

**PHÂN TÍCH GIẢI PHÁP BANK LỌC DOPPLER
TRONG KỸ THUẬT CHỈ BÁO MỤC TIÊU DI ĐỘNG**
**ANALYSIS THE SOLUTION OF DOPPLER FILTER BANK
IN MOVING TARGET INDICATOR TECHNIQUE**

TS. LÊ QUỐC VƯỢNG
Khoa Điện - Điện tử tàu biển, ĐHHH VN

Tóm tắt:

Bài viết này tiến hành phân tích giải pháp bank lọc Doppler được áp dụng trong kỹ thuật chỉ báo mục tiêu di động. So với các giải pháp bộ khử triệt dây trễ, bank lọc Doppler có tỷ số suy giảm nhiễu phân xạ CA cao, cải thiện đáng kể khả năng phát hiện các mục tiêu nằm gần tần số mù và đặc biệt là khả năng tách biệt các mục tiêu có tốc độ chuyển động chậm, điều này rất quan trọng đối với việc ứng dụng xử lý số tín hiệu trong radar hoạt động trên biển.

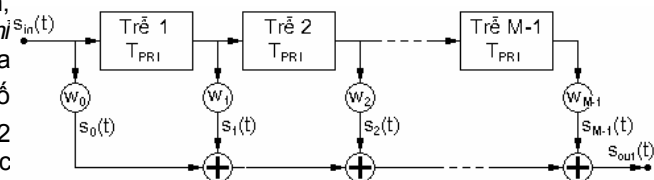
Abstract:

This article discusses an analysis of the solution of Doppler filter bank, that is used in moving target indicator (MTI) technique. In comparison with solutions of Delay Line Canceller, the Doppler Filter Bank has a higher clutter attenuation ratio CA, considerable improvement detective probability of targets lying close blind frequency and especially separate ability for low-speed targets, which is very important for the application of digital signal processing in marine radar.

Trong loạt bài nghiên cứu về **Các công nghệ mới được áp dụng trên radar biển** bắt đầu đấng từ các số trước, với mục đích xác định các phương pháp nhằm nâng cao tỷ số tín hiệu trên nhiễu cộng tạp âm (SINR), đã trình bày các khái niệm cơ bản về lý thuyết của kỹ thuật chỉ báo mục tiêu di động (MTI) và phân tích một số giải pháp thực hiện cụ thể là Bộ khử triệt dây trễ. Đây là các giải pháp đơn giản và rất cơ bản của kỹ thuật MTI nhưng nó cũng còn tồn tại nhiều hạn chế. Đặc biệt để có thể ứng dụng trong các radar hoạt động trên biển với tốc độ dịch chuyển của mục tiêu khá chậm, người ta đã đưa ra giải pháp bank lọc Doppler.

I. NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CỦA BANK LỌC DOPPLER

Đối với bộ khử triệt đường dây trễ nhiều khâu, tỷ số suy giảm nhiễu phân xạ CA đã được tăng lên đáng kể, bằng đúng M lần, nhưng đó là giá trị cực đại duy nhất *chỉ* tại 1 tần số Doppler nằm chính giữa khoảng tần số từ 0 đến f_p (là tần số mù thứ nhất), hay tổng quát là giữa 2 tần số mù liên tiếp. Mặt khác nhược điểm đối với khả năng phát hiện các mục tiêu nằm gần tần số mù vẫn chưa thể giải quyết hoàn toàn. Giải pháp bank lọc Doppler khắc phục 2 nhược điểm cơ bản này, đồng thời còn có thêm ưu điểm hơn bộ khử triệt đường dây trễ nhiều khâu là khả năng tách biệt các mục tiêu có vận tốc rất chậm.



Hình 1.1. Sơ đồ nguyên lý bank lọc Doppler

Sơ đồ nguyên lý của bank lọc Doppler hoàn toàn có dạng cấu trúc như bộ khử triệt đường dây trễ nhiều khâu (hình 1.1), nhưng nguyên lý hoạt động của nó khác hẳn với 2 đặc điểm cơ bản đối với các trọng số là:

1. Các trọng số w_k sẽ tạo ra các di pha riêng cho từng vector vs_k là ϕ_k , gọi là *góc lái pha*, để sao cho các vector này hoàn toàn trùng pha nhau khi đưa tới bộ cộng (và như vậy trong bộ cộng thuần túy thực hiện phép cộng).
2. Các trọng số w_k phụ thuộc tần số (cấu trúc bộ tạo tia thời gian có trọng số phụ thuộc tần số). Hay nói cách khác mỗi trọng số là một mạch lọc thông thấp hay thông dải, với các tần số trung tâm khác nhau ω_k và độ rộng dải thông xấp xỉ bằng $1/MT_p$, trong đó M là số lượng xung

sóng sin.

Thỏa mãn 2 đặc điểm đó, trọng số w_k là phức và có dạng:

$$w_k = W_k(\omega) \cdot \exp(j\phi_k) \quad (1.1)$$

Do cấu trúc đường dây trễ đều đặn bằng T_p , nên $\phi_k = \omega_k T_p$, và để thể hiện các tần số trung tâm của các mạch lọc cộng hưởng khác nhau, phụ thuộc vào k , thì $\omega_k = k\omega_s$, trong đó ω_s được gọi là *tần số lái*. Mặt khác, do pha đã phụ thuộc tần số nên trong trường hợp đơn giản hơn không cần sự phụ thuộc của modul vào tần số. Khi đó (1.1) trở thành:

$$w_k = W_k \cdot \exp(j\omega_s k T_p) \quad (1.2)$$

Như vậy ngược lại với bộ khử triệt đường dây trễ là làm cực tiểu hoá đáp ứng (bằng sự bù trừ triệt tiêu các vecto) theo tần số Doppler của nhiễu phản xạ, thì bank lọc Doppler lại làm cực đại hoá đáp ứng theo tần số Doppler của nhiễu phản xạ. Khi đó quá trình phát hiện mục tiêu trên nền nhiễu phản xạ được thông qua quyết định xuất hiện hay không xuất hiện mục tiêu được thực hiện trên mỗi ô cự ly bằng cách kết hợp với kỹ thuật CFAR (Constant False-Alarm Ratio - Tỷ số báo động sai hằng số) tiếp theo sau từng mạch lọc. Việc sử dụng các mạch CFAR riêng biệt sau mỗi mạch lọc là cần thiết, vì công suất dư lại sau các mạch lọc rất khác nhau (công suất này tương đối cao đối với các mạch lọc nằm đúng trên hay gần lân cận với vùng phổ của nhiễu phản xạ, còn rất thấp đối với các mạch lọc khác). Các mạch CFAR có thể thực hiện theo 2 cách, phụ thuộc vào việc có cần chỉ báo rõ mục tiêu xuất hiện với tần số (hay trong khoảng tần số) Doppler nào hay không.

II. PHÂN TÍCH BANK LỌC DOPPLER

Tương tự như đối với bộ khử triệt đường dây trễ do c rất lớn so với vận tốc mục tiêu nên

$$\frac{2v_{rad}}{c} \ll 1 \text{ và được bỏ qua nên ta cũng bỏ qua hiệu ứng co giãn đường bao Doppler và xét với}$$

tín hiệu đường bao biên độ tổng quát $p_{t_0, t_x}(t)$, tín hiệu phức của đầu vào bank lọc Doppler có dạng:

$$s_m(t) = \exp[j\omega_0 t] \left\{ A_r \exp[j\omega_D t] \sum_{m=0}^{M-1} p_{\tau_0 + mT_p, t_x, 1}(t) \right\} \quad (2.1)$$

Thành phần trong ngoặc móc là thành phần điều chế sóng mang nên rất cần thiết, còn thành phần còn lại chỉ đơn thuần là sóng mang nên có thể bỏ qua. Tương tự như trên, khi tín hiệu đã lấp đầy đường dây trễ, cũng là khi mà tất cả các đầu vào của bộ cộng đều có tín hiệu là từ thời điểm $\tau_0 + (M-1)T_p$, tín hiệu đầu vào tại cổng thứ k (với k là số nguyên và $k = 0 \div (M-1)$) của bộ cộng là:

$$s_k(t) = w_k^* \cdot A_r \exp[j\omega_D(t - (M-1-k)T_p)] p_{\tau_0 + (M-1)T_p, t_x}(t) \quad (2.2)$$

Lưu ý, trong (2.2) ta đã thực hiện một số biến đổi đồng thời là:

1) Thực chất mỗi trọng số là một mạch lọc, được biểu diễn theo một đáp ứng xung phức như (1.2), nên thay vì phép nhân với trọng số phải là phép tích chập với đáp ứng xung hay phép nhân với liên hợp trọng số phức.

2) Xung thứ k của dãy M xung bị đường dây trễ làm trễ đi $(M-1-k)T_p$. Điều này được phản ánh trong số mũ của lũy thừa cơ số tự nhiên.

3) Vì chỉ xét tất cả các tín hiệu đầu vào bộ cộng chỉ tại 1 thời điểm cố định $\tau_0 + (M-1)T_p$, tương đương với 1 số hạng cố định nên dấu tổng trong (2.1) không còn.

Khi đó, tín hiệu đầu ra bộ cộng thu được là:

$$s_{out}(t) = A_r \exp[j\omega_D(t - (M-1)T_p)] p_{\tau_0 + (M-1)T_p, t_x}(t) W_D(\omega_s) \quad (2.3)$$

Trong đó ta đã định nghĩa:

$$W_D(\omega_s) = \sum_{k=0}^{M-1} W_k \cdot \exp[j(\omega_D - \omega_s)kT_p] \quad (2.4)$$

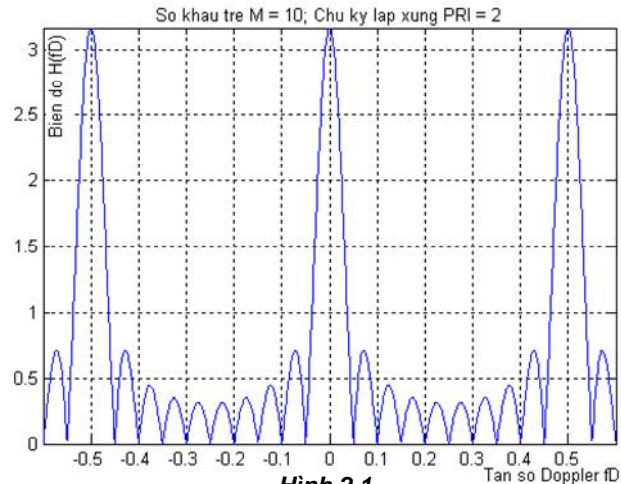
Là đáp ứng của bank lọc Doppler. Đây chính là một hàm của tần số lái ω_s . Như vậy bank lọc Doppler có dạng tương tự như mạch lọc không gian. Thay vì việc lái tia trong không gian, bank lọc Doppler thực hiện lái 'tần số' theo tần số Doppler. Cũng tương tự như ULA, cho $|W_k| = 1/\sqrt{M}$ với mọi k và đối với nhiễu phản xạ đứng yên $\omega_D = 0$, dễ dàng biến đổi (2.4) thành:

$$W_D(\omega_s) = \frac{\sin\left(M\omega_s \frac{T_p}{2}\right)}{\sqrt{M} \sin\left(\omega_s \frac{T_p}{2}\right)} \cdot \exp\left[-j(M-1)\omega_s \frac{T_p}{2}\right] \quad (2.5)$$

Từ (2.5) ta có đồ thị của $|W_D(\omega_s)|$ như trên hình 2.1 với

$M = 10$. Biểu thức và đồ thị đáp ứng bank lọc Doppler có dạng tương tự như giản đồ hướng của ULA.

So với bộ khử triệt đường dây trễ chỉ sử dụng 1 mạch lọc trên cả dải tần số Doppler, ngược lại bank lọc Doppler sử dụng M mạch lọc. Mặc dù điều này làm cho bank lọc Doppler có cấu trúc rất phức tạp, nhưng bù lại nó có hệ số khuếch đại công suất xấp xỉ bằng \sqrt{M} trên gần hết dải thông của 1 mạch lọc thành phần $1/MT_p$ và phủ gần như toàn bộ dải tần số Doppler với M mạch lọc. Bank lọc Doppler đạt được hệ số khuếch đại SNR gần bằng M , trong khi bộ khử triệt đường dây trễ có hệ số khuếch đại SNR thường rất nhỏ (trung bình bằng 1) [2].



Hình 2.1
Đặc tuyến tần số của bank lọc Doppler

III. GIẢI PHÁP ĐỀ XUẤT

Để nâng cao SINR hơn nữa, ta có thể áp dụng kỹ thuật phân bố biên độ trọng số không đều, được Taylor đưa ra lần đầu tiên từ 1955 [5], có nội dung như sau.

a) Cơ sở lý thuyết

Trước hết, các khái niệm giản đồ hướng trong hệ thống xử lý không gian và đáp ứng xung trong hệ thống xử lý thời gian là tương đương nhau, đều chỉ là một đặc tuyến mô tả đặc trưng về hệ thống. Vì vậy trong trường hợp ở đây sử dụng khái niệm về đáp ứng xung. Xét một hệ thống xử lý thời gian như trên hình 3.1, chính là một mạch lọc FIR quen biết. Tín hiệu đầu ra trên kênh thứ m , sau khi đi qua m khâu trễ được xác định:

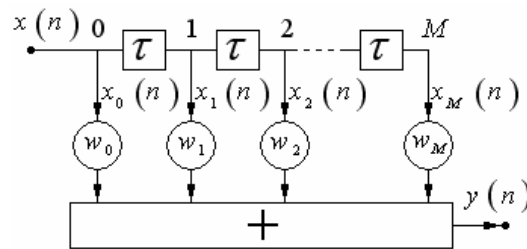
$$x_m(n) = x(n) \cdot \exp(-j2\pi f_0 m\tau) = x(n) \cdot \exp(-j2\pi m f_{id}) \quad (3.1)$$

trong đó: f_0 là tần số mang của tín hiệu;

$f_{id} = f_0/\tau$ là tần số tương đối (với $f_\tau = 1/\tau$).

Vector tín hiệu đầu vào của các khâu trễ:

$$\mathbf{x}(n) = [x_0(n) \quad x_1(n) \quad \dots \quad x_M(n)]^T = \sqrt{M} \mathbf{v}(f_{id}) x(n) \quad (3.2)$$



Hình 3.1
Mạch lọc thanh ngang (dạng FIR)

trong đó:

$$\mathbf{v}(f_{id}) = \frac{1}{\sqrt{M}} [1 \quad \exp(-j2\pi f_{id}) \quad \dots \quad \exp(-j2\pi M f_{id})]' \quad (3.3)$$

Tín hiệu đầu ra được tính bằng:

$$y(n) = \sum_{m=0}^M w_m^* x_m(n) = \mathbf{w}^* \mathbf{x}(n) = \mathbf{w}^* \mathbf{v}(f_{id}) x(n) \quad (3.4)$$

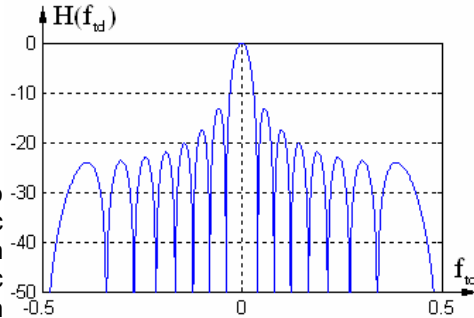
với vector trọng số có dạng:

$$\mathbf{w} = [w_0 \quad w_1 \quad \dots \quad w_M]' \quad (3.5)$$

Từ (3.4) suy ra đáp ứng tần số của hệ thống xử lý thời gian đó là:

$$H(f_{id}) = \mathbf{w}^* \mathbf{v}(f_{id}) \quad (3.6)$$

Trong trường hợp chung nhất, trọng số là số phức gồm có cả biên độ và pha và việc phân bố các trọng số được gọi là phân bố theo tổ hợp tuyến tính hay phân bố khâu độ [2]. Việc phân bố pha của các trọng số thường phụ thuộc ngay vào tín hiệu để đơn giản tạo thành sự phù hợp về hướng và tần số với tín hiệu. Như vậy vấn đề còn lại là việc phân bố biên độ thế nào, chúng ta xem xét 2 khả năng xảy ra sau đây.



Hình 3.2. Đáp ứng tần số với biên độ trọng số phân bố đều

b) Trọng số phân bố đều (Uniform Distribution)

Khi trọng số được phân bố đều có nghĩa là biên độ của tất cả các trọng số đều đặn bằng nhau và không mất tính tổng quát cho bằng $1/\sqrt{M}$. Mặt khác giả sử các trọng số được tính toán phù hợp với tín hiệu có tần số mang f_{id0} , nghĩa là có pha xác định theo tín hiệu. Suy ra:

$$\mathbf{w} = \mathbf{v}(f_{id0}) = \frac{1}{\sqrt{M}} [1 \quad \exp(-j2\pi f_{id0}) \quad \dots \quad \exp(-j2\pi M f_{id0})]' \quad (3.7)$$

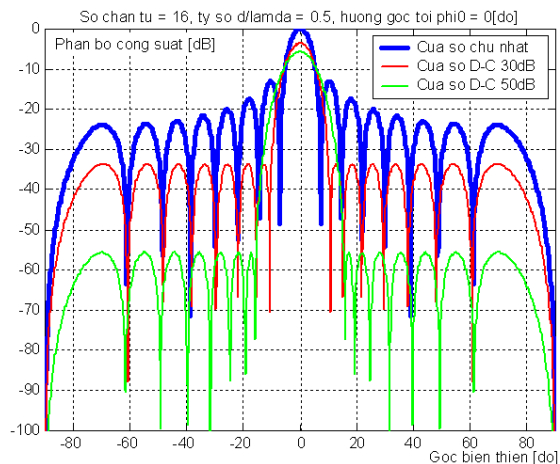
Khi đó đáp ứng tần số của hệ thống này theo (3.6) là:

$$H(f_{id}) = \frac{\sin(\pi M (f_{id0} - f_{id}))}{M \cdot \sin(\pi (f_{id0} - f_{id}))} \exp[j\pi (M - 1)(f_{id0} - f_{id})] \quad (3.8)$$

Biên độ của đáp ứng tần số này với $f_{id0} = 0$, $M = 16$ được vẽ trên hình 3.2. Nếu có một nguồn nhiễu với tần số khoảng $f_{id} \approx 0.13$ và biên độ lớn hơn biên độ tín hiệu khoảng 12dB, thì nguồn nhiễu này lọt qua hệ thống với biên độ tương đương độ lớn của tín hiệu vì nó nằm đúng tại vị trí đỉnh búp bên của đáp ứng tần số. Trong trường hợp này hệ thống xử lý tín hiệu theo thời gian (lọc theo tần số) là mất tác dụng.

c) Trọng số phân bố không đều (Nonuniform Distribution)

Có rất nhiều phương pháp tính toán phân bố biên độ trọng số nhằm nén triệt tín hiệu tại một tần số này và tăng ích cho tín hiệu tại tần số khác, mà điển hình chính là bộ xử lý tối ưu. Nhưng trong phần này ta sẽ chỉ xét một giải pháp kinh điển, ít phải tính toán nhất đó là cách phân bố các trọng số theo kỹ thuật cửa sổ hoá, cách gọi thông dụng trong miền 1 chiều thời gian, còn trong miền 1 chiều không gian gọi là kỹ thuật tạo búp thon (Tapered). Việc phân bố trọng số đều tương

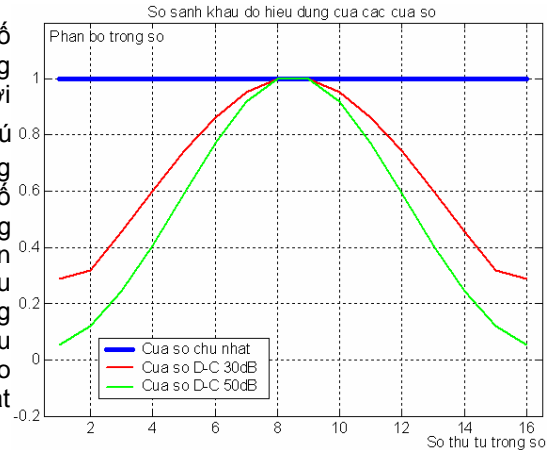


Hình 3.3. Giảm độ hướng với biên độ trọng số phân bố đều và không đều

đương như việc cửa sổ hoá dạng hình chữ nhật và thể hiện trên đáp ứng tần số $H(f_{td})$ trong (3.8). Các trọng số biên độ phân bố không đều được thực hiện bằng các hàm cửa sổ dạng đặc biệt (Hamming, Hanning, Kaiser, Dolph-Chebyshev, ...). Việc chọn hàm cửa sổ nào là do yêu cầu thiết kế và ứng dụng, nhưng có một số đặc điểm và nguyên tắc chung như sau [5]:

1. Phân bố biên độ đối xứng sẽ cho các mức búp bên thấp hơn;
2. $H(f_{td})$ có thể là một hàm chỉ hoàn toàn phụ thuộc vào f_{td} ;
3. Một phân bố có đỉnh càng nhô cao lên thì sẽ tạo ra các đường bao búp bên càng kéo dài ra xa theo hàm $1/f_{td}$;
4. Một phân bố tiến đều đến 0 tại các đầu mút cuối thì sẽ tạo ra các đường bao búp bên càng kéo dài ra xa theo hàm $1/f_{td}^2$;
5. Một phân bố mà khác không tại các đầu mút cuối (càng dâng cao lên) thì hiệu suất càng cao (khẩu độ hiệu dụng càng lớn).

Ví dụ tương tự xác định đáp ứng tần số của một hệ thống áp dụng phân bố trọng số không đều theo dạng hàm cửa sổ Dolph-Chebyshev với $f_{td0} = 0$, $M = 16$ được vẽ trên hình 3.3. Cần chú ý tới các hiệu ứng sụt đỉnh búp chính và mở rộng búp chính do hiệu ứng phân bố biên độ trọng số không đều. Các hiệu ứng này sẽ được lợi dụng trong trường hợp bộ xử lý kênh phụ cải thiện. Trên hình 3.4 minh họa hiệu ứng thu ngắn khẩu độ hiệu dụng cũng do việc phân bố biên độ trọng số không đều. Điều này phù hợp với nguyên tắc thứ 5 nêu trên, là khi biên độ ở các đầu mút càng dâng cao lên thì khẩu độ hiệu dụng cũng càng lớn lên và đạt giá trị cực đại khi phân bố trọng số đều.



Hình 3.4. Hiệu ứng thu nhỏ khẩu độ hiệu dụng khi phân bố trọng số không đều

IV. KẾT LUẬN

Bank lọc Doppler là giải pháp hoàn thiện hơn, loại bỏ được một số hạn chế của bộ khử triệt đường dây trễ, thể hiện là:

- Bank lọc Doppler không sử dụng mạch trừ (hay mạch bù trừ vecto để tổng vecto bằng 0) mà sử dụng mạch cộng các tín hiệu phản hồi thu được đồng pha, do đó không có việc nén triệt tín hiệu tại các tần số mù hay tần số Doppler 0.
- Bank lọc Doppler có hệ số khuếch đại SNR lớn (xấp xỉ bằng M đối với dãy M xung, M mạch lọc) do việc sử dụng nhiều mạch lọc cộng hưởng với các tần số Doppler khác nhau.
- Bank lọc Doppler cũng có các tần số mù, nhưng các tần số mù này nằm trên khoảng cách khác xa so với các tần số Doppler của các khoảng cách phát hiện lẫn lộn.

Do các ưu điểm này mà bank lọc Doppler được ứng dụng nhiều trong thực tế.

Nhược điểm của bank lọc Doppler là nó có kết cấu khá phức tạp và việc phát hiện mục tiêu nhất thiết phải kết hợp với kỹ thuật chỉ thị theo tỷ số báo động sai hằng số (CFAR).

Để nâng cao hơn nữa tỷ số SINR, tác giả đã đề xuất áp dụng kỹ thuật phân bố biên độ trọng số không đều. Hiệu quả của giải pháp này sẽ được trình bày trong bài viết số tiếp theo.

TÀI LIỆU THAM KHẢO:

- [1] A. K. Jain, *Fundamentals of Digital Signal Processing*, Englewood Cliffs of Prentice Hall, California, 2000.
- [2] Alfonso Farina, *Antenna-Based Signal Processing Techniques for Radar Systems*, Artech House Boston-London, London, UK, 1992.
- [3] Ramon Nitzberg, *Adaptive Signal Processing for Radar*, Artech House Inc., Boston-London, UK, 1992.

Người phản biện: TS. Trần Đức Inh