

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



ISO 9001:2008

ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP

NGÀNH: ĐIỆN TỬ VIỄN THÔNG

Người hướng dẫn: Thạc sỹ Nguyễn Văn Dương
Sinh viên : Nguyễn Văn Ngọc

HẢI PHÒNG - 2010

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

THIẾT KẾ BỘ LỌC SỐ IIR

**ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC CHÍNH QUY
NGÀNH : ĐIỆN TỬ VIỄN THÔNG**

Người hướng dẫn : Thạc sỹ Nguyễn Văn Dương
Sinh viên : Nguyễn Văn Ngọc

HẢI PHÒNG - 2010

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

NHIỆM VỤ ĐỀ TÀI TỐT NGHIỆP

Sinh viên : Nguyễn Văn Ngọc . Mã số : 100058.

Lớp : ĐT1001. Ngành: Điện tử viễn thông.

Tên đề tài : Thiết kế bộ lọc số.

NHIỆM VỤ ĐỀ TÀI

1. Nội dung và các yêu cầu cần giải quyết trong nhiệm vụ đề tài tốt nghiệp (về lý luận, thực tiễn, các số liệu cần tính toán và các bản vẽ).

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

2. Các số liệu cần thiết để thiết kế, tính toán.

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

3. Địa điểm thực tập tốt nghiệp.

.....

.....

.....

CÁN BỘ HƯỚNG DẪN ĐỀ TÀI TỐT NGHIỆP

Người hướng dẫn thứ nhất:

Họ và tên : Nguyễn Văn Dương

Học hàm, học vị: Thạc sỹ.

Cơ quan công tác : Trường Đại học Dân lập Hải Phòng.

Nội dung hướng dẫn

.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....

Người hướng dẫn thứ hai:

Họ và tên

.....

Học hàm, học vị

.....

Cơ quan công tác

.....

Nội dung hướng dẫn

.....
.....
.....
.....
.....

.....
.....
Đề tài tốt nghiệp được giao ngày tháng năm 2010.

Yêu cầu phải hoàn thành xong trước ngày tháng năm 2010.

Đã nhận nhiệm vụ ĐTTN

Sinh viên

Đã giao nhiệm vụ ĐTTN

Người hướng dẫn

Hải Phòng, ngày tháng năm 2010.

HIỆU TRƯỞNG

GS.TS.NGŨT Trần Hữu Nghị

PHÂN NHẬN XÉT TÓM TẮT CỦA CÁN BỘ HƯỚNG DẪN

1. Tinh thần thái độ của sinh viên trong quá trình làm đề tài tốt nghiệp:

.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....

2. Đánh giá chất lượng của đồ án (so với nội dung yêu cầu đã đề ra trong nhiệm vụ Đ.T.T.N trên các mặt lý luận, thực tiễn, tính toán số liệu...):

.....

.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....

3. Cho điểm của cán bộ hướng dẫn (ghi cả số và chữ) :

.....
.....
.....

Hải Phòng, ngày tháng năm 2010.

Cán bộ hướng dẫn

PHẦN NHẬN XÉT TÓM TẮT CỦA NGƯỜI CHĂM PHẢN BIỆN

1. Đánh giá chất lượng đề tài tốt nghiệp về các mặt thu thập và phân tích số liệu ban đầu, cơ sở lý luận chọn phương án tối ưu, cách tính toán chất lượng thuyết minh và bản vẽ, giá trị lý luận và thực tiễn đề tài.

.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....

.....
.....
2. Cho điểm của cán bộ phản biện. (Điểm ghi cả số và chữ).

.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....

Hải Phòng, ngày tháng năm 2010.

Người chấm phản biện

LỜI MỞ ĐẦU

Tín hiệu xuất hiện hầu như ở tất cả các ngành khoa học và kỹ thuật; ví như trong âm học, sinh học, thông tin liên lạc, hệ thống điều khiển, radar, vật lý học, địa chất học và khí tượng học. Có hai dạng tín hiệu được biết đến. Đó là tín hiệu liên tục theo thời gian và tín hiệu rời rạc theo thời gian.

Một tín hiệu rời rạc, cũng như một tín hiệu liên tục, có thể được biểu diễn bởi một hàm của tần số và được biết đến như là phổ tần của tín hiệu.

Lọc số là một quá trình mà ở đó phổ tần của tín hiệu có thể bị thay đổi, biến dạng tùy thuộc vào một số đặc tính mong muốn. Nó có thể dẫn đến sự khuếch đại hoặc suy giảm trong một dải tần số, bỏ đi hoặc cô lập một thành phần tần số cụ thể, ... Sử dụng bộ lọc số rất nhiều về, ví như: để loại bỏ thành phần làm bản tín hiệu như nhiễu, loại bỏ méo xuyên giữa các kênh truyền dẫn hoặc sai lệch trong đo lường, để phân tách hai hoặc nhiều tín hiệu riêng biệt đã được trộn lẫn theo chủ định nhằm cực đại hoá sự sử dụng kênh truyền, để phân tích các tín hiệu trong các thành phần tần số của chúng, để giải nén tín hiệu, để chuyển tín hiệu rời rạc theo thời gian sang tín hiệu liên tục theo thời gian.

Bộ lọc số là một hệ thống số có thể được sử dụng để lọc các tín hiệu rời rạc theo thời gian.

Đề án này trình bày lý thuyết thiết kế bộ lọc IIR và tính toán các hệ số bộ lọc viết bằng ngôn ngữ MATLAB, được chia thành 3 chương nhỏ:

Chương 1. Giới thiệu bộ lọc số: Chương này giới thiệu khái quát về lý thuyết tín hiệu số và các bộ lọc số.

Chương 2. Thiết kế bộ lọc số IIR.: Chương này trình bày phương pháp biến đổi từ bộ lọc tương tự sang bộ lọc số IIR và các cấu trúc thực thi bộ lọc số IIR

Chương 3. Ứng dụng thiết kế và xây dựng cấu trúc một bộ lọc số IIR bằng MATLAB.

Hải Phòng 7/2010.

Chương 1

BỘ LỌC SỐ

1.1.HÀM HỆ THỐNG

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 $y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[n-k]h[k]$, quan hệ trong miền Z được đưa ra trong bảng (1.1).

$$Y(Z) = H(Z).X(Z) \quad (1.1.1)$$

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 ω}) là một hàm phức của ω , biểu diễn theo phần thực và phần ảo là

$$H(e^{j\omega}) = \text{Re}(e^{j\omega}) + j\text{Im}(e^{j\omega}) \quad (1.1.2)$$

Hoặc biểu diễn dưới dạng góc pha:

$$H(e^{j\omega}) = |H(e^{j\omega})| e^{j\arg\{H(e^{j\omega})\}} \quad (1.1.3)$$

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 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:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |h[n]| < \infty \quad (1.1.4)$$

Điều kiện đủ để tồn tại H(e^{j ω}). 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 thoả mãn phương trình sai phân có dạng:

$$y[n] - \sum_{k=1}^N a_k y[n-k] = \sum_{r=0}^M b_r x[n-r] \quad (1.1.5)$$

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

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{\sum_{r=0}^M b_r Z^{-r}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k Z^{-k}} \quad (1.1.6)$$

So sánh hai phương trình trên, từ phương trình sai phân (1.1.3) ta có thể đạt được $H(Z)$ trực tiếp bằng cách đồng nhất các hệ số của phân tử vào tử trong (1.1.5) với các lũy thừa tương ứng Z^{-1} .

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:

$$H(Z) = \frac{A \prod_{r=1}^M (1 - c_r Z^{-1})}{\prod_{k=1}^N (1 - d_k Z^{-1})} \quad (1.1.7)$$

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 (Finite duration Impulse Response_FIR), và hệ thống đáp ứng xung vô hạn (Infinit duration Impulse Response_IIR).

1.1.1. Hệ thống FIR

Nếu các hệ số a_k trong phương trình (1.1.5) bằng không, khi đó phương trình sai phân sẽ là:

$$y[n] = \sum_{r=0}^M b_r x[n-r] \quad (1.1.8)$$

Từ (1.1.8) chúng ta thấy rằng:

$$h[n] = \begin{cases} b_n & 0 \leq n \leq M \\ 0 & \text{với các } n \text{ còn lại} \end{cases} \quad (1.1.9)$$

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

$$h[n] = \pm h[M-n] \quad (1.1.10)$$

thì $H(e^{j\omega})$ có dạng

$$H(e^{j\omega}) = A(e^{j\omega}) e^{-j\omega M/2} \quad (1.1.11)$$

$H(e^{j\omega})$ chỉ có phần thực hoặc phần ảo tùy thuộc vào chương trình (1.1.10) lấy dấu (+) hay dấu (-).

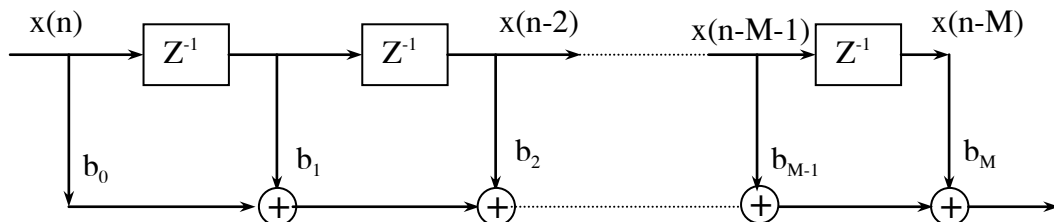
Dạng pha tuyến tính chính xác thường rất hữu ích trong các ứng dụng xử lý tiếng nói, khi mà xác định thứ tự thời gian là cần thiết. Các thuộc tính này của bộ lọc FIR cũng có thể đơn giản hoá vấn đề xấp xỉ, nó chỉ xét đến khi đáp ứng độ lớn cần thiết. Khoảng sai số mà được bù để thiết kế các bộ lọc với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



Hình 1.1. Mạng số cho hệ thống FIR

Bộ lọc số thường được biểu diễn dạng biểu đồ khối, như hình (1.1) ta biểu diễn phương trình sai phân (1.1.8). 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 trước của dãy vào. Vì vậy biểu đồ khối đưa ra chỉ dẫn rõ ràng về tính phức tạp của hệ thống.

1.1.2. Hệ thống IIR

Nếu hàm hệ thống của phương trình (1.1.7) có các điểm cực cũng như điểm không, thì phương trình sai phân (1.1.5) có thể viết:

$$y[n] = \sum_{k=1}^N a_k y[n-k] + \sum_{r=0}^M b_r x[n-r] \quad (1.1.12)$$

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 (1.1.7), thì $H(Z)$ có thể biến đổi về dạng:

$$H(Z) = \sum_{k=1}^N \frac{A_k}{1 - d_k Z^{-1}} \quad (1.1.13)$$

Cho hệ thống nhân quả, ta dễ dàng biểu diễn

$$h[n] = \sum_{k=1}^N A_k d_k^n u[n] \quad (1.1.14)$$

Ta có thể thấy rằng dãy $h(n)$ có chiều dài vô hạn. Tuy nhiên, vì công thức truy hồi (1.1.12) 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 Butterworth
- ❖ 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 liệ 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.

1.2. ĐẶC TUYÊN TẦN SỐ CỦA BỘ LỌC

1.2.1. Đặc tuyến tần số của bộ lọc số 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.
- ❖ Bộ lọc số thông cao
- ❖ Bộ lọc số thông dải
- ❖ Bộ lọc số chắn dải

Lọc ở đây chúng ta hiểu là lọc tần số chính, vì vậy mà tất cả các đặc trưng của lọc tần số đều được cho theo đáp ứng biên độ.

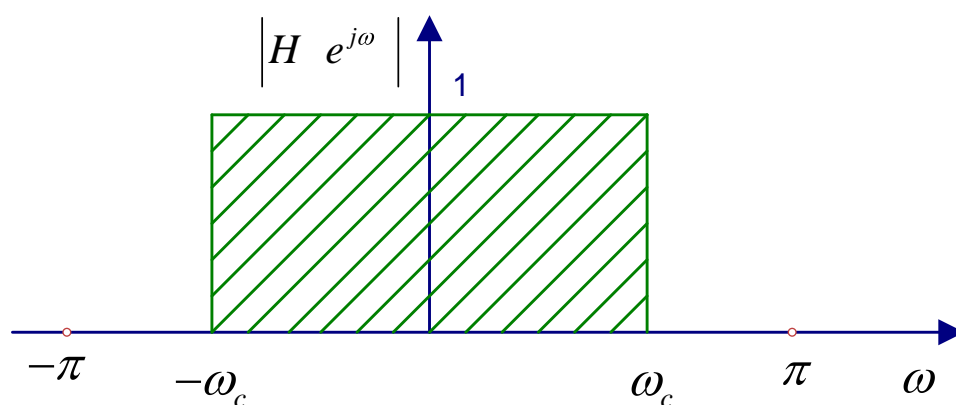
1.2.1.1. Bộ lọc số thông thấp lý tưởng

Trước hết chúng ta định nghĩa thế nào là bộ lọc thông thấp lý tưởng. Bộ lọc thông thấp lý tưởng định nghĩa theo đáp ứng biên độ.

Định nghĩa:

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

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



Hình 1.2.1.1 . Đồ thị của đáp ứng biên độ của bộ lọc số thông thấp lý tưởng

Nhận xét:

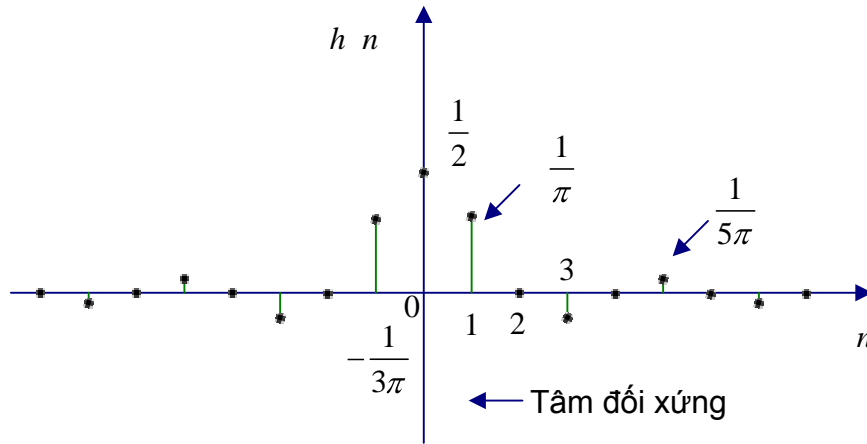
Ở đây $|H e^{j\omega}|$ là đối xứng, tức là chúng ta đã định nghĩa bộ lọc số thông thấp lý tưởng với $h[n]$ là thực, sau này nếu $|H e^{j\omega}|$ là đối xứng thì ta chỉ cần xét một nửa chu kỳ $0 \leq \omega \leq \pi$ là đủ.

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



Hình 1.2.1.2: Đồ thị đáp ứng xung $h[n]$ của bộ lọc số thông thấp lý tưởng pha

không $\theta(\omega) = 0$ với tần số cắt $\omega_c = \frac{\pi}{2}$

-Đáp ứng xung $h[n]$ là đối xứng, bởi vì đáp ứng pha $\theta(\omega)$ là tuyến tính.

-Tâm đối xứng của $h[n]$ nằm tại mẫu $n=0$, bởi vì pha $\theta(\omega) = 0$ (trùng với trục hoành).

- Tại tất cả các mẫu là số nguyên lẻ của 2 (các mẫu chẵn) trừ tại $n=0$ thì $h[n] = 0$ bởi vì $\omega_c = \frac{\pi}{2}$. Trong trường hợp tổng quát $\omega_c = \frac{\pi}{M}$ (M nguyên dương) thì tại các mẫu số nguyên lẻ của M . $h[n] = h[mM] = 0$

- Các bộ lọc có tần số cắt $\omega_c = \frac{\pi}{M}$ (M là nguyên dương) được gọi là bộ lọc Nyquist

-Nếu $\omega_c = \frac{\pi}{2}$ gọi là bộ lọc nửa band, nếu $\omega_c = \frac{\pi}{M}$ gọi là bộ lọc một phần M band.

-Đáp ứng biên độ $|H e^{j\omega}|$ của các bộ lọc số thông thấp lý tưởng là hoàn toàn như nhau, nhưng đáp ứng pha $\theta \omega$ có thể khác nhau.

$$L[H(n)] = \infty$$

- Là không nhân quả
- Không thực hiện được về vật lý

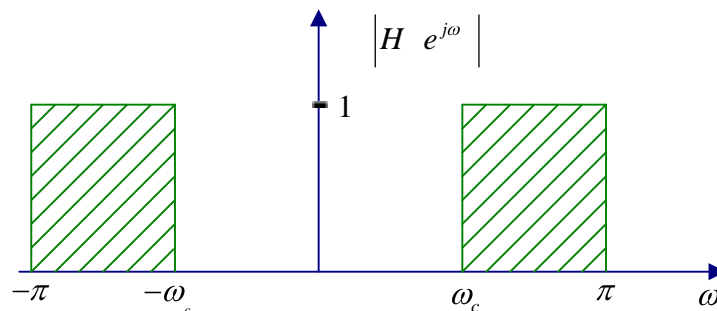
1.2.1.2. Bộ lọc thông cao lý tưởng

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

Định nghĩa:

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

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



Hình 1.2.1.3: Đồ thị của đáp ứng biên độ của bộ lọc số thông cao lý tưởng.

Nhận xét :

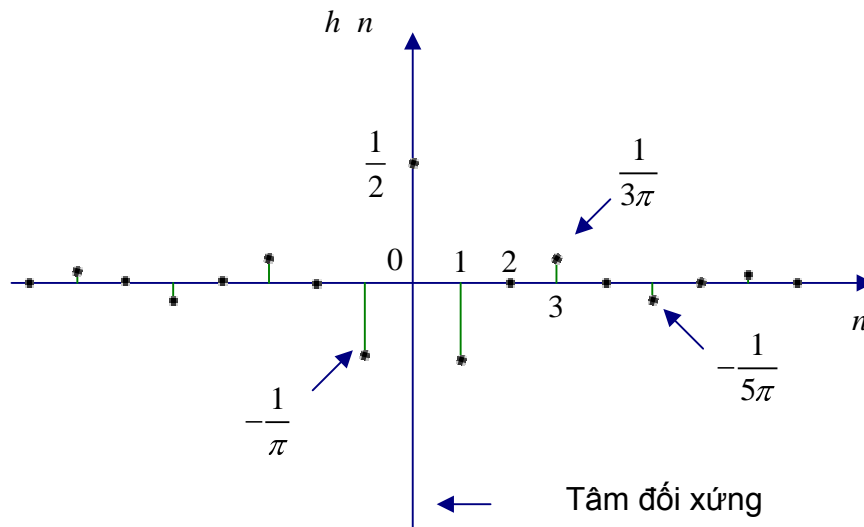
Cũng giống như bộ lọc số thông thấp lý tưởng, $|H e^{j\omega}|$ là đối xứng như vậy $h(n)$ là thực và như vậy trong miền tần số ω ta chỉ xét $|H e^{j\omega}|$ trong một nửa chu kỳ $0 \leq \omega \leq \pi$ là đủ.

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



Hình 1.2.1.4: Đáp ứng xung h_n của bộ lọc số thông cao lý tưởng pha

không $\theta(\omega) = 0$ với tần số cắt $\omega_c = \frac{\pi}{2}$.

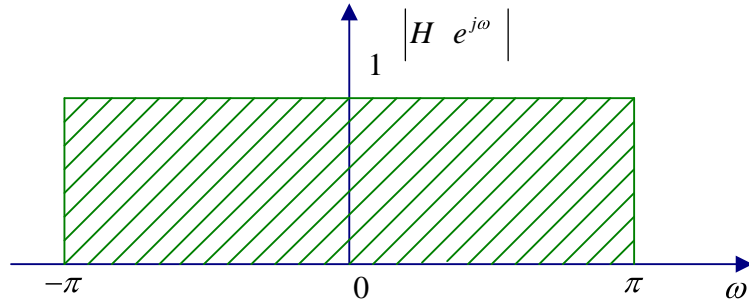
Cũng giống như bộ lọc số thông thấp lý tưởng pha không, đối với bộ lọc số thông cao lý tưởng thì h_n là đối xứng và tâm đối xứng nằm tại mẫu $n=0$ bởi vì $\theta(\omega)$ là tuyến tính và $\theta(\omega) = 0$.

-Nếu ta ký hiệu bộ lọc số thông thấp là $H_{lp} e^{j\omega}$ và $h_{lp}(n)$; bộ lọc thông cao là $H_{hp} e^{j\omega}$ và $h_{hp}(n)$ thì ta thấy rằng đối với các bộ lọc pha không ta có quan hệ sau đây:

$$h_{hp}(n) = \begin{cases} 1 - h_{lp}(0) & n = 0 \\ -h_{lp}(n) & n \neq 0 \end{cases}$$

- Ta thấy rằng $\delta(n)$ chính là đáp ứng xung của bộ lọc thông thấp pha không và đáp ứng biên độ của bộ lọc thông thấp là $|H_{lp} e^{j\omega}|$ được định nghĩa như sau:

$$|H_{lp} e^{j\omega}| = 1 \quad -\pi \leq \omega \leq \pi$$



Hình 1.2.1.5: Đáp ứng biên độ của bộ lọc số thông tắt $|H_{ap} e^{j\omega}|$.

Như vậy bộ lọc thông tắt cho thông qua tất cả các thành phần tần số, hay nói cách khác bộ lọc thông tắt là bộ lọc thông thấp có tần số cắt $\omega_c = \pi$ (nếu xét trong nửa chu kỳ $0 \leq \omega \leq \pi$). Vì vậy bộ lọc thông tắt thường dùng làm bộ di pha và việc thiết kế bộ lọc thông tắt chỉ theo các tiêu chuẩn kỹ thuật của đáp ứng pha, không cần xét đến đáp ứng biên độ vì trong cả dải tần $|H_{ap} e^{j\omega}|$ đều bằng 1.

-Nếu các bộ lọc thông thấp, thông cao và thông tắt có cùng đáp ứng pha ta sẽ có quan hệ sau đây:

$$h_{hp}[n] = h_{ap}[n] - h_{lp}[n]$$

Và

$$H_{hp} e^{j\omega} = H_{ap} e^{j\omega} - H_{lp} e^{j\omega}$$

Và ta cũng có

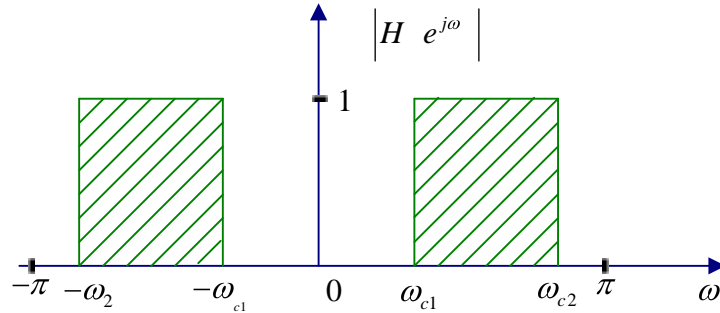
$$|H_{hp} e^{j\omega}| = |H_{ap} e^{j\omega}| - |H_{lp} e^{j\omega}|$$

1.2.1.3. Bộ lọc số thông dải lý tưởng

Định nghĩa theo đáp ứng biên độ

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

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



Hình 1.2.1.6 Đồ thị đáp ứng biên độ của bộ lọc số thông dải lý tưởng .

Nhận xét :

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} .

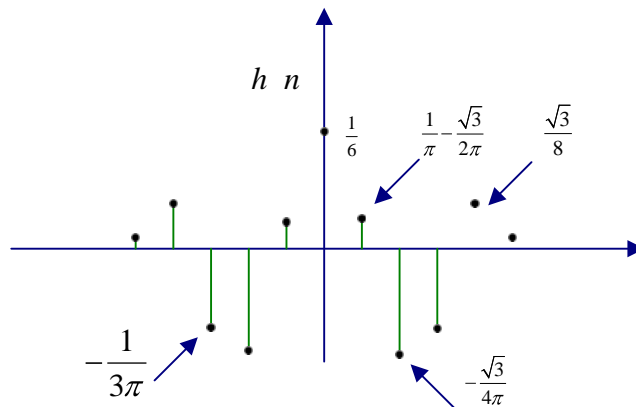
Các tham số của bộ lọc thông dải lý tưởng như sau:

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



Hình 1.2.1.7: Đáp ứng xung $h[n]$ của bộ lọc thông dải lý tưởng pha không

$\theta(\omega) = 0$ trong trường hợp $\omega_{c1} = \frac{\pi}{3}$, $\omega_{c2} = \frac{\pi}{2}$.

Nếu ta có hai bộ lọc thông thấp có tần số cắt là ω_{c1} và ω_{c2} và nếu hai bộ lọc này có cùng đáp ứng pha thì bộ lọc thông dải chính là hiệu của hai bộ lọc thông thấp này, tức là:

$$H_{bp} e^{j\omega} = H_{lp2} e^{j\omega} - H_{lp1} e^{j\omega}$$

Ở đây: $H_{lp2} e^{j\omega}$ là đáp ứng tần số của bộ lọc thông dải.

$H_{lp1} e^{j\omega}$ là đáp ứng tần số của bộ lọc thông thấp tần số cắt ω_{c2} .

$H_{lp2} e^{j\omega}$ là đáp ứng tần số của bộ lọc thông thấp tần số cắt ω_{c1} .

Và trong miền n ta cũng có :

$$H_{bp} e^{j\omega} = H_{lp2} e^{j\omega} - H_{lp1} e^{j\omega}$$

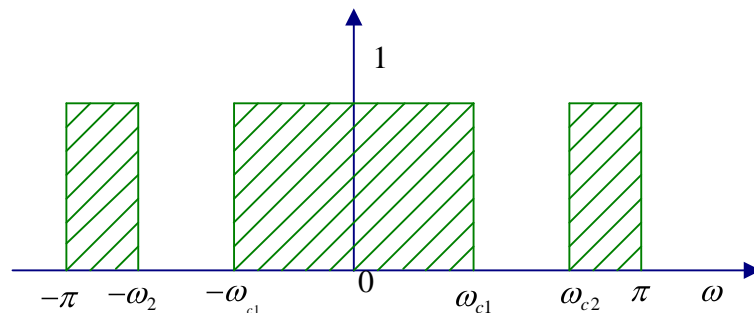
Khi $\omega_{c1} \approx \omega_{c2}$ ta có bộ lọc thông dải dải hẹp. thường được dùng làm bộ lọc cộng hưởng.

1.2.1.4. Bộ lọc chắn dải lý tưởng

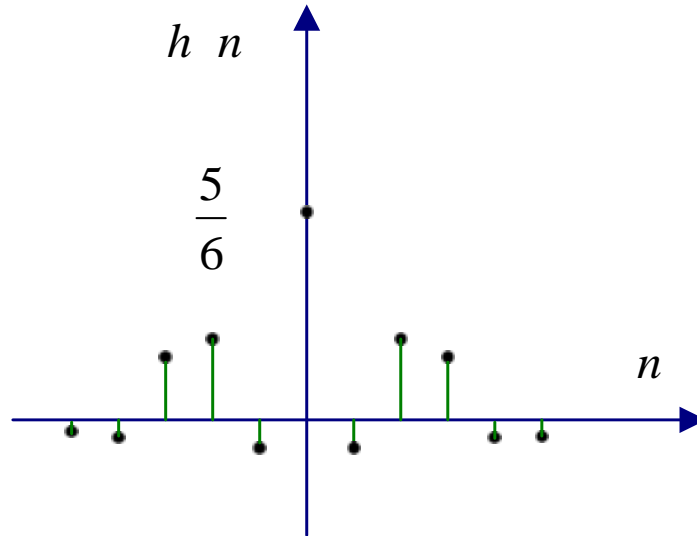
Định nghĩa:

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

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



Hình 1.2.1.8 Đồ thị của đáp ứng biên độ của bộ lọc số chắn dải lý tưởng



Hình 1.2.1.9 Đáp ứng xung $h[n] = \delta[n] - \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{\sin \frac{\pi}{2} n}{\frac{\pi}{2} n} - \frac{1}{3} \cdot \frac{\sin \frac{\pi}{3} n}{\frac{\pi}{3} n} \right]$ của bộ lọc chắn

dải lý tưởng pha không trong trường hợp $\omega_{c1} = \frac{\pi}{3}$, $\omega_{c2} = \frac{\pi}{2}$.

Nhận xét:

-Nếu các bộ lọc thông tắt, 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 thông dải.

$H_{ap} e^{j\omega}$ Là đáp ứng tần số của bộ lọc thông tắt.

$H_{bp} e^{j\omega}$ 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:

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

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

1.2.2. 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.

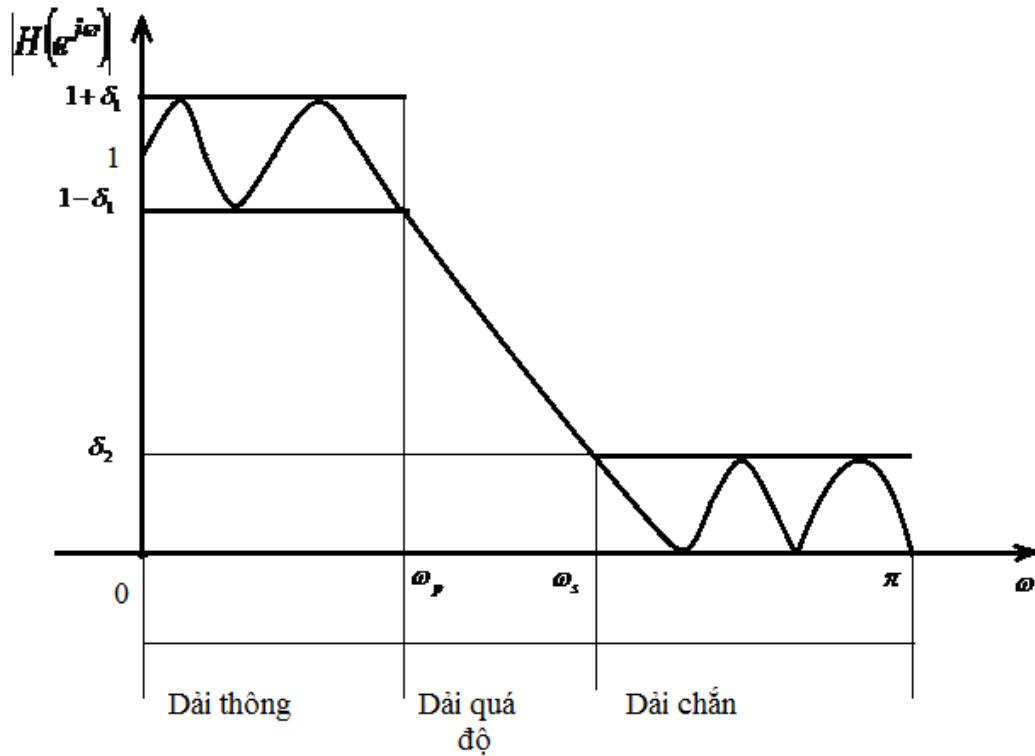
δ_2 độ gợn sóng ở dải chắn.

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 1.2.2.1: Đặc tuyến thực tế của bộ lọc số thông thấp

Hình 1.2.2.1 là minh họa đối với bộ lọc thông thấp đối với các bộ lọc số thông cao, thông dải và chắn dải chúng ta cũng tự suy ra các tham số kỹ thuật tương ứng .

Chương 2

THIẾT KẾ BỘ LỌC IIR

Để thiết kế bộ lọc số IIR, ta có một số phương pháp như: thiết kế từ bộ lọc tương tự, chuyển đổi tần số, phương pháp bình phương tối thiểu. Trong đó phổ biến nhất là phương pháp thiết kế từ bộ lọc tương tự, tức là ta thiết kế một bộ lọc tương tự thỏa mãn các yêu cầu đặt ra, sau đó dùng các phương pháp chuyển đổi từ miền Laplace sang miền Z ta được bộ lọc số.

2.1 BỘ LỌC TƯƠNG TỰ

2.1.1 Một số qui định đối với mạch lọc tương tự

Đáp ứng biên độ - tần số của mạch lọc thông thấp tương tự có thể được biểu diễn dưới dạng bình phương hoặc theo thang dB như trên hình 2.1.1. Trong các trường hợp, qui định của mạch lọc thông thấp tương tự được xác định:

Đối với dải thông

$$\frac{1}{1+\varepsilon^2} \leq |H_a(j\Omega)|^2 \leq 1; \quad |\Omega| \leq \Omega_p$$

Đối với dải chặn

$$0 \leq |H_a(j\Omega)|^2 \leq \frac{1}{A^2} \quad \Omega_s \leq |\Omega|$$

Trong đó

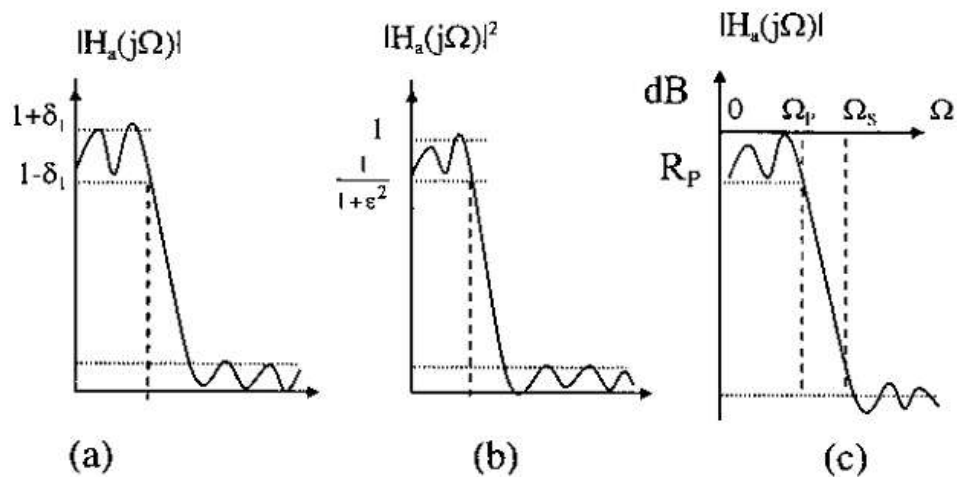
ε Là thông số mấp mô của dải thông

Ω_p Là tần số của dải thông đo bằng rad/s

A Là độ suy giảm của dải chặn

Ω_s Là tần số cắt của dải chặn

Các thông số này chỉ ra trên hình 2.1.1



Hình 2.1.1. Đáp ứng biên độ của mạch lọc thông thấp tương tự.

Từ đó ta được:

$$|H_a(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2} \text{ khi } \Omega = \Omega_p$$

Và

$$|H_a(j\Omega)|^2 = \frac{1}{A^2} \text{ khi } \Omega = \Omega_s$$

Các thông số ε và A liên hệ với các thông số R_p và A_s của thang đơn vị dB như trong hình 2.1.1. (c) bằng các hệ thức:

$$R_p = -10 \log_{10} \frac{1}{1+\varepsilon^2} \quad \rightarrow \quad \varepsilon = \sqrt{10^{\frac{R_p}{10}} - 1}$$

Và

$$A_s = -10 \log_{10} \frac{1}{A^2} \quad \rightarrow \quad A = 10^{\frac{A_s}{20}}$$

Ngoài ra độ mấp mô δ_1 và δ_2 của thang đo giá trị tuyệt đối liên hệ với ε và A bằng các hệ thức:

$$\frac{1-\delta_1}{1+\delta_1} = \sqrt{\frac{1}{1+\varepsilon^2}} \quad \rightarrow \quad \varepsilon = \frac{2\sqrt{\delta_1}}{1-\delta_1}$$

Và

$$\frac{\delta_2}{1+\delta_2} = \frac{1}{A} \quad \rightarrow \quad A = \frac{1+\delta_1}{\delta_2}$$

Đáp ứng tần số $H_a(j\Omega)$ của mạch lọc tương tự liên hệ với hàm truyền $H_a(s)$ của nó bằng hệ thức:

$$H_a(j\omega) = H_a(s) \Big|_{s=j\Omega}$$

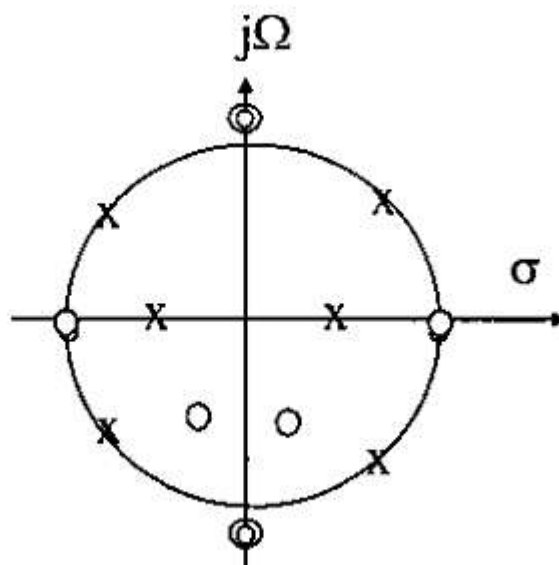
Nên

$$\left| H_a(j\omega) \right|^2 = H_a(s) H_a(-s) \Big|_{s=j\Omega}$$

Hay

$$H_a(s) H_a(-s) = \left| H_a(j\omega) \right|^2 \Big|_{\Omega=s/j}$$

Do vậy, các điểm cực và điểm không của hàm bình phương biên độ phân bố đối xứng qua trục ảo $j\Omega$. Giả sử đồ điểm cực/điểm không đặc trưng của $H_a(s) H_a(-s)$ cho trên hình 2.1.2. Từ giả đồ này, chúng ta có thể tìm được hàm truyền $H_a(s)$ của mạch lọc tương tự cần thiết kế. Để mạch lọc tương tự ổn định và nhân quả thì các điểm cực của hàm truyền bắt buộc phải nằm ở nửa trái của mặt phẳng $-s$. Các điểm không của $H_a(s)$ có thể nằm ở đâu đó trong mặt phẳng $-s$, do đó chúng không xác định một cách duy nhất trừ khi tất cả đều nằm trên trục $j\Omega$. Chúng ta sẽ chọn các điểm không của $H_a(s) H_a(-s)$ nằm bên trong hoặc ngay trên trục $j\Omega$ như các điểm không của $H_a(s)$. Mạch lọc có điểm không như vậy được gọi là mạch lọc pha cực tiểu.



Hình 2.1.2 .Giản đồ điểm cực và không tiêu biểu của $H_a(s) H_a(-s)$

2.1.2 Bộ lọc tương tự Butterworth

Bộ lọc thông thấp Butterworth là loại hàm toàn cực được đặc trưng bởi phương trình đáp ứng biên độ tần số.

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\Omega}{\Omega_c}\right)^{2N}} \quad (2.1.1)$$

ở đây N là cấp bộ lọc và Ω_c là tần số ứng với mức -3dB của nó (thường gọi là tần số cắt).

Vì $H(s)H(-s)$ ước lượng tại $s = j\Omega$ đúng bằng $|H(\Omega)|^2$ nên

$$H(s)H(-s) = \frac{1}{1 + \left(\frac{-s^2}{\Omega_c^2}\right)^N} \quad (2.1.2)$$

Các cực của $H(s)H(-s)$ xuất hiện trên đường tròn bán kính Ω_c tại các điểm cách đều. Từ (2.1.2), ta tìm được.

$$\frac{-s^2}{\Omega_c^2} = -1 \frac{1}{N} = e^{\frac{j(2k+1)\pi}{N}} \quad k=0,1,\dots,N-1$$

từ đó ta được:

$$s_k = \Omega_c e^{\frac{j\pi}{2}} e^{\frac{j(2k+1)\pi}{2N}} \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (2.1.3)$$

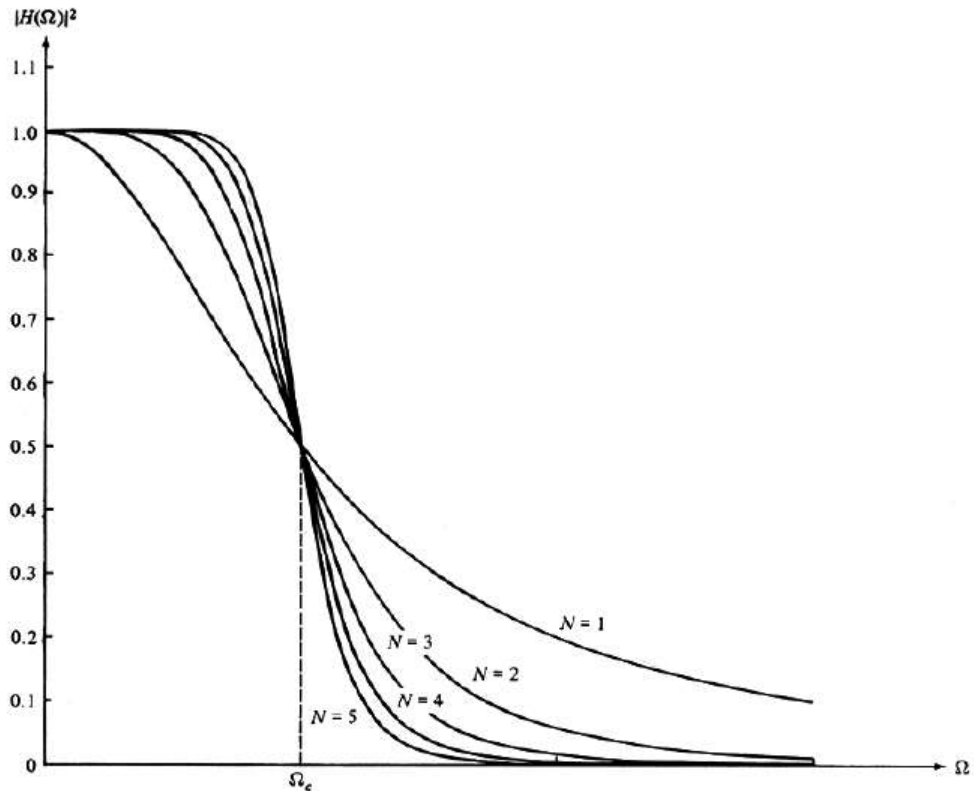
Đặc tuyến đáp ứng biên độ tần số của một lớp bộ lọc Butterworth được biểu diễn trong hình 2.1.3. với một số giá trị N. Ta lưu ý rằng $|H(\Omega)|^2$ là đơn điệu trong dải thông và dải chắn. Cấp bộ lọc (cần đạt suy giảm δ_2 tại tần số Ω_s) được xác định một cách dễ dàng nhờ (2.1.3). Như vậy, tại $\Omega = \Omega_s$ ta có:

$$\frac{1}{1 + \left(\frac{\Omega_s}{\Omega_c}\right)^{2N}} = \delta_2^2$$

Từ đó ta được:

$$N = \frac{\log_{10} \left[\frac{1}{\delta_2^2} - 1 \right]}{2 \log_{10} \frac{\Omega_s}{\Omega_c}} \quad (2.1.4)$$

Như vậy các tham số N , δ_2 và tỷ số Ω_s/Ω_c là đặc trưng đầy đủ cho bộ lọc Butterworth.



Hình 2.1.3. Đặc tuyến đáp ứng biên độ tần số của một lớp bộ lọc Butterworth.

2.1.3 Bộ lọc tương tự Chebyshev

Có hai loại bộ lọc Chebyshev. Loại I là bộ lọc toàn cực, nó biểu lộ độ gợn sóng đồng đều trong dải thông và có đặc tuyến đơn điệu trong dải chặn. Ngược lại, bộ lọc Chebyshev loại II gồm cả điểm cực và không, thể hiện tính đơn điệu trong dải thông và độ gợn sóng đều nhau trong dải chặn. Các điểm không của loại bộ lọc này nằm trên trục ảo thuộc mặt phẳng s .

a) Bộ lọc Chebyshev loại I

Bình phương đặc tuyến đáp ứng biên độ tần số của bộ lọc Chebyshev loại I là:

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_N^2(\Omega/\Omega_c)} \quad (2.1.5)$$

ở đây ϵ là một tham số của bộ lọc, có liên quan đến gợn sóng trong dải thông; $T_N(x)$ là đa thức Chebyshev bậc N và được định nghĩa như sau:

$$T_N(x) = \begin{cases} \cos N \cos^{-1} x & |x| \leq 1 \\ ch N ch x & |x| > 1 \end{cases} \quad (2.1.6)$$

Có thể tổng quát hóa đa thức Chebyshev bằng phương trình đệ quy:

$$T_{N+1}(x) = 2xT_N(x) - T_{N-1}(x) \quad N=1,2,\dots \quad (2.1.7)$$

ở đây $T_0(x) = 1$ và $T_1(x) = x$. Ta có $T_2(x) = 2x^2 - 1$, $T_3(x) = 4x^3 - 3x$

các đa thức này có các tính chất:

- 1) $|T_N(x)| \leq 1$ với mọi $|x| \leq 1$
- 2) $T_N(1) = 1$ với mọi N
- 3) Tất cả các nghiệm của đa thức $T_N(x)$ xuất hiện trong khoảng $-1 \leq x \leq 1$

Tham số lọc ϵ liên quan tới độ gợn sóng trong băng thông, như minh họa ở hình 2.1.4, với N lẻ và chẵn. Đối với N lẻ, $T_N(0) = 0$ và do đó $|H(0)|^2 = 1$. Mặt khác, với N chẵn, $T_N(0) = 1$ và do đó $|H(0)|^2 = 1/(1 + \epsilon^2)$. Tại tần số biên $\Omega = \Omega_c$, ta có $T_N(1) = 1$, vậy:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}} = 1 - \delta_1$$

Hoặc tương đương

$$\epsilon^2 = \frac{1}{1 - \delta_1^2} - 1 \quad (2.1.8)$$

ở đây δ_1 là giá trị gợn sóng trong dải thông

Các cực của bộ lọc Chebyshev loại I nằm trên một elip thuộc mặt phẳng s với trục chính là:

$$r_1 = \Omega_c \frac{\beta^2 + 1}{2\beta} \quad (2.1.9)$$

Và trục đối xứng là :

$$r_1 = \Omega_c \frac{\beta^2 - 1}{2\beta} \quad (2.1.10)$$

ở đây β quan hệ với ϵ theo phương trình

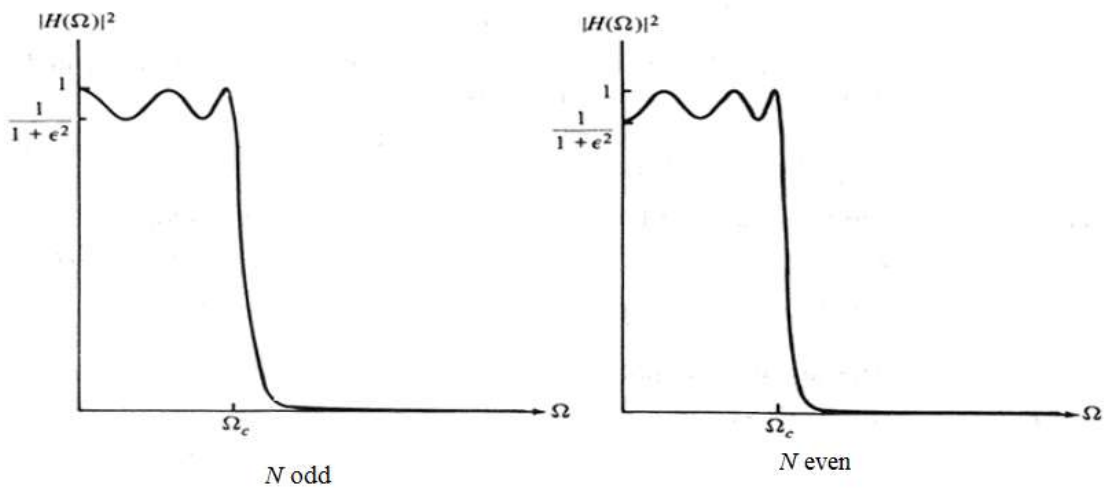
$$\beta = \left[\frac{\sqrt{1 + \epsilon^2} + 1}{\epsilon} \right]^{1/N} \quad (2.1.11)$$

Nếu ký hiệu vị trí góc của các cực bộ lọc Butterworth là:

$$\Phi_k = \frac{\pi}{2} + \frac{2k+1}{2N} \pi \quad k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (2.1.12)$$

Thì các vị trí cực của bộ lọc Chebyshev sẽ nằm trên elip tại các tọa độ x_k, y_k , $k=0,1,2,\dots,N-1$, với

$$\begin{aligned} x_k &= r_2 \cos \Phi_k & k=0,1,2,\dots,N-1 \\ y_k &= r_1 \sin \Phi_k & k=0,1,2,\dots,N-1 \end{aligned} \quad (2.1.13)$$



Hình 2.1.4 Đáp ứng biên độ tần số bộ lọc Chebyshev loại I

b) Bộ lọc Chebyshev loại II

Gồm cả điểm không và các điểm cực.

Bình phương của đáp ứng biên độ tần số là:

$$\left| H(\Omega) \right|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \frac{T_N^2(\Omega_s/\Omega_c)}{T_N^2(\Omega_s/\Omega)}} \quad (2.1.14)$$

ở đây $T_N x$ cũng là đa thức Chebyshev bậc N và Ω_s là tần số dải chặn như ở hình 2.1.5

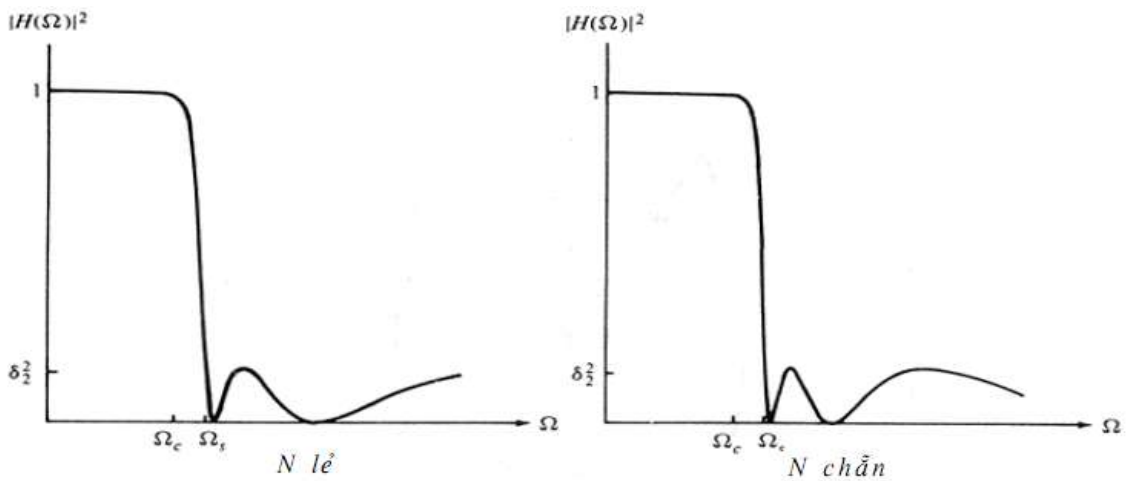
Các điểm không được đặt trên trục ảo, tại các điểm:

$$s_k = j \frac{\Omega_s}{\sin \Phi_k} \quad k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (2.1.15)$$

Các điểm cực được đặt tại các tọa độ v_k, w_k , ở đây:

$$v_k = \frac{\Omega_s x_k}{\sqrt{x_k^2 + y_k^2}} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2.1.16)$$

$$w_k = \frac{\Omega_s y_k}{\sqrt{x_k^2 + y_k^2}} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2.1.17)$$



Hình 2.1.5. Đáp ứng biên độ tần số bộ lọc Chebyshev loại II

2.1.4 Bộ lọc tương tự Elip (Cauer)

Bộ lọc Elip (hay Cauer) có gợn sóng đồng đều trong cả dải thông và dải chặn đối với cả N lẻ và chẵn. Loại bộ lọc này bao gồm cả điểm cực và điểm không, được đặc trưng bởi bình phương đáp ứng biên độ tần số như sau:

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 U_N^2(\Omega/\Omega_c)} \quad (2.1.18)$$

ở đây $U_N x$ là hàm Elip Jacobian bậc N, nó được Zverev tính theo phương pháp lập bảng năm 1967 và ϵ là tham số liên quan tới độ gợn sóng dải thông. Các điểm không nằm trên trục $j\Omega$.

Việc tổng hợp đạt được hiệu quả nhất nếu trải đều sai số gần đúng toàn bộ dải thông và dải chặn. Bộ lọc Elip đạt được tiêu chuẩn này và vì thế là bộ

lọc tối ưu nhất xét theo cấp nhỏ nhất với chỉ tiêu đặt ra. Nói khác đi, với một tập chỉ tiêu, bộ lọc Elip có độ rộng băng chuyển tiếp nhỏ nhất.

Cấp bộ lọc cần thiết để đạt tập chỉ tiêu đặt ra theo độ gợn sóng dải thông δ_1 , gợn sóng dải chặn δ_2 , tỷ số chuyển tiếp Ω_c/Ω_s được xác định như sau:

$$N = \frac{K\left(\frac{\Omega_c}{\Omega_s}\right) K\left(\frac{\sqrt{1-\delta_2^2} \sqrt{1+\epsilon^2}}{\sqrt{1-\delta_2^2}}\right)}{K\left(\frac{\epsilon \delta_2}{\sqrt{1-\delta_2^2}}\right) K\left(\sqrt{1-\frac{\Omega_c^2}{\Omega_s^2}}\right)} \quad (2.1.19)$$

ở đây K_x là tích phân Elips đầy đủ loại một và được tính theo công thức

$$K_x = \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{\sqrt{1-x^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.1.20)$$

Theo tiêu chuẩn, bộ lọc Elip là tối ưu, tuy nhiên xét trên thực tế bộ lọc Butterworth hay Chebyshev trong một số ứng dụng sẽ có đặc tuyến đáp ứng pha tốt hơn. Trong dải thông, đáp ứng pha của bộ lọc Elip không tuyến tính bằng bộ lọc Butterworth hay Chebyshev.

2.2. TỔNG HỢP BỘ LỌC SỐ IIR

Tương tự như bộ lọc số FIR, người ta thường dùng một số phương pháp tổng hợp bộ lọc số IIR có đáp ứng xung có chiều dài vô hạn. Phương pháp được đưa ra ở đây là biến đổi từ bộ lọc tương tự sang bộ lọc số theo các phép ánh xạ. Việc tổng hợp bộ lọc tương tự đã được giới thiệu ở phần trước, khi tổng hợp bộ lọc số IIR ta sẽ bắt đầu việc tổng hợp bộ lọc trong miền tương tự tức là xác định hàm truyền đạt $H_a(s)$ và sau đó biến đổi sang miền số.

Có 3 phương pháp chính để chuyển từ bộ lọc tương tự sang bộ lọc số tương đương:

- ❖ Phương pháp bất biến xung
- ❖ Phương pháp biến đổi song tuyến
- ❖ Phương pháp tương đương vi phân

Ngoài ra ta có thể sử dụng phương pháp biến đổi dải tần bộ lọc số thông thấp đã được thiết kế để thiết kế các bộ lọc thông thấp khác với tần số cắt khác hoặc bộ lọc thông cao, thông dải, chặn dải.

2.2.1 Cơ sở tổng hợp bộ lọc số IIR

Ta có thể mô tả bộ lọc tương tự bằng hàm hệ thống của nó:

$$H_a(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{\sum_{k=0}^M \beta_k s^k}{\sum_{k=0}^N \alpha_k s^k} \quad 2.2.1$$

ở đây α_k và β_k là các hệ số lọc, hoặc bằng đáp ứng xung liên quan với $H_a(s)$. Thông qua biến đổi Laplace:

$$H_a(s) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-st} dt \quad 2.2.2$$

Bộ lọc tương tự có hàm hệ thống hữu tỷ $H_a(s)$. Cũng có thể được mô tả bằng phương trình vi phân tuyến tính hệ số hằng:

$$\sum_{k=0}^N \alpha_k \frac{d^k y(t)}{dt^k} = \sum_{r=0}^M \beta_r \frac{d^r x(t)}{dt^r} \quad 2.2.3$$

với $x(t)$ là tín hiệu vào và $y(t)$ tín hiệu ra của bộ lọc.

Một trong ba đặc trưng tương đương của bộ lọc tương tự sẽ tạo ra phương pháp biến đổi bộ lọc sang miền tần số khác nhau. Ta biết rằng, hệ thống tuyến tính bất biến tương tự với hàm hệ thống $H_a(s)$ là ổn định nếu tất cả các điểm cực phân bố toàn bộ bên trái của mặt phẳng s (s là biến số phức $s = \sigma + j\Omega$), do đó nếu phép biến đổi đạt được, nó sẽ có tính chất sau:

1. Trục $j\Omega$ trong mặt phẳng s sẽ ánh xạ lên đường tròn đơn vị trong mặt phẳng z , như vậy sẽ có quan hệ trực tiếp giữa hai biến tần số trong hai miền.

2. Nửa trái của mặt phẳng s sẽ ánh xạ vào phía trong đường tròn đơn vị thuộc mặt phẳng z , như vậy một bộ lọc tương tự ổn định sẽ được biến đổi thành bộ lọc số ổn định.

Ta lưu ý rằng thể hiện vật lý bộ lọc IIR ổn định không thể có pha tuyến tính vì nếu hàm hệ thống của bộ lọc pha tuyến tính phải thỏa mãn điều kiện sau:

$$H(z) = \pm z^{-N} H(z^{-1}) \quad 2.2.4$$

ở đây z^{-N} biểu diễn độ trễ N đơn vị thời gian, bộ lọc sẽ có điểm cực ánh xạ gương ngoài đường tròn đơn vị tương ứng với mỗi điểm cực trong

đường tròn này. Vì thế bộ lọc sẽ là không ổn định. Do đó, một bộ lọc IIR nhân quả và ổn định không thể có pha tuyến tính.

2.2.2 Phương pháp bất biến xung

Trong phương pháp bất biến xung, mục đích của ta là tổng hợp bộ lọc IIR có đáp ứng xung đơn vị $h[n]$ là phiên bản được lấy mẫu của đáp ứng xung bộ lọc tương tự. Nghĩa là

$$h[n] \equiv h_a(nT) \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad 2.2.5$$

ở đây T là khoảng lấy mẫu

Được biểu diễn trong phạm vi của việc lấy mẫu đáp ứng xung một bộ lọc tương tự với đáp ứng tần số $H_a(F)$, bộ lọc số với đáp ứng xung đơn vị $h[n] \equiv h_a(nT)$. Có đáp ứng tần số

$$H(f) = F_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_a \left[f - k F_s \right] \quad 2.2.6$$

hoặc

$$H(\Omega T) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_a \left(\Omega - \frac{2\pi k}{T} \right) \quad 2.2.7$$

Rõ ràng, bộ lọc số với đáp ứng tần số $H(e^{j\omega})$ sẽ có đặc tuyến đáp ứng tần số của bộ lọc tương tự tương ứng nếu chu kỳ lấy mẫu T được chọn là đủ nhỏ để tránh hoàn toàn hoặc tối thiểu hóa ảnh hưởng của lấy mẫu. Điều rõ ràng là phương pháp bất biến xung không phù hợp đối với bộ lọc thông cao vì chồng phổ khi xử lý lấy mẫu.

Muốn tìm hiểu sự ánh xạ giữa mặt phẳng z và mặt phẳng s được biểu thị bởi quá trình lấy mẫu, ta dựa vào công thức tổng quát (2.2.7) để có mối liên hệ giữa biến đổi z của $h[n]$ và biến đổi Laplace của $h_a(t)$

$$H(z) \Big|_{z=e^{sT}} = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_a \left(s - j \frac{2\pi k}{T} \right) \quad 2.2.8$$

ở đây

$$H(z) = \sum_{n=0}^{\infty} h[n] z^{-n} \quad 2.2.9$$

$$H(z) \Big|_{z=e^{sT}} = \sum_{n=0}^{\infty} h[n] e^{-sTn}$$

Đặc tính chung của ánh xạ

$$z = e^{sT} \quad 2.2.10$$

Có thể đạt được bằng cách thay $s = \sigma + j\Omega$ và biểu diễn biến phức z theo tọa độ cực $z = re^{j\omega}$ với sự thay thế này, (2.2.10) trở thành:

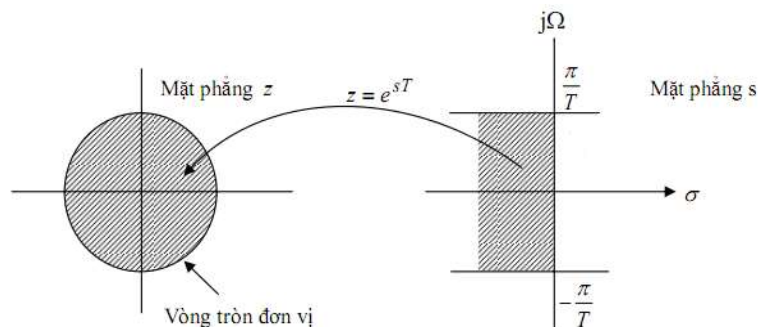
$$re^{j\omega} = e^{\sigma T} e^{j\Omega T}$$

Rõ ràng, ta phải có

$$\begin{aligned} r &= e^{\sigma T} \\ \omega &= \Omega T \end{aligned} \quad 2.2.11$$

do đó, $\sigma < 0$ ứng với $0 < r < 1$ và $\sigma > 0$ ứng với $r > 1$, khi $\sigma = 0$ ta có $r = 1$. Như vậy nửa trái mặt phẳng s được ánh xạ vào trong vòng tròn đơn vị thuộc z và nửa phải mặt phẳng s được ánh xạ thành điểm ngoài đường tròn đơn vị thuộc z . Đây là một trong những tính chất có lợi của ánh xạ đang xét.

Như đã chỉ ở trên, trục $j\Omega$ cũng được ánh xạ lên đường tròn đơn vị trong z , tuy nhiên sự ánh xạ này không theo một - một. Vì ω là duy nhất trên khoảng $-\pi, \pi$, nên sự ánh xạ $\omega = \Omega T$ hàm ý rằng khoảng $-\pi/T \leq \Omega \leq \pi/T$ ánh xạ lên các giá trị tương ứng của $-\pi \leq \omega \leq \pi$. Ngoài ra, khoảng tần số $\pi/T \leq \Omega \leq 3\pi/T$ cũng ánh xạ vào khoảng $-\pi \leq \omega \leq \pi$. Và nói chung khoảng $\pi(2k-1)/T \leq \Omega \leq \pi(2k+1)/T$ đều như vậy, khi k là số nguyên. Như vậy việc ánh xạ từ tần số tương tự Ω vào biến tần số ω trong miền tần số là nhiều lên một, nó là sự phản ánh ảnh hưởng chồng phổ khi lấy mẫu. Hình 2.2.1 mô tả sự ánh xạ từ mặt phẳng s lên mặt phẳng z .



Hình 2.2.1. Sự ánh xạ $z = e^{sT}$ của khoảng $2\pi/T$ (với $\sigma < 0$) trong mặt phẳng s lên các điểm trong đường tròn đơn vị thuộc mặt phẳng z .

Để tìm hiểu tiếp ảnh hưởng của phương pháp bất biến xung đến đặc tuyến bộ lọc thu được, ta hãy biểu diễn hàm hệ thống của bộ lọc tương tự dưới dạng phân thức tối giản, với giả thiết rằng các cực của bộ lọc tương tự là phân biệt, ta có thể viết :

$$H_a(s) = \sum_{k=1}^N \frac{A_k}{s - s_k} \quad 2.2.12$$

ở đây s_{pk} là các cực của bộ lọc tương tự và A_k là các hệ số của khai triển phân thức, vậy

$$h_a(t) = \sum_{k=1}^N A_k e^{s_{pk}t} \quad t \geq 0 \quad 2.2.13$$

Nếu lấy mẫu $h_a(t)$ một cách tuần hoàn tại $t = nT$ ta có:

$$\begin{aligned} h(n) &= h_a(nT) \\ &= \sum_{k=1}^N A_k e^{s_{pk}nT} \end{aligned} \quad 2.2.14$$

Thay (2.2.14) vào hàm hệ thống bộ lọc số IIR sẽ là:

$$\begin{aligned} H(z) &= \sum_{n=0}^{\infty} h(n) z^{-n} \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} \left(\sum_{k=1}^N A_k e^{s_{pk}nT} \right) z^{-n} \\ &= \sum_{k=1}^N A_k \sum_{n=0}^{\infty} e^{s_{pk}nT} z^{-n} \end{aligned} \quad 2.2.15$$

Tổng phía trong của (2.2.15) là hội tụ, vì $s_{pk} < 0$ và có

$$\sum_{n=0}^{\infty} e^{s_{pk}nT} z^{-n} = \frac{1}{1 - e^{s_{pk}T} z^{-1}} \quad 2.2.16$$

Do đó, hàm hệ thống bộ lọc số là

$$H(z) = \sum_{k=1}^N \frac{A_k}{1 - e^{s_{pk}T} z^{-1}} \quad 2.2.17$$

Ta nhận thấy rằng bộ lọc số có các cực trị

$$z_k = e^{s_{pk}T} \quad k = 1, 2, 3, \dots, N \quad 2.2.18$$

Với hàm hệ thống $H(z)$ này, bộ lọc số IIR dễ được thực hiện nhờ một dãy các bộ lọc đơn cực song song.

2.2.3 Phương pháp biến đổi song tuyến

Trong phần này ta sẽ trình bày sự ánh xạ mặt phẳng s vào mặt phẳng z , được gọi là biến đổi song tuyến. Biến đổi song tuyến tính là phép biến đổi trục $j\Omega$ thành đường tròn đơn vị trong mặt phẳng z chỉ một lần, như vậy tránh được sự nhầm lẫn mẫu của các thành phần tần số. Hơn nữa, tất cả các điểm trong nửa phải mặt phẳng s , được ánh xạ vào phía trong đường tròn đơn vị và tất cả các điểm cực ở nửa phải mặt phẳng s được ánh xạ vào các điểm tương ứng ngoài đường tròn đơn vị thuộc mặt phẳng z .

Biến đổi song tuyến có thể liên kết với công thức hình thang để cho tích phân số. Ví dụ, xét bộ lọc tương tự tuyến tính với hàm hệ thống:

$$H_a(s) = \frac{b}{s+a} \quad 2.2.19$$

Hệ thống này cũng được đặc trưng bởi phương trình vi phân.

$$\frac{dy(t)}{dt} + ay(t) = bx(t) \quad 2.2.20$$

Tránh sự thay thế phép đạo hàm bằng phép sai phân hữu hạn, giả sử rằng ta tích phân đạo hàm và lấy gần đúng nó bằng công thức hình thang, như vậy.

$$y(t) = \int_{t_0}^t y'(\tau) d\tau + y(t_0) \quad 2.2.21$$

Ở đây $y'(t)$ là ký hiệu của đạo hàm $y(t)$. Việc lấy gần đúng tích phân (2.2.21) bằng công thức hình thang tại $t = nT$ và $t_0 = nT - T$ cho:

$$y(nT) = \frac{T}{2} [y'(nT) + y'(nT - T)] + y(nT - T) \quad 2.2.22$$

Đánh giá phương trình vi phân (2.2.20) tại $t = nT$ được

$$y'(nT) = -ay(nT) + bx(nT) \quad 2.2.23$$

Ta dùng (2.2.23) để thay cho đạo hàm trong (2.2.20) và sẽ có được phương trình sai phân của hệ thống rời rạc tương đương. Với $y(n) \equiv y(nT)$ và $x(n) \equiv x(nT)$ ta có kết quả:

$$\left(1 + \frac{aT}{2}\right)y(n) - \left(1 - \frac{aT}{2}\right)y(n+1) = \frac{bT}{2} [x(n) + x(n+1)] \quad 2.2.24$$

Biến đổi z của phương trình sai phân này là:

$$\left(1 + \frac{aT}{2}\right)y(z) - \left(1 - \frac{aT}{2}\right)z^{-1}y(z) = \frac{bT}{2} (1+z^{-1})X(z)$$

Do đó hàm hệ thống của bộ lọc số tương đương là:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\frac{bT}{2} (1+z^{-1})}{1 + \frac{aT}{2} - \left(1 - \frac{aT}{2}\right) z^{-1}}$$

hoặc

$$H(z) = \frac{b}{\frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) + a} \quad 2.2.25$$

Rõ ràng, ánh xạ từ mặt phẳng s vào mặt phẳng z là:

$$s = \frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \quad 2.2.26$$

Đây được gọi là biến đổi song tuyến tính

$$H(z) = H_a(s) \Big|_{s = \frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)} \quad 2.2.27$$

2.2.4 Phương pháp tương đương vi phân

Một trong những phương pháp đơn giản nhất để biến đổi bộ lọc tương tự sang bộ lọc số là lấy gần đúng phương trình vi phân bằng một phương trình sai phân tương đương. Phép gần đúng này thường được dùng để giải phương trình vi phân tuyến tính hệ số hằng nhờ máy tính.

Đối với đạo hàm $dy(t)/dt$ Tại $t = nT$ ta thay bằng phép sai phân lùi $[y(nT) - y((n-1)T)]/T$, như vậy:

$$\begin{aligned} \frac{dy(t)}{dt} \Big|_{t=nT} &= \frac{y(nT) - y((n-1)T)}{T} \\ &= \frac{y(n) - y(n-1)}{T} \end{aligned} \quad 2.2.28$$

Ở đây T là khoảng lấy mẫu và $y(n) \equiv y(nT)$. Bộ vi phân tương tự với tín hiệu ra $dy(t)/dt$ có hàm hệ thống $H(s) = s$. Trong khi đó hệ thống số tạo ra tín hiệu ra $[y(nT) - y((n-1)T)]/T$ lại có hàm hệ thống là $H(z) = (1 - z^{-1})/T$, do đó:

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T} \quad 2.2.29$$

Hàm hệ thống của bộ lọc số IIR đạt được nhờ lấy gần đúng phép đạo hàm bằng phép sai phân hữu hạn là:

$$H_z = H_s \Big|_{s=\frac{1-z^{-1}}{T}} \quad 2.2.30$$

H_s là hàm hệ thống của bộ lọc tương tự.

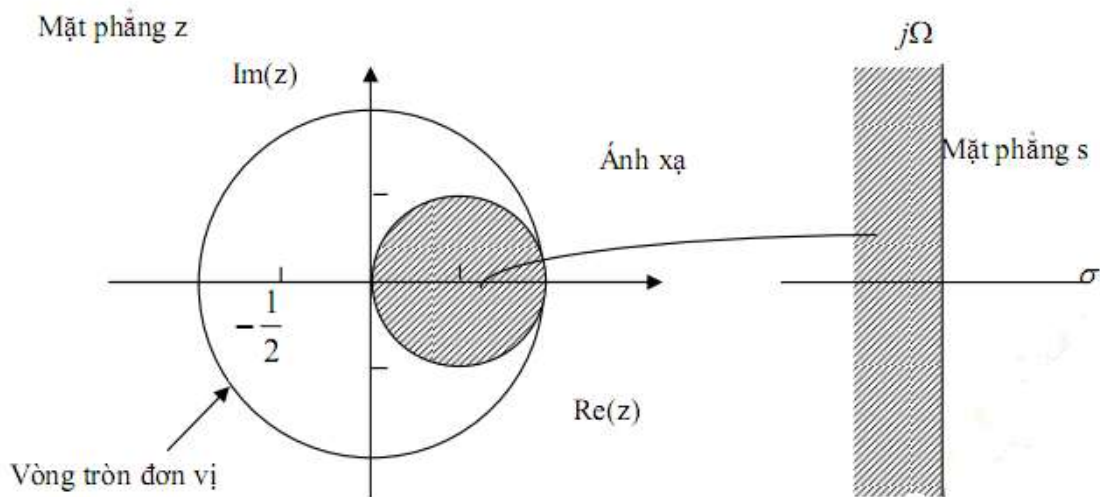
Ta hãy khảo sát phép nội suy của ánh xạ từ mặt phẳng z với

$$z = \frac{1}{1-sT} \quad 2.2.31$$

Nếu ta thay $s = j\Omega$ trong (2.2.31), ta được

$$\begin{aligned} z &= \frac{1}{1-j\Omega T} & 2.2.32 \\ &= \frac{1}{1+\Omega^2 T^2} + j \frac{\Omega T}{1+\Omega^2 T^2} \end{aligned}$$

Khi Ω biến thiên từ $-\infty$ đến ∞ quỹ tích tương ứng của các điểm trong mặt phẳng z là một đường tròn bán kính $\frac{1}{2}$ và có tâm tại $z = \frac{1}{2}$ như minh họa hình 2.2.2.



Hình 2.2.2. Ánh xạ $s = 1 - z^{-1} / T$ biến LHP trong mặt phẳng s thành các điểm nằm bên trong đường tròn bán kính $1/2$ và tâm $1/2$ trong mặt phẳng z .

2.2.5 Tổng hợp bộ lọc số IIR thông cao, thông dải và chặn dải bằng phép biến đổi dải tần.

Ngoài phương pháp biến đổi từ bộ lọc tương tự sang bộ lọc số theo các phép ánh xạ từ mặt phẳng s sang mặt phẳng z , ta có thể tổng hợp bộ lọc số từ bộ lọc số khác đã được thiết kế bằng cách ánh xạ biến z^{-1} thành hàm hữu tỷ $g z^{-1}$ trong miền z . Chẳng hạn khi mạch lọc số thông thấp đã được thiết kế, dùng phép biến đổi dải tần chúng ta có thể chuyển đổi mạch lọc số thông thấp đó thành mạch lọc thông thấp khác có đặc tính mới hoặc tới các mạch lọc thông cao, thông dải hay chặn dải mong muốn khác. Bảng sau cho các phép biến đổi đó.

Loại mạch lọc	Phép biến đổi	Thông số thiết kế
Thông thấp	$z^{-1} \rightarrow \frac{z^{-1} - \alpha}{1 - \alpha z^{-1}}$	$\alpha = \frac{\sin\left(\frac{\omega_c - \omega'_c}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega_c + \omega'_c}{2}\right)}$ <p>Trong đó ω'_c là tần số cắt mong muốn</p>
Thông cao	$z^{-1} \rightarrow -\frac{z^{-1} + \alpha}{1 + \alpha z^{-1}}$	$\alpha = \frac{\cos\left(\frac{\omega_c - \omega'_c}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\omega_c + \omega'_c}{2}\right)}$ <p>Trong đó ω'_c là tần số cắt mong muốn</p>
Thông dải	$z^{-1} \rightarrow -\frac{z^{-2} - \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2}{\alpha_2 z^{-2} - \alpha_1 z^{-1} + 1}$	$\alpha_1 = -\frac{2\alpha K}{K+1}$ $\alpha_2 = \frac{K-1}{K+1}$ $\alpha = \frac{\cos\left(\frac{\omega_u + \omega_l}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\omega_u - \omega_l}{2}\right)}$ $K = \cot\frac{\omega_u + \omega_l}{2} \tan\frac{\omega_c}{2}$ <p>ω_u : tần số cắt phía cao ω_l : tần số cắt phía thấp</p>

Chấn dãi	$z^{-1} \rightarrow \frac{z^{-2} - \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2}{\alpha_2 z^{-2} - \alpha_1 z^{-1} + 1}$	$\alpha_1 = -\frac{2\alpha}{K+1}$ $\alpha_2 = \frac{1-K}{1+K}$ $\alpha = \frac{\cos\left(\frac{\omega_u + \omega_l}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\omega_u - \omega_l}{2}\right)}$ $K = \cot\frac{\omega_u + \omega_l}{2} \tan\frac{\omega_c}{2}$ $\omega_u : \text{tần số cắt phía cao}$ $\omega_l : \text{tần số cắt phía thấp}$
----------	--	---

2.3. CẤU TRÚC BỘ LỌC IIR

Như trong chương 1, ta thấy rằng một hệ thống tuyến tính bất biến rời rạc sẽ được đặc trưng bằng phương trình sai phân tuyến tính hệ số hằng dạng tổng quát :

$$y[n] = -\sum_{k=1}^N a_k y[n-k] + \sum_{r=0}^M b_r x[n-r] \quad 2.3.1$$

Nhờ biến đổi z , ta có thể biểu diễn hệ thống tuyến tính bất biến rời rạc tương tự như trên theo hàm truyền đạt hệ thống :

$$H(z) = \frac{\sum_{r=0}^M b_r z^{-r}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad 2.3.2$$

Từ hàm truyền đạt hệ thống, ta thấy các điểm không và các điểm cực sẽ phụ thuộc vào sự lựa chọn các tham số b_r , a_k của hệ.

Ta xét các cấu trúc bộ lọc số IIR được mô tả bằng phương trình sai phân (2.3.1), hoặc hàm truyền tương đương (2.3.2), cũng giống như các hệ FIR, hệ IIR cũng có một số loại cấu trúc khác nhau như: dạng trực tiếp, dạng nối tiếp, cấu trúc dàn và cấu trúc dàn thang, ngoài ra còn có thêm cấu trúc song song, bây giờ ta lần lượt xét từng loại cấu trúc.

2.3.1 Cấu trúc bộ lọc số IIR dạng trực tiếp

Hàm truyền đạt hữu tỷ đặc trưng cho bộ lọc số IIR:

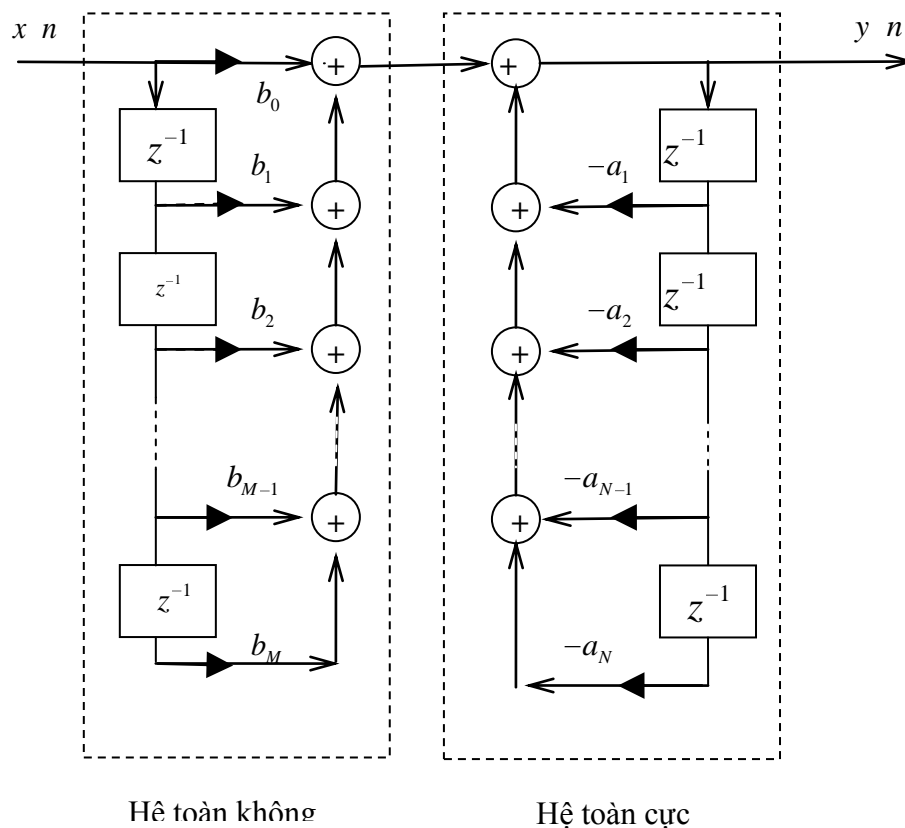
$$H(z) = \frac{\sum_{r=0}^M b_r z^{-r}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}}$$

Có thể xem như gồm hai hệ nối tiếp, nghĩa là:

$$H(z) = H_1(z) \cdot H_2(z) \quad 2.3.3$$

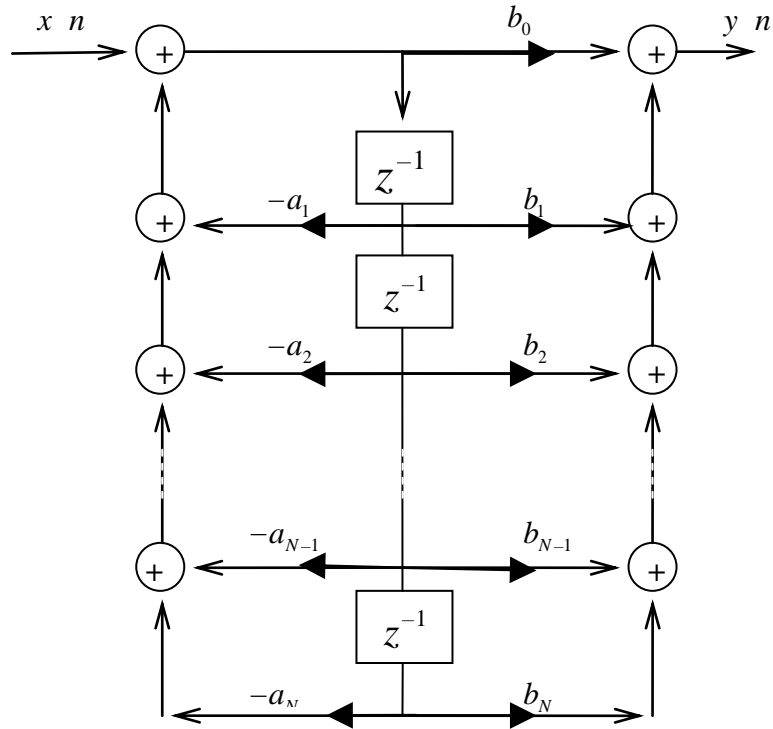
ở đây $H_1(z)$ chứa các không và $H_2(z)$ chứa các cực của $H(z)$, tức là:

$$H_1(z) = \sum_{r=0}^M b_r z^{-r} \quad \text{và} \quad H_2(z) = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad 2.3.4$$



Hình 2.3.1. Cấu trúc bộ lọc IIR trực tiếp loại I

Ta có cấu trúc trực tiếp loại một như chỉ ở hình 2.3.1, cấu trúc này đòi hỏi $M+N+1$ ô nhớ.



Hình 2.3.2. cấu trúc trực tiếp loại II ($M=N$)

Nếu bộ lọc toàn cực $H_2(z)$ đặt trước bộ lọc toàn không $H_1(z)$, sẽ được cấu trúc tối ưu hơn được gọi là cấu trúc trực tiếp loại II như trong hình 2.3.2, cấu trúc này đòi hỏi $M+N+1$ phép nhân, $M+N$ phép cộng và cực đại của M, N ô nhớ, vì cấu trúc trực tiếp loại II tối thiểu hóa được ô nhớ nên nó được xem là chính tắc.

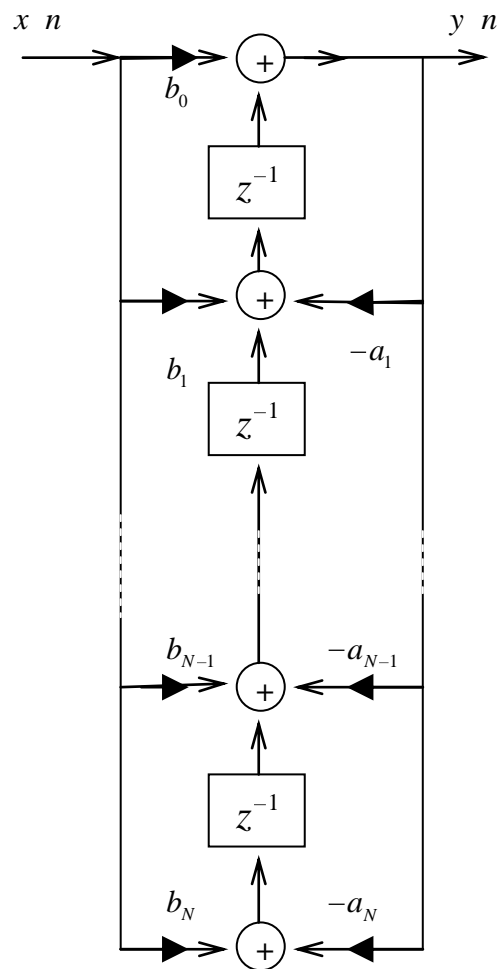
Định lý chuyển vị phát biểu rằng nếu ta:

- + Thay thế nút cộng \oplus bằng nút nhánh $|$ và ngược lại.
- + Đảo hướng của tất cả các hệ số truyền đạt nhánh và các nhánh.
- + Đổi chỗ tín hiệu vào và tín hiệu ra cho nhau.

Thì hàm truyền đạt sẽ giữ nguyên không đổi.

Cấu trúc thu được có tên là cấu trúc chuyển vị hay dạng chuyển vị.

Ta hãy áp dụng định lý chuyển vị đối với cấu trúc trực tiếp loại II. Trước hết, ta đảo hướng tất cả các luồng tín hiệu trong hình 2.3.2, tiếp đến ta đổi các nút thành bộ cộng và các bộ cộng thành các nút. Cuối cùng, ta đổi đầu vào, đầu ra cho nhau. Các thao tác này cho ta cấu trúc trực tiếp loại II đã chuyển vị như chỉ ở hình 2.3.3.



Hình 2.3.3 Cấu trúc bộ lọc IIR chuyển vị trực tiếp loại II

Cuối cùng ta nhận thấy rằng, cấu trúc chuyển vị trực tiếp loại II đòi hỏi số phép nhân phép cộng và số ô nhớ giống như cấu trúc trực tiếp loại II ban đầu.

2.3.2 Cấu trúc bộ lọc số IIR dạng nối tiếp

Giả sử ta xét một hệ IIR bậc cao có hàm truyền đạt cho ở (2.3.2). Không mất tính tổng quát nếu ta giả thiết $N \geq M$. Có thể phân tích hệ thành các hệ con bậc hai nối tiếp, vì thế có thể biểu diễn $H(z)$ dưới dạng:

$$H(z) = G \prod_{k=1}^k H_k(z) \quad 2.35$$

ở đây k là phần nguyên của $(N+1)/2$, $H_k(z)$ có dạng tổng quát:

$$H_k(z) = \frac{1 + b_{k1}z^{-1} + b_{k2}z^{-2}}{1 + a_{k1}z^{-1} + a_{k2}z^{-2}} \quad 2.3.6$$

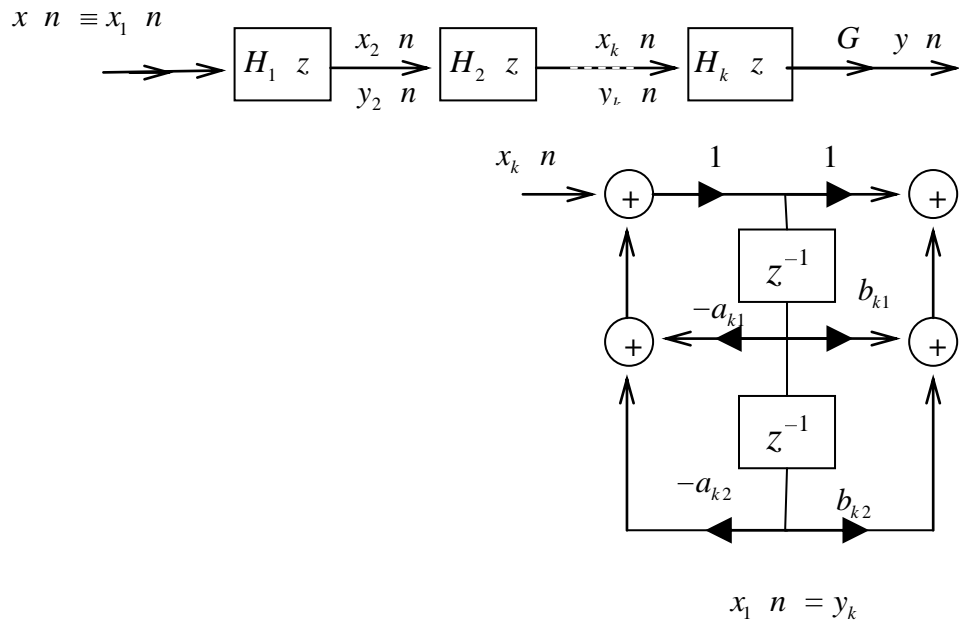
Và G là tham số khuếch đại cố định, xác định theo (2.3.2) là $G = b_0$. Cũng giống như trường hợp hệ FIR theo cấu trúc nối tiếp, tham số khuếch đại G có thể được phân bố bằng nhau cho k mắt lọc sao cho $G = G_1 G_2 G_3 \dots G_k$

Các hệ số a_{ki} và b_{ki} Trong các hệ con bậc hai là thực. Điều này nói lên rằng, khi hình thành các hệ con bậc hai hay các thừa số bậc hai trong (2.3.6) ta phải nhóm các cặp cực không liên hợp với nhau.

Nếu $N > M$, một hệ thống con bậc hai sẽ có các hệ số ở từ số bằng không, nghĩa là hoặc $b_{k2} = 0$ hoặc $b_{k1} = 0$ hoặc cả $b_{k1} = b_{k2} = 0$ đối với mọi số k nào đấy. Hơn nữa, nếu N là lẻ, một trong các hệ con, chẳng hạn $H_k(z)$ phải có $a_{k2} = 0$, vì thế hệ thống con là bậc nhất. Để duy trì tính modul khi thực hiện, thông thường người ta dùng hệ thống con bậc hai cơ bản trong cấu trúc nối tiếp và có một vài hệ số lấy giá trị không ở một số hệ số con.

Mỗi hệ số con bậc hai với hàm truyền đạt có dạng (2.3.6) có thể được thể hiện theo dạng trực tiếp loại II. Vì có nhiều cách ghép cặp các cực và không của $H(z)$ thành các mắt bậc hai nối tiếp và có một số xếp thứ tự các hệ thống con, nên có thể thu được các cấu trúc nối tiếp là tương đương đối với một cấp chính xác nhất định, các thể hiện khác nhau một cách đáng kể khi được thực hiện với các phép số học có độ chính xác nhất định.

Dạng tổng quát của cấu trúc nối tiếp được minh họa ở hình 2.3.4



Hình 2.3.4: Cấu trúc nối tiếp các hệ thống bậc hai và thể hiện mỗi mắt lọc bậc hai

2.3.3 Cấu trúc bộ lọc số IIR dạng song song

Cấu trúc dạng song song của bộ lọc số IIR có thể được hình thành từ biểu diễn phân thức của $H(z)$ không mất tính tổng quát nếu ta lại giả thiết rằng $N \geq M$ và các cực là phân biệt. Sau đó, theo thực hiện khai triển phân thức của $H(z)$, ta lại có:

$$H_z = C + \sum_{k=1}^N \frac{A_k}{1 - p_k z^{-1}} \quad 2.3.7$$

Ở đây p_k là các cực, A_k là các hệ số (phần dư) trong khai triển phân thức và hằng số C được định nghĩa là $C = \frac{b_N}{a_N}$, cấu trúc do (2.3.7) tạo ra được trình bày ở hình 2.3.6. Nó gồm một dãy các bộ lọc đơn cực song song.

Nói chung, một số cực của $H(z)$ có thể là giá trị phức. Trong trường hợp như thế, các hệ số A_k tương ứng là phức. Để tránh việc nhân số phức, ta có thể ghép các cặp cực phức liên hợp phức để hình thành các hệ con hai cực. Ngoài ra, ta có thể liên kết một cách tùy ý các cặp cực giá trị thực để tạo ra các hệ con hai cực. Mỗi hệ con này có dạng:

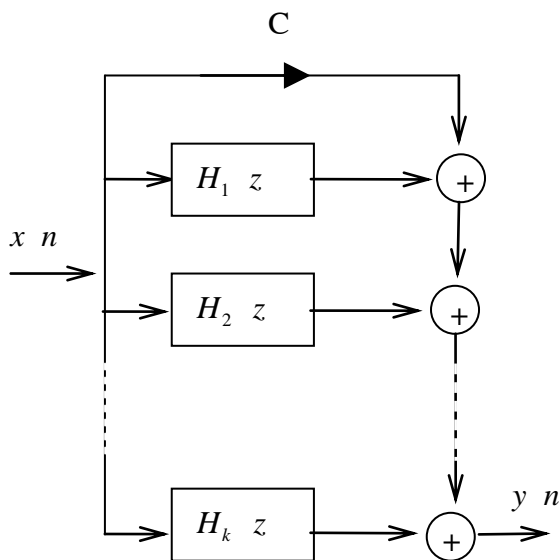
$$H_k z = \frac{b_{k0} + b_{k1}z^{-1}}{1 + a_{k1}z^{-1} + a_{k2}z^{-2}} \quad 2.3.8$$

Ở đây, các hệ số b_{ki} và a_{ki} là tham số hệ thống lấy giá trị thực. Bây giờ hàm trên có thể được biểu diễn là:

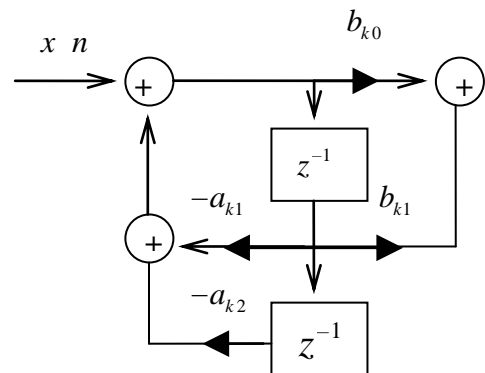
$$H z = C + \sum_{k=1}^N H_k z \quad 2.3.9$$

Với k là phần nguyên của $(N+1)/2$ khi N là lẻ, một trong $H_k z$ thật sự là một hệ đơn cực (nghĩa là, $b_{k1} = a_{k2} = 0$).

Cá biệt, các mắt bậc hai, là các khối cơ bản của $H z$, có thể được thực hiện theo dạng trực tiếp hoặc theo dạng chuyển vị trực tiếp minh họa trong hình 2.3.6.



Hình 2.3.5. Cấu trúc song song của hệ thống IIR



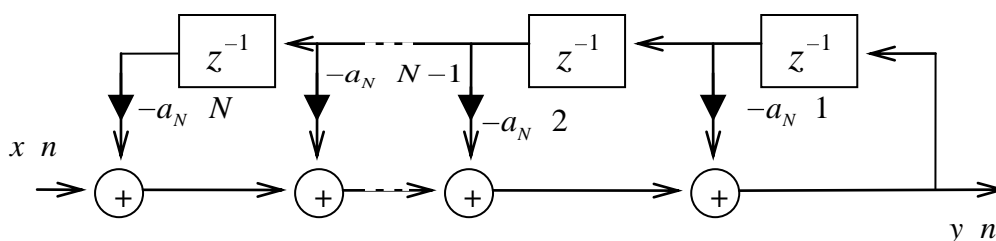
Hình 2.3.6. Cấu trúc của một mắt bậc 2 trong thể hiện hệ thống IIR song song

2.3.4 Cấu trúc bộ lọc số IIR dạng dàn (mắt cáo)

Giả sử, ta bắt đầu với hệ toàn cực có hàm truyền đạt:

$$H z = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} = \frac{1}{A_N z} \quad 2.3.10$$

Cấu trúc dạng trực tiếp của hệ thống này được nêu ở hình 2.3.7



Hình 2.3.7. Cấu trúc dạng trực tiếp của hệ toàn cực

Phương trình sai phân của hệ IIR là:

$$y[n] = \sum_{k=1}^N a_N[k] x[n-k] + x[n] \quad 2.3.11$$

Nếu thay đổi vai trò của đầu vào và đầu ra (nghĩa là đổi lẫn nhau) $x[n]$ và $y[n]$ ta có

$$x[n] = \sum_{k=1}^N a_N[k] x[n-k] + y[n]$$

Hoặc tương đương

$$y[n] = x[n] + \sum_{k=1}^N a_N[k] x[n-k] \quad 2.3.12$$

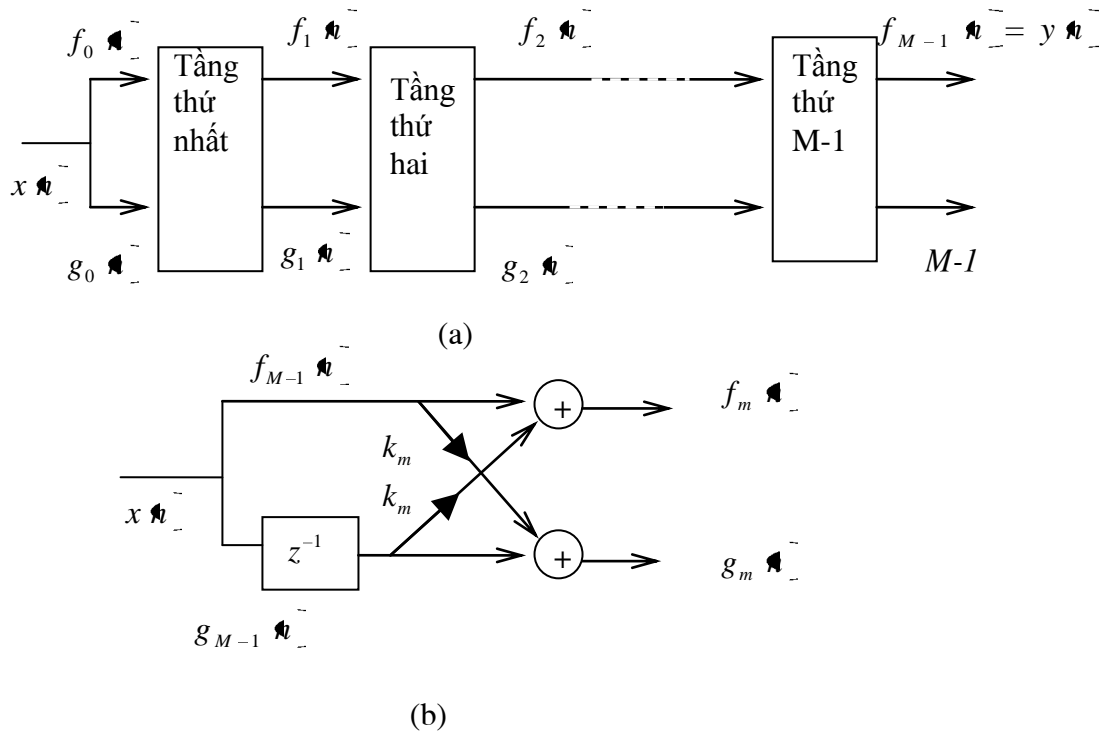
Ta nhận thấy rằng phương trình 2.3.12 mô tả một hệ FIR có hàm truyền đạt $H(z) = A_N(z)$. Trong khi đó phương trình sai phân 2.3.11 mô tả một hệ IIR có hàm truyền đạt $H(z) = 1/A_N(z)$. Một hệ có thể được thiết lập từ hệ khác bằng việc đổi lẫn nhau vai trò vào ra.

Trên cơ sở nhận xét này, ta dùng dàn toàn không (FIR) để tạo ra cấu trúc dàn đối với hệ toàn cực IIR bằng cách đổi lẫn nhau vai trò đầu vào, đầu ra. Trước hết ta lấy bộ lọc dàn toàn không đã được nêu ở hình 2.3.8. và định nghĩa tại đầu vào như sau:

$$x[n] = f_N[n] \quad 2.3.13$$

Và đầu ra là

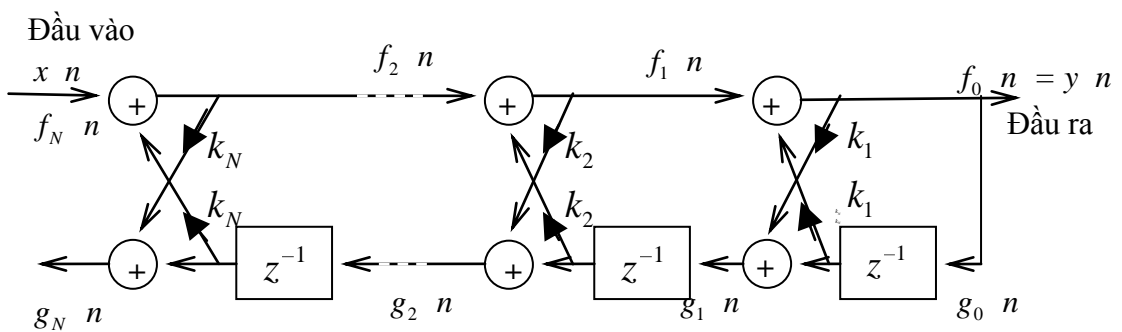
$$y[n] = f_0[n] \quad 2.3.14$$



Hình 2.3.8 Bộ lọc dàn (M-1) tầng

Đây là sự ngược lại chính xác các định nghĩa về bộ lọc dàn toàn không. Các định nghĩa này chỉ ra rằng các đại lượng $f_m[n]$ sẽ được tính theo sự giảm bậc (nghĩa là $f_N[n], f_N[n], f_{N-1}[n], \dots, 1$) có thể thực hiện việc tính toán này bằng cách sắp xếp lại phương trình đệ quy và giải tìm $f_{m-1}[n]$ theo $f_m[n]$ tức là:

$$f_{m-1}[n] = f_m[n] - k_m g_{m-1}[n-1] \quad m=N, N-1, \dots, 1$$



Hình 2.3.9. Cấu trúc dàn hệ IIR toàn cực

Kết quả của việc thay đổi này là tập các phương trình:

$$f_N[n] = x[n] \quad 2.3.15$$

$$f_{m-1}[n] = f_m[n] - K_m g_{m-1}[n-1] \quad m = N, N-1, \dots, 1 \quad 2.3.16$$

$$g_m[n] = K_m f_{m-1}[n] + g_{m-1}[n-1] \quad m = N, N-1, \dots, 1 \quad 2.3.17$$

$$y[n] = f_0[n] = g_0[n] \quad 2.3.18$$

Hệ phương trình này tương ứng với cấu trúc như ở hình 2.3.9.

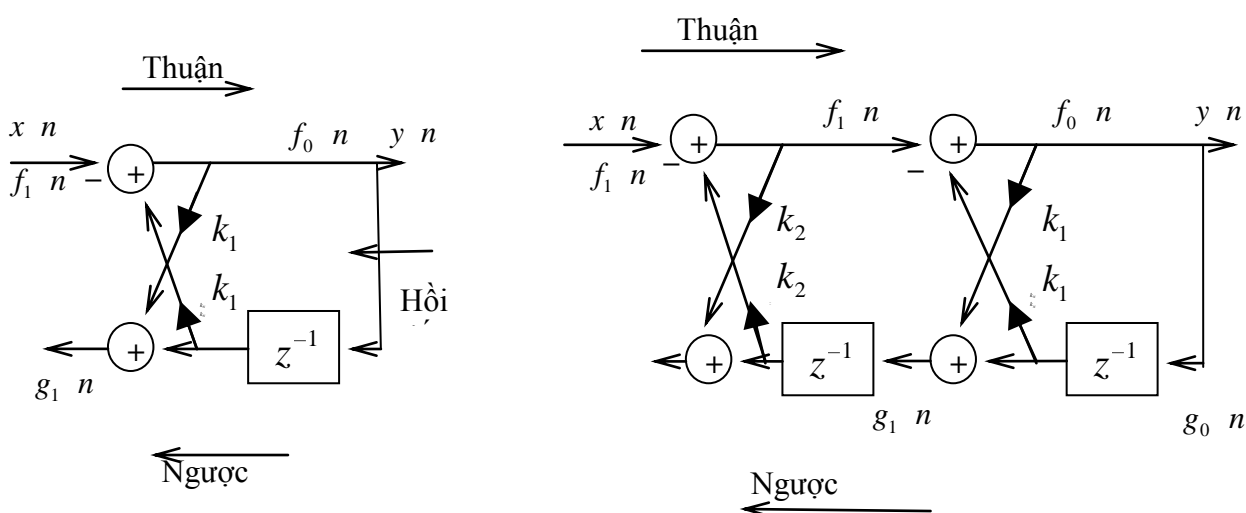
Để chứng minh rằng hệ các phương trình từ (2.3.15) đến (2.3.18) biểu diễn bộ lọc số IIR toàn cực, ta hãy nhận xét trường hợp $N=1$. Các phương trình trên được rút gọn thành:

$$\begin{aligned} f_1[n] &= x[n] \\ f_0[n] &= f_1[n] - K_1 g_0[n-1] \quad m = N, N-1, \dots, 1 \\ g_1[n] &= K_1 f_0[n] + g_0[n-1] \quad m = N, N-1, \dots, 1 \\ y[n] &= f_0[n] \\ &= x[n] - K_1 y[n-1] \end{aligned} \quad (3.19)$$

hơn nữa, phương trình của $g_1[n]$ có thể được biểu diễn dưới dạng:

$$g_1[n] = k_1 g[n] + y[n-1] \quad 2.3.20$$

tiếp theo, xét trường hợp $N=2$, tương ứng với cấu trúc như hình 2.3.10b



Hình 2.3.10. Hệ thống dàn một và hai cực

Các phương trình ứng với cấu trúc này là:

$$\begin{aligned}
 f_2[n] &= x[n] \\
 f_1[n] &= f_2[n] - k_2 g_1[n-1] \\
 g_2[n] &= k_2 f_1[n] + g_1[n-1] \\
 f_0[n] &= f_1[n] - k_1 g_1[n-1] \\
 g_1[n] &= k_1 f_0[n] + g_0[n-1] \\
 y[n] &= f_0[n] = g_0[n]
 \end{aligned}
 \tag{2.3.21}$$

Sau một vài thay thế và xử lý ta có:

$$y[n] = -k_1(1-k_2)y[n-1] - k_2y[n-2] + x[n] \tag{2.3.22}$$

$$g_2[n] = k_2y[n] + k_1(1+k_2)y[n-1] + y[n-2] \tag{2.3.23}$$

Rõ ràng phương trình sai phân (2.3.22) biểu diễn bộ lọc số IIR hai cực và quan hệ (2.3.23) là phương trình vào – ra của hệ IIR hai không.

Nói chung, các kết luận trên đây là đúng với mọi N. Thật vậy, với định

nghĩa $A_m(z) = \frac{F_m(z)}{X(z)} = \frac{F_m(z)}{F_0(z)}$, hàm truyền đạt của bộ lọc số IIR toàn cực là:

$$H_a(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{F_0(z)}{F_m(z)} = \frac{1}{A_m(z)} \tag{2.3.24}$$

tương tự, hàm truyền đạt của bộ lọc số (FIR) toàn không là :

$$H_b(z) = \frac{G_m(z)}{Y(z)} = \frac{G_m(z)}{G_0(z)} = B_m(z) = z^{-m} A_m(z)^{-1} \tag{2.3.25}$$

ở đây ta đã sử dụng các quan hệ đã thiết lập trước đây là (2.3.23) và (2.3.25). Như vậy, các hệ số trong $H_b(z)$ của bộ lọc số FIR là đồng nhất với các hệ số trong $A_m(z)$, trừ khi chúng xuất hiện theo thứ tự ngược.

Cấu trúc dàn toàn cực có một tuyến toàn không với đầu vào $g_0[n]$. Và đầu ra $g_N[n]$, đa thức biểu diễn hàm truyền đạt của tuyến toàn không $B_m(z)$ chung cho cả hai cấu trúc dàn luôn luôn được gọi là hàm truyền đạt theo hướng ngược lại, vì nó đảm bảo tuyến ngược lại trong cấu trúc dàn toàn cực.

Dàn toàn cực cung cấp khối cơ bản cho các cấu trúc loại dàn, thực hiện các bộ lọc số IIR chứa cả cực và không. Để triển khai một cấu trúc loại dàn, thực hiện các bộ lọc số IIR chứa cả cực và không, ta hãy nhận xét một hệ IIR với hàm truyền đạt:

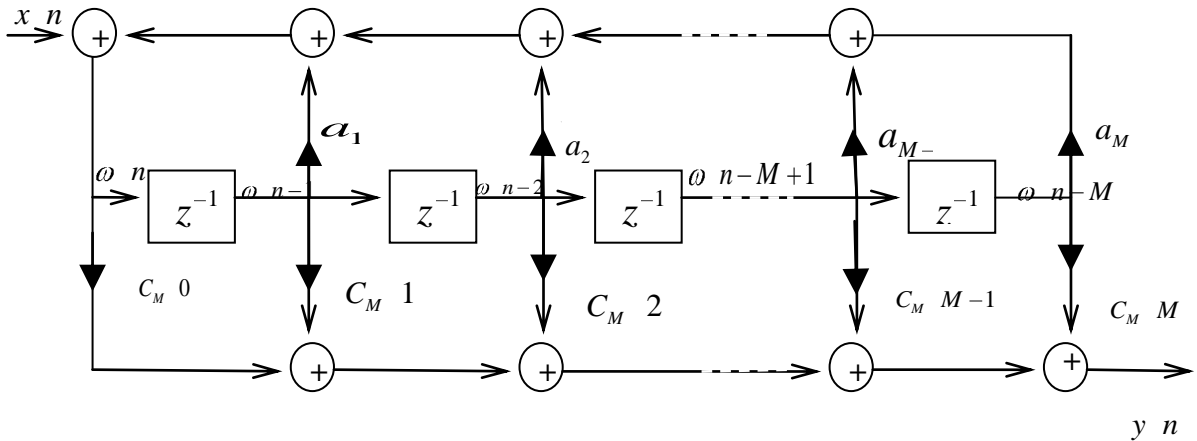
$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M C_M(k) z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_N(k) z^k} = \frac{C_M(z)}{A_N(z)} \quad 2.3.26$$

ở đây, ký hiệu của đa thức tử số đã được thay đổi để tránh sự lẫn lộn với việc triển khai trước đây của ta. Không mất tính tổng quát, khi ta giả thiết $N \geq M$

Trong cấu trúc trực tiếp loại II, hệ thống (8.67) được mô tả bằng phương trình sai phân:

$$\omega[n] = \sum_{k=1}^N a_N(k) \omega[n-k] + x[n] \quad 2.3.27$$

$$y[n] = \sum_{k=0}^M C_M(k) \omega[n-k] \quad 2.3.28$$



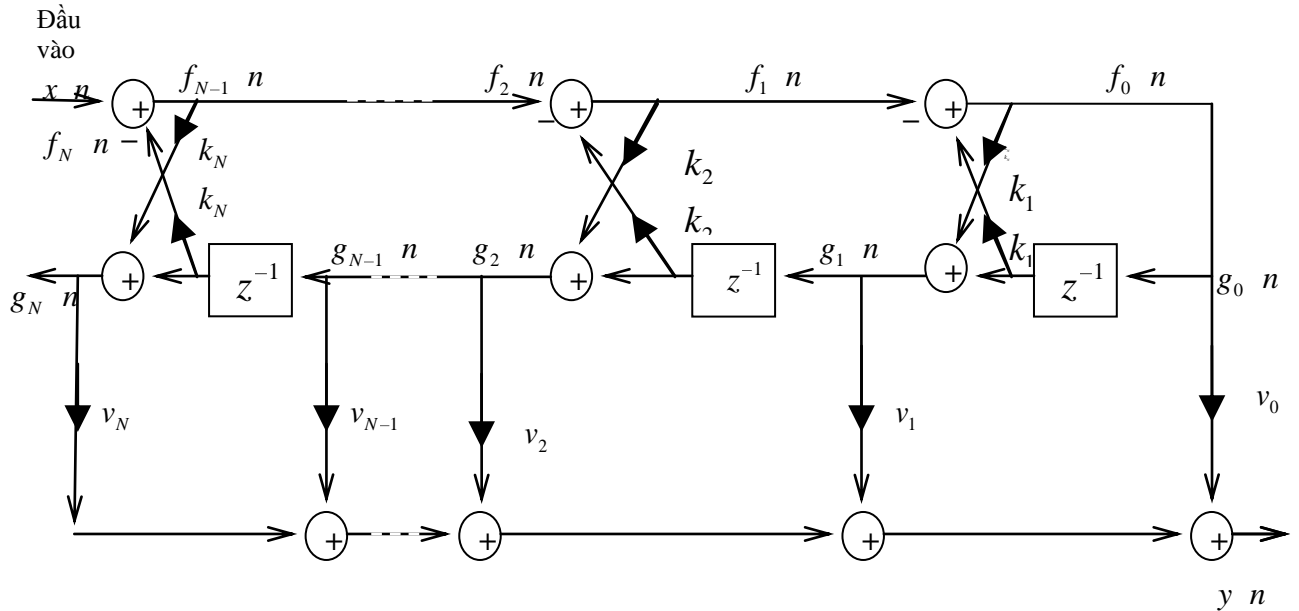
Hình 2.3.11. Cấu trúc trực tiếp loại II của bộ lọc IIR

Chú ý rằng (2.3.27) là quan hệ vào-ra của một bộ lọc số IIR toàn cực và (2.3.28) là vào ra của bộ lọc số toàn không. Hơn nữa, ta nhận thấy rằng, đầu ra của một hệ thống toàn không chính là liên hợp tuyến tính của các đầu ra đã trễ từ hệ thống toàn cực. Điều này dễ nhận thấy từ việc quan sát cấu trúc trực tiếp loại II như hình 2.3.12.

Vì các không là kết quả của việc thực hiện liên hợp tuyến tính của các đầu ra trước nên ta dùng nhận xét này để xây dựng bộ lọc số IIR toàn không khi lấy cấu trúc dàn toàn cực như khối cơ bản. Ta vừa xét rằng $g_m[n]$ là liên hợp tuyến tính của đầu ra hiện tại và quá khứ. Thật vậy, hệ thống:

$$H_b z = \frac{G_m z}{Y z} = B_m z$$

là một hệ thống toàn không. Bởi vậy, liên hợp tuyến tính bất kỳ của $g_m n$ cũng là một hệ thống toàn không.



Hình 2.3.12. Cấu trúc dàn thang của hệ thống cực không

Như vậy, ta bắt đầu từ cấu trúc dàn toàn cực với các tham số $k_m, 1 \leq m \leq N$ và đã bổ xung thêm phần thang bằng cách đưa ra một liên hợp tuyến tính có trọng số của $g_m n$, kết quả thu được là một hệ IIR toàn cực, có cấu trúc dàn thang như hình 2.3.11. với $M=N$ đầu ra của nó là:

$$y n = \sum_{m=0}^M \gamma_m g_m n \quad 2.3.29$$

ở đây γ_m là tham số xác định các không của hệ thống. Hàm truyền đạt tương ứng với 2.3.29 là

$$H z = \frac{Y z}{X z} = \sum_{m=0}^M \gamma_m \frac{G_m z}{X z} \quad 2.3.30$$

Vì $X z = F_N z$ và $F_0 z = G_0 z$, ta có thể viết 2.3.30 dưới dạng

$$\begin{aligned}
H(z) &= \sum_{m=0}^M \gamma_m \frac{G_m(z)}{X(z)} \frac{F_0(z)}{F_N(z)} \\
&= \sum_{m=0}^M \gamma_m \frac{B_m(z)}{A_N(z)} = \frac{\sum_{m=0}^M \gamma_m B_m(z)}{A_N(z)}
\end{aligned}
\tag{2.3.31}$$

Nếu so sánh (2.3.26) với (2.3.31), ta có thể kết luận

$$C_M(z) = \sum_{m=0}^M \gamma_m B_m(z) \tag{2.3.32}$$

đây là quan hệ cần tìm, nó có thể được dùng để xác định các trọng số γ_m , như vậy ta chứng minh được rằng các hệ số của đa thức tử số $C_M(z)$ xác định các tham số thang γ_m , trong khi các hệ số của đa thức mẫu số $A_N(z)$ xác định tham số dần K_m . Các tham số thang xác định (2.3.30) có thể được biểu diễn như sau:

$$C_m(z) = \sum_{k=0}^{m-1} \gamma_k B_k(z) + \gamma_m B_m(z) \tag{2.3.33}$$

hoặc tương đương

$$C_m(z) = C_{m-1}(z) + \gamma_m B_m(z) \tag{2.3.34}$$

Như vậy có thể tính $C_m(z)$ một cách đệ quy từ đa thức nghịch đảo $B_m(z)$, $m=1,2,\dots,N$ vì $\beta_m(m=1)$ với mọi m , nên tham số $\gamma_m, m=1,2,3,\dots,M$ có thể được xác định trước hết theo

$$\gamma_m = C_m(z) \quad m=1,2,\dots,M \tag{2.3.35}$$

và cho chạy ngược lại quan hệ đệ quy này theo m (nghĩa là $m=M, m=M-1, \dots, 2$) ta sẽ có $C_m(z)$ và các tham số thang tương ứng với (2.3.35)

Chương 3.

MÔ PHỎNG THIẾT KẾ BỘ LỌC SỐ IIR

Trong phần này em ứng dụng thiết kế và xây dựng cấu trúc một bộ lọc số IIR bằng MATLAB, với yêu cầu:

- Bộ lọc thông thấp có tần số cắt 3.4kHz
- Độ gợn sóng dải thông 0.5dB
- Độ suy giảm dải chặn 60dB
- Độ rộng sườn 1%

3.1 THIẾT KẾ BỘ LỌC SỐ IIR TỪ BỘ LỌC TƯƠNG TỰ

Từ những yêu cầu trên, ta tiến hành thiết kế, đầu tiên ta thiết kế bộ lọc tương tự. Có nhiều phương pháp thiết kế bộ lọc tương tự như Chebyshev, Butterworth, Ellip; ở đây em sử dụng bộ lọc Ellip.

%Đoạn chương trình MATLAB thiết kế bộ lọc tương tự Ellip

Fc=3400; %Tần số cắt

Rp=0.5; %Độ gợn sóng dải thông (theo dB)

Rs=60; %Độ suy giảm dải chặn (theo dB)

Wp=2*pi*Fc;

Ws=1.01*Wp; %Độ rộng sườn Ws-Wp

[N,Wn]=ellipord(Wp,Ws,Rp,Rs,'s'); %Tính bậc của bộ lọc

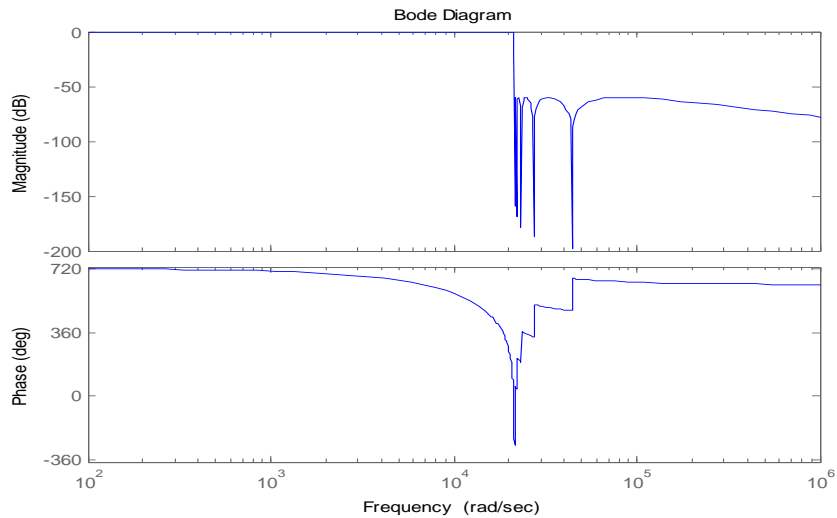
[B,A]=ellip(N,Rp,Rs,Wn,'s'); %Hàm truyền $H_a(s)=B(s)/A(s)$

Từ kết quả ta có đặc tuyến truyền đạt $H_a(s) = \frac{B(s)}{A(s)}$, trong đó:

$$B(s) = 127.6 s^{12} + 3.889 \cdot 10^{-9} s^{11} + 5.974 \cdot 10^{11} s^{10} + 16.74 s^9 + 1.054 \cdot 10^{21} s^8 \\ + 2.478 \cdot 10^{10} s^7 + 9.319 \cdot 10^{29} s^6 + 1.688 \cdot 10^{19} s^5 + 4.437 \cdot 10^{38} s^4 \\ + 5.454 \cdot 10^{27} s^3 + 1.091 \cdot 10^{47} s^2 + 6.789 \cdot 10^{35} s + 1.09e055$$

$$A(s) = s^{13} + 2.414 \cdot 10^4 s^{12} + 2.411 \cdot 10^9 s^{11} + 4.984 \cdot 10^{13} s^{10} + 2.369 \cdot 10^{18} s^9 \\ + 4.126 \cdot 10^{22} s^8 + 1.209 \cdot 10^{27} s^7 + 1.726 \cdot 10^{31} s^6 + 3.354 \cdot 10^{35} s^5 \\ + 3.744 \cdot 10^{39} s^4 + 4.75 \cdot 10^{43} s^3 + 3.744 \cdot 10^{47} s^2 + 2.627 \cdot 10^{51} s + 1.09 \cdot 10^{55}$$

Đặc tuyến tần số của $H_a(s)$ như trong hình 3.1.



Hình 3.1. Đặc tuyến truyền đạt của bộ lọc tương tự

Tiếp theo ta chuyển từ bộ lọc tương tự sang bộ lọc số,
 %Đoạn chương trình biến đổi từ bộ lọc tương tự sang bộ lọc số
 Fs=10000; %Tần số lấy mẫu
 [Bz,Az]=impinvar(B,A,Fs); %Hàm truyền $H(Z)=Bz(Z)/Az(Z)$

ở trên ta sử dụng phương pháp bất biến xung được $H(z) = \frac{Bz(z)}{Az(z)}$,

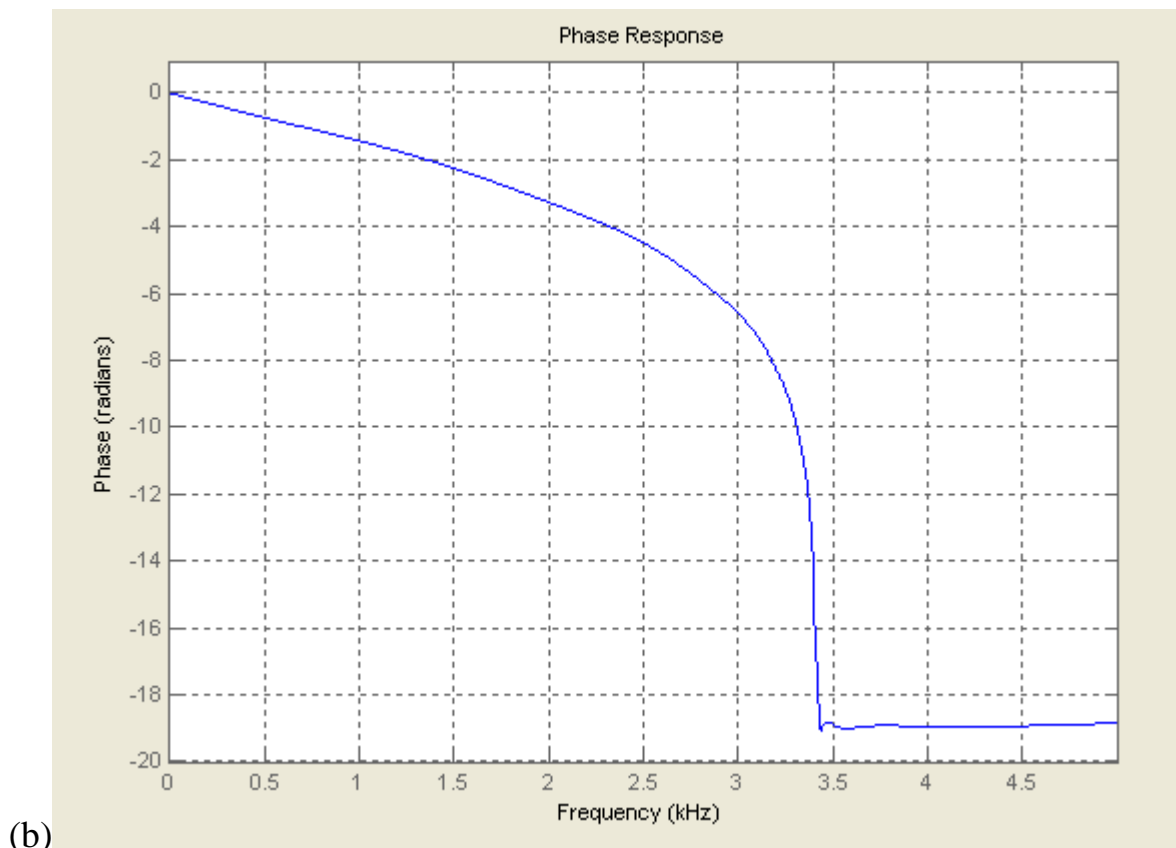
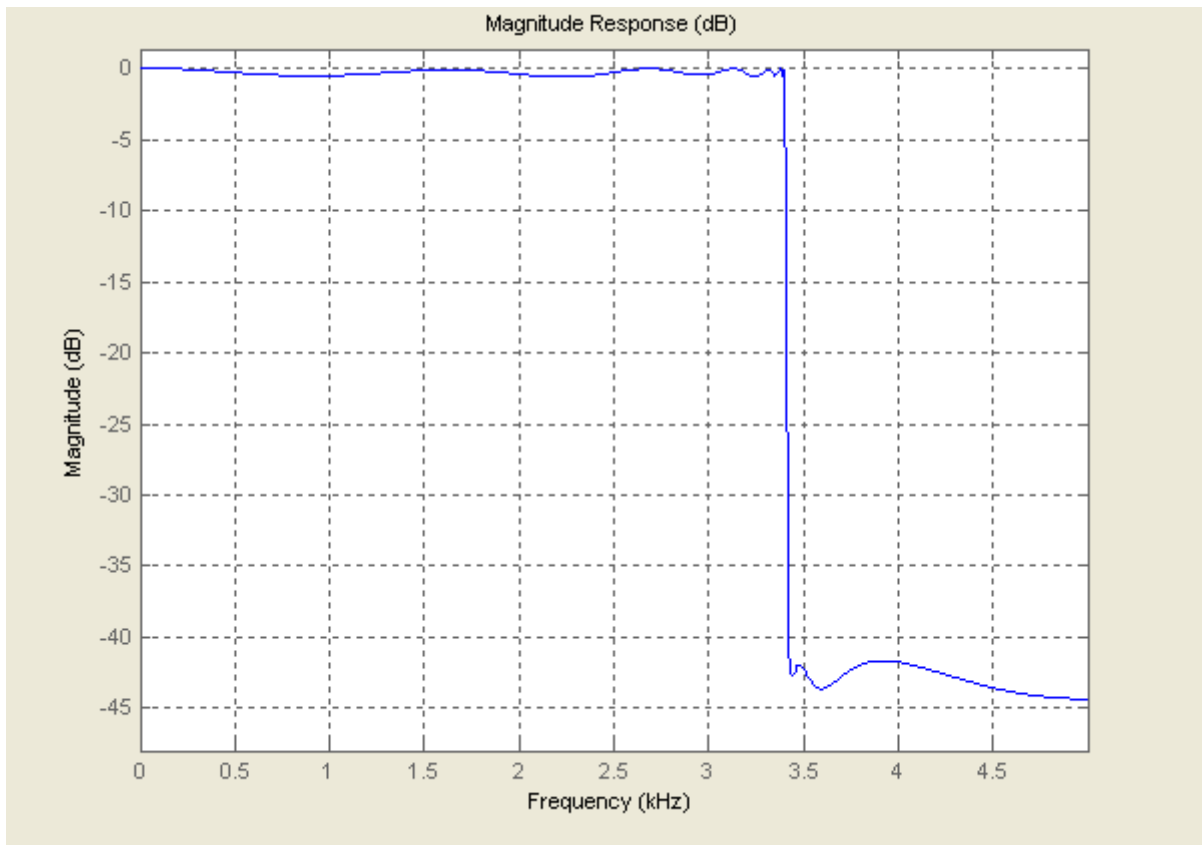
với:

$$Bz(Z)=0.004253-0.03618Z^{-1}+0.1577Z^{-2}-0.4505Z^{-3}+0.9286Z^{-4}-1.443Z^{-5} \\ +1.726Z^{-6} -1.599Z^{-7}+1.139Z^{-8}-0.6097Z^{-9}+0.2341Z^{-10}-0.05842Z^{-11} \\ + 0.007336Z^{-12}$$

$$Az(Z)=1-9.992Z^{-1}+48.04Z^{-2}-146.4Z^{-3}+314.9Z^{-4}-503.4Z^{-5}+614.7Z^{-6}-580Z^{-7} \\ +422.7Z^{-8} -235Z^{-9}+96.88Z^{-10}-28.07Z^{-11}+5.129Z^{-12}-0.4473Z^{-13}$$

Đặc tuyến tần số của $H(e^{j\omega})$ như trong hình 3.2.

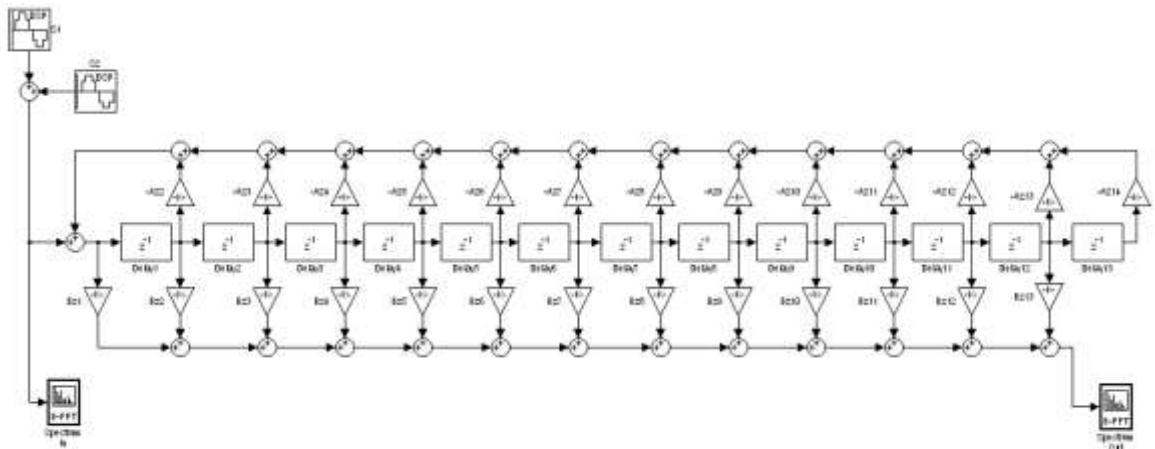
(a)



(b)

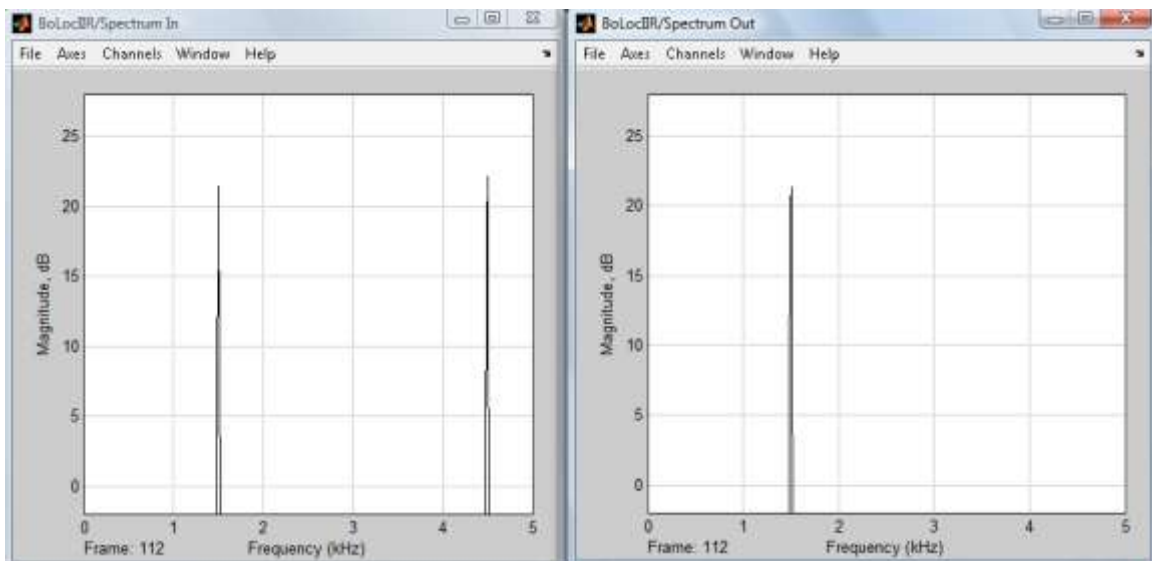
Hình 3.2. Đặc tuyến biên độ - tần số (a) và pha - tần số (b) của $H(e^{j\omega})$

Từ những thông số thiết kế, ta xây dựng cấu trúc bộ lọc bằng simulink trong hình 3.3.

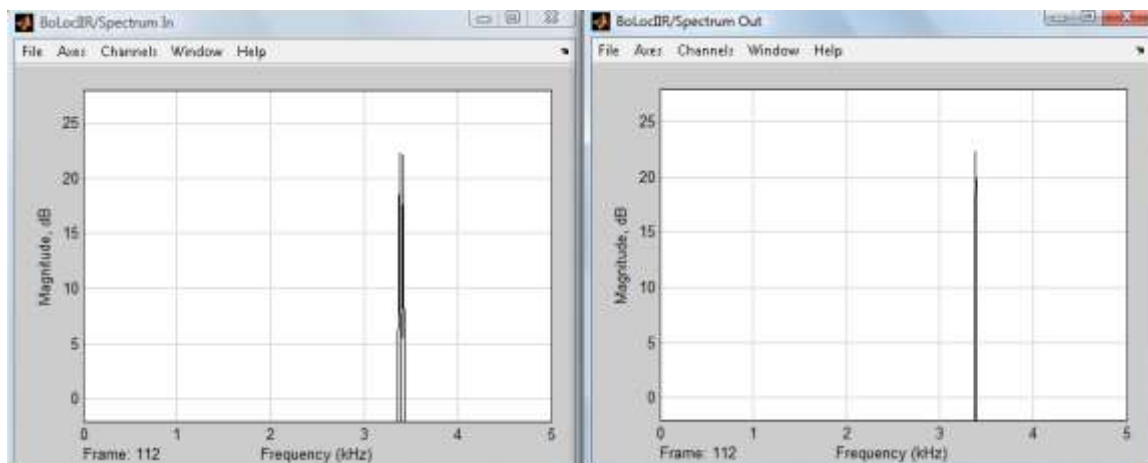


Hình 3.3. Cấu trúc bộ lọc thông thấp $f_c=3.4\text{kHz}$

Các kết quả mô phỏng như trong hình 3.4. và hình 3.5.



Hình 3.4. Phổ tín hiệu trước và sau khi lọc ($S1=1.5\text{kHz}$; $S2=4.5\text{kHz}$)



Hình 3.5. Phổ tín hiệu trước và sau khi lọc ($S1=3.38\text{kHz}$; $S2=3.42\text{kHz}$)

3.2. THIẾT KẾ BỘ LỌC SỐ IIR SỬ DỤNG FDATool CỦA MATLAB

Công cụ *FDATool* là công cụ phân tích và thiết kế mạch lọc của phần mềm MATLAB. Nó là giao diện đồ họa người dùng Graphical User Interface (GUI), cho phép thiết kế, và phân tích nhanh chóng tất cả các loại mạch lọc số cả IIR và FIR.

FDATool giúp thiết kế và phân tích mạch lọc bằng cách đặt các qui định tối ưu hay đặt trực tiếp các hệ số mạch lọc từ môi trường MATLAB. Nó cho ta thấy đáp ứng biên độ và pha của bộ lọc cần thiết kế.

3.2.1. Thiết kế bộ lọc số dụng thiết kế và xây dựng cấu trúc một bộ lọc số IIR, với yêu cầu:

- Bộ lọc thông thấp có tần số cắt 3.4kHz
- Độ mập mô dải thông 0.5dB
- Độ suy giảm dải chắn 60dB
- Độ rộng sườn 1%

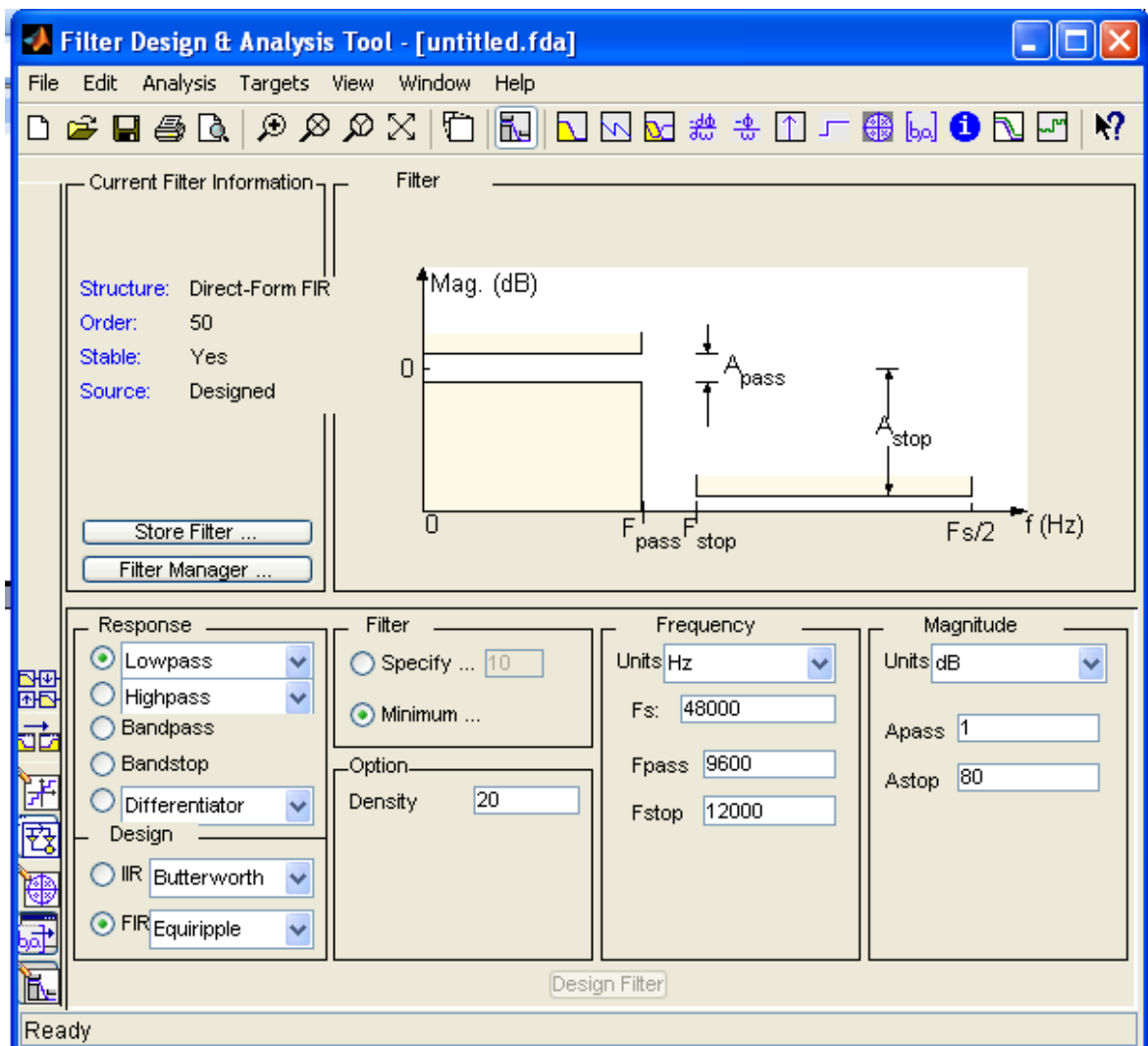
Từ các yêu cầu trên ta có thể sử dụng *FDATool* để thiết kế bộ lọc.

Mở hộp công cụ *FDATool* bằng cách gõ lệnh *fdatool* từ cửa sổ Command Window của MATLAB



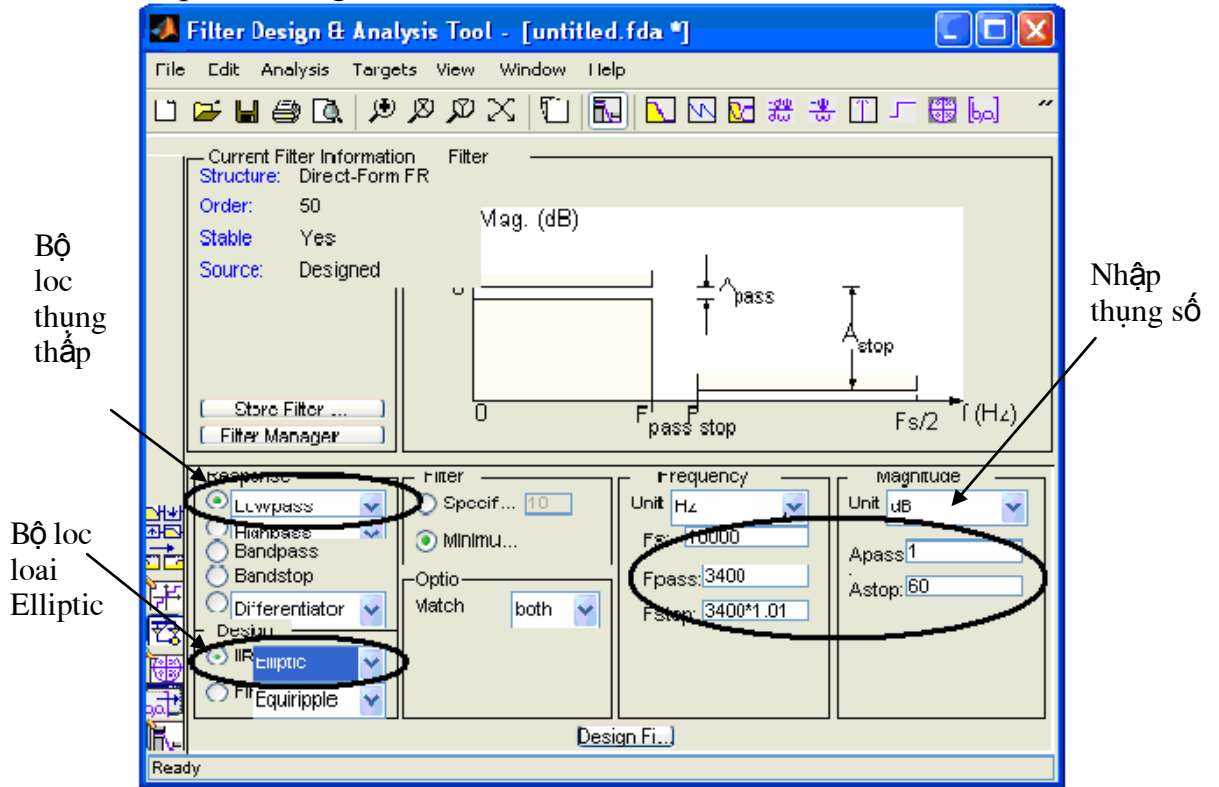
Hình 3.2.1 lệnh để mở hộp thoại *FDATool*

Hộp thoại *FDATool* sẽ hiện ra

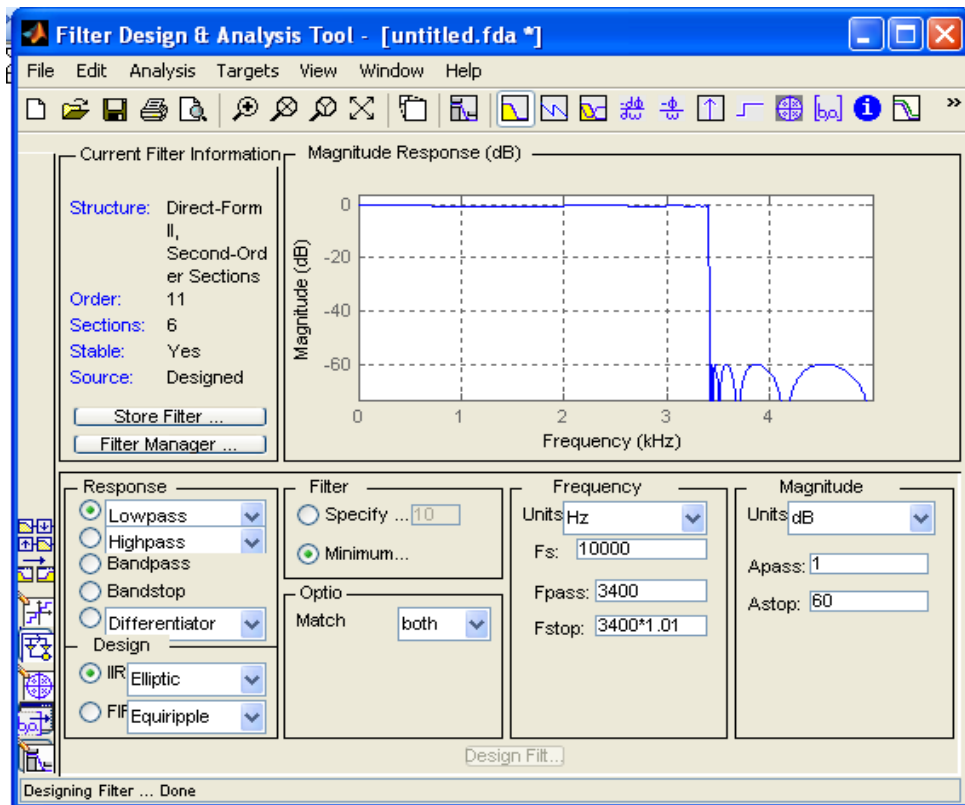


Hình 3.2.2 Hộp thoại *FDATool*

Ta sẽ nhập các thông số của bộ lọc vào

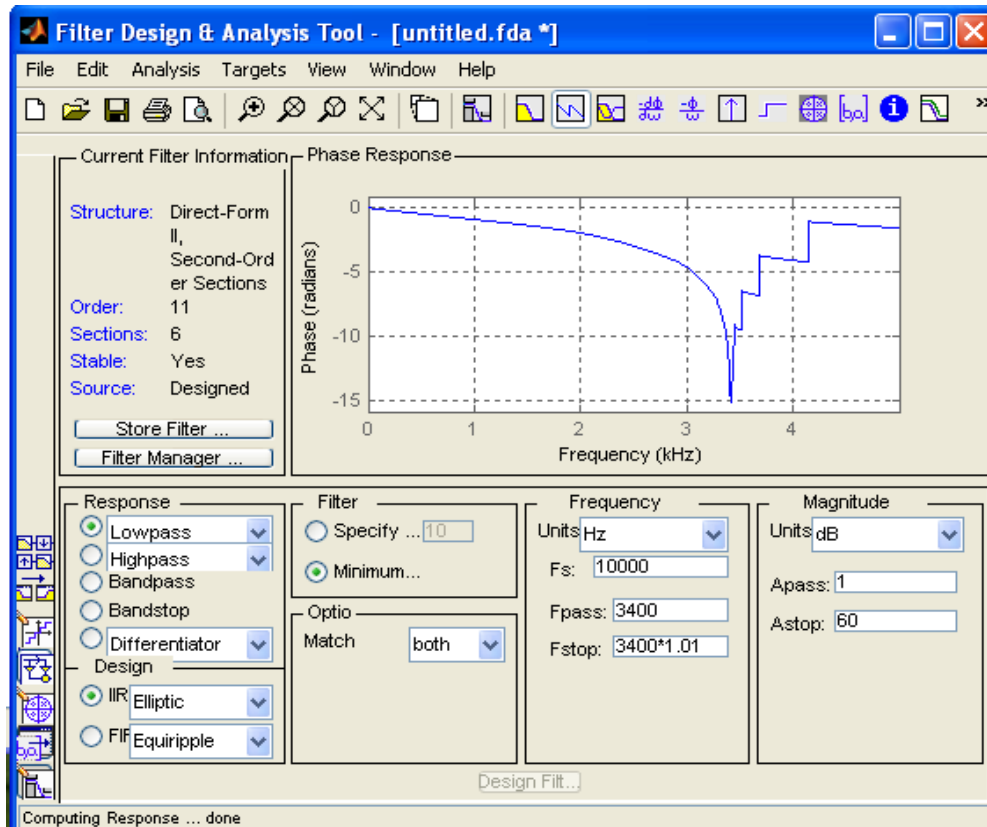


Hình 3.2.3 Nhập thông số bộ lọc số IIR thông thấp elliptic cần thiết kế. Hộp công cụ sẽ trả về đáp ứng biên độ của bộ lọc cần thiết kế



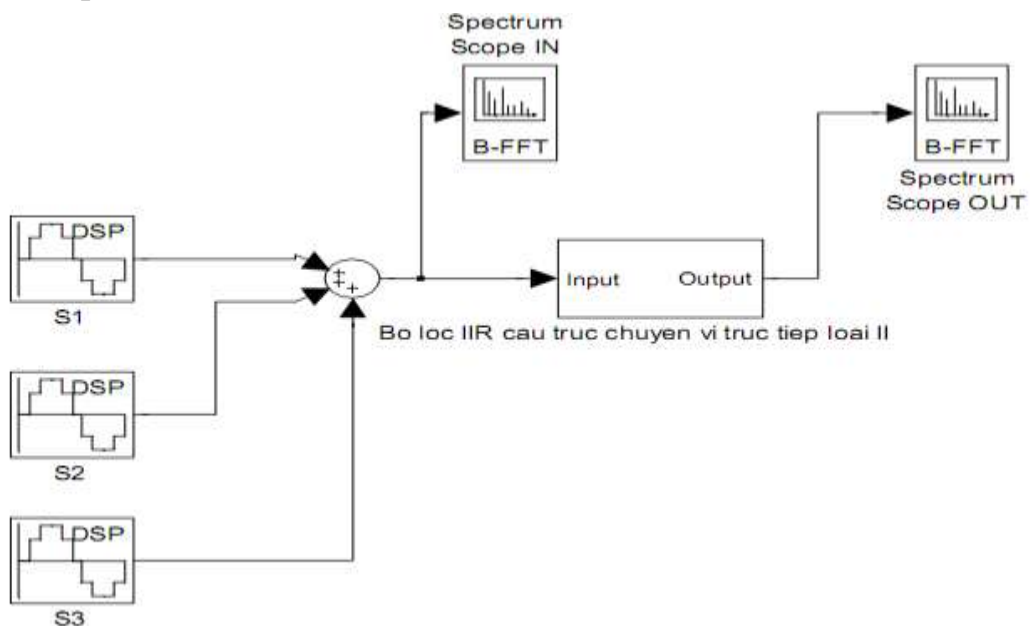
Hình 3.2.4 Đáp ứng biên độ của bộ lọc cần thiết kế

Đáp ứng pha của bộ lọc

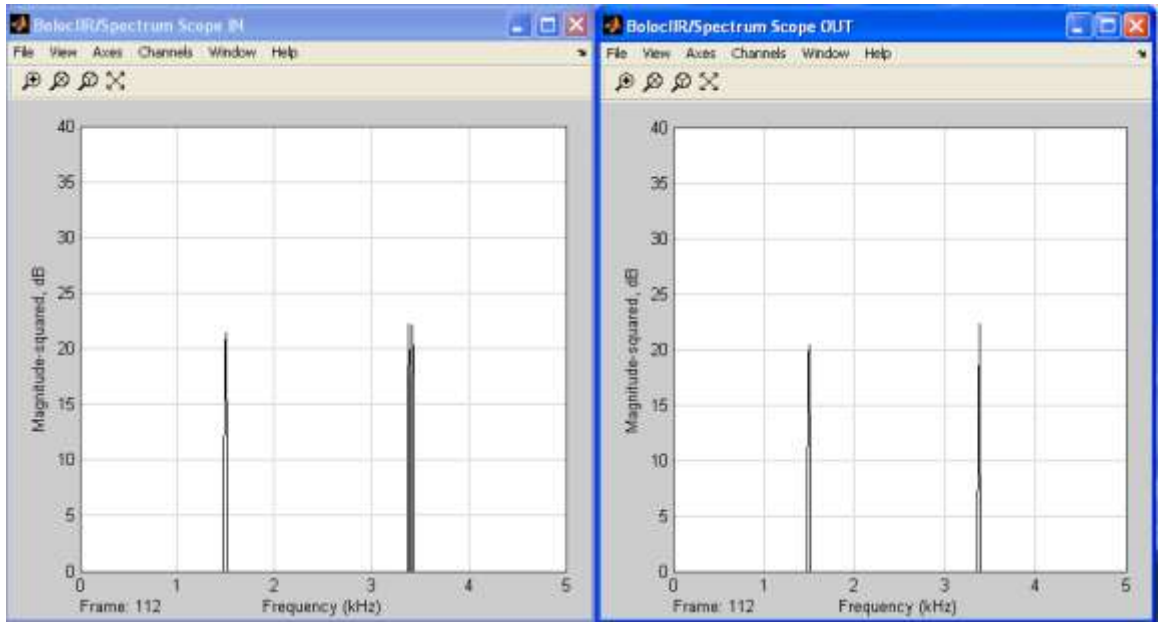


Hình 3.2.5 Đáp ứng pha của bộ lọc cần thiết kế

Chuyển sang simulink mô phỏng bộ lọc cần thiết kế với cấu trúc chuyển vị trực tiếp loại II với tín hiệu đầu vào là $S1=1.5\text{kHz}$, $S2=3.38\text{kHz}$, $S3=3,42\text{kHz}$.



Hình 3.2.6 Mô phỏng bộ lọc cần thiết kế với cấu trúc chuyển vị trực tiếp loại II



Hình 3.2.7 Phổ tín hiệu trước và sau khi lọc ($S_1=1.5\text{kHz}$, $S_2=3.38\text{kHz}$, $S_3= 3.42\text{kHz}$)

KẾT LUẬN

Qua các phần đã trình bày ở trên thì chúng ta có thể nắm được các bước cơ bản về phương pháp thiết kế và tính toán các hệ số thực tế của bộ lọc IIR. Như vậy qua đó ta có thể nắm bắt được các thủ tục thiết kế một bộ lọc IIR có các đặc điểm kỹ thuật cho trước. Cuối cùng quan trọng nhất là ta có thể thiết kế và thực hiện các bộ lọc số bằng chương trình MATLAB như trong đề tài này viết và qua đó có thể ứng dụng để thiết kế các bộ lọc bằng các phương pháp khác.

Với sự phát triển mạnh mẽ của khoa học kỹ thuật, các ngôn ngữ lập trình mạnh có kèm theo hộp công cụ xử lý số tín hiệu như ngôn ngữ MATLAB thì việc phân tích và thiết kế các bộ lọc số ngày càng trở nên đơn giản (kể cả bộ lọc FIR và bộ lọc IIR) và độ chính xác của phép toán sẽ tăng lên.

Do điều kiện thời gian có hạn cộng với khả năng còn hạn chế nên chắc không tránh khỏi thiếu sót. Vậy rất mong được quý thầy cô chỉ bảo để quyền đồ án này được hoàn thiện.

Em xin chân thành cảm ơn thầy giáo ThS Nguyễn Văn Dương đã tận tình giúp đỡ và tạo điều kiện để em hoàn thành quyền đồ án này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Nguyễn Quốc Trung(1999), *Xử lý tín hiệu và lọc số (Tập1 và 2)*, Nhà xuất bản khoa học kỹ thuật.
2. Phạm Minh Hà(2002), *Kỹ thuật mạch điện tử*, Nhà xuất bản khoa học kỹ thuật.
3. Đặng Hoài Bắc(2006), *Xử lý Tín Hiệu số*, Học viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông.
4. Hồ Văn Sung(2008), *Thực hành xử lý số tín hiệu Với MATLAB*, Nhà xuất bản khoa học kỹ thuật.
5. John G. PROAKIS and Dimitris G. MANOLAKIS(1996) , *DIGITAL SIGNAL PROCESSING Principles, Algorithms, and Applications Third Edition*, PRENTICE HALL, New Jersey, USA.

MỤC LỤC

LỜI MỞ ĐẦU	1
Chương 1: BỘ LỌC SỐ	11
1.1.HÀM HỆ THỐNG	11
1.1.1. Hệ thống FIR	12
1.1.2. Hệ thống IIR	13
1.2. ĐẶC TUYÊN TẦN SỐ CỦA BỘ LỌC	15
1.2.1. Đặc tuyến tần số của bộ lọc số lý tưởng	15
1.2.2. Đặc tuyến tần số bộ lọc thực tế	23
Chương 2: THIẾT KẾ BỘ LỌC IIR	24
2.1 BỘ LỌC TƯƠNG TỰ	24
2.1.1 Một số qui định đối với mạch lọc tương tự.....	24
2.1.2 Bộ lọc tương tự Butterworth	27
2.1.3 Bộ lọc tương tự Chebyshev.....	28
2.1.4 Bộ lọc tương tự Elip (Cauer).....	31
2.2. TỔNG HỢP BỘ LỌC SỐ IIR	32
2.2.1 Cơ sở tổng hợp bộ lọc số IIR	33
2.2.2 Phương pháp bất biến xung.....	34
2.2.3 Phương pháp biến đổi song tuyến.....	37
2.2.4 Phương pháp tương đương vi phân.....	38
2.2.5 Tổng hợp bộ lọc số IIR thông cao, thông dải và chặn dải bằng phép biến đổi dải tần.	40
2.3. CẤU TRÚC BỘ LỌC IIR	41
2.3.1 Cấu trúc bộ lọc số IIR dạng trực tiếp.....	32
2.3.2 Cấu trúc bộ lọc số IIR dạng nối tiếp.....	45
2.3.3 Cấu trúc bộ lọc số IIR dạng song song	46
2.3.4 Cấu trúc bộ lọc số IIR dạng dàn (mắt cáo).....	47
Chương 3: MÔ PHỎNG THIẾT KẾ BỘ LỌC SỐ IIR	55
3.1 THIẾT KẾ BỘ LỌC SỐ IIR TỪ BỘ LỌC TƯƠNG TỰ.....	55
3.2. THIẾT KẾ BỘ LỌC SỐ IIR SỬ DỤNG FDATool CỦA MATLAB..	59
KẾT LUẬN	63
TÀI LIỆU THAM KHẢO	65