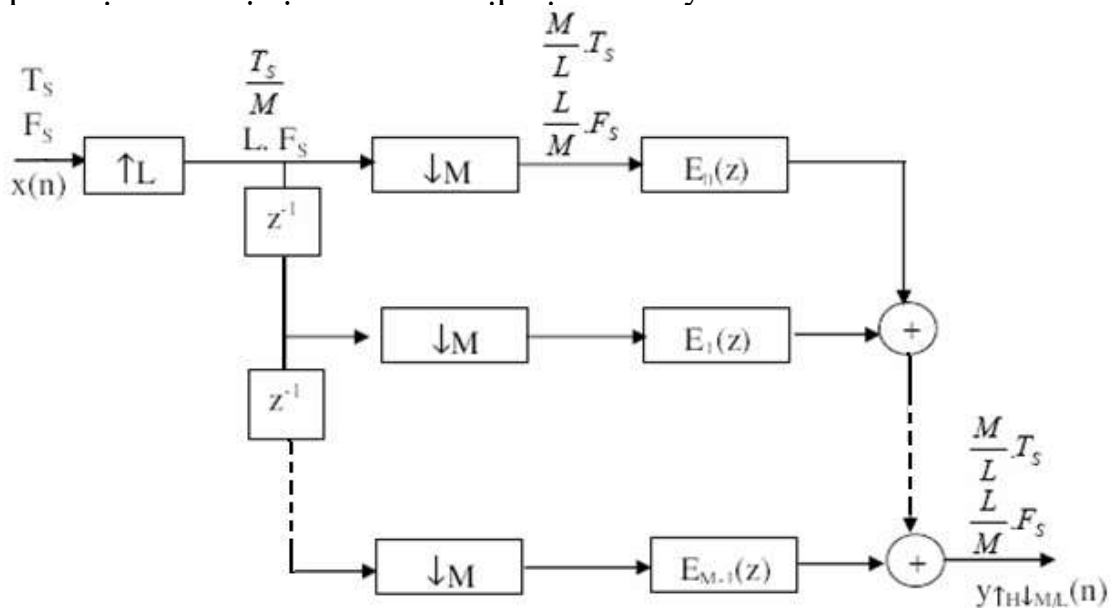
Đối với cấu trúc này tín hiệu $x(n)$ đi trực tiếp vào các khối lọc $F_m(z)$ với chu kỳ lấy mẫu là T_s , và chiều dài của $F_m(z)$ trung bình là N/L . Vậy trong khoảng thời gian T_s ta chỉ cần tính số phép nhân và phép cộng trung bình là N/L và $N/L - 1$.

2.1.2.3. Cấu trúc đa pha của các bộ lọc biến đổi nhip hệ số hữu tỷ

Để thực hiện bộ lọc biến đổi nhip $\uparrow H \downarrow M/L$ chúng ta dùng cấu trúc đa pha L hoặc M thành phần phụ thuộc vào ta dùng phân hoạch đa pha loại 1 hay loại 2.

* Cấu trúc đa pha loại 1 của bộ lọc biến đổi nhip hệ số hữu tỷ

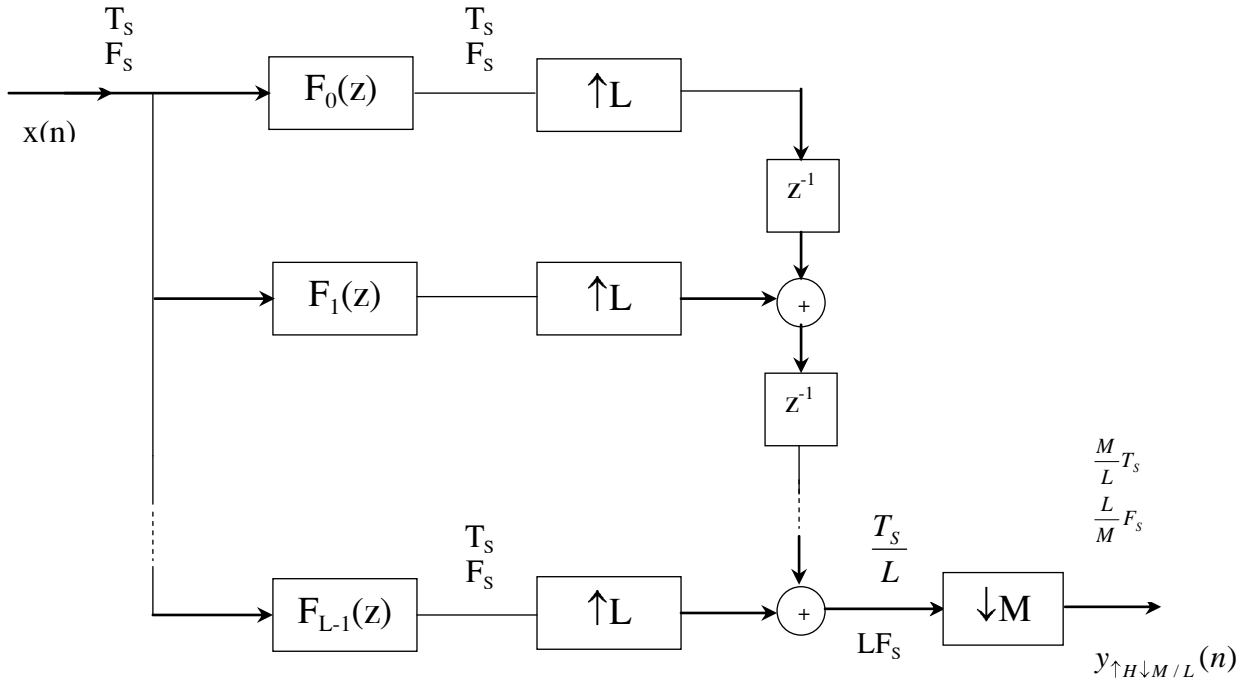
Áp dụng tính chất phân hoạch đa pha của bộ lọc phân chia và tính chất phân phối vào phép cộng của phép phân chia ta đ- a ra sơ đồ - u việt của cấu trúc đa pha loại 1 của bộ lọc biến đổi nhip hệ số hữu tỷ nh- hình 2.15



Hình 2.15. Cấu trúc đa pha loại 1

*** Cấu trúc đa pha loại 2 của bộ lọc biến đổi nhíp hệ số hữu tỷ**

Áp dụng tính chất phân hoạch đa pha loại 2 của bộ lọc nội suy và tính chất phân phối vào phép cộng của phép nội suy ta đ- a ra sơ đồ - u việt của cấu trúc đa pha loại 2 của bộ lọc biến đổi nhíp hệ số hữu tỷ nh- hình 2.16



Hình 2.16. Cấu trúc đa pha loại 2 của bộ lọc biến đổi nhíp hệ số hữu tỷ

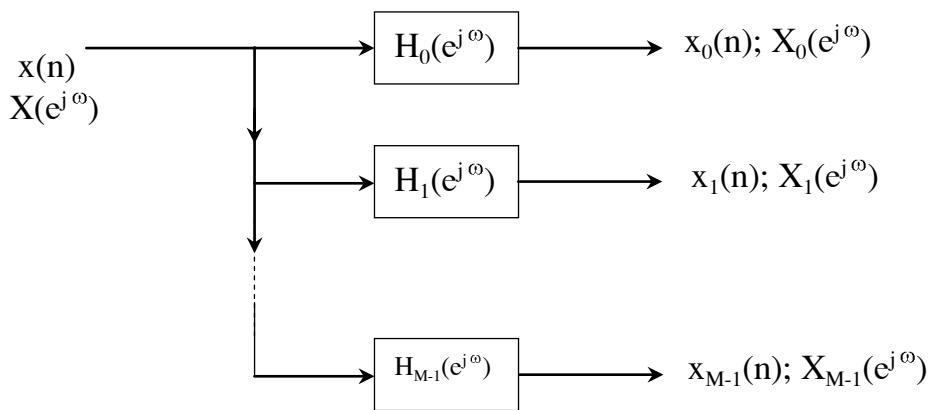
2.2. BANK LỌC SỐ QMF

Bank lọc số là một tập hợp các bộ lọc số với cùng chung một đầu vào và nhiều đầu ra hoặc với nhiều đầu vào và chung một đầu ra.

Một mạch bank là một tập hợp các mạch lọc đ- ợc kết hợp lại với nhau, đó là các mạch biến đổi nhíp và đôi khi còn có các mạch trễ.

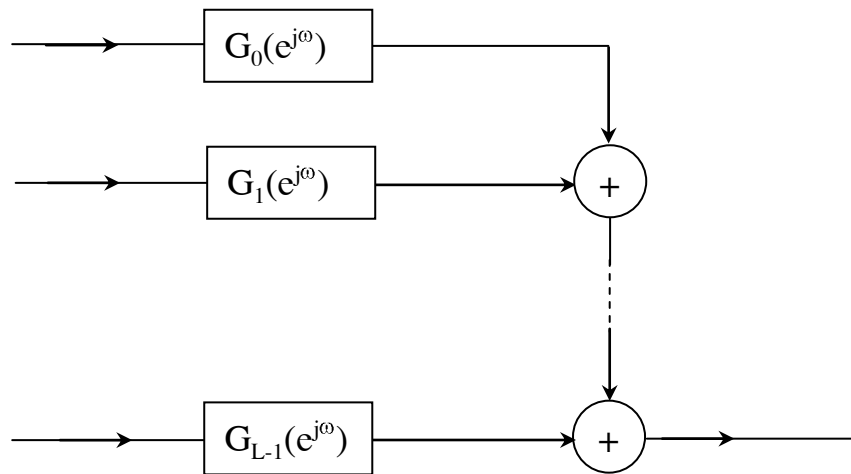
Lọc bank đ- ợc chia ra làm hai loại chính đó là: Bank lọc số phân tích và Bank lọc số tổng hợp.

+ Bank lọc số phân tích là tập hợp các bộ lọc số có đáp ứng tần số là $H_k(e^{j\omega})$ đ- ợc nối với nhau theo kiểu một đầu vào và nhiều đầu ra, và cấu trúc bank lọc số phân tích nh- hình 2.17



Hình 2.17. Bank lọc số phân tích

+ Bank lọc số tổng hợp là tập hợp các bộ lọc số có đáp ứng tần số là $G_k(e^{j\omega})$ đ-ợc nối với nhau theo kiểu nhiều đầu vào và một đầu ra. Bank lọc số tổng hợp đ-ợc minh hoạ nh- hình 2.18



Hình 2.18. Bank lọc số tổng hợp

Ta biết rằng tất cả các tín hiệu có phổ phân bố không đều, nh- ng qua các mạch lọc ta có thể chia miền tần số ra làm hai dải: Dải tần số thấp và dải tần số cao. Vậy dải tần số thấp ta có thể tăng tần số lên, còn dải tần số cao ta có thể hạ xuống bằng các mạch hạ nhịp và tăng nhịp. Do đó nó sẽ có lợi cho việc l- u trữ, khôi phục, và truyền dẫn.

Mặt khác khi phổ của tín hiệu qua mạch lọc, các thành phần tần số không mong muốn sẽ bị triệt tiêu, bề rộng dải tần của tín hiệu cần xử lý sẽ giảm đi do đó chúng ta có thể giảm tần số lấy mẫu cho phù hợp với bề rộng phổ của tín hiệu. Nh- vậy sẽ giảm đ-ợc phép tính toán và tín hiệu đ-ợc khôi phục chính xác hơn.

2.2.1. Biểu diễn đa pha bank lọc số

2.2.1.1. Đối với bank lọc phân tích

Đối với bank lọc này gồm M bộ lọc có hàm truyền đạt là $H_0(z)$, $H_1(z)$, ..., $H_{M-1}(z)$, vậy đối với hàm truyền đạt $H_k(z)$ chúng ta sử dụng ph- ơng pháp biểu diễn đa pha loại 1 nh- sau:

$$H(z) = \sum_{m=0}^{M-1} z^{-m} E_{km}(z^M) \quad (2.2.1)$$

Chúng ta có thể biểu diễn d- ới dạng sau đối với từng $H_k(z)$:

$$H_0(z) = 1 \cdot E_{00}(z^M) + z^{-1} \cdot E_{01}(z^M) + \dots + z^{-(M-1)} \cdot E_{0,M-1}(z^M)$$

$$H_1(z) = 1 \cdot E_{10}(z^M) + z^{-1} \cdot E_{11}(z^M) + \dots + z^{-(M-1)} \cdot E_{1,M-1}(z^M)$$

⋮

$$H_{M-1}(z) = 1 \cdot E_{M-1,0}(z^M) + z^{-1} \cdot E_{M-1,1}(z^M) + \dots + z^{-(M-1)} \cdot E_{M-1,M-1}(z^M)$$

Và chúng ta có thể biểu diễn d- ới dạng ma trận sau:

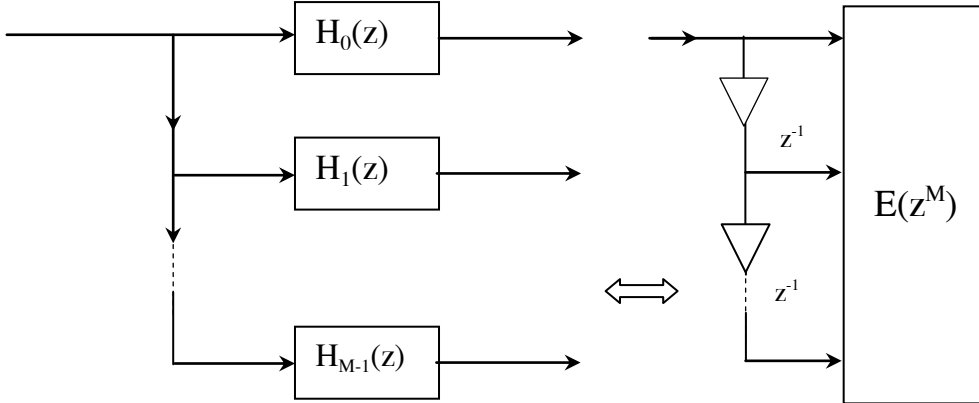
$$\underline{H}(z) = \underline{\underline{E}}(z^M) \cdot \underline{z}^{-m} \quad (2.2.2)$$

Với

$$\underline{H}(z) = \begin{bmatrix} H_0(z) \\ H_1(z) \\ \vdots \\ H_{M-1}(z) \end{bmatrix}; \quad \underline{z}^{-m} = \begin{bmatrix} 1 \\ z^{-1} \\ z^{-2} \\ \vdots \\ z^{-(M-1)} \end{bmatrix}$$

$$\underline{\underline{E}}(z^M) = \begin{bmatrix} E_{00}(z^M) & E_{01}(z^M) & \cdots & E_{0,M-1}(z^M) \\ E_{10}(z^M) & E_{11}(z^M) & \cdots & E_{1,M-1}(z^M) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ E_{M-1,0}(z^M) & E_{M-1,1}(z^M) & \cdots & E_{M-1,M-1}(z^M) \end{bmatrix}$$

Biểu thức trên đ-ợc mô tả bởi hình 2.19



Hình 2.19. Biểu diễn đa pha bank lọc phân tích

2.2.1.2. Đối với bank lọc tổng hợp

Đối với bank lọc này gồm M bộ lọc có hàm truyền đạt là $G_0(z)$, $G_1(z)$, ..., $G_{M-1}(z)$, vậy đối với hàm truyền đạt $G_k(z)$ chúng ta sử dụng ph-ơng pháp biểu diễn đa pha loại 2, M thành phần nh- sau:

$$G_0(z) = z^{-(M-1)} \cdot F_{00}(z^M) + z^{-(M-2)} \cdot F_{10}(z^M) + \cdots + 1 \cdot F_{M-1,0}(z^M)$$

$$G_1(z) = z^{-(M-1)} \cdot F_{01}(z^M) + z^{-(M-2)} \cdot F_{11}(z^M) + \cdots + 1 \cdot F_{M-1,1}(z^M)$$

⋮

$$G_{M-1}(z) = z^{-(M-1)} \cdot F_{0,M-1}(z^M) + z^{-1} \cdot F_{1,M-1}(z^M) + \cdots + 1 \cdot F_{M-1,M-1}(z^M)$$

Biểu diễn d-ới dạng ma trận:

$$\underline{G}(z) = z^{-(M-1)} \cdot \underline{z}^{mT} \cdot \underline{\underline{F}}(z^M) \quad (2.2.3)$$

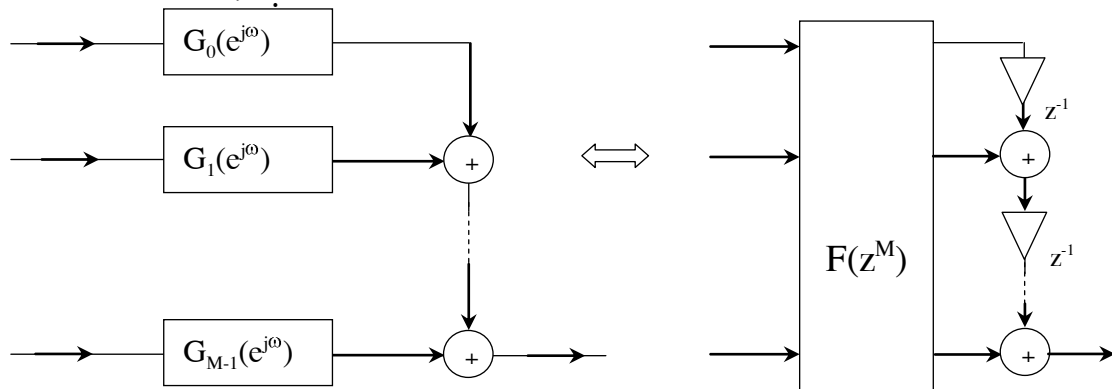
Với

$$\underline{G}(z) = \begin{bmatrix} G_0(z) & G_1(z) & \cdots & G_{M-1}(z) \end{bmatrix}$$

$$\underline{z}^m = 1 \mid z \quad z^2 \quad \dots \quad z^{M-1}$$

$$\underline{F}(z^M) = \begin{bmatrix} F_{00}(z^M) & F_{01}(z^M) & \dots & F_{0,M-1}(z^M) \\ F_{10}(z^M) & F_{11}(z^M) & \dots & F_{1,M-1}(z^M) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ F_{M-1,0}(z^M) & F_{M-1,1}(z^M) & \dots & F_{M-1,M-1}(z^M) \end{bmatrix}$$

Biểu thức trên đ-ợc mô tả bởi hình 2.20



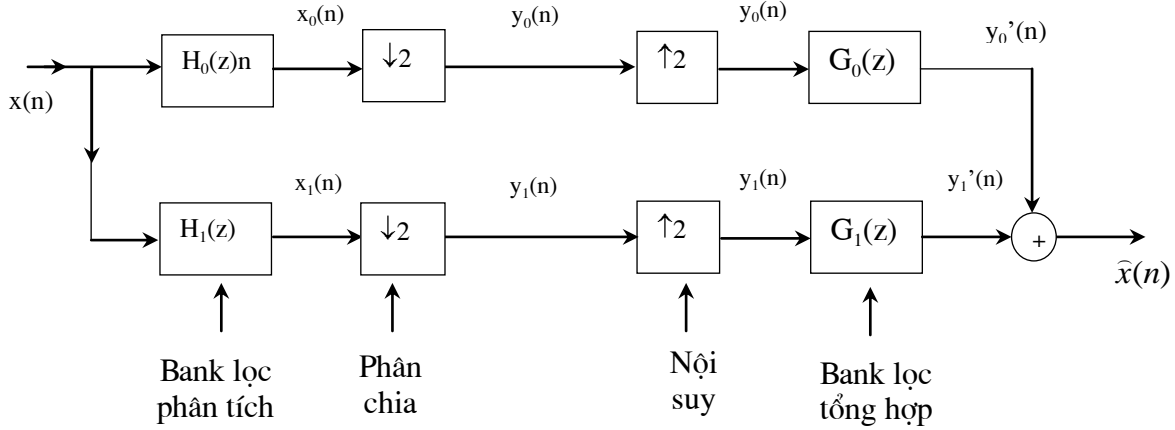
Hình 2.20. Biểu diễn đa pha bank lọc tổng hợp

2.2.2. Cấu trúc bank lọc số QMF

Trong nhiều ứng dụng một tín hiệu rời rạc đ-ợc phân chia thành nhiều tín hiệu dải con $v_k(n)$ nhờ bộ lọc phân tích và sau đó đ-ợc xử lý rồi cuối cùng lại kết hợp với nhau nhờ bộ lọc tổng hợp để thu đ-ợc tín hiệu lối ra $\hat{x}(n)$. Nếu các tín hiệu dải con bị giới hạn đến một miền tần số hẹp hơn miền tần số của tín hiệu vào gốc, thì chúng sẽ bị giảm tốc độ mẫu tr-ớc khi xử lý nhờ bộ phân chia. Vì các mẫu của tín hiệu lối vào có tốc độ nhỏ hơn, nên việc tiến hành xử lý các tín hiệu này thuận lợi hơn. Sau khi xử lý các tín hiệu đ-ợc tăng tốc độ mẫu lên tr-ớc khi đ-ợc kết hợp nhờ bộ lọc tổng hợp để có tín hiệu tốc độ cao hơn. Cấu trúc kết hợp này đ-ợc gọi là bank lọc ảnh g-ơng cầu ph-ơng (quadrature-mirror filter bank QMF).

2.2.2.1. Cấu trúc bank lọc QMF 2 kênh

Kết hợp bank lọc số phân tích và bank lọc số tổng hợp với các bộ phân chia và bộ nội suy để tạo ra bank lọc số nhiều nhịp, tr-ớc hết là bank lọc nhiều nhịp hai kênh.



Hình 2.21. Bank lọc QMF 2 kênh

Trong sơ đồ này tín hiệu lối vào $x(n)$ đ- ợc phân tích thành hai tín hiệu dải con nhờ dàn lọc phân tích gồm hai mạch $H_0(z)$ và $H_1(z)$, đây là hai bộ lọc thông thấp và thông cao có tần số cắt là $\pi/2$. Sau đó các tín hiệu dải con $x_0(n)$ và $x_1(n)$ đ- ợc đi qua bộ giảm tốc độ mẫu với hệ số là 2. Tại đầu thu tín hiệu đ- ợc đi qua bộ tăng tốc độ mẫu với hệ số là 2 nhờ hai bộ nội suy và đ- a đến hai bộ lọc tổng hợp là $G_0(z)$ và $G_1(z)$. Tín hiệu ở đầu ra hai bộ lọc này đ- ợc cộng lại để trở thành tín hiệu thu đ- ợc là $\hat{x}(n)$.

Tuy nhiên khi thiết kế các bộ lọc số này không thể đạt đ- ợc lý t- ởng nên tín hiệu đầu ra $\hat{x}(n)$ sẽ sai khác với tín hiệu vào $x(n)$. Còn nếu dạng tín hiệu ra $\hat{x}(n)$ giống hoàn toàn dạng tín hiệu vào $x(n)$, tức là:

$$\hat{x}(n) = c.x(n - n_0) \quad (2.2.4)$$

Thì bank lọc số QMF này đ- ợc gọi là bank lọc số khôi phục hoàn hảo (và kí hiệu là PR QMF).

Quan hệ giữa các tín hiệu trong bank lọc QMF hai kênh

Để phân tích và nghiên cứu đặc tr- ng của bank lọc QMF ta xét mối quan hệ giữa các tín hiệu trên ph- ơng diện biến đổi Z nh- sau:

Quan hệ giữa các tín hiệu lối vào và ra cùng với các tín hiệu trong các mạch lọc của QMF là:

$$X_k(z) = H_k(z).X(z) \quad (2.2.5)$$

$$V_k(z) = \frac{1}{2} \sum_{l=0}^1 X_k(z^{\frac{1}{2}} \cdot e^{-j\pi l}) = \frac{1}{2} \left[X_k(z^{\frac{1}{2}}) + X_k(-z^{\frac{1}{2}}) \right] \quad (2.2.6)$$

Tín hiệu sau khi ra khỏi bộ nội suy

$$Y_k(z) = V_k(z^2) = \frac{1}{2} \left[H_k(z).X_k(z) + H_k(-z).X_k(-z) \right] \quad (2.2.7)$$

Sau khi ra khỏi bộ lọc tổng hợp tín hiệu đ- ợc khôi phục lại nh- sau:

$$\hat{X}(z) = G_0(z).Y_0(z) + G_1(z).Y_1(z) \quad (2.2.8)$$

Thay vào (2.2.7) ta có với $k = 0, 1$.

$$\begin{aligned} \hat{X}(z) = & \frac{1}{2} \left[G_0(z)H_0(z) + G_1(z)H_1(z) \right] \bar{X}(z) \\ & + \frac{1}{2} \left[G_0(z)H_0(-z) + G_1(z)H_1(-z) \right] \bar{X}(-z) \end{aligned} \quad (2.2.9)$$

Chúng ta có thể biểu diễn dưới dạng ma trận:

$$2\widehat{X}(z) = X(z) \quad X(-z) \begin{bmatrix} H_0(z) & H_1(z) \\ H_0(-z) & H_1(-z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_0(z) \\ G_1(z) \end{bmatrix} \quad (2.2.10)$$

$$\text{Gọi } X(z) = \begin{bmatrix} X(z) \\ X(-z) \end{bmatrix}; \underline{H}(z) = \begin{bmatrix} H_0(z) & H_1(z) \\ H_0(-z) & H_1(-z) \end{bmatrix}; G(z) = \begin{bmatrix} G_0(z) \\ G_1(z) \end{bmatrix}$$

Ta có:

$$2\widehat{X}(z) = \underline{X}(z) \cdot \underline{H}(z) \cdot G(z) \quad (2.2.11)$$

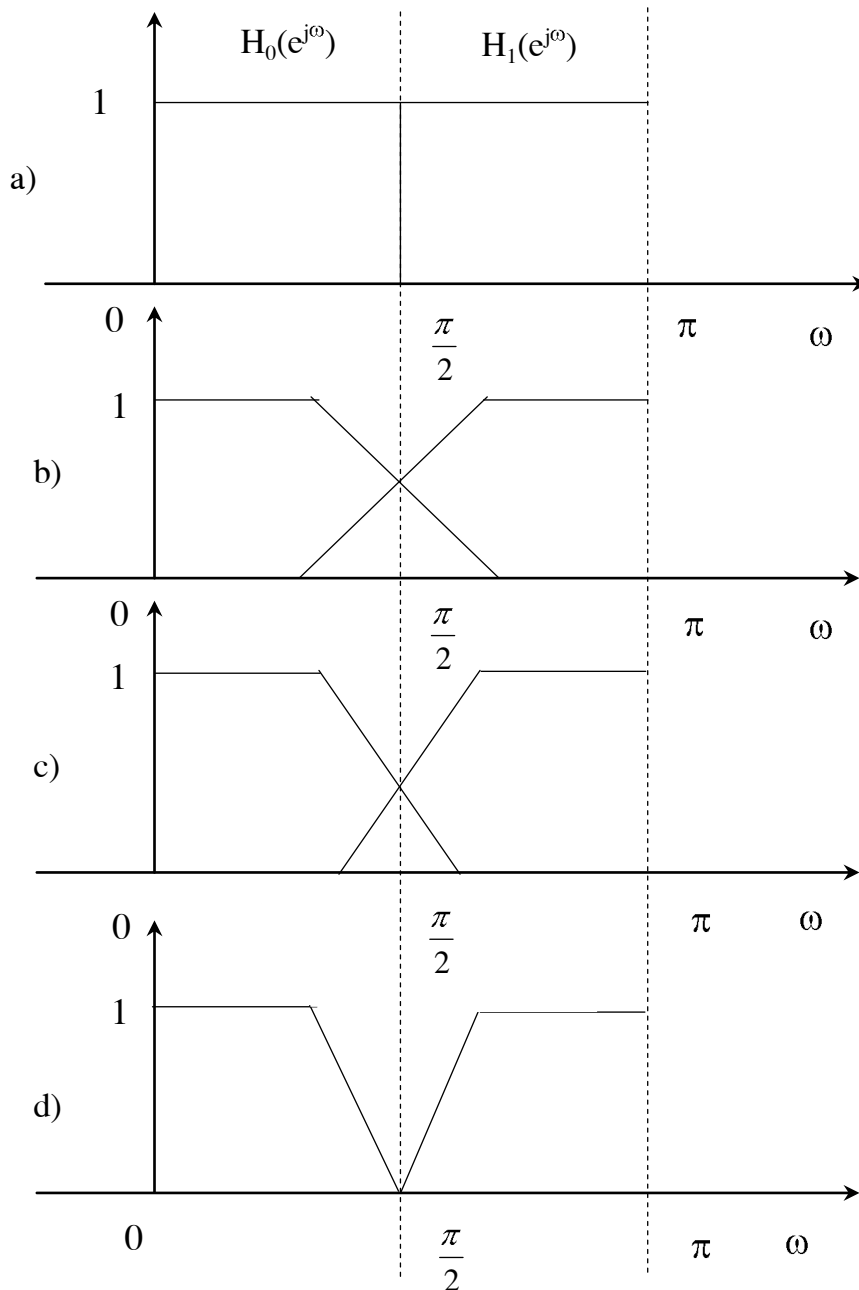
Ma trận $H(z)$ chính là ma trận chông phổ, thành phần $X(-z)$ là nguyên nhân gây ra chông phổ ở bộ giảm mẫu và sự tạo ảnh ở bộ tăng mẫu.

Các sai số trong bank lọc QMF

Trong bank lọc QMF này có 3 loại sai số có thể sinh ra là: sai số do thành phần h- danh, sai số do méo biên độ và sai số do méo pha.

**** Sai số do thành phần h- danh:***

Để xét thành phần h- danh chúng ta mô tả một vài tr-ờng hợp của đáp ứng biên độ $|H_0(e^{j\omega})|$ và $|H_1(e^{j\omega})|$ nh- hình 2.22



Hình 2.22. Đáp ứng biên độ $|H_0(e^{j\omega})|$ và $|H_1(e^{j\omega})|$

Từ hình 2.22 ta thấy rằng $|H_0(e^{j\omega})|$ và $|H_1(e^{j\omega})|$ có quan hệ sau:

$$|H_1(e^{j\omega})| = |H_0(e^{j(\pi-\omega)})| \quad (2.2.12)$$

Và nếu ta t-ởng t-ợng đặt một g-ợng phẳng vào vị trí $\frac{\pi}{2}$ trên trục tần số

ω thì $|H_1(e^{j\omega})|$ sẽ là ảnh g-ợng của $|H_0(e^{j\omega})|$ và $\frac{\pi}{2}$ chính là một phần t- tần số lấy mẫu F_s . Trên thực tế các bộ lọc số $H_0(z)$ và $H_1(z)$ không thể đạt đ-ợc lý t-ởng. Trên hình 2.22 tr-ờng hợp (a) là tr-ờng hợp lý t-ởng sẽ không gây ra sai số h-danh tức là không gây hiện t-ợng chồng phổ đối với tín hiệu ra khỏi bộ phân chia $\downarrow 2$ là $V_k(e^{j\omega})$ và bề rộng của dải thông và dải chắn trong tr-ờng hợp này

đúng bằng $\frac{\pi}{2}$, bề rộng của dải quá độ là $\Delta\omega = 0$.

Hình 2.22d là trường hợp các bộ lọc không lý tưởng nhưng cũng không gây hiện tượng chồng phổ đối với $V_k(e^{j\omega})$, bề rộng dải thông nhỏ hơn $\frac{\pi}{2}$ và bề rộng dải chắn sẽ lớn hơn $\frac{\pi}{2}$. Trong trường hợp này nếu chọn bề rộng của dải quá độ rất hẹp thì sẽ gần đạt lý tưởng và không gây chồng phổ.

Còn hình 2.22c và 2.22b sẽ gây hiện tượng chồng phổ tức là có thành phần h- danh xuất hiện với các tín hiệu $V_k(e^{j\omega})$.

Tuy nhiên thành phần h- danh có thể khử được nếu thiết kế bank lọc tổng hợp để bù lại.

Muốn khử thành phần h- danh $X(-z)$ ta chỉ cần triệt tiêu đại lượng đứng trước $X(-z)$ trong biểu thức (2.2.9). Tức là:

$$G_0(z).H_0(-z) + G_1(z).H_1(-z) = 0$$

$$\Rightarrow \begin{cases} G_0(z) = H_1(-z) \\ G_1(z) = -H_0(-z) \end{cases} \quad (2.2.13)$$

Từ (2.2.9) ta có thể viết:

$$\hat{X}(z) = T_0(z)X(z) + T_1(z)X(-z) \quad (2.2.14)$$

Với $T_0(z) = \frac{1}{2} [G_0(z)H_0(z) + G_1(z)H_1(z)]$ đ-ợc gọi là hàm truyền méo dạng

Và $T_1(z) = \frac{1}{2} [G_0(z)H_0(-z) + G_1(z)H_1(-z)]$ đ-ợc gọi là hàm truyền chồng phổ.

Để khử thành phần h- danh thì $T_1(z) = 0$,

$$\hat{X}(z) = T_0(z)X(z)$$

lúc này:

$$= \frac{1}{2} [G_0(z)H_0(z) + G_1(z)H_1(z)] \bar{X}(z) \quad (2.2.15)$$

* Sai số do méo biên độ và méo pha

Nh- trên ta có $T_0(z) = \frac{1}{2} [G_0(z)H_0(z) + G_1(z)H_1(z)]$.

Thay điều kiện khử thành phần h- danh $\Rightarrow \begin{cases} G_0(z) = H_1(-z) \\ G_1(z) = -H_0(-z) \end{cases}$ vào $T_0(z)$

ta có: $T_0(z) = \frac{1}{2} [H_0(z)H_1(-z) + H_1(z)H_0(-z)]$

Trong miền tần số:

$$\hat{X}(e^{j\omega}) = T_0(e^{j\omega}).X(e^{j\omega}) \quad (2.2.16)$$

Biểu diễn $T_0(e^{j\omega})$ d-ới dạng modul và argument:

$$T_0(e^{j\omega}) = |T_0(e^{j\omega})|.e^{j\varphi(\omega)}$$

$$\Rightarrow \hat{X}(e^{j\omega}) = |T_0(e^{j\omega})| e^{j\varphi(\omega)} X(e^{j\omega}) \quad (2.2.17)$$

Nếu $T_0(e^{j\omega})$ là một bộ lọc số thông tốt pha tuyến tính tức là $T_0(e^{j\omega})$ có dạng

sau: $|T_0(e^{j\omega})| = c$ với mọi ω , c là hằng số.

$$\text{Và } \varphi(\omega) = -\alpha\omega \quad (2.2.18)$$

Thì bank lọc QMF sẽ không gây méo biên độ và pha.

$$\Rightarrow \widehat{X}(e^{j\omega}) = c.e^{-j\alpha\omega} X(e^{j\omega})$$

$$\widehat{X}(z) = c.z^{-\alpha} X(z) \quad (2.2.19)$$

Vậy trong miền n ta có:

$$\widehat{x}(n) = c.x(n-\alpha) \quad (2.2.20)$$

Lúc đó bank lọc QMF là bank lọc số khôi phục hoàn hảo (PR QMF) tín hiệu vì tín hiệu ra chỉ sai khác tín hiệu vào theo hệ số tỷ lệ c và trễ đi một lượng α .

2.2.2.2. Cấu trúc bank lọc QMF 2 kênh không có h- danh

Từ việc phân tích thành phần h- danh và ph- ong pháp khử thành phần h- danh chúng ta xây dựng cấu trúc bank lọc QMF 2 kênh không có h- danh như sau:

Đối với bank lọc QMF 2 kênh như trên hình (2.21) thì quan hệ của $H_0(z)$ và $H_1(z)$ là:

$$H_1(z) = H_0(-z) \quad (2.2.21)$$

$$\text{Hoặc } H_0(z) = H_1(-z)$$

Đối với bank lọc QMF thực hiện đ- ợc về mặt vật lý thì các hệ số của các bộ lọc trong bank phải là thực. Điều này t- ơng đ- ơng với:

$$|H_1(e^{j\omega})| = |H_0(e^{j(\omega-\pi)})| = |H_0(e^{j(\pi-\omega)})| \quad (2.2.22)$$

Nh- vậy điều kiện để triệt tiêu thành phần h- danh như sau:

$$\begin{cases} G_0(z) = H_0(z) \\ G_1(z) = -H_1(z) \end{cases} \quad (2.2.23)$$

Dựa vào biểu thức này ta thấy cả bộ lọc phân tích và tổng hợp của bank lọc QMF đ- ợc xác định chủ yếu từ hàm truyền $H_0(z)$. Nên nếu $H_0(z)$ là bộ lọc thông thấp thì $G_0(z)$ cũng là bộ lọc thông thấp và $H_1(z)$ là bộ lọc thông cao thì $G_1(z)$ cũng là bộ lọc thông cao. Nh- vậy ta chỉ cần thiết kế một bộ lọc số $H_0(z)$ là đủ.

Khi đó hàm truyền méo dạng $T_0(z)$ đ- ợc xác định là:

$$T_0(z) = \frac{1}{2} H_0^2(z) - H_0^2(-z)$$

Lúc này tín hiệu ra sẽ là:

$$\widehat{X}(z) = \frac{1}{2} H_0^2(z) - H_0^2(-z) \cdot \widehat{X}(z) \quad (2.2.24)$$

Trong miền tần số ta có:

$$\widehat{X}(e^{j\omega}) = \frac{1}{2} H_0^2(e^{j\omega}) - H_0^2(e^{j(\omega-\pi)}) \cdot \widehat{X}(e^{j\omega})$$

Biểu diễn đa pha hai thành phần bank lọc số QMF

Đối với bank lọc phân tích:

$$H_0(z) = E_0(z^2) + z^{-1}E_1(z^2)$$

Thì $H_1(z) = H_0(-z) = E_0(z^2) - z^{-1}E_1(z^2)$

Ta có thể biểu diễn dưới dạng ma trận sau:

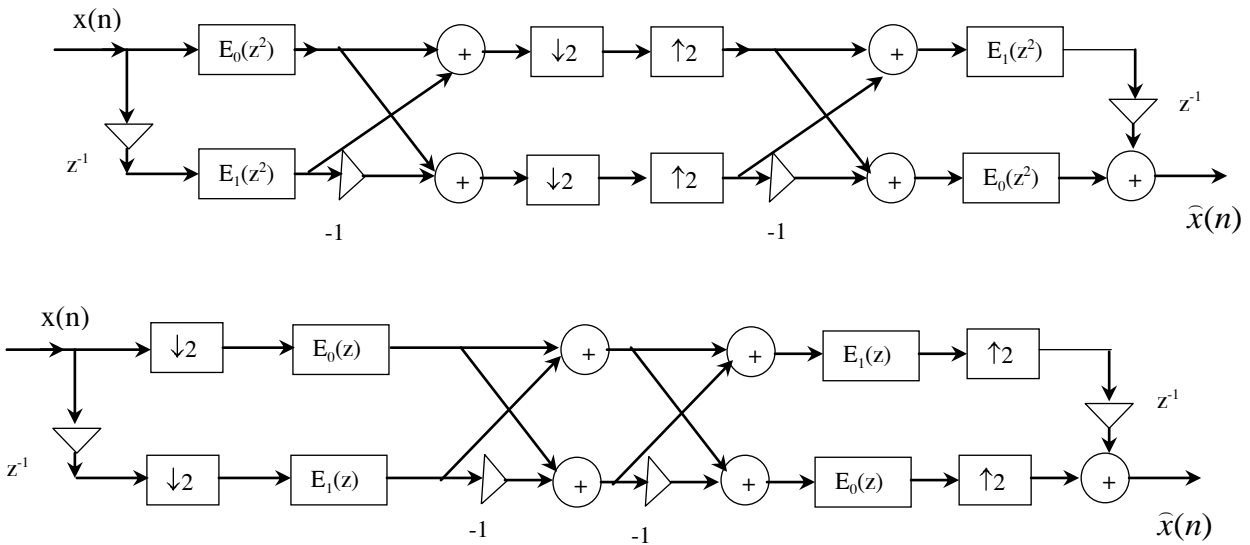
$$\begin{bmatrix} H_0(z) \\ H_1(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_0(z^2) \\ z^{-1}E_1(z^2) \end{bmatrix} \quad (2.2.25)$$

Đối với bank lọc tổng hợp:

Tương tự ta cũng có:

$$G_0(z) \quad G_1(z) = z^{-1}E_1(z^2) \quad E_0(z^2) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.2.26)$$

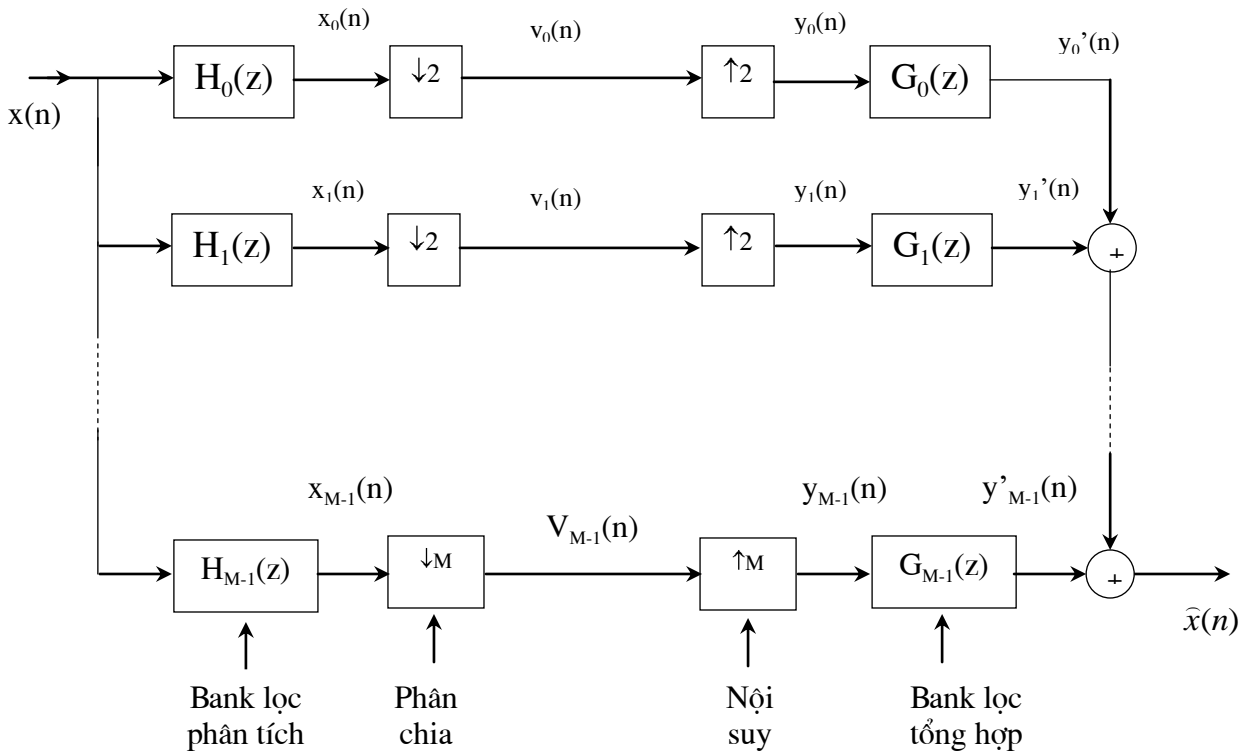
Từ hai bank lọc số trên kết hợp với bộ nội suy và phân chia cho ta bank lọc số có cấu trúc như hình 2.23



Hình 2.23. Biểu diễn đa pha hai thành phần bank lọc số QMF

2.2.2.3. Cấu trúc bank lọc QMF với M kênh

Tổng quát hóa sơ đồ bank lọc số QMF nhiều nhịp M kênh.



Hình 2.24. Bank lọc số QMF M kênh

Trong sơ đồ này tín hiệu lối vào $x(n)$ đ-ợc phân tích thành M tín hiệu dải con nhờ dàn lọc phân tích gồm các mạch $H_k(z)$ đây là các bộ lọc thông thấp và thông cao và thông dải có tần số cắt là π/M . Sau đó các tín hiệu dải con $v_k(n)$ đ-ợc đi qua bộ giảm tốc độ mẫu với hệ số là M . Tại đầu thu tín hiệu đ-ợc đi qua bộ tăng tốc độ mẫu với hệ số là M nhờ các bộ nội suy và đ-á đến các bộ lọc tổng hợp là $G_k(z)$. Tín hiệu ở đầu ra các bộ lọc này đ-ợc cộng lại để trở thành tín hiệu thu đ-ợc là $\hat{x}(n)$.

Quan hệ giữa các tín hiệu trong bank lọc QMF M kênh

Quan hệ giữa các tín hiệu lối vào và ra cùng với các tín hiệu trong các mạch lọc của QMF là:

$$X_k(z) = H_k(z).X(z) = X(z).H_k(z) \quad (2.2.27)$$

Tín hiệu sau khi ra khỏi bộ phân chia:

$$V_k(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X_k(z^{\frac{1}{M}} \cdot W_M^l) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(z^{\frac{1}{M}} W_M^l).X(z^{\frac{1}{M}} W_M^l) \quad (2.2.28)$$

Tín hiệu sau khi ra khỏi bộ nội suy

$$Y_k(z) = V_k(z^M) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(z W_M^l) X(z W_M^l) \quad (2.2.29)$$

Sau khi ra khỏi bộ lọc tổng hợp tín hiệu đ-ợc khôi phục lại nh- sau:

$$\hat{X}(z) = \sum_{k=0}^{M-1} Y_k(z) G_k(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(z W_M^l) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z W_M^l) G_k(z) \quad (2.2.30)$$

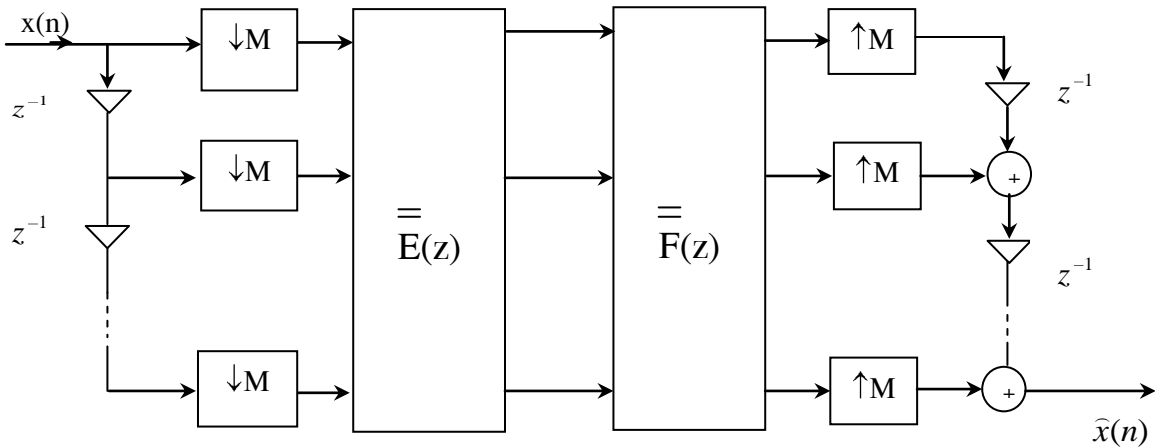
Chúng ta viết lại d-ới dạng sau:

$$\hat{X}(z) = \sum_{l=0}^{M-1} T_l(z) X(z W_M^l) \quad (2.2.31)$$

$$\text{Với } T_1(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(z \cdot W_M^l) \cdot G_k(z) \quad (2.2.32)$$

Biểu diễn đa pha bank lọc số QMF M kênh

Kết hợp các hệ thống phân chia và nội suy chúng ta có sơ đồ biểu diễn đa pha bank lọc số nhiều nhịp QMF M kênh với cấu trúc hiệu quả sau:



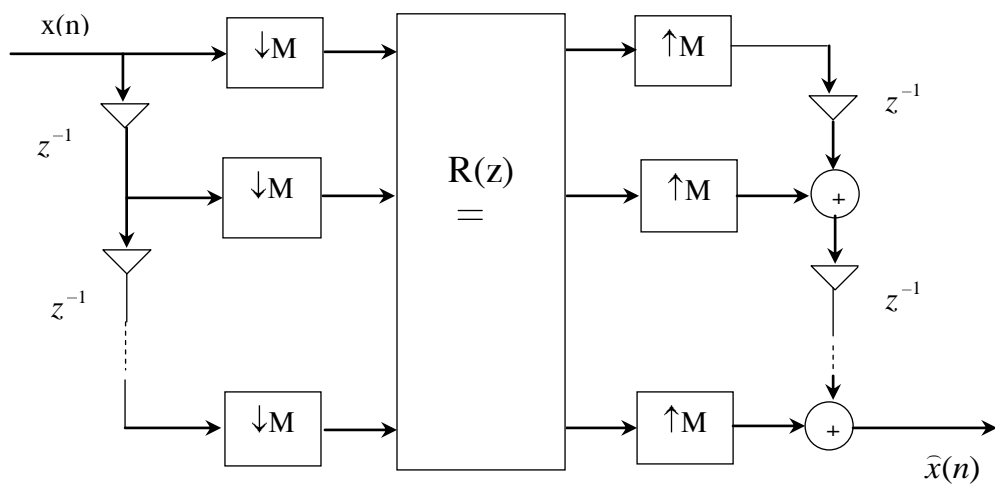
Hình 2.25. Biểu diễn đa pha bank lọc số QMF M kênh

Trong cấu trúc này các hệ số của các bộ lọc (hệ số của các ma trận $\underline{\underline{E}}(z)$ và $\underline{\underline{F}}(z)$) sẽ thao tác với nhịp lấy mẫu thấp hơn, tức là tần số lấy mẫu thấp hơn và chu kỳ lấy mẫu lớn hơn.

Chúng ta có thể kết hợp ma trận $\underline{\underline{E}}(z)$ và $\underline{\underline{F}}(z)$ tạo thành ma trận $\underline{\underline{R}}(z) M \times M$ nh- sau:

$$\underline{\underline{R}}(z) = \underline{\underline{F}}(z) \underline{\underline{E}}(z) \quad (2.2.33)$$

Từ đây đ- a ra sơ đồ giản hóa hình 2.26



Hình 2.26. Sơ đồ bank lọc số QMF M kênh

2.3. HỆ THỐNG GHEP KÊNH THEO TẦN SỐ

Hệ thống ghép kênh số bao gồm n kênh thông tin đầu vào.

Mỗi một kênh đầu vào đ- ợc giới hạn 1 dải băng tần.

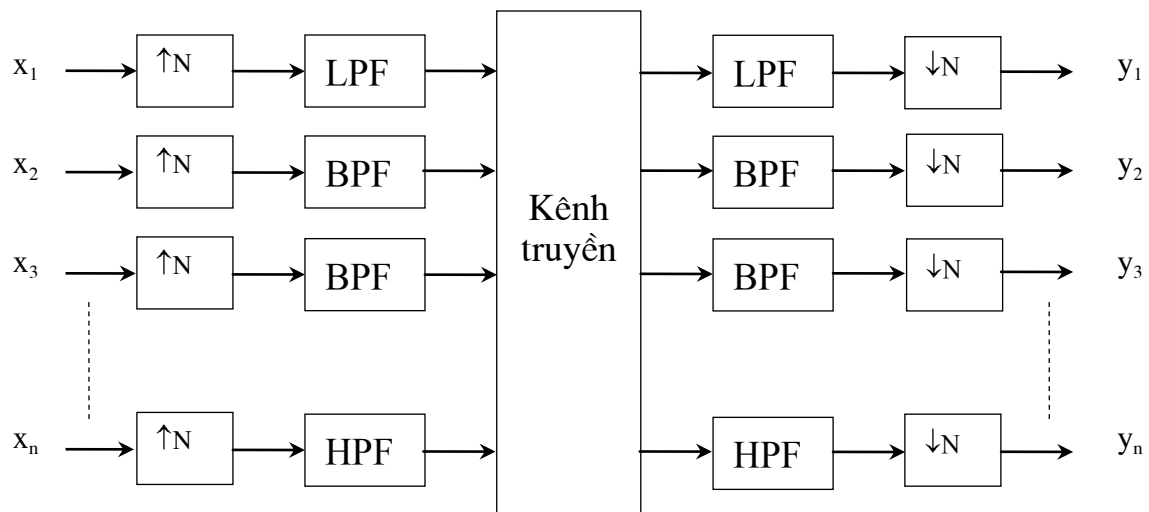
Các kênh này đ- ợc điều chế bằng cách cho qua bộ nội suy $\uparrow N$ và bộ lọc để đẩy lên tần số thích hợp.

Các kênh sau khi đã đ- ợc điều chế đ- ợc ghép vào nhau thành 1 luồng số tốc độ cao đ- ợc truyền đi.

Bên thu sẽ thu đ- ợc tín hiệu tổng hợp, nhờ các bộ lọc và bộ phân chia $\downarrow N$ sẽ khôi phục lại đ- ợc tín hiệu cần thiết.

Hệ số n sẽ phụ thuộc vào băng con và băng tần của đ- ờng truyền.

Cấu trúc hệ thống ghép kênh theo tần số đ- ợc mô tả nh- hình 2.27, trong đó các $x_i, i=1, 2, \dots, n$, là các tín hiệu vào hệ thống ghép kênh, các $y_i, i=1, 2, \dots, n$, là các tín hiệu thu đ- ợc sau khi tách kênh.



Hình 2.27 Sơ đồ tổng quan hệ thống ghép kênh số

Với:

- LPF: Bộ lọc thông thấp
- BPF: Bộ lọc thông dải
- HPF: Bộ lọc thông cao

Chương 3

MÔ PHỎNG HỆ THỐNG GHÉP KÊNH THEO TẦN SỐ BẰNG SIMULINK

3.1. GIỚI THIỆU VỀ SIMULINK

Simulink là một phần mềm dùng để mô hình hoá, mô phỏng và phân tích một hệ thống tự động. Simulink cho phép mô tả hệ thống tuyến tính, hệ phi tuyến, các mô hình trong thời gian liên tục gián đoạn hay một hệ kết hợp cả liên tục và gián đoạn. Để mô hình hoá, Simulink cung cấp một giao diện đồ hoạ để xây dựng mô hình nh- là một sơ đồ khối sử dụng thao tác "nhấn và kéo" chuột. Với giao diện này bạn có thể xây dựng mô hình nh- xây dựng trên giấy. Đây là sự khác xa các phần mềm mô phỏng tr-ớc nó mà ở đó ng-ời sử dụng phải đ- a vào các ph-ơng trình vi phân và các ph-ơng trình sai phân bằng một ngôn ngữ lập trình.

Việc lập trình trên Simulink sử dụng các đối t-ợng đồ hoạ gọi là Graphic Programming Unit. Loại hình lập trình này có xu thế đ-ợc sử dụng nhiều trong kỹ thuật bởi -u điểm lớn nhất của nó là tính trực quan.

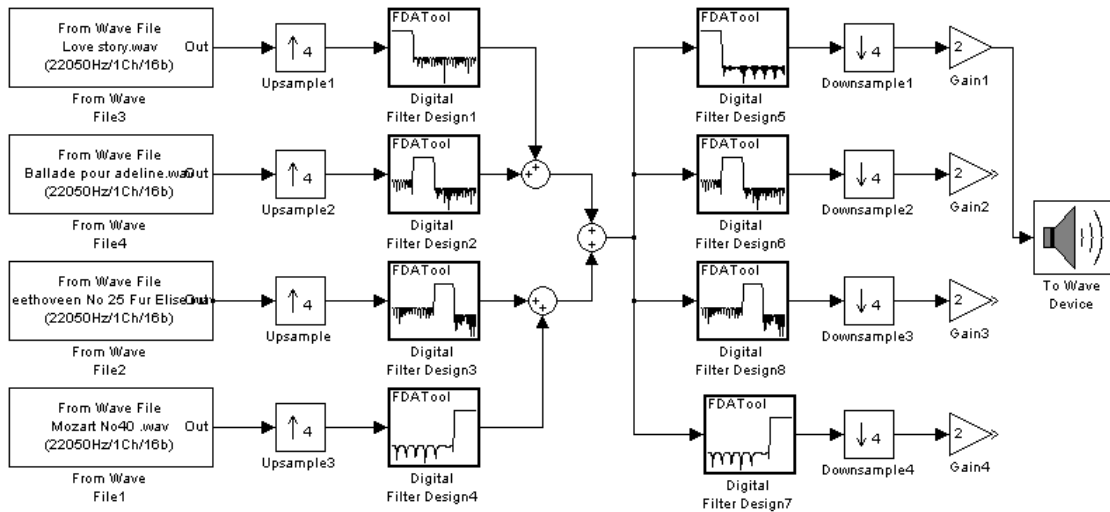
Th- viện của Simulink cũng bao gồm toàn bộ th- viện các khối nh- : khối nhận tín hiệu, các khối nguồn tín hiệu, các phần tử tuyến tính và phi tuyến, các đầu nối chuẩn. Ng-ời sử dụng có thể quan sát hệ thống ở mức tổng quát, vừa có thể đạt đ-ợc mức độ cụ thể bằng cách nháy kép vào từng khối xác định xem xét chi tiết mô hình của từng khối. Với cách xây dựng kiểu này, ng-ời sử dụng có thể hiểu đ-ợc sâu sắc tổ chức của một mô hình và những tác động qua lại của các phần tử trong mô hình nh- thế nào.

Sau khi tạo lập ra đ-ợc một mô hình, ng-ời sử dụng có thể mô phỏng nó trong Simulink bằng cách nhập lệnh trong các cửa sổ lệnh của Matlab hay sử dụng các Menu có sẵn. Hơn nữa ng-ời sử dụng có thể thay đổi thông số một cách trực tiếp và nhận biết đ-ợc các ảnh h-ởng đến mô hình.

3.2. THỰC HIỆN MÔ PHỎNG

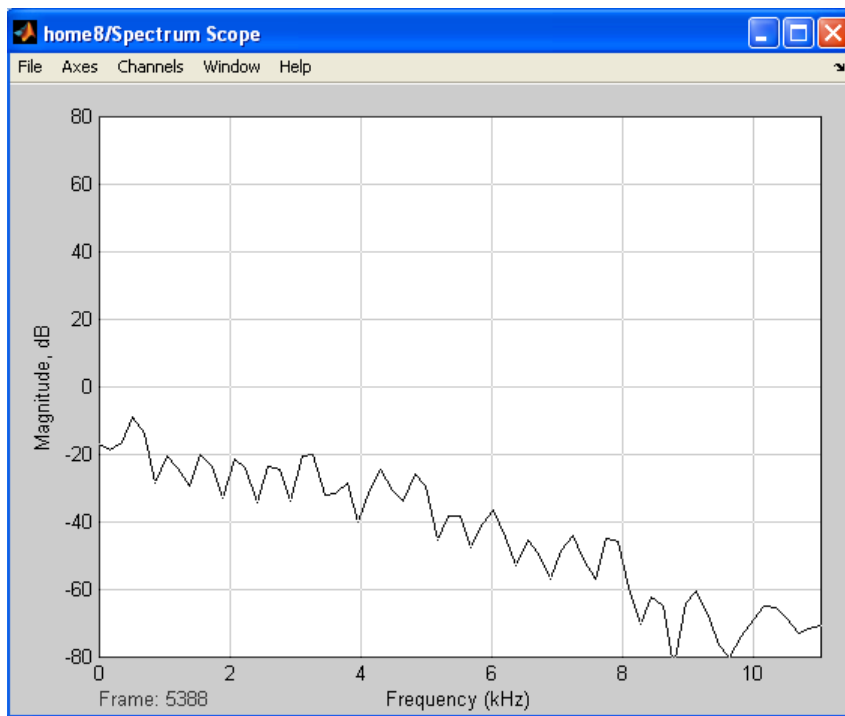
* Mô hình hệ thống ghép kênh theo tần số

Ở đây, để đảm bảo đầy đủ các đặc tính, độ phức tạp và với mức độ cho phép của máy tính em lựa chọn mô phỏng hệ thống ghép kênh theo tần số với 4 kênh, các tín hiệu đầu vào là 4 tín hiệu âm thanh có tần số lấy mẫu là 22.05KHz. Bốn tín hiệu này lần l-ợt qua 4 bộ nội suy với $L=4$. Đầu ra các bộ nội suy này đ-ợc nối với các bộ lọc thông thấp, thông dải và thông cao. Sau đó 4 tín hiệu này sẽ đ-ợc tổng hợp và truyền đi. Phía thu cũng là các bộ lọc để lọc lấy tín hiệu cần thiết. Sau đó đ-ợc đ- a ra loa để ta có thể nhận biết đ-ợc có tín hiệu ra hay không và chất l-ợng có tốt hay không?



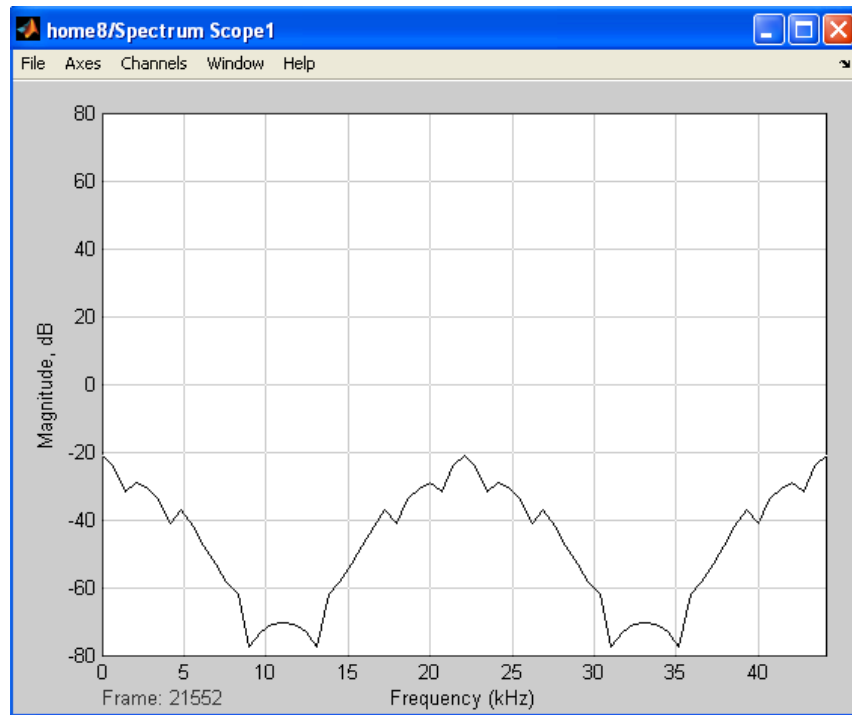
Hình 3.1. Sơ đồ mô phỏng hệ thống ghép kênh số

Tín hiệu mô phỏng là 1 bản nhạc với tần số lấy mẫu là 22.050KHz (hình 3.2). Như vậy mỗi kênh sẽ có độ rộng băng tần là 11.025KHz, băng thông của đường truyền là 44.1KHz



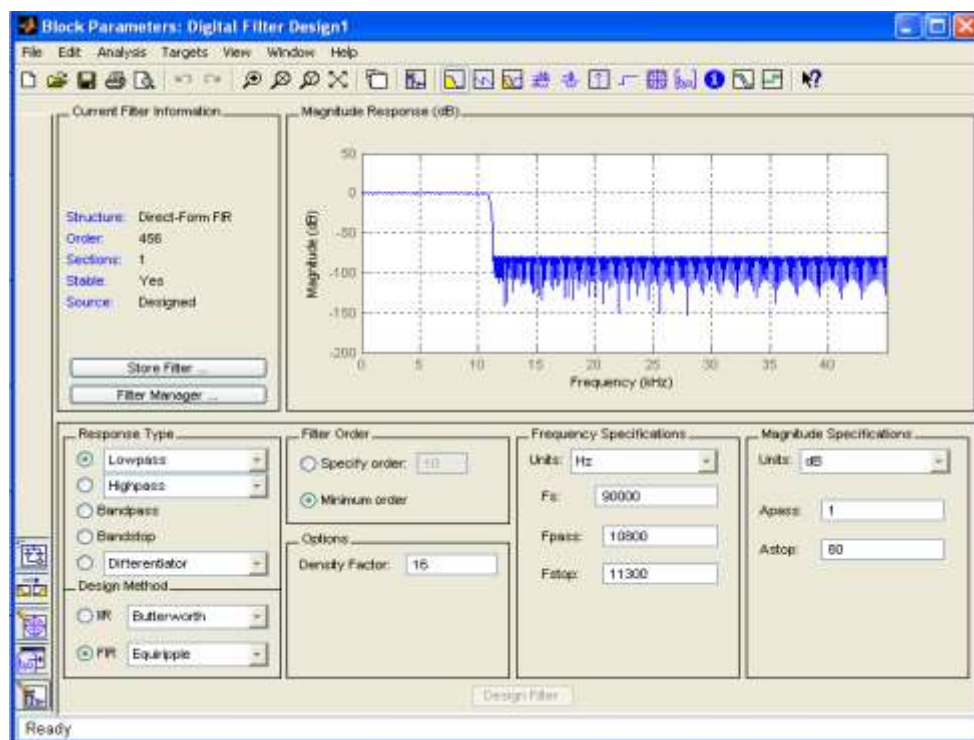
Hình 3.2. Tín hiệu ban đầu tại kênh thứ nhất

Tín hiệu này sẽ đ-ợc đ- a qua bộ nội suy với hệ số $N=4$ sẽ thu đ-ợc đoạn phổ nh- hình 3.3.



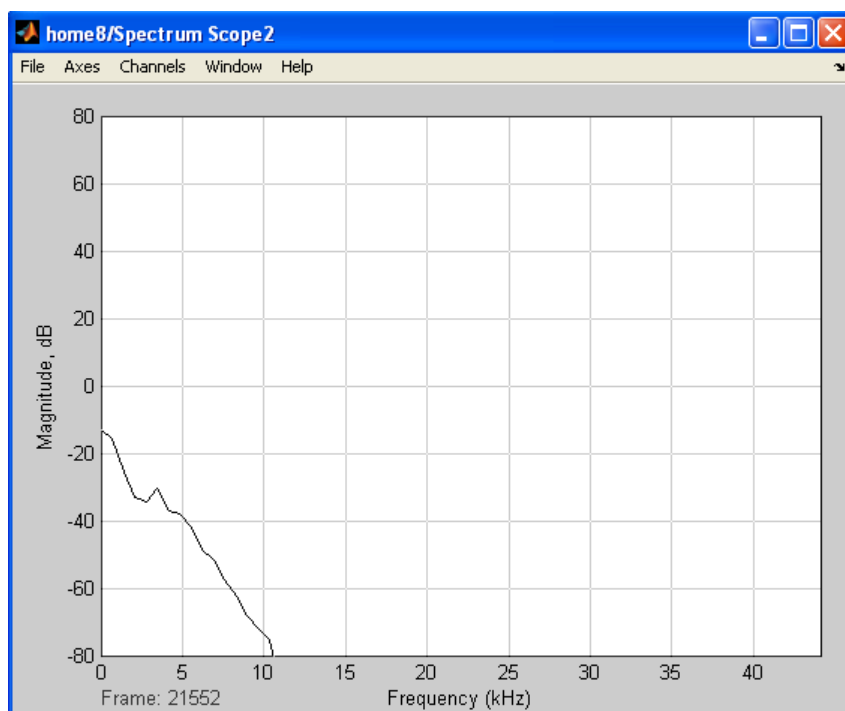
Hình 3.3. Tín hiệu kênh 1 qua bộ nội suy $N=4$

Tiếp tục tín hiệu sẽ đ-ợc lọc qua bộ LPF. Chọn bộ lọc FIR theo ph-ơng pháp Equiripple tần số lấy mẫu bộ lọc 90KHz nh- hình 3.4



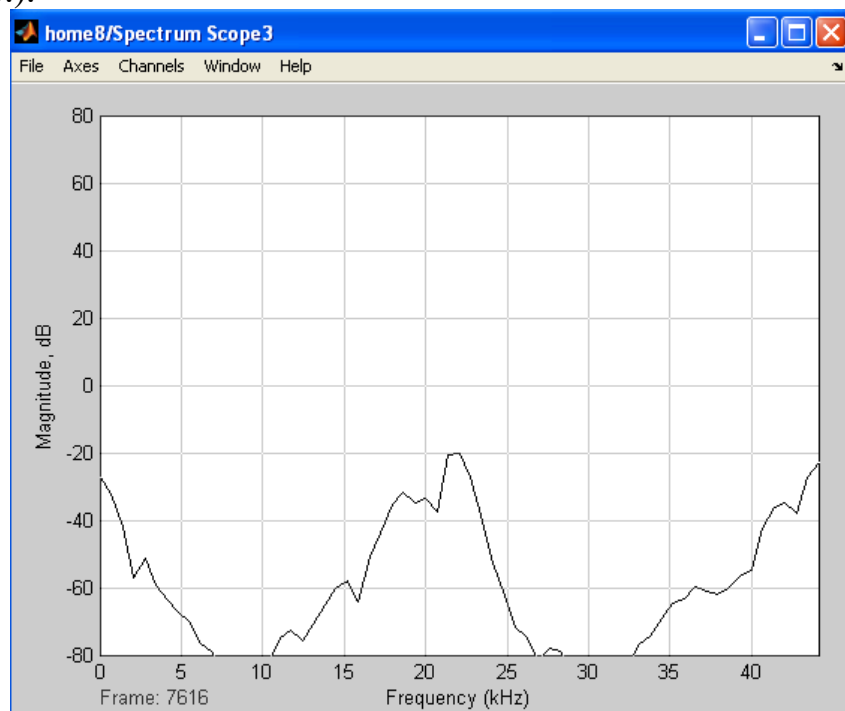
Hình 3.4. Bộ lọc thông thấp LPF

Đầu ra của bộ lọc thông thấp ta đ-ợc tín hiệu trong khoảng 0-11.025KHz nh-
hình 3.5.



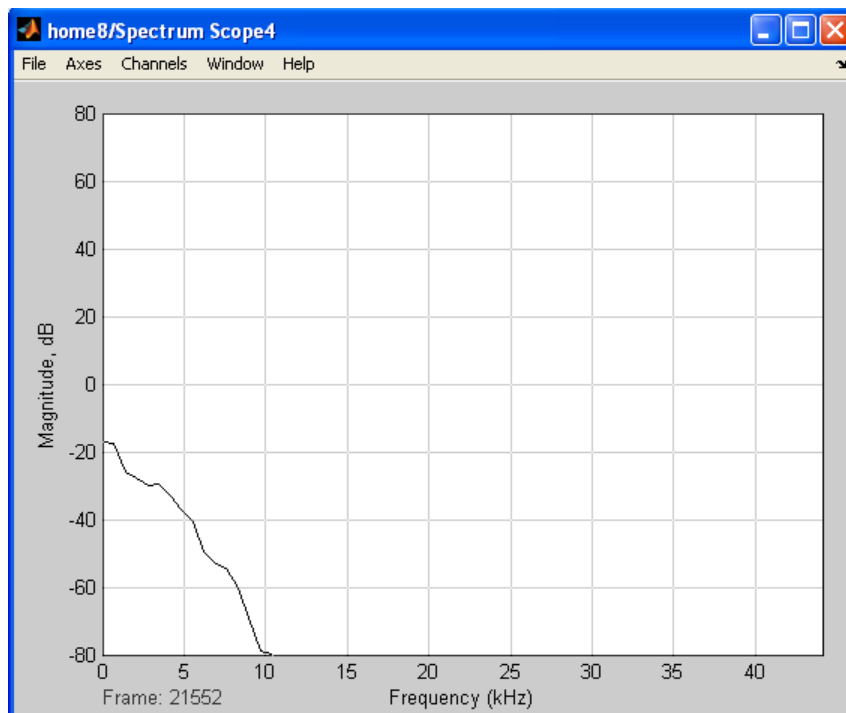
Hình 3.5. Tín hiệu qua bộ lọc thông thấp (kênh 1)

Tổng hợp 4 tín hiệu này ta đ-ợc 1 luồng số có tần số 44.1KHZ và truyền đi (hình 3.6.).

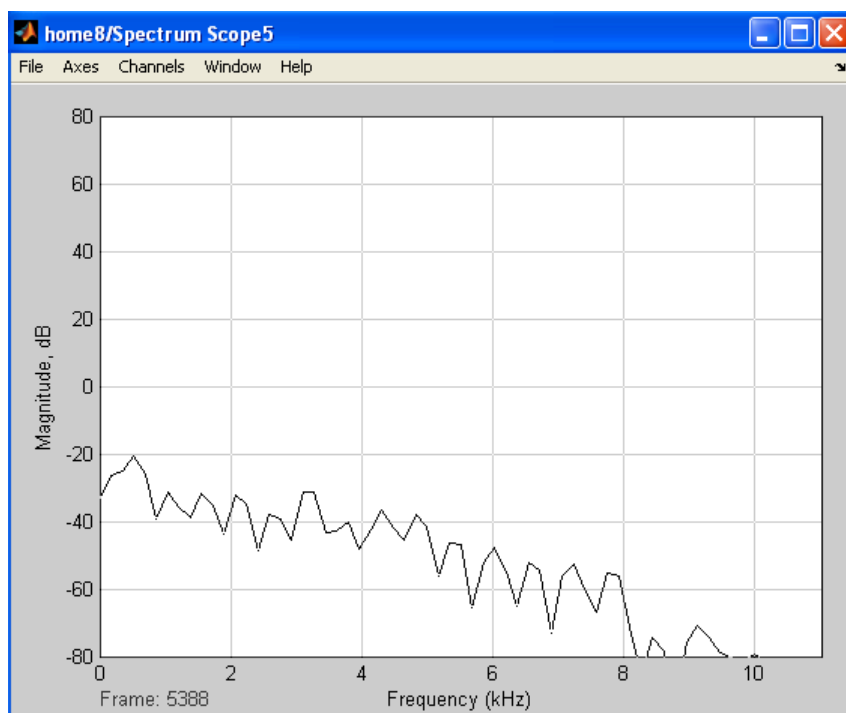


Hình 3.6. Tổng hợp tín hiệu đ-ợc truyền đi

Phía thu cũng là bộ lọc với các thông số t-ong tự nh- bên phát ghép
luồng, từ đó ta có giải điều chế ng- ọc lại để khôi phục tín hiệu.



Hình 3.7. Tín hiệu qua bộ lọc LPF phía thu (kênh 1)



Hình 3.8. Qua bộ phân chia để khôi phục lại tín hiệu ban đầu (kênh 1)

Nhận xét

Ta thấy tín hiệu giữa đầu vào và đầu ra của hệ thống giống nhau hoàn toàn về dạng phổ. Tại đầu ra nó chỉ bị trễ và suy hao đi một khoảng. Tuy nhiên để cho việc khôi phục được chính xác hơn thì độ dài của các mạch lọc thông thấp và mạch lọc thông cao là N càng dài càng tốt. Nếu độ dài của các mạch lọc lớn thì việc xây dựng mô hình rất phức tạp, tốc độ đáp ứng của hệ thống chậm, còn nếu độ dài nhỏ thì tốc độ đáp ứng của hệ thống nhanh nhưng việc khôi phục tín hiệu ban đầu sẽ không đạt yêu cầu, nên ta phải lựa chọn độ dài và phương pháp thiết kế bộ lọc số thích hợp để đảm bảo yêu cầu.

KẾT LUẬN

Với mục đích của đề tài là nghiên cứu kỹ thuật ghép kênh theo tần số, nên nội dung đề tài đã trình bày các bộ lọc, bộ biến đổi nội suy và phân chia để từ đó có thể ứng dụng vào thực tế để xây dựng đ- ọc hệ thống hoạt động hiệu quả nhất.

Tuy nhiên trong giới hạn của đề tài này ch- a trình bày đầy đủ đ- ọc những ứng dụng cụ thể của kỹ thuật ghép kênh theo tần số nh- ghép hình ảnh, tín hiệu bất kỳ. Đây cũng là hạn chế, đồng thời cũng là h- óng phát triển đề tài.

Trong thời gian thực hiện đồ án tốt nghiệp, em đã cố gắng tìm hiểu, học hỏi về lĩnh vực này. Tuy nhiên đây là một lĩnh vực mới và do trình độ bản thân và thời gian còn hạn chế nên chắc chắn sẽ còn nhiều sai sót, mong các thầy cô giáo đóng góp ý kiến, chỉ bảo để cho đồ án tốt nghiệp của em đ- ọc hoàn chỉnh hơn.

Em xin gửi lời cảm ơn đến các thầy cô giáo trong khoa Điện-Điện tử, đặc biệt là thầy Nguyễn Văn D- ơng đã tận tình giúp đỡ em hoàn thành đồ án này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Nguyễn Quốc Trung (2001), *Xử lý tín hiệu và lọc số* (tập 1, 2), Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật.
2. Phạm Minh Hà (1997), *Kỹ thuật mạch điện tử*, Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật.
3. Nguyễn Hữu Tình, Lê Tấn Dũng, Phạm Thị Ngọc Yến, Nguyễn Thị Lan H-ong (1999), *Cơ sở matlab và ứng dụng*, Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật.
4. John R. Deller, John H.L. Hansen, John G. Proakis, *Discrete-Time Processing of Speech Signals*, Wiley-IEEE Press, (1999).
5. Hồ Anh Túy, *Xử lý tín hiệu số*, Nhà xuất bản Khoa học kỹ thuật (1996).
6. John G. Proakis, Dimitris G. Manolakis, *Digital Signal Processing*, Prentice -Hall Internation, United States (1996)
7. John G. Proakis, Charles M. Rader, Fuyun Ling, Chrysostomos L.Nikias, *Advanced Digital Signal Processing*, Macmollan Publishing Company, Republic of Singapore (1992).
8. Ts. Cao Phán, Ths. Cao Hồng Sơn, *Ghép kênh tín hiệu số*, Học viện Công nghệ b- u chính viễn thông (2007)
9. Quách Tuấn Ngọc, *Xử lý tín hiệu số*, Nhà xuất bản Giáo dục (1997).