

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC DÂN LẬP HẢI PHÒNG



ISO 9001:2008

BÁO CÁO KHOA HỌC

NGÀNH ĐIỆN TỬ VIỄN THÔNG

XÂY DỰNG CÁC BÀI THÍ NGHIỆM XỬ LÝ TÍN HIỆU SỐ TRÊN MATLAB

Chủ nhiệm đề tài: ThS. Nguyễn Văn Dương

HẢI PHÒNG 2012

I. MỞ ĐẦU

Hiện nay sinh viên ngành Điện tử và Công nghệ thông tin học và nghiên cứu về tín hiệu, xử lý tín hiệu hoàn toàn trên lý thuyết dẫn đến rất khó hiểu rõ được vấn đề. Với đề tài này sinh viên có thể dễ dàng thao tác trực quan, thí nghiệm được với tín hiệu và hệ thống xử lý. Do vậy sinh viên dễ dàng tiếp thu, nắm vững kiến thức môn học và có thể phát triển được các ứng dụng trong ngành Điện tử viễn thông, đề tài đã xây dựng các chương trình phần mềm để mô phỏng, phân tích, tính toán đối với tín hiệu và xây dựng các mô hình thí nghiệm trong Simulink của MATLAB. Cụ thể, đề tài xây dựng các bài:

- 1. Lấy mẫu và tín hiệu rời rạc*
- 2. Nghiên cứu tính ổn định, nhân quả của hệ thống*
- 3. Phân tích phổ của tín hiệu*
- 4. Thiết kế và xây dựng mô hình bộ lọc*
- 5. Hệ thống ghép kênh OFDM, TDM*
- 6. Hệ thống mã hóa Band con*

II. TỔNG QUAN

Hiện nay đã có các bộ chương trình tính toán, mô phỏng sử dụng cho môn học xử lý tín hiệu số ở các trường, nhưng các bộ chương trình đó thiếu tính trực quan, không phù hợp với nội dung học tại trường Đại học Dân lập Hải Phòng, và đặc biệt là chưa xây dựng được các ứng dụng của môn học.

Các bài mô phỏng, thí nghiệm được xây dựng ở đây nhằm minh họa trực quan lý thuyết và ứng dụng của môn học Xử lý tín hiệu số được xây dựng bằng phần mềm MATLAB giúp cho sinh viên có thể dễ dàng nắm bắt và vận dụng các kiến thức của môn học. Cụ thể đề tài nghiên cứu xây dựng 5 bài, bao gồm:

Bài 1. Lấy mẫu và tín hiệu rời rạc: Được viết bằng .m file với giao diện dễ quan sát và thao tác. Bài này giúp sinh viên nắm được bản chất của quá trình rời rạc hóa tín hiệu, và ảnh hưởng của tần số lấy mẫu đến việc khôi phục lại tín hiệu tương tự từ các mẫu.

Bài 2. Nghiên cứu tính ổn định, nhân quả của hệ thống: Khảo sát hệ thống, dùng chương trình kiểm tra tính nhân quả, ổn định của hệ thống.

Bài 3. Phân tích phổ của tín hiệu: Sử dụng biến đổi DFT để nghiên cứu phổ biên độ và pha của các tín hiệu.

Bài 4. Thiết kế và xây dựng mô hình bộ lọc: Viết chương trình bằng .m file để tính toán các thông số của bộ lọc (gồm 2 loại bộ lọc là FIR và IIR). Sau đó sử dụng sơ đồ cấu trúc bộ lọc trong Simulink của MATLAB để thí nghiệm tính chất lọc tần số với các thông số đã thiết kế.

Bài 5. Hệ thống ghép kênh OFDM, TDM, Mã hóa Band con: Ứng dụng bộ phân chia và nội suy, xây dựng các hệ thống ghép kênh OFDM, TDM, Mã hóa Band con trong Simulink của MATLAB. Thí nghiệm hệ thống với các tín hiệu vào khác nhau.

III. ĐỐI TƯỢNG, ĐỊA ĐIỂM, THỜI GIAN, NỘI DUNG VÀ PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

3.1. Đối tượng: Viết lý thuyết và xây dựng các bài thí nghiệm theo chương trình học và nâng cao trực quan trên MATLAB

3.2. Địa điểm: Trường Đại học Dân lập Hải phòng.

3.3. Thời gian: từ 28/5/2011 đến 25/2/2012

3.4. Nội dung và phương pháp nghiên cứu:

Nội dung nghiên cứu

- Nghiên cứu lý thuyết xử lý tín hiệu số
- Tìm hiểu ngôn ngữ MATLAB
- Xây dựng các bài thí nghiệm trực quan, hệ thống từ cơ sở đến ứng dụng trên MATLAB

Phương pháp nghiên cứu

- Nghiên cứu lý thuyết kết hợp viết chương trình phần mềm

IV. TRÌNH BÀY, ĐÁNH GIÁ THẢO LUẬN KẾT QUẢ

4.1. Lấy mẫu và tín hiệu rời rạc

Để sử dụng các phương pháp xử lý số tín hiệu đối với tín hiệu tương tự, chúng ta cần biểu diễn tín hiệu như một dãy các giá trị. Để thực hiện biến đổi, thông thường người ta dùng phương pháp lấy mẫu tín hiệu tương tự. Từ $x_a(t)$, lấy các giá trị cách đều nhau ta được:

$$x(n) = x_a(nT) \quad -\infty < n < \infty \quad (1.1)$$

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 tương tự được xác định như 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 $x_a(t)$ được định nghĩa

$$X_a(j\Omega) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} x_a(t) e^{-j\Omega t} dt \quad (1.2)$$

và biến đổi Fourier của dãy $x(n)$ được định nghĩa như trong phương trình

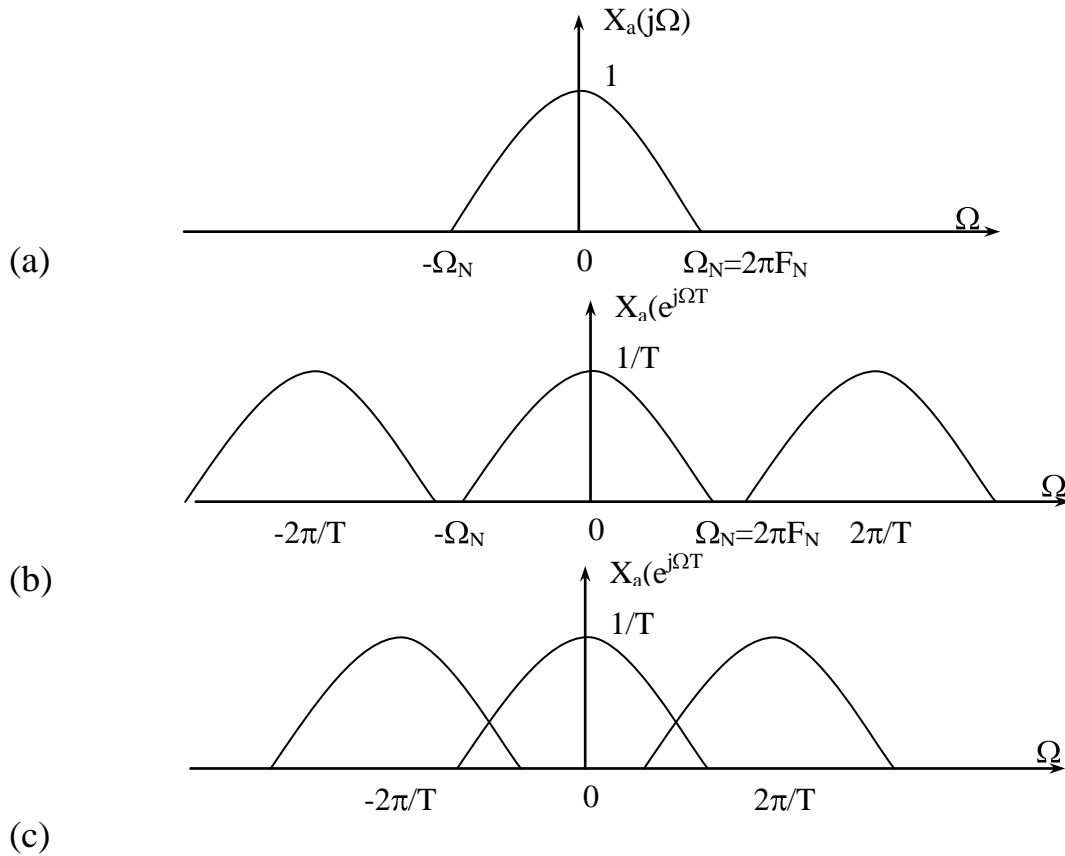
$$X(e^{j\omega}) \triangleq \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-j\omega n} \quad (1.3)$$

thì nếu $X(e^{j\omega})$ được tính cho tần số $\omega = \Omega T$, ta có $X(e^{j\Omega T})$ quan hệ với $X(j\Omega)$ bằng phương trình:

$$X(e^{j\Omega T}) \triangleq \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a\left(j\Omega + j\frac{2\pi}{T}k\right) \quad (1.4)$$

Để thấy được mối quan hệ trong phương trình (1.4), ta hãy giả thiết rằng $X_a(j\Omega)$ được biểu diễn như hình 1.1a, như vậy $X_a(j\Omega) = 0$ với $|\Omega| > \Omega_N = 2\pi F_N$, tần số F_N gọi là tần số Nyquist. Theo như phương trình (1.4), $X(e^{j\Omega T})$ 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 1.1b biểu diễn trường hợp $1/T > 2F_N$. Hình 1.1c biểu diễn trường hợp $1/T < 2F_N$, trong trường hợp này trung tâm của

ảnh tại $2\pi/T$ gọi lên dải cơ bản. Điều kiện này, nơi mà một tần số cao có vẻ đảm nhiệm giống như là tần số thấp, được gọi là trùm phổ. Rõ ràng rằng hiện tượng trùm phổ chỉ tránh được 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 1.1. Minh họa lấy mẫu tần số

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

$$X(e^{j\Omega T}) \Big|_{|\Omega| < \frac{\pi}{T}} = \frac{1}{T} X_a(j\Omega) \quad (1.5)$$

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

$$x_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a(nT) \left[\frac{\sin \left[\frac{\pi}{T} (t - nT) \right]}{\pi (t - nT) / T} \right] \quad (1.6)$$

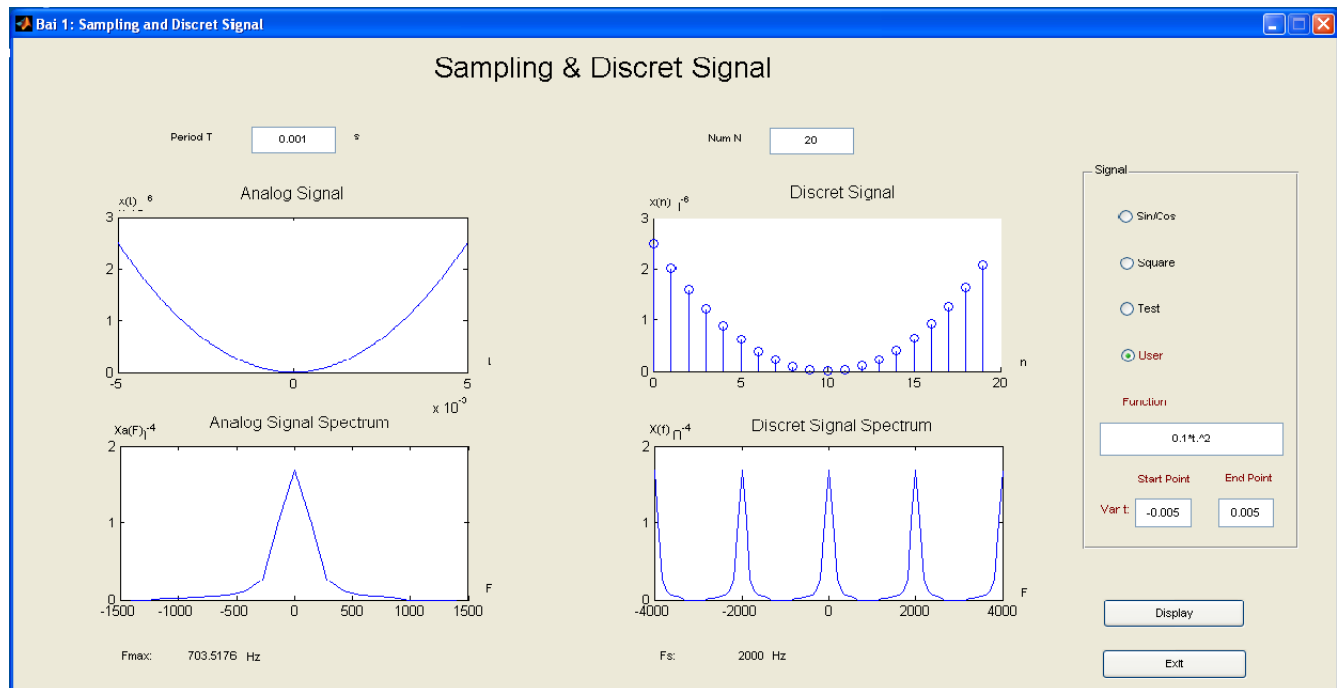
Như vậy với tần số lấy mẫu lớn hơn hoặc bằng hai lần tần số Nyquist thì ta có thể khôi phục lại tín hiệu tương tự cơ bản bằng phương trình (1.6).

Chương trình:

Tại cửa sổ Command của MATLAB chạy chương trình:

```
>> Bai_1
```

Ta được giao diện như hình 1.2.



Hình 1.2. Giao diện chương trình bài 1

Trong giao diện chương trình ta có thể thao tác:

- Lựa chọn dạng tín hiệu nghiên cứu trong mục *Signal*: SinCos/Square/Test/User
- Thay đổi chu kỳ tín hiệu trong mục *Period T*; số điểm rời rạc trong *Num N*
- Bấm nút *Display* để quan sát kết quả

Yêu cầu: Hiểu được nguyên tắc lấy mẫu tín hiệu; Ảnh hưởng của chu kỳ lấy mẫu đến phổ của tín hiệu sau lấy mẫu, từ đó xác định có thể khôi phục được tín hiệu tương tự từ các mẫu hay không.

4.2. Tín hiệu và hệ thống trong miền Z

Sự biến đổi sang miền Z của một dãy được định nghĩa bằng hai phương trình sau:

$$X(Z) \stackrel{\text{def}}{=} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) Z^{-n} \quad (2.1a)$$

$$x(n) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{2\pi j} \oint_C X(Z) Z^{n-1} dZ \quad (2.1b)$$

Từ một dãy $x(n)$ để biến đổi sang miền Z (biến đổi thuận), ta dùng công thức (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;

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x(n) Z^{-n}| < \infty \quad (2.2)$$

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

$$R_1 < |Z| < R_2 \quad (2.3)$$

Phép biến đổi Z ngược được đưa ra bởi tích phân đường trong phương trình (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.

Tính nhân quả và ổn định của hệ thống

Trong miền thời gian, hệ thống tuyến tính bất biến là nhân quả khi đáp ứng xung của hệ thống thỏa mãn điều kiện: $h(n) = 0$ với $n < 0$. Nếu hệ thống được biểu diễn trong miền Z, thì đối với dãy nhân quả, miền của biến đổi Z phải là miền nằm ngoài vòng tròn bán kính nào đó. Từ đây có thể suy ra hệ thống tuyến tính bất biến theo thời gian là nhân quả khi và chỉ khi miền hội tụ của hàm hệ thống là miền nằm ngoài vòng tròn với bán kính $r < \infty$, kể cả điểm $Z = \infty$.

Tính ổn định của hệ thống tuyến tính bất biến theo thời gian cũng có thể được biểu diễn thông qua các đặc tính của hàm hệ thống. Ta đã biết điều kiện cần và đủ để đảm bảo tính ổn định của hệ thống tuyến tính bất biến theo thời gian là:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |h[n]| < \infty \quad (2.4)$$

Trong miền Z, điều kiện này tương đương với việc miền hội tụ của hàm hệ thống H(Z) phải chứa vòng tròn đơn vị.

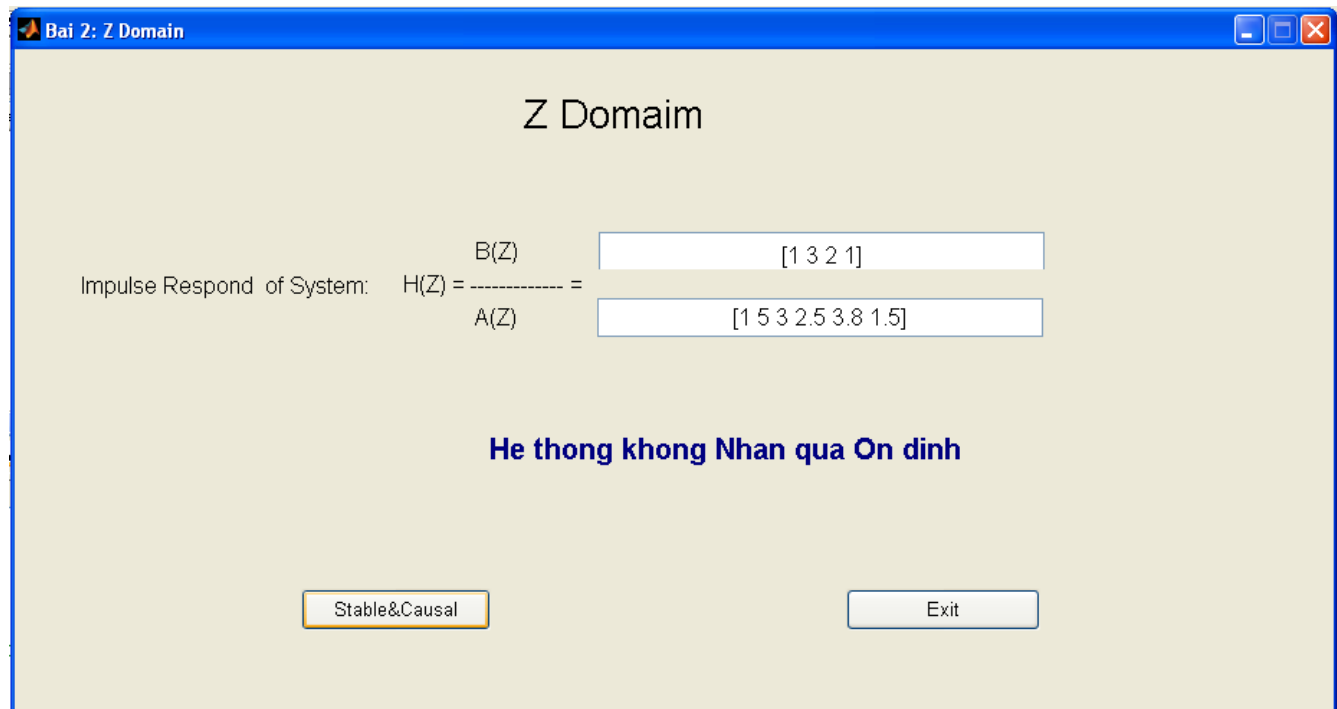
Như vậy, để hệ thống là nhân quả và ổn định thì hàm hệ thống phải hội tụ với $|Z| > r < 1$. Bởi vì miền hội tụ không thể chứa bất cứ một điểm cực nào của H(Z), do vậy suy ra rằng hệ thống tuyến tính bất biến nhân quả và ổn định khi và chỉ khi tất cả các cực của H(Z) nằm bên trong vòng tròn đơn vị.

Chương trình:

Tại cửa sổ Command của MATLAB chạy chương trình:

```
>> Bai_2
```

Ta được giao diện như hình 2.1.



Hình 2.1. Giao diện chương trình bài 2

Trong giao diện chương trình ta có thể thao tác:

- Nhập đa thức tử (B(Z)) và đa thức mẫu (A(Z)) mục *Impulse Respond of System*
- Bấm nút *Stable&Causal* để kiểm tra tính ổn định và nhân quả của hệ thống

Yêu cầu: Sử dụng chương trình để kiểm tra tính ổn định, nhân quả của hệ thống

4.3. Tín hiệu và hệ thống trong miền tần số

Biến đổi Fourier

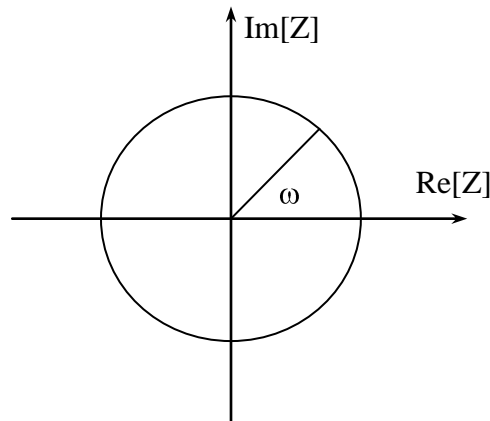
Phép biến đổi Fourier của tín hiệu rời rạc theo thời gian được biểu diễn bằng công thức sau:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-j\omega n} \quad (3.1a)$$

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega \quad (3.1b)$$

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 3.1, 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 (2.2), ta có:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x(n)| < \infty \quad (3.2)$$



Hình 3.1. 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 (3.1a). 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).

Biến đổi Fourier rời rạc (DFT)

Khi tín hiệu tương tự là một tín hiệu tuần hoàn với chu kỳ N, tức là:

$$\tilde{x}(n) = \tilde{x}(n + N) \quad -\infty < n < \infty \quad (3.3)$$

Như vậy $\tilde{x}(n)$ có thể biểu diễn bằng tổng rời rạc, không cần biểu diễn bằng tích phân như trong phương trình (3.1b). Biểu diễn Fourier của một dãy tuần hoàn là:

$$\tilde{X}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (3.4a)$$

$$\tilde{x}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (3.4b)$$

Đây là sự biểu diễn chính xác của dãy tuần hoàn. Bây giờ ta xét đến dãy có độ dài hữu hạn, tức là các giá trị nằm ngoài khoảng $0 \leq n \leq N-1$ đều bằng không, biến đổi Z của dãy đó sẽ là:

$$X(Z) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) Z^{-n} \quad (3.5)$$

Nếu tính $X(Z)$ tại N điểm cách đều nhau trên vòng tròn đơn vị, tức là $Z_k = e^{j\frac{2\pi}{N}k}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, ta sẽ được:

$$X\left(e^{j\frac{2\pi}{N}k}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.6)$$

Nếu ta cấu trúc một dãy thành vô hạn, bằng cách lặp lại dãy $x(n)$ như sau:

$$\tilde{x}(n) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x(n + rN) \quad (3.7)$$

Ta thấy dễ dàng tính $X\left(e^{j\frac{2\pi}{N}k}\right)$ bằng phương trình (3.4a). Như vậy một dãy có độ dài hữu hạn có thể sử dụng biến đổi Fourier rời rạc (Discrete Fourier Transform_DFT) theo công thức:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (3.8a)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (3.8b)$$

Rõ ràng rằng phương trình (3.8) và (3.4) chỉ khác nhau là bỏ kí hiệu \sim (kí hiệu chỉ tính tuần hoàn) và hạn chế trong khoảng $0 \leq k \leq N-1$, $0 \leq n \leq N-1$. Tuy nhiên một điều quan trọng

khi sử dụng biểu diễn DFT là tất cả các dãy được xét đến như là tuần hoàn. Tức là DFT thực sự là sự biểu diễn của dãy tuần hoàn đưa ra trong phương trình (3.7). Một điểm khác là khi biểu diễn DFT được sử dụng thì các chỉ số dãy phải được thể hiện phần dư của $N \pmod$. Điều này xuất phát từ thực tế là nếu $x(n)$ có độ dài N thì

$$\tilde{x}(n) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x(n + rN) = x(n \pmod N) = x(n) \quad (3.9)$$

Kí hiệu dấu ngoặc đơn kép ở trên để chỉ tính chu kỳ lặp lại của biểu diễn DFT. Một đặc điểm hiển nhiên nhất là dãy dịch chuyển được dịch đi phần dư của N .

Biểu diễn DFT có những ưu điểm sau

- DFT, $X(k)$ có thể được xem như cấp độ lấy mẫu của biến đổi Z (hoặc biến đổi Fourier) của dãy hữu hạn.
- DFT có các thuộc tính rất giống với nhiều thuộc tính hữu ích của biến đổi Z và biến đổi Fourier.
- Giá trị N của $X(k)$ có thể tính rất hiệu quả bằng cách sử dụng các thuật toán như FFT (Fast Fourier Transform).

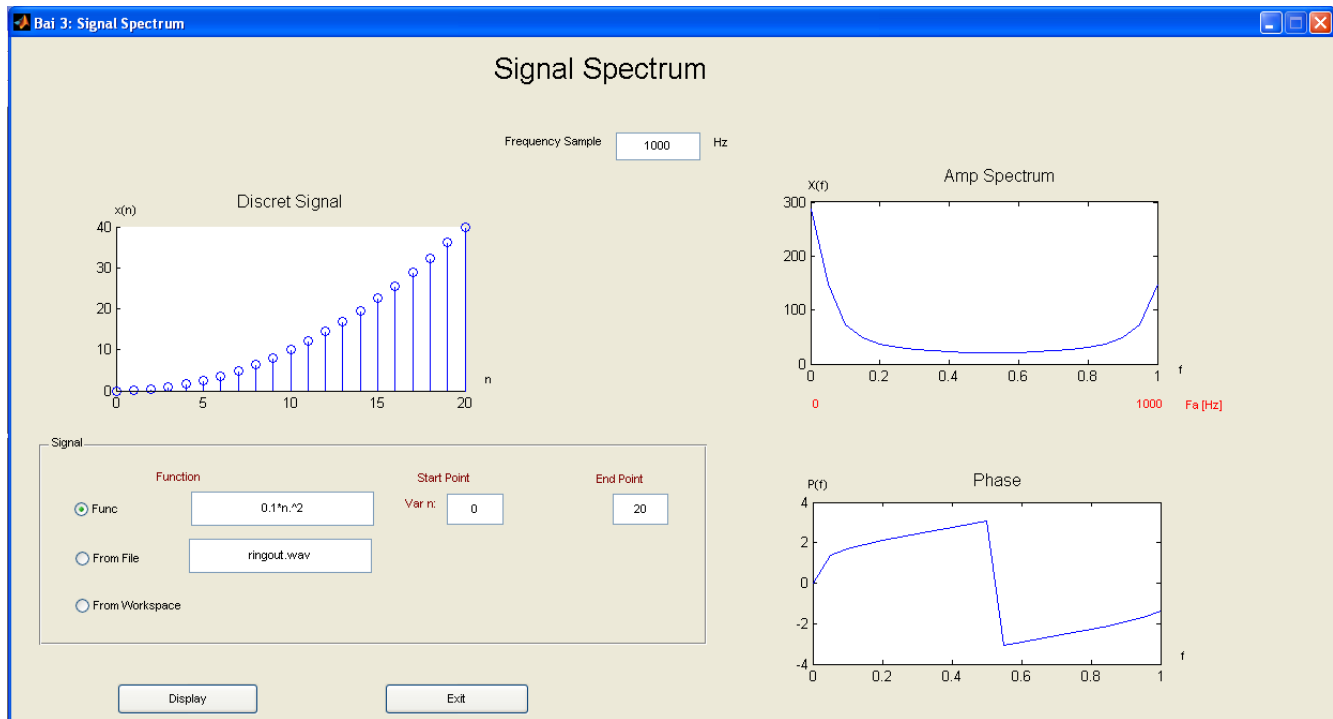
Chương trình:

Tại cửa sổ Command của MATLAB chạy chương trình:

```
>> Bai_3
```

Ta được giao diện như hình 3.2. Trong giao diện chương trình ta có thể thao tác:

- Lựa chọn dạng tín hiệu nghiên cứu trong mục *Signal*: Func/From File/From Workspace
- Thay đổi tần số lấy mẫu trong mục *Frequency Sample*
- Bấm nút *Display* để quan sát kết quả



Hình 3.2. Giao diện chương trình bài 3

Yêu cầu: Thay đổi các tín hiệu khác nhau, quan sát phổ; Xác định mối quan hệ giữa tần số chuẩn hóa và tần số lấy mẫu.

4.4. Bộ lọc số

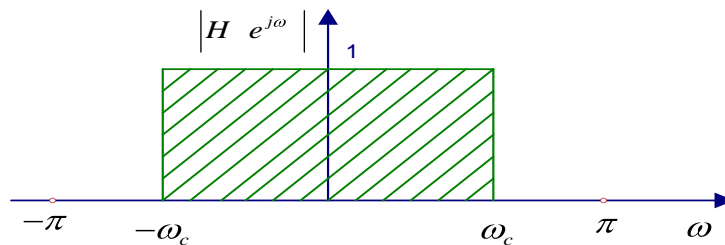
Đặc tuyến tần số của bộ lọc lý tưởng

Việc thiết kế các bộ lọc số thực tế đều đi từ lý thuyết các bộ lọc số lý tưởng. Chúng ta sẽ tiến hành nghiên cứu bốn bộ lọc số tiêu biểu là:

*** Bộ lọc số thông thấp lý tưởng**

Đáp ứng biên độ của bộ lọc số thông thấp lý tưởng được định nghĩa như sau:

$$|H e^{j\omega}| = \begin{cases} 1 & -\omega_c \leq \omega \leq \omega_c \\ 0 & \omega \text{ còn lại} \end{cases} \quad (4.1)$$



Hình 4.1. Đồ thị của đáp ứng biên độ của bộ lọc số thông thấp lý tưởng

Ở đây $|H e^{j\omega}|$ là đối xứng, tức là chúng ta đã định nghĩa bộ lọc số thông thấp lý tưởng với $h[n]$ là thực, sau này nếu $|H e^{j\omega}|$ là đối xứng thì ta chỉ cần xét một nửa chu kỳ $0 \leq \omega \leq \pi$ là đủ. Nếu chỉ xét trong một nửa chu kỳ thì các tham số của bộ lọc số thông thấp lý tưởng sẽ như sau:

ω_c : Tần số cắt

$0 \leq \omega \leq \omega_c$: Dải thông

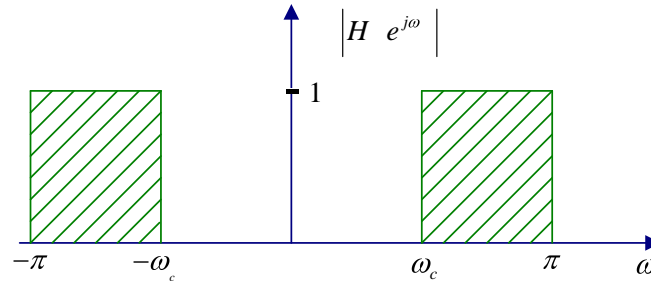
$\omega_c \leq \omega \leq \pi$: Dải chặn

*** Bộ lọc số thông cao lý tưởng**

Cũng giống như bộ lọc số thông thấp lý tưởng, bộ lọc số thông cao lý tưởng cũng được định nghĩa theo đáp ứng biên độ

$$H e^{j\omega} = \begin{cases} 1 & \begin{cases} -\pi \leq \omega \leq -\omega_c \\ \omega_c \leq \omega \leq \pi \end{cases} \\ 0 & \omega \text{ còn lại} \end{cases} \quad (4.2)$$

$-\pi \leq \omega \leq \pi$



Hình 4.2. Đồ thị của đáp ứng biên độ của bộ lọc số thông cao lý tưởng.

Nếu xét trong một nửa chu kỳ thì các tham số của bộ lọc thông cao lý tưởng sẽ như sau:

ω_c : Tần số cắt

$0 \leq \omega \leq \omega_c$: Dải chặn

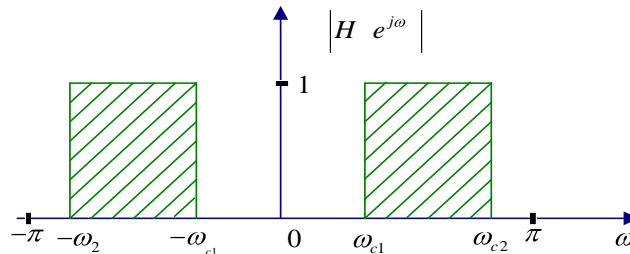
$\omega_c \leq \omega \leq \pi$: Dải thông

* Bộ lọc số thông dải lý tưởng

Đáp ứng biên độ của bộ lọc số thông dải lý tưởng được định nghĩa như sau:

$$H e^{j\omega} = \begin{cases} 1 & \begin{cases} -\omega_{c2} \leq \omega \leq -\omega_{c1} \\ \omega_{c1} \leq \omega \leq \omega_{c2} \end{cases} \\ 0 & \omega \text{ còn lại} \end{cases} \quad (4.3)$$

$-\pi \leq \omega \leq \pi$



Hình 4.3. Đồ thị đáp ứng biên độ của bộ lọc số thông dải lý tưởng .

Đáp ứng biên độ $|H e^{j\omega}|$ là đối xứng trong một chu kỳ $-\pi \leq \omega \leq \pi$ vì vậy chúng ta chỉ cần xét trong một nửa chu kỳ $0 \leq \omega \leq \pi$. Trong một nửa chu kỳ này bộ lọc thông dải chỉ cho thông qua các thành phần tần số từ ω_{c1} đến ω_{c2} .

Các tham số của bộ lọc thông dải lý tưởng như sau:

ω_{c1} : Tần số cắt dưới.

ω_{c2} : Tần số cắt trên

$\omega_{c1} \leq \omega \leq \omega_{c2}$: Dải thông

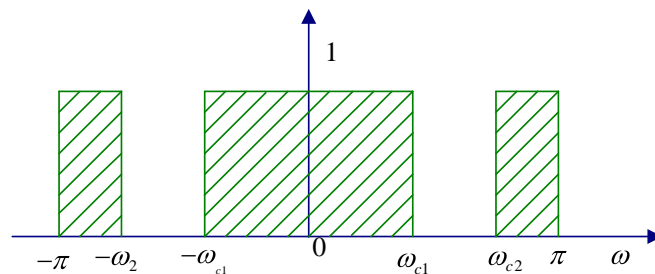
$\begin{cases} 0 \leq \omega \leq \omega_{c1} \\ \omega_{c2} \leq \omega \leq \pi \end{cases}$: Dải chắn

*** Bộ lọc chắn dải lý tưởng**

Đáp ứng biên độ của bộ lọc chắn dải lý tưởng được định nghĩa như sau:

$$H e^{j\omega} = \begin{cases} 1 & \begin{cases} -\pi \leq \omega \leq -\omega_{c2} \\ \omega_{c1} \leq \omega \leq \omega_{c1} \\ \omega_{c2} \leq \omega \leq \pi \end{cases} \\ 0 & \omega \text{ còn lại} \end{cases} \quad (4.4)$$

$-\pi \leq \omega \leq \pi$



Hình 4.4. Đồ thị của đáp ứng biên độ của bộ lọc số chắn dải lý tưởng

Nếu các bộ lọc thông tất, bộ lọc thông dải và bộ lọc chắn dải có cùng đáp ứng pha thì ta có quan hệ sau :

$$H_{bs} e^{j\omega} = H_{ap} e^{j\omega} - H_{bp} e^{j\omega}$$

Ở đây $H_{bs} e^{j\omega}$ Là đáp ứng tần số của bộ lọc chắn dải; $H_{ap} e^{j\omega}$ Là đáp ứng tần số của bộ lọc thông tất; $H_{bp} e^{j\omega}$ là đáp ứng tần số của bộ lọc thông dải.

Và tương tự trong miền n ta cũng có:

$$h_{bs} \ n = h_{ap} \ n - h_{bp} \ n$$

Kết luận chung về các bộ lọc lý tưởng

Các bộ lọc lý tưởng không thể thực hiện được về vật lý mặc dù ta đã xét trường hợp $h \ n$ thực bởi vì chiều dài của $h \ n$ là vô cùng, hơn nữa $h \ n$ là không nhân quả, tức là:

$$L[h \ n] = -\infty, +\infty = \infty$$

$$h \ n \neq 0 \text{ khi } n < 0$$

Đặc tuyến tần số bộ lọc thực tế

Các bộ lọc số thực tế được đặc trưng bởi các tham số kỹ thuật trong miền tần số liên tục ω có bốn tham số chính là:

δ_1 : độ gợn sóng ở dải thông.

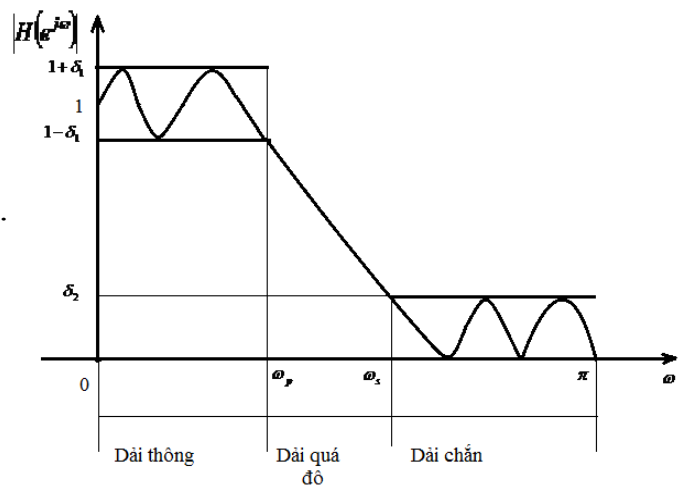
δ_2 : độ gợn sóng ở dải chắn.

ω_p : tần số giới hạn (biên tần) dải thông.

ω_s : tần số giới hạn (biên tần) dải chắn.

Ngoài ra còn tham số phụ là:

$\Delta\omega = \omega_s - \omega_p$: bề rộng dải quá độ



Hình 4.5. Đáp ứng biên độ tần số bộ lọc thông thấp thực tế.

Hàm hệ thống của 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, quan hệ trong miền Z theo phương trình (4.5).

$$Y(Z) = H(Z).X(Z) \quad (4.5)$$

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

$$H(e^{j\omega}) = H_r(e^{j\omega}) + jH_i(e^{j\omega}) \quad (4.6)$$

Hoặc biểu diễn dưới dạng góc pha:

$$H(e^{j\omega}) = |H(e^{j\omega})| e^{j \arg H(e^{j\omega})} \quad (4.7)$$

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 đưa 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:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |h(n)| < \infty \quad (4.8)$$

Điều kiện này giống với công thức (3.2), và nó đủ để tồn tại $H(e^{j\omega})$. Thêm vào đó, tất cả các hệ thống tuyến tính bất biến được quan tâm để thực hiện như các bộ lọc có một thuộc tính là các thông số vào và ra thỏa mãn phương trình sai phân có dạng:

$$y(n) = \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{r=0}^M b_r x(n-r) \quad (4.9)$$

Chuyển đổi sang miền Z cả hai vế của phương trình ta được:

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{\sum_{r=0}^M b_r Z^{-r}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k Z^{-k}} \quad (4.10)$$

Hàm hệ thống $H(Z)$ là một hàm hữu tỉ của Z^{-1} . Nó có thể được biểu diễn bằng dạng điểm cực và điểm không trong mặt phẳng Z. Như vậy $H(Z)$ có thể viết dạng:

$$H(Z) = \frac{A \prod_{r=1}^M (-c_r Z^{-1})}{\prod_{k=1}^N (-d_k Z^{-1})} \quad (4.11)$$

Như chúng ta đã xét trong miền Z, hệ thống nhân quả sẽ có miền hội tụ dạng $|Z| < R_1$. Nếu hệ thống cũng là ổn định thì R_1 phải nhỏ hơn giá trị đơn vị, do đó miền hội tụ bao gồm là vòng tròn đơn vị. Như 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 (Finit duration Impulse Response_FIR), và hệ thống đáp ứng xung vô hạn (Infinit duration Impulse Response_IIR).

4.4.1. Hệ thống FIR

Nếu các hệ số a_k trong phương trình (4.10) bằng không, khi đó phương trình sai phân sẽ là:

$$y[n] = \sum_{r=0}^M b_r x[n-r] \quad (4.12)$$

So sánh với công thức tổng chập chúng ta thấy rằng:

$$h[n] = \begin{cases} b_n & 0 \leq n \leq M \\ 0 & n < 0; n > M \end{cases} \quad (4.13)$$

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

$$h[n] = \pm h[M-n] \quad (4.14)$$

thì $H(e^{j\omega})$ có dạng

$$H(e^{j\omega}) = A(e^{j\omega}) e^{-j\omega M/2} \quad (4.15)$$

$H(e^{j\omega})$ chỉ có phần thực hoặc phần ảo tùy thuộc vào phương trình (4.14) 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 dùng hàm cửa sổ
- Thiết kế bằng phương pháp lấy mẫu tần số
- Thiết kế tối ưu

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 ưu hoá, nó sử dụng phương pháp lặp liên tiếp để được thiết kế bộ lọc.

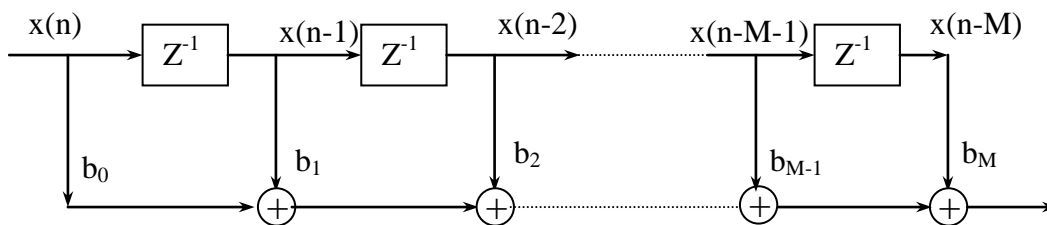
* Phương pháp thiết kế bộ lọc dùng hàm cửa sổ: Ta có các yêu cầu thiết kế: độ mập mô dải thông, dải chắn, độ rộng sườn, tần số cắt. Các bước thiết kế.

(1)- Chọn đáp ứng xung bộ lọc lý tưởng $h(n)$ và hàm cửa sổ $w(n)$

(2)- Chọn độ dài bộ lọc N

(3)- Tính đáp ứng xung bộ lọc thực tế: $h_d(n) = h(n).w(n)$

(4)- Kiểm tra thông số của $H_d(f)$ xem có thỏa mãn yêu cầu không, nếu chưa thỏa mãn thì tăng N lên và quy lại bước (3), khi nào thỏa mãn yêu cầu thì dừng lại ta được hệ số bộ lọc thực tế $h_d(n)$.



Hình 4.6. Mạng số cho hệ thống FIR

Bộ lọc số thường được biểu diễn dạng biểu đồ khối, như hình (4.6) ta biểu diễn phương trình sai phân (4.12). 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 trước của dãy vào. Vì vậy sơ đồ đưa ra chỉ dẫn rõ ràng về tính phức tạp của hệ thống.

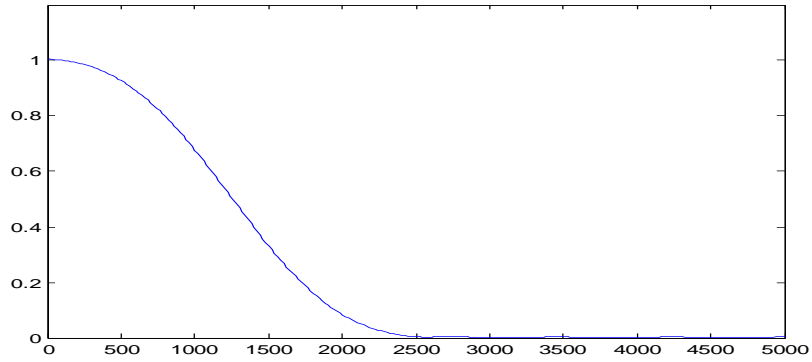
Mô hình thí nghiệm:

Tại cửa sổ Command của MATLAB chạy chương trình:

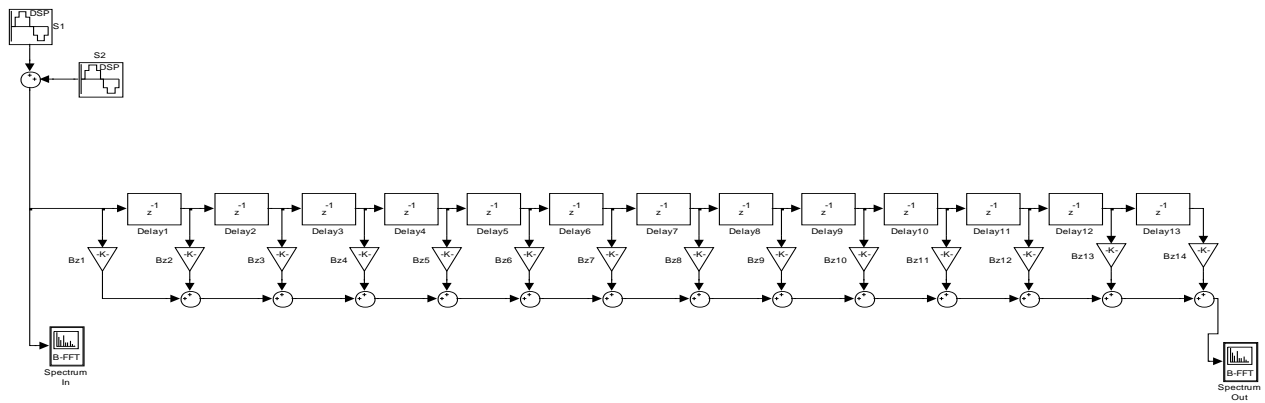
```
>> [Bz,N]=FIR_Windows
```

Ta được hệ số bộ lọc FIR trong đa thức tử $B(Z)$; Đặc tuyến biên độ tần số của bộ lọc như trong hình 4.7. (Ta có thể thay đổi các thông số thiết kế trong hàm FIR_Windows.)

Mở file BoLocFIR lấy sơ đồ bộ lọc thiết kế trong Simulink của MATLAB như trong hình 4.8.

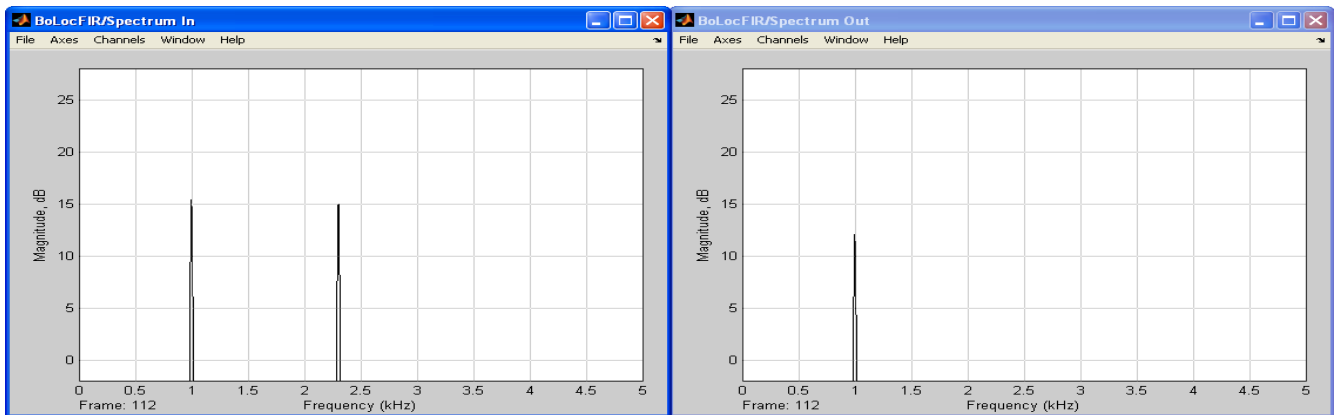


Hình 4.7. Đặc tuyến biên độ - tần số của H(Z)



Hình 4.8. Cấu trúc bộ lọc FIR

Hệ thống cho ta kết quả trong hình 4.9.



Hình 4.9. Tín hiệu vào và ra của bộ lọc FIR

Yêu cầu: Thiết kế bộ lọc với các thông số khác; Thay đổi các dạng và tần số tín hiệu vào để quan sát khả năng lọc của hệ thống.

4.4.2. Hệ thống IIR

Nếu hàm hệ thống của phương trình (4.10) có các điểm cực cũng như điểm không, thì phương trình sai phân (4.9) có thể viết:

$$y[n] = \sum_{k=1}^N a_k y[n-k] + \sum_{r=0}^M b_r x[n-r] \quad (4.16)$$

phương trình này là công thức truy hồi, nó có thể được sử dụng để tính giá trị của dãy ra từ các giá trị trước đó của thông số ra và giá trị hiện tại, trước đó của dãy đầu vào. Nếu $M < N$ trong phương trình (4.10), thì $H(Z)$ có thể biến đổi về dạng:

$$H(Z) = \sum_{k=1}^N \frac{A_k}{1 - d_k Z^{-1}} \quad (4.17)$$

Cho hệ thống nhân quả, ta dễ dàng biểu diễn

$$h[n] = \sum_{k=1}^N A_k d_k^n u[n] \quad (4.18)$$

ta có thể thấy rằng dãy $h(n)$ có chiều dài vô hạn. Tuy nhiên, vì công thức truy hồi (4.17) thường 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 phương pháp thiết kế sẵn có cho bộ lọc IIR. Những phương 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 tương tự.

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

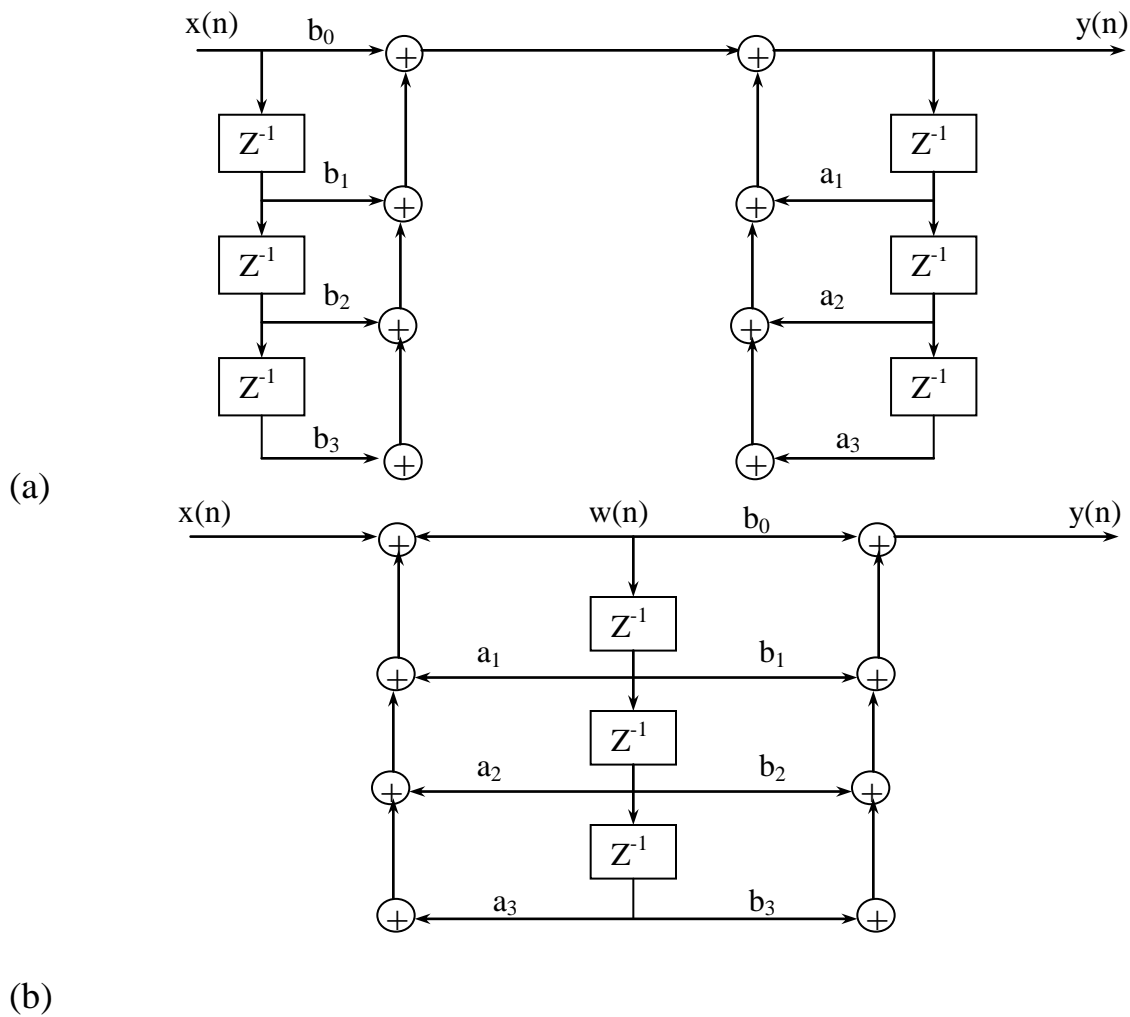
Tất cả những phương pháp trên dùng phép phân tích tự nhiên và được ứng dụng rộng rãi để thiết kế các bộ lọc IIR. Thêm vào đó các phương pháp tối ưu hoá IIR đã được phát triển cho thiết kế xấp xỉ liệt kê, điều này không dễ thích nghi với một trong các phương pháp xấp xỉ trên.

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 phương trình (4.17) được biểu diễn trong hình 4.10a cho trường hợp $N=M=3$, nó thường được gọi là dạng biểu diễn trực tiếp. Phương trình sai phân (4.17) có thể được chuyển sang dạng tương đương. Đặc biệt bộ phương trình sau thường được sử dụng:

$$\begin{aligned}
 w(n) &= \sum_{k=1}^N a_k w(n-k) + x(n) \\
 y(n) &= \sum_{r=0}^M b_r w(n-r)
 \end{aligned}
 \tag{4.19}$$

bộ phương trình này có thể biểu diễn như trong hình 4.10b, với bộ nhớ để lưu giữ được yêu cầu để chứa các giá trị dãy trễ.



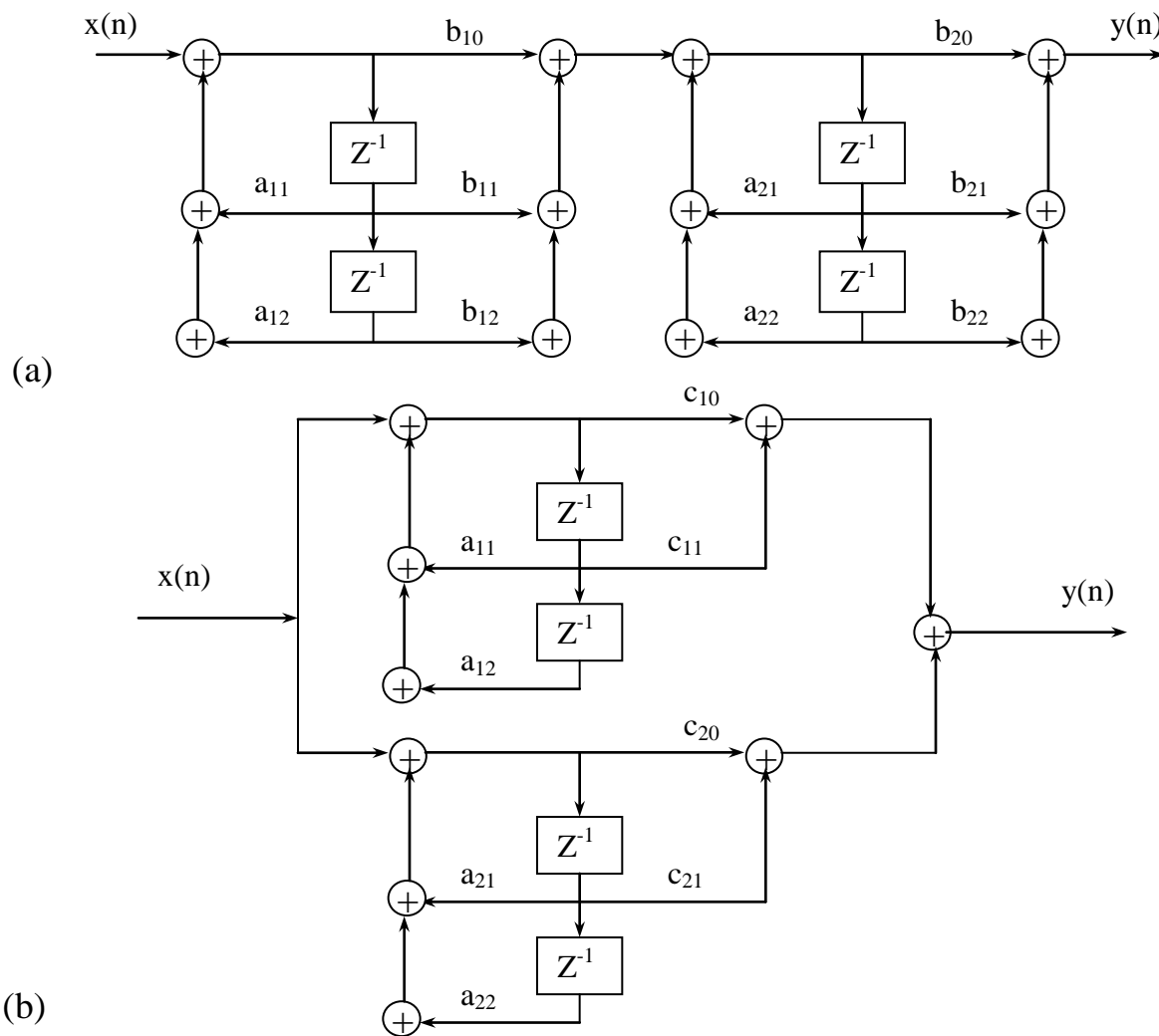
Hình 4.10. (a) Cấu trúc dạng trực tiếp; (b) Cấu trúc dạng trực tiếp tối giản

Phương trình (4.17) chỉ ra rằng $H(Z)$ có thể biểu diễn như 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 hiệp phức, nó cũng có thể biểu diễn $H(Z)$ như tích của các hàm hệ thống cơ bản cấp hai dạng:

$$H(Z) = A \prod_{k=1}^K \left[\frac{1 + b_{1k}Z^{-1} + b_{2k}Z^{-2}}{1 - a_{1k}Z^{-1} - a_{2k}Z^{-2}} \right] \quad (4.20)$$

K là phần nguyên của $(N+1)/2$. Hệ thống cấp hai này được biểu diễn như trong hình 4.11a cho trường hợp $N=M=4$.



Hình 4.11. (a) Dạng tầng; (b) Dạng song song

Tiếp tục, một cấp độ cao hơn được xét đến. Dạng phân số mở rộng của phương trình (4.17) cho ta hướng khác để biểu diễn. Bằng cách kết hợp những phần liên quan đến cực liên hợp phức, $H(Z)$ có thể viết dạng:

$$H(Z) = \sum_{k=1}^K \frac{c_{0k} + c_{1k}Z^{-1}}{1 - a_{1k}Z^{-1} - a_{2k}Z^{-2}} \quad (4.21)$$

Điều này gợi ý một dạng sơ đồ song song biểu diễn như hình 4.11b cho $N=4$.

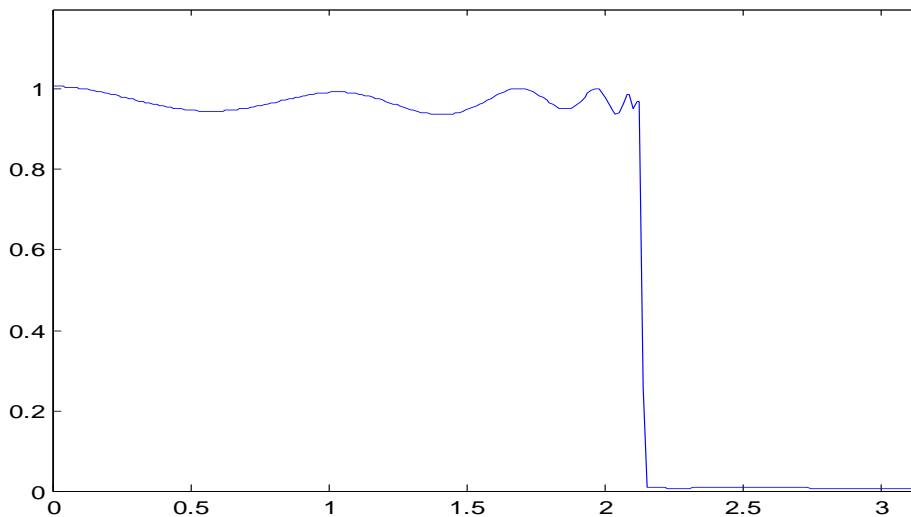
Trong những ứng dụng lọc tuyến tính, dạng song song đưa ra những đặc tính cao hơn về phương diện làm tròn giảm tiếng ồn, các sai số hệ số, và tính ổn định.

Mô hình thí nghiệm:

Tại cửa sổ Command của MATLAB chạy chương trình:

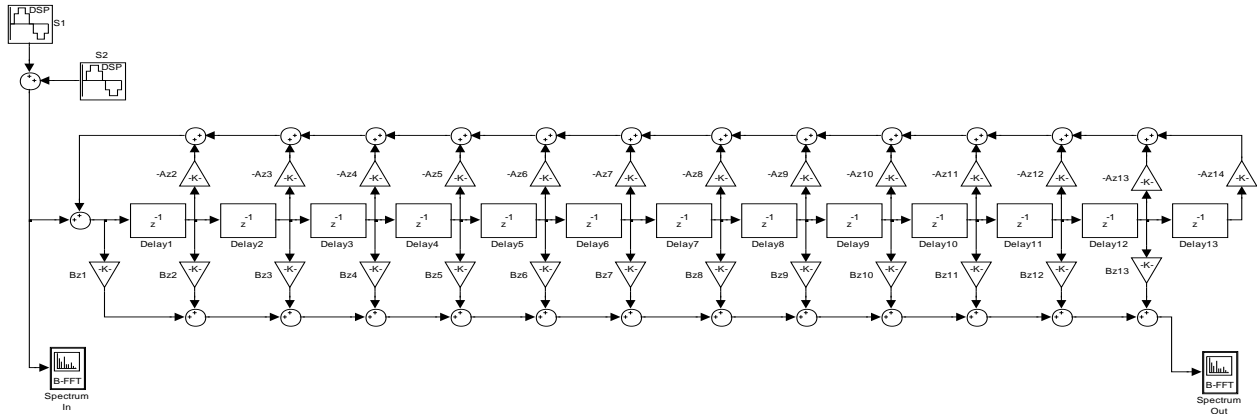
```
>> [Bz,Az,N]=EllipCauser
```

Ta được hệ số bộ lọc IIR trong đa thức tử $B(Z)$ và đa thức mẫu $A(Z)$; Đặc tuyến biên độ tần số của bộ lọc như trong hình 4.12. (Ta có thể thay đổi các thông số thiết kế trong hàm `EllipCauser`)



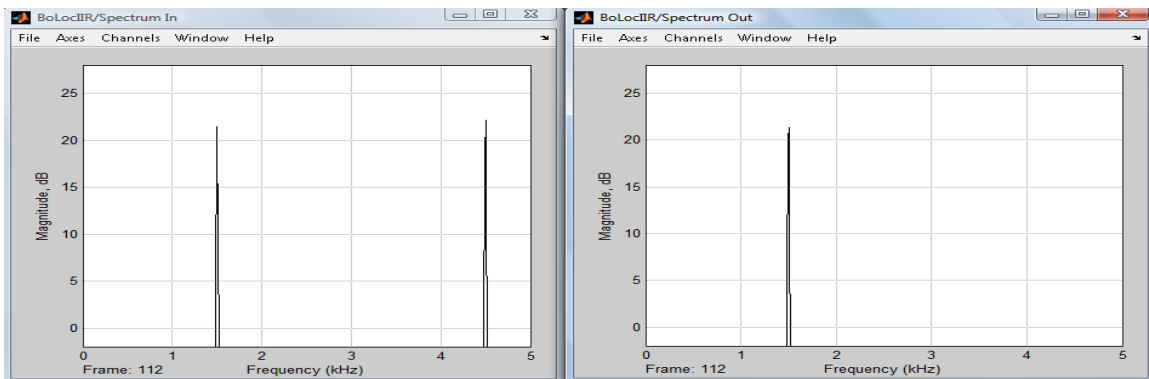
Hình 4.12. Đặc tuyến biên độ - tần số của $H(Z)$

Mở file `BoLocFIR` lấy sơ đồ bộ lọc thiết kế trong Simulink của MATLAB như trong hình 4.13.

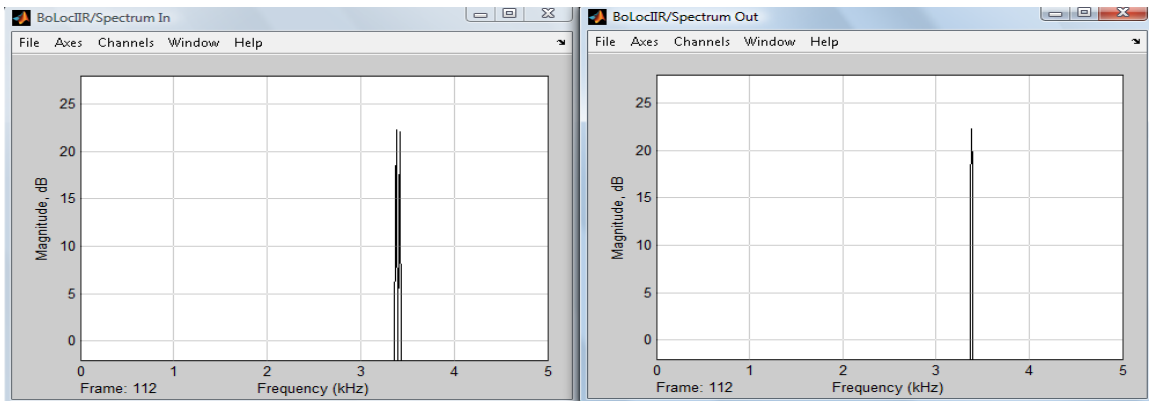


Hình 4.13. Cấu trúc bộ lọc IIR

Hệ thống cho ta các kết quả như trong hình 4.14; hình 4.115.



Hình 4.14. Phổ tín hiệu trước và sau khi lọc ($F_c=3,4\text{kHz}$; $F_1=1.5\text{kHz}$; $F_2=4.5\text{kHz}$)



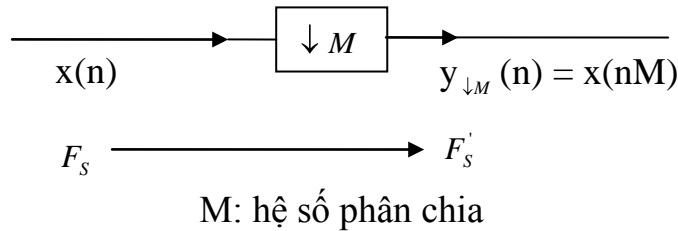
Hình 4.15. Phổ tín hiệu trước và sau khi lọc ($F_c=3,4\text{kHz}$; $F_1=3.38\text{kHz}$; $F_2=3.42\text{kHz}$)

Yêu cầu: Thiết kế với các thiết kế khác như Butterword, Bessel, Chebyshev; Thay đổi các dạng và tần số tín hiệu vào để quan sát khả năng lọc của hệ thống.

4.5. Lọc số nhiều nhịp và ứng dụng

Bộ phân chia

Hệ thống mà giảm tần số lấy mẫu từ F_s tới $F'_s = F_s / M$ ($M > 1$, nguyên dương) là bộ phân chia.



Hình 5.1. Bộ phân chia

Tần số lấy mẫu F_s của tín hiệu rời rạc $x(n)$ sau khi qua bộ phân chia sẽ giảm đi M lần, tức là:

$$F'_s = \frac{F_s}{M}; \Omega_s = 2\pi F_s; \Omega'_s = 2\pi F'_s = 2\pi \frac{F_s}{M} = \frac{\Omega_s}{M} \quad (5.1)$$

Khi đó chu kỳ lấy mẫu $T_s = \frac{1}{F_s}$ tăng lên M lần và $T'_s = \frac{1}{F'_s}$ do đó

$$T'_s = \frac{M}{F_s} = MT_s \quad (5.2)$$

Tần số lấy mẫu 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 giá trị của các tín hiệu vào $x(n)$ ở các mẫu $n.M$ (n, M nguyên dương).

Vậy chiều dài của tín hiệu bị có lại M lần: $\frac{L_{x(n)}}{L_{y_{\downarrow M}(n)}} = M$

Phép phân chia trong miền z có thể biểu diễn như trong hình 5.2.

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

vậy
$$Y_{\downarrow M}(z) \stackrel{\text{đ}}{=} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_{\downarrow M}(n).Z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n.M).Z^{-n} \quad (5.3)$$

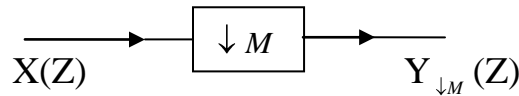
Mặt khác ta có dãy $p(m)$:

$$p(m) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} W_M^{-lm} = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi}{M}lm} = \begin{cases} 1 & \text{khí } l = n.M \\ 0 & \text{khí } l \neq n.M \end{cases} \quad (5.4)$$

Đặt $m = n.M \Rightarrow n = m/M$ thay vào (5.3) ta có:

$$Y_{\downarrow M}(Z) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(n) Z^{-m} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi l m}{M}} x(m) Z^{-\frac{m}{M}}$$

$$\Rightarrow Y_{\downarrow M}(Z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X\left(Z^{\frac{1}{M}} \cdot e^{-j\frac{2\pi l}{M}}\right) \quad (5.5)$$



Hình 5.2 Bộ phân chia trong miền Z

Việc biểu diễn phép phân chia trong miền tần số chính là việc tìm mối quan hệ giữa

$$Y_{\downarrow M}(e^{j\omega}) \stackrel{FT}{=} \text{ và } X(e^{j\omega}) \stackrel{FT}{=}$$

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

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

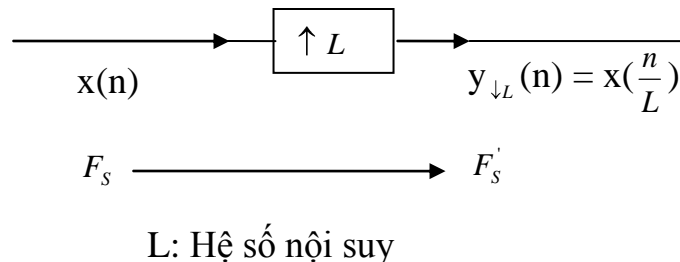
$$X(e^{j\omega}) = X(Z) \Big|_{z=e^{j\omega}}$$

Vậy ta có mối quan hệ sau:

$$Y_{\downarrow M}(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X\left(e^{j\frac{\omega}{M}} \cdot e^{-j\frac{2\pi l}{M}}\right) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X\left(e^{j\frac{\omega-2\pi l}{M}}\right) \quad (5.6)$$

Bộ nội suy

Hệ thống mà tăng tần số lấy mẫu từ F_s thành $F'_s = L F_s$ ($L > 1$, và nguyên dương) gọi là bộ nội suy. Ta có bộ nội suy như hình 5.3.



Hình 5.3. Bộ nội suy

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

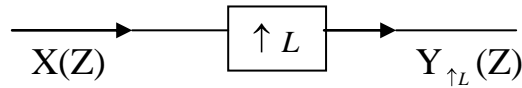
$$F'_s = L.F_s, \quad \Omega_s = 2\pi F_s, \quad \Omega'_s = 2\pi F'_s = 2\pi L \Omega_s \quad (5.7)$$

hoặc 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 trở thành $x\left(\frac{n}{L}T_s\right)$.

Do tần số lấy mẫu được tăng lên L lần, nên khi tín hiệu qua mạch nội suy có hệ số L thì chiều dài của tín hiệu bị giãn ra L lần:

$$L \left[\uparrow L \right] \left[\downarrow L \right] = L$$

Phép nội suy trong miền Z :



Hình 5.4. Biểu diễn phép nội suy trong miền z

Trong miền biến số độc lập n ta có:

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

vậy
$$Y_{\uparrow L}(Z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_{\uparrow L}(n) Z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{n}{L}\right) Z^{-n} \quad (5.8)$$

Đặt $m=n/L \Rightarrow n=m.L$ ta có:

$$Y_{\uparrow L}(Z) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m) Z^{-mL} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m) (Z^L)^{-m} \\ Y_{\uparrow L}(Z) = X(Z^L) \quad (5.9)$$

$$Y_{\uparrow L}\left(Z^{\frac{1}{L}}\right) = X(Z) \quad (5.10)$$

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

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

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

Suy ra:

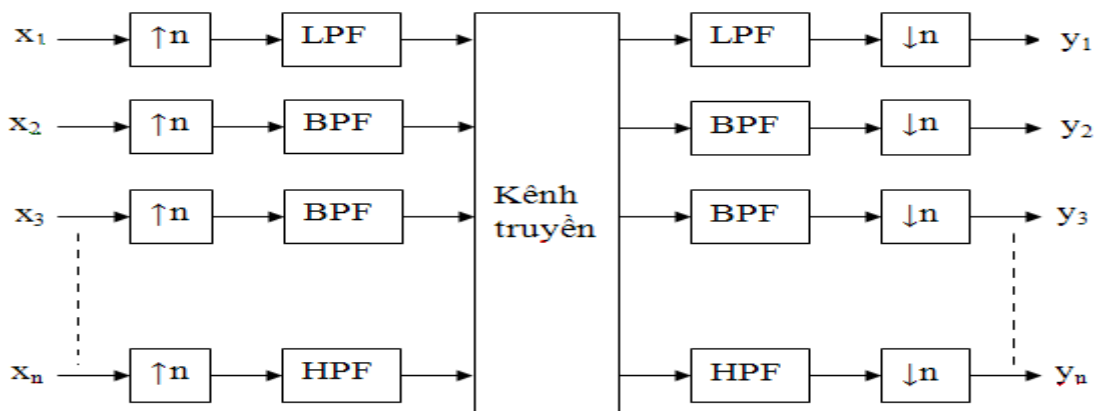
$$Y_{\uparrow L}(\omega) = X(\omega L)$$

$$Y_{\uparrow L}(\omega/L) = X(\omega) \quad (5.11)$$

4.5.1. Hệ thống ghép kênh theo tần số (OFDM)

Hệ thống ghép kênh số bao gồm n kênh thông tin đầu vào. Mỗi một kênh đầu vào được giới hạn 1 dải băng tần. Các kênh này được 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 được điều chế được ghép vào nhau thành 1 luồng số tốc độ cao được truyền đi. Bên thu sẽ thu được tín hiệu tổng hợp, nhờ các bộ lọc và bộ phân chia $\downarrow n$ sẽ khôi phục lại được tín hiệu cần thiết. Hệ số n sẽ phụ thuộc vào băng con và băng tần của đường truyền.

Cấu trúc hệ thống ghép kênh theo tần số được mô tả như hình 5.5, 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 được sau khi tách kênh.



Hình 5.5. Sơ đồ tổng quan hệ thống ghép kênh số

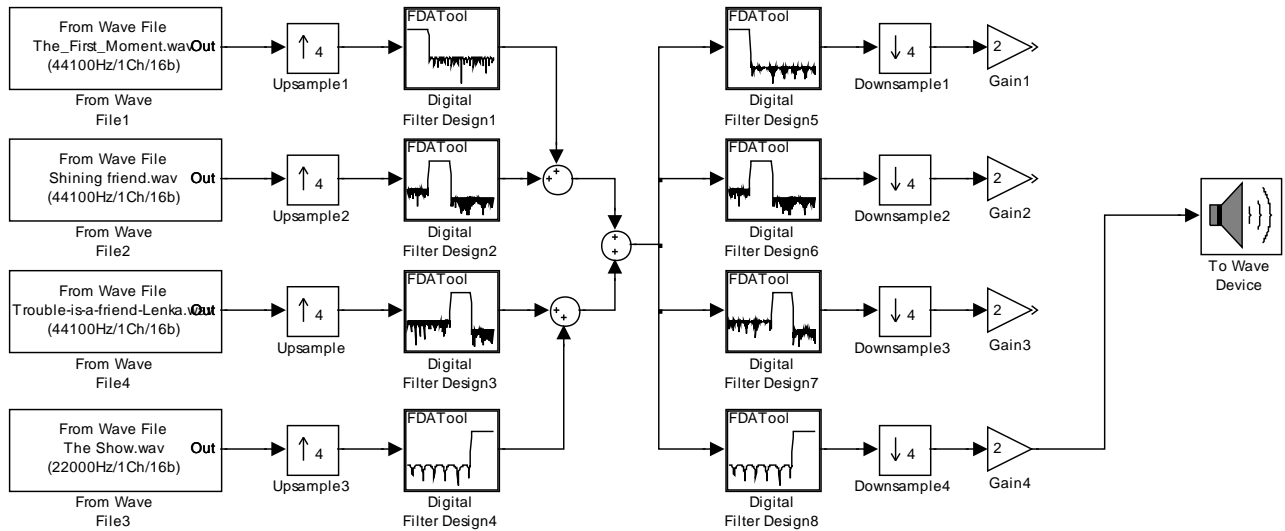
Với: LPF: Bộ lọc thông thấp

BPF: Bộ lọc thông dải

HPF: Bộ lọc thông cao

Mô hình thí nghiệm:

Mô hình xây dựng trong Simulink của MATLAB như trong hình 5.6. Trong mô hình ta thí nghiệm với 4 kênh lấy từ 4 file âm thanh.

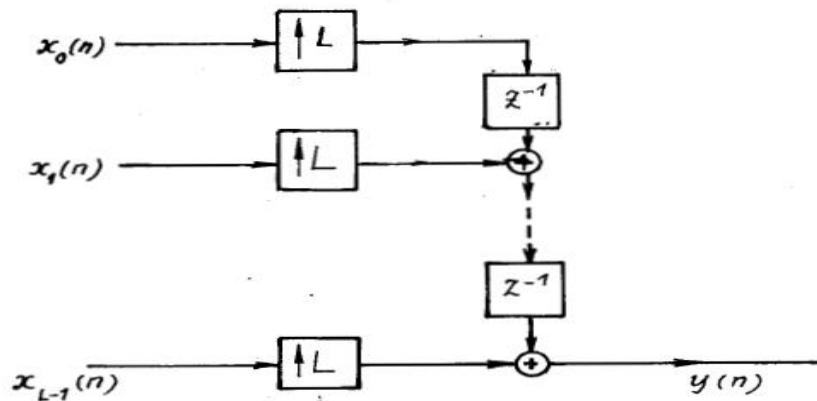


Hình 5.6. Sơ đồ ghép kênh theo tần số

Yêu cầu: Thay đổi thiết kế với số kênh và tín hiệu vào khác nhau

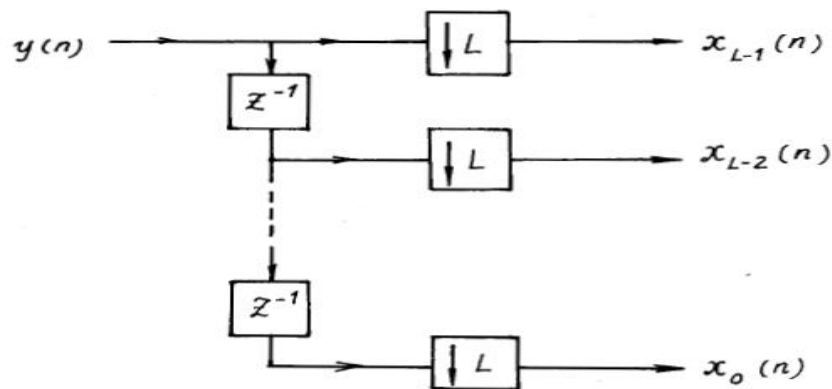
4.5.2. Hệ thống ghép kênh theo thời gian

Để mô tả kỹ thuật ghép kênh phân thời gian chúng ta giả sử có L tín hiệu $x_0(n)$, $x_1(n)$, ..., $x_{L-1}(n)$ cần ghép kênh với nhau theo kiểu ghép kênh phân thời gian. Để ghép được kênh phân thời gian, chúng ta cần phải cho các tín hiệu này qua các bộ tăng tần số lấy mẫu (bộ nội suy), sau đó qua các bộ trễ rồi cộng lại chúng ta sẽ được một dãy tín hiệu ghép kênh phân thời gian. Sơ đồ hình 5.7. mô tả bộ ghép kênh phân thời gian.



Hình 5.7. Mô hình ghép kênh phân thời gian

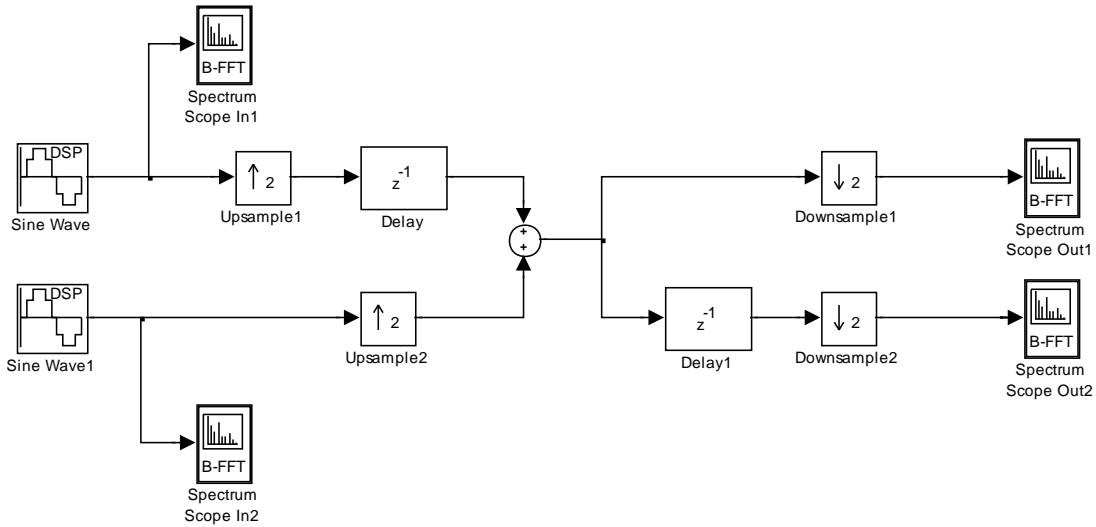
Ngược lại với kỹ thuật ghép kênh phân thời gian là kỹ thuật tách kênh phân thời gian. Giả sử ta có tín hiệu ghép L kênh phân thời gian là $y(n)$, chúng ta phải tách thành L kênh phân thời gian là $x_0(n)$, $x_1(n)$, ..., $x_{L-1}(n)$. Để tách được kênh theo kiểu phân thời gian, chúng ta phải cho tín hiệu $y(n)$ qua các bộ trễ sau đó cho qua các bộ phân chia. Sơ đồ tổng quát của bộ tách kênh phân thời gian được mô tả trong hình 5.8.



Hình 5.8. Mô hình tách kênh phân thời gian

Mô hình thí nghiệm:

Mô hình xây dựng trong Simulink của MATLAB như trong hình 5.9. Trong mô hình ta thí nghiệm với 2 kênh lấy từ 2 nguồn tín hiệu dạng sin tần số khác nhau.



Hình 5.9. Sơ đồ ghép kênh theo thời gian

Yêu cầu: Thay đổi thiết kế với số kênh và tín hiệu vào khác nhau

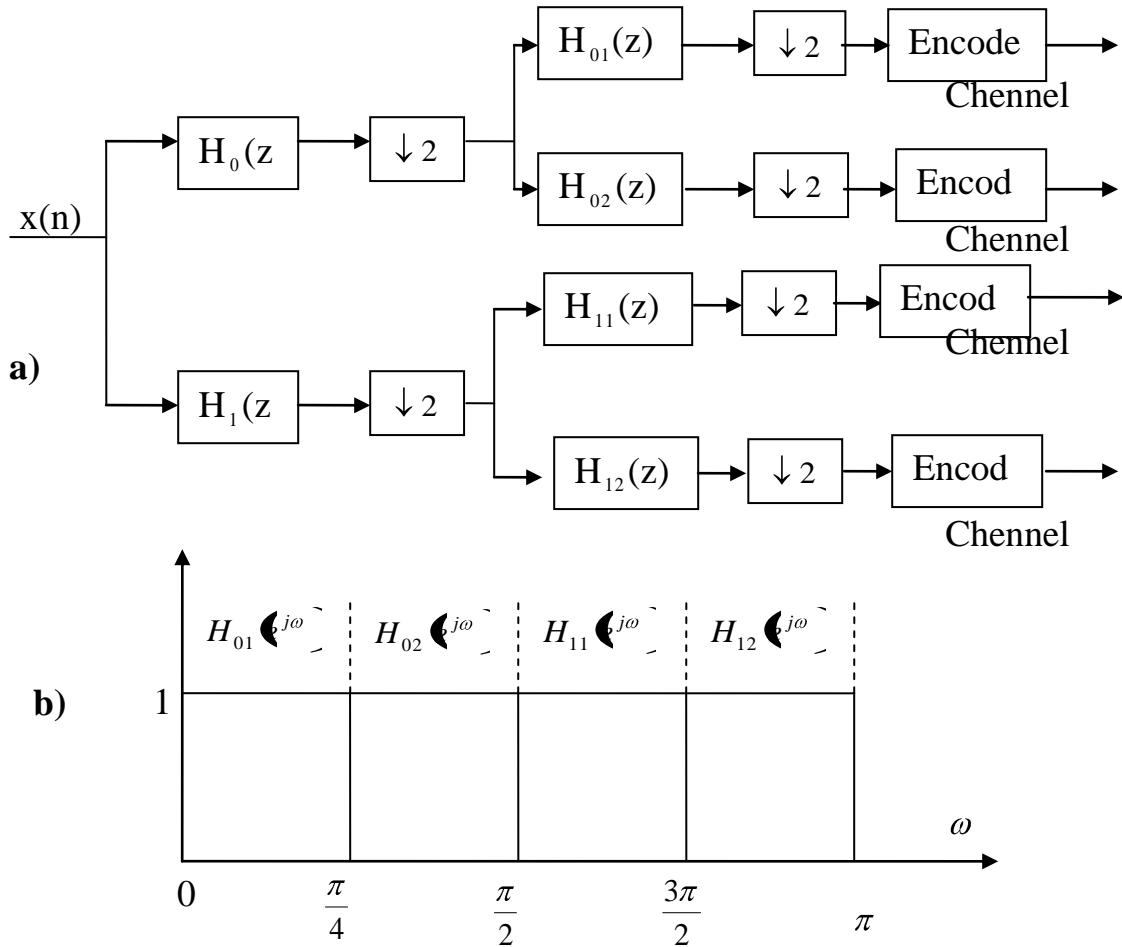
4.5.3. Mã hóa Band con của tín hiệu tiếng nói

Mã hóa band con rất thuận tiện cho việc nén tín hiệu âm thanh, vì thông thường năng lượng của phổ tín hiệu phân bố không đều, năng lượng của phổ tiếng nói tập trung ở miền tần số thấp, còn ở miền tần số cao năng lượng của phổ âm thanh rất nhỏ. Do vậy, chúng ta sẽ mã hóa dải tần thấp với số bit lớn hơn ở dải tần cao. Phương pháp mã hóa band con là sự phân chia dải tần của tín hiệu âm thanh thành nhiều dải tần nhỏ và mỗi dải sẽ được mã hóa với số bit riêng.

Ở đây chúng ta sử dụng bank lọc số nhiều nhịp để phân chia dải tần của tín hiệu thành nhiều dải con để mã hóa dải con và giải mã dải con. Đơn giản nhất là chúng ta dùng bank lọc số 2 kênh QMF (bộ lọc gương cầu phương) để mã hóa thành 2 dải con. Có hai phương pháp mã hóa giải con là sử dụng cấu trúc dạng cây đơn phân giải và cấu trúc dạng cây đa phân giải.

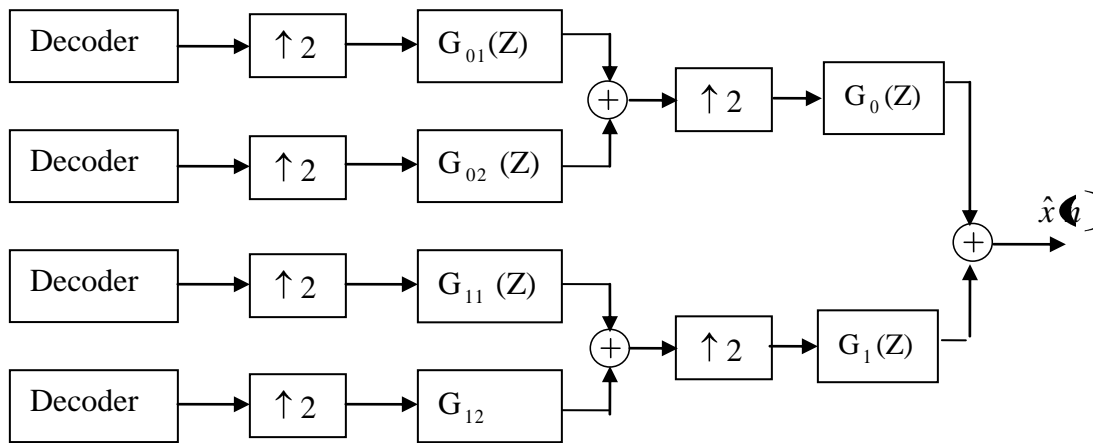
Cấu trúc dạng cây phân giải đều

Năng lượng của phổ tín hiệu thường phân bố rất không đồng đều trên toàn bộ dải tần số vậy để mã hóa dải con hiệu quả cao chúng ta sẽ mã hóa làm nhiều tầng. Tín hiệu âm thanh đã được lấy mẫu với tần số F_s được chia ra làm nhiều tầng. Tầng thứ nhất tín hiệu $x(n)$ cho qua bộ lọc thông thấp $H_0(Z)$ và bộ lọc thông cao $H_1(Z)$ chia làm hai dải con đều nhau: dải thứ nhất $[-F_s/2, 0]$, dải thứ hai $[0, F_s/2]$. Tầng thứ hai cho qua bộ lọc thông thấp $H_{01}(Z)$, $H_{11}(Z)$ và bộ lọc thông cao $H_{02}(Z)$, $H_{12}(Z)$ như miêu tả hình 5.10, chia hai dải con của tầng thứ nhất thành các dải con có bề rộng bằng nửa tầng thứ nhất, mỗi dải tần có bề rộng bằng $F_s/4$ và cứ tiếp tục như vậy chúng ta sẽ phân dải phổ của tín hiệu làm rất nhiều dải con và sau khi ra khỏi bank lọc phân tích bề rộng phổ của tín hiệu dải con là bằng nhau nên gọi là phân giải đều. Hình 5.10a tín hiệu sau khi qua hai tầng được phân chia ra làm 4 dải con bằng nhau mỗi dải là $F_s/4$, chúng ta sẽ mã hóa với số bit khác nhau đối với mỗi dải con này.



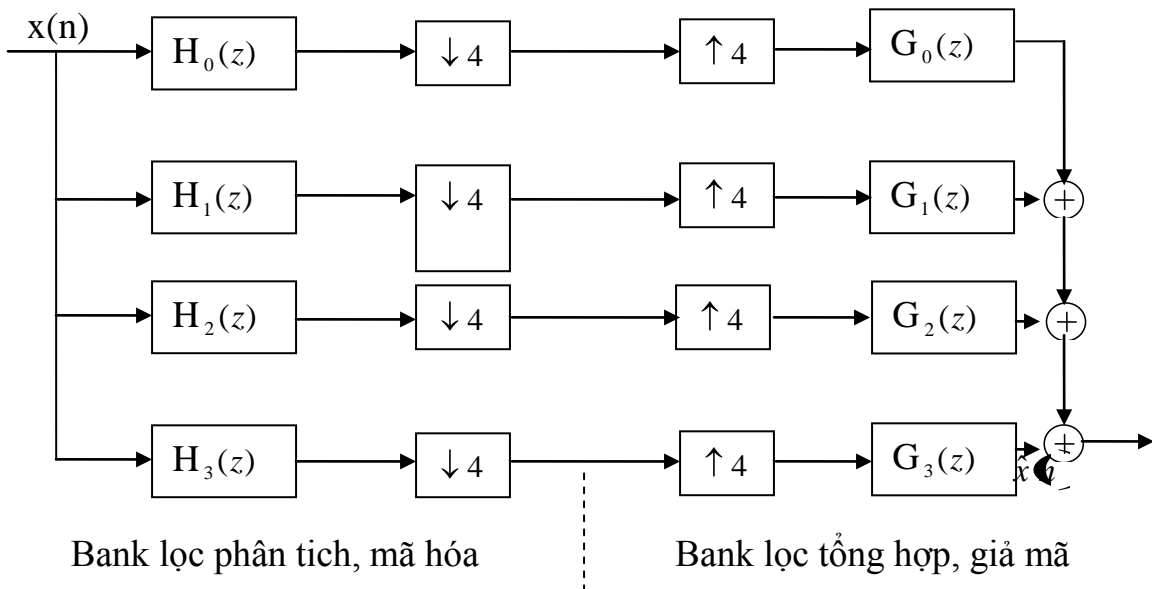
Hình 5.10. Cấu trúc dạng cây đơn phân giải của bank lọc phân tích

Chúng ta đã phân chia tín hiệu thành các dải con và mã hóa với số bit khác nhau, do đó vấn đề đặt ra là giải mã và tổng hợp dải con của tín hiệu. Hình 5.11. là cấu trúc bộ tổng hợp các dải con của tín hiệu. Tín hiệu dải con qua các bộ giải mã rồi đưa tới các bank lọc số QMF tương ứng $G_{01}(Z)$, $G_{02}(Z)$, $G_{11}(Z)$, $G_{12}(Z)$. Tương tự như bộ phân chia được chia làm nhiều tầng thì bộ tổng hợp cũng được chia làm nhiều tầng, tín hiệu thông thấp và tín hiệu thông cao liên kế nhau được cộng lại, lọc ra và được tổng hợp lại, tức là ở tầng thứ nhất tín hiệu qua bank lọc $G_{01}(Z)$, $G_{02}(Z)$ được cộng lại rồi qua bank lọc $G_0(Z)$ ở tầng 2 và tín hiệu qua bank lọc $G_{11}(Z)$, $G_{12}(Z)$ cộng lại rồi qua bank lọc $G_1(Z)$ ở tầng 2. Tín hiệu qua bank lọc $G_0(Z)$ và $G_1(Z)$ được tổng hợp lại là $\hat{x}(n)$.



Hình 5.11. Cấu trúc dạng cây phân giải đều của bank lọc tổng hợp

Chúng ta có thể sử dụng cấu trúc dạng cây phân giải đều tương đương của bank lọc số 4 kênh phân tích và tổng hợp như hình 5.12.



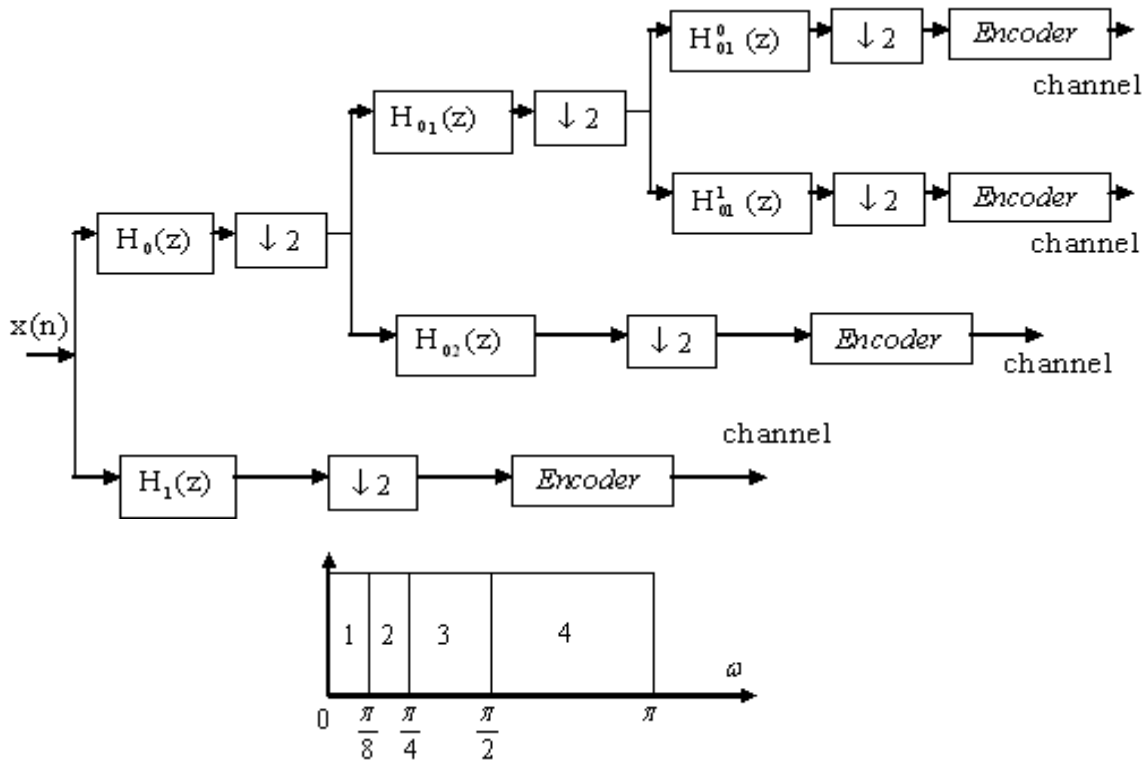
Hình 5.12. Cấu trúc tương đương dạng cây phân giải đều

Cấu trúc dạng cây đa phân giải (Multiresolution)

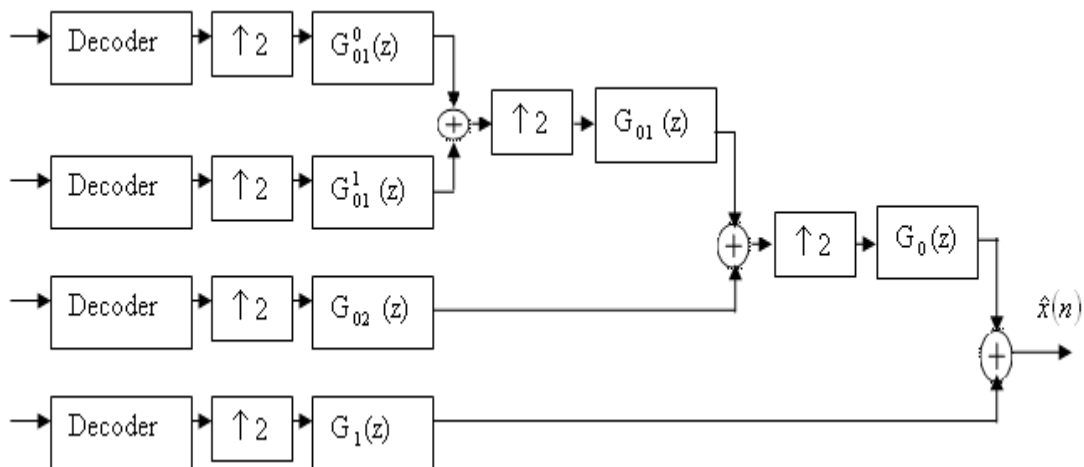
Trong tín hiệu âm thanh thì phổ năng lượng tập trung ở tần số thấp và không đều nhau nên chúng ta có thể phân tín hiệu thành các tín hiệu dải con có bề rộng phổ không

bằng nhau, do đó ta gọi là đa phân giải. Chúng ta cũng phân tách tín hiệu thành nhiều tầng. Ở tầng thứ nhất, tín hiệu $x(n)$ đã được lấy mẫu với tần số lấy mẫu F_s , qua bộ lọc thông thấp $H_0(Z)$ và bộ lọc thông cao $H_1(Z)$ chia làm hai dải tần số: dải tần số thấp $[0, F_s/2]$ và dải tần số cao $[F_s/2, F_s]$. Tầng thứ hai, dải tần số thấp ở tầng thứ nhất được tách ra tiếp tục cho qua bộ lọc thông thấp $H_{01}(Z)$ và bộ lọc thông cao $H_{02}(Z)$ chia làm hai dải tần số: dải tần số thấp $[0, F_s/4]$ và dải tần số cao $[F_s/4, F_s/2]$. Tầng thứ ba, dải tần thấp $[0, F_s/4]$ được tách ra ở tầng thứ hai này qua bộ lọc thông thấp $H_{01}^0(Z)$ và bộ lọc thông cao $H_{01}^1(Z)$ chia ra làm hai dải tần: dải tần số thấp $[0, F_s/8]$ và dải tần số cao $[F_s/8, F_s/4]$. Theo cách đó, sau khi qua mỗi lần phân chia dải tần số thấp lại được tách ra và cho qua bộ lọc thông thấp và bộ lọc thông cao chia ra thành các dải tần nhỏ. Như vậy sau 3 lần phân chia được 4 dải tần con. Chúng ta sẽ mã hóa 4 dải tần con này với các bit khác nhau. Do năng lượng của tín hiệu phổ phân bố không đồng đều trên toàn bộ các dải con nên chúng ta cũng có thể làm giảm tỉ lệ bit của tín hiệu âm thanh bằng việc mã hóa số bit khác nhau với những dải tần khác nhau. Cấu trúc dạng cây đa phân giải của bank lọc số tổng hợp 3 tầng được minh họa như hình 5.13.

Ở phần tổng hợp tín hiệu các dải con thu được đưa vào bộ giải mã rồi qua bank lọc số QMF tương ứng $G_{01}^0(Z)$, $G_{01}^1(Z)$, $G_{02}(Z)$, $G_1(Z)$. Tổng hợp tín hiệu cũng chia làm nhiều tầng như ở phần phân chia nhưng khác với cấu trúc dạng cây phân giải đều là: tín hiệu dải tần số thấp sẽ được cộng lần lượt với dải tần số cao. Nghĩa là, ở tầng thứ nhất tín hiệu qua bank lọc $G_{01}^0(Z)$ và $G_{01}^1(Z)$ được cộng lại rồi qua bank lọc $G_{01}(Z)$ ở tầng thứ 2, tín hiệu qua $G_{01}(Z)$ tiếp tục cộng với tín hiệu đầu ra của bank lọc $G_{02}(Z)$ và cho qua bank lọc $G_0(Z)$ ở tầng 3 và được cộng với tín hiệu đầu ra của bank lọc $G_1(Z)$ được tín hiệu $\hat{x}(n)$ như cấu trúc dạng cây đa phân giải của bank lọc số tổng hợp 3 tầng như hình 5.14.

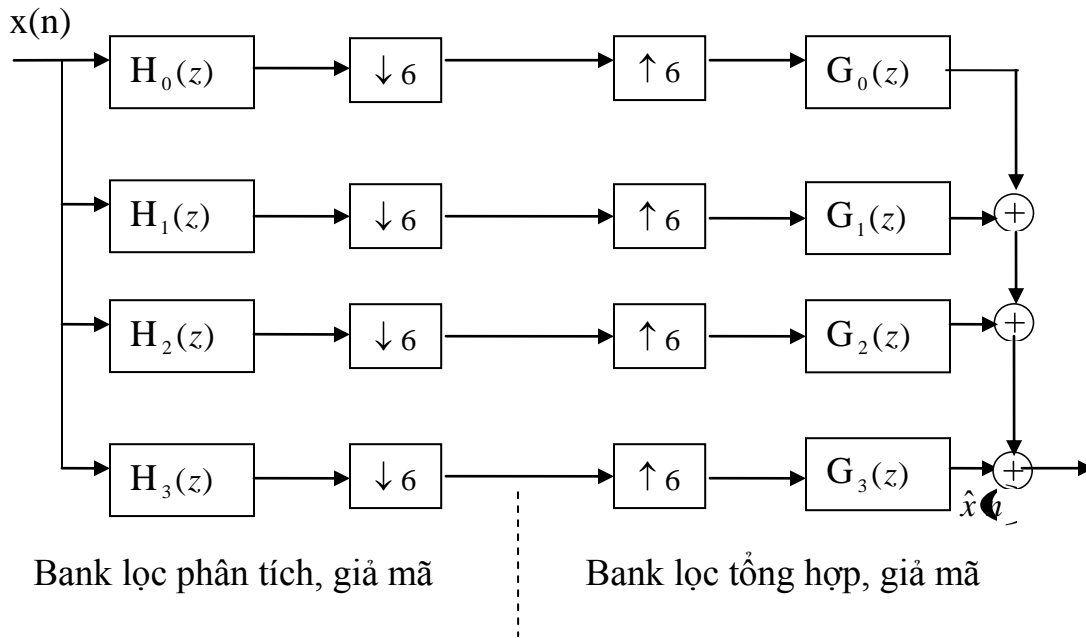


Hình 5.13. Cấu trúc dạng cây đa phân giải của bank lọc phân tích



Hình 5.14. Cấu trúc dạng cây đa phân giải của bank lọc tổng hợp

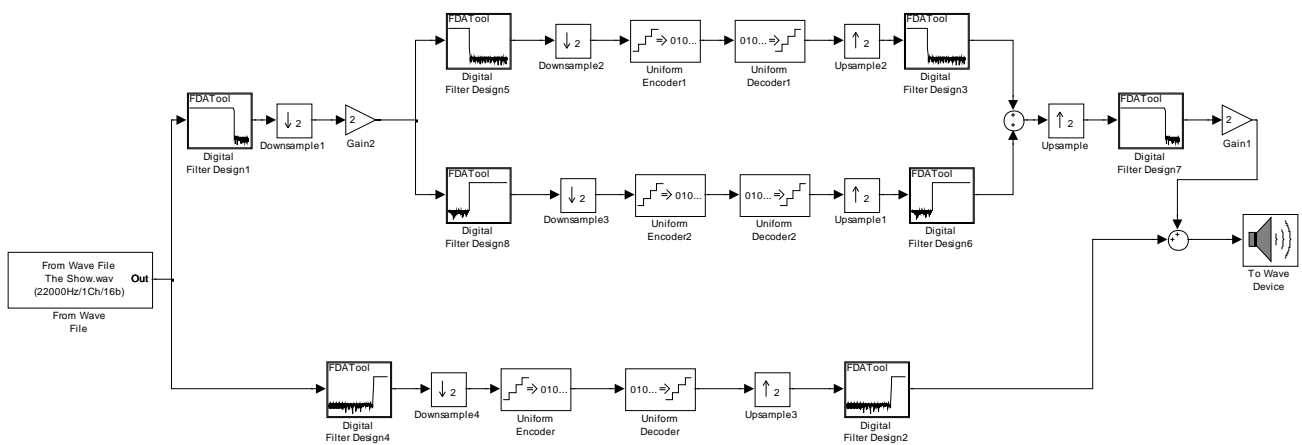
Ta có thể tổng hợp cấu trúc dạng cây đa phân giải tương đương của bank lọc số 3 tầng phân tích và tổng hợp như hình 5.15.



Hình 5.15. Cấu trúc tương đương dạng cây đa phân giải

Mô hình thí nghiệm:

Mô hình xây dựng trong Simulink của MATLAB như trong hình 5.16. Trong mô hình ta thí nghiệm với mã hóa 3 kênh của tín hiệu âm thanh lấy từ file.



Hình 5.16. Sơ đồ mã hóa band con

Yêu cầu: Thay đổi thiết kế với số band và tín hiệu vào khác nhau

V. KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ

5.1. Kết luận: Đề tài đã xây dựng được các bài thí nghiệm cơ bản phù hợp với nội dung chương trình học của môn Xử lý tín hiệu số, bao gồm các bài: Lấy mẫu và tín hiệu rời rạc; Nghiên cứu tính ổn định, nhân quả của hệ thống; Phân tích phổ của tín hiệu; Thiết kế và xây dựng mô hình bộ lọc. Đồng thời xây dựng các ứng dụng điển hình của môn học, bao gồm: Hệ thống ghép kênh OFDM, TDM; Hệ thống mã hóa Band con.

5.2. Kiến nghị: Hướng phát triển tiếp của đề tài là tối ưu các bài đã xây dựng, Xây dựng mô phỏng mô hình bằng chip DSP trong MATLAB.

VI. DANH MỤC CÁC TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsley, S. Hamid Nawab (1997), “*Signals & System*”, Prentice-Hall International, United States.
2. John G. Proakis, Charles M.Rader, Fuyun Ling, Chrysostomos L. Nikias (1992), “*Advanced Digital Signal Processing*”, Macmillan Publishing Company, Republic of Singapore.
3. John G. Proakis, Dimitris G. Manolakis (1996), “*Digital Signal Processing*”, Prentice-Hall International, United States.
4. LR.Rabiner, R. W. Schafer (1978), “*Digital Processing of Speech Signal*”.
5. Nguyễn Quốc Trung (1999), “*Xử lý tín hiệu và lọc số*” Tập 1, 2, Khoa Học Kỹ Thuật, Hà Nội.

Mục lục

I. Mở đầu	2
II. Tổng quan	3
III. Đối tượng, địa điểm, thời gian, nội dung và phương pháp nghiên cứu	4
IV. Trình bày, đánh giá thảo luận các kết quả	5
4.1. Lấy mẫu và tín hiệu rời rạc	5
<i>Chương trình</i>	7
4.2. Tín hiệu và hệ thống trong miền Z	8
<i>Chương trình</i>	9
4.3. Tín hiệu và hệ thống trong miền tần số	10
<i>Chương trình</i>	13
4.4. Bộ lọc số	14
4.4.1. Hệ thống FIR	19
<i>Mô hình thí nghiệm</i>	20
4.4.2. Hệ thống IIR	22
<i>Mô hình thí nghiệm</i>	25
4.5. Lọc số nhiều nhịp và ứng dụng	27
4.5.1. Hệ thống ghép kênh theo tần số	30
<i>Mô hình thí nghiệm</i>	31
4.5.2. Hệ thống ghép kênh theo thời gian	32
<i>Mô hình thí nghiệm</i>	33
4.5.3. Mã hóa Band con của tín hiệu tiếng nói	34
<i>Mô hình thí nghiệm</i>	39
V. Kết luận và kiến nghị	40
VI. Danh mục các tài liệu tham khảo	41