MÔ HÌNH TOÁN ƯỚC TÍNH TỔN HAO DO HỆ THỐNG XỬ LÝ SƠ CẤP TRONG PHÁT HIỆN TÍN HIỆU CÓ ÍCH

Nguyễn Trung Thành*, Lê Ngọc Uyên

Tóm tắt: *Trình bày mô hình toán được phát triển để ước tính tổng tổn hao do hệ thống xử lý tích lũy tương can-không tương can chùm phương vị để phát hiện tín hiệu hữu ích trong ra đa cảnh giới đu đưa chu kỳ lặp. Các tính toán đã cho thấy, hiệu quả xử lý chỉ đạt được khi chọn các tham số chùm tích lũy và kích thước cửa sổ ổn định xác suất báo động lầm hợp lý.*

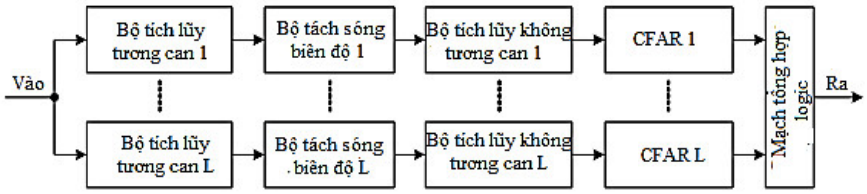
Từ khóa: Mô hình toán học; Tích lũy; tương can; Ổn định xác suất báo động lầm.

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Sơ đồ khối hệ thống xử lý tích lũy tương can - không tương can chùm phương vị được thể hiện trong hình 1.

Mạch chứa L kênh giống nhau, mỗi kênh bao gồm một bộ tích lũy tương can N/n xung (n là kích thước lõi đu đưa), một thiết bị CFAR và mạch tổng logic.

Chuỗi các xung thăm dò trong chế độ không đối xứng (với lõi đu đưa n) có thể được biểu diễn dưới dạng một tập hợp *N* chuỗi xung "đối xứng" với khoảng chu kỳ lặp lại bằng với chu kỳ đu đưa [3]. Thuật toán tích lũy tương can - không tương can có thể được thực hiện dưới dạng tích lũy tương can (Doppler) trong chùm phương vị mỗi chuỗi "đối xứng" và tích lũy không tương can bổ sung tiếp theo toàn bộ chùm phương vị.



Hình 1. *Sơ đồ khối hệ thống xử lý tín hiệu số.*

Khi đánh giá chất lượng hệ thống xử lý tín hiệu số được tổng hợp, các tổn hao do hệ thống này về tỷ số tín/tạp nội là vấn đề hàng đầu. Ở đây muốn nói đến những tổn hao liên quan đến trường hợp tín hiệu được biết chính xác trong điều kiện hoàn toàn chắc chắn tiên nghiệm về phân bố thống kê nhiễu và nội tạp. Do đó, trong quá trình tổng hợp hệ thống xử lý tín hiệu số, một trong những nhiệm vụ chính là giảm thiểu cũng như kiểm soát những mất mát này. Xét chi tiết hơn phương pháp luận để ước tính tổn hao trong tuyến xử lý tín hiệu số hệ thống ra đa xung chủ động.

Tổn hao tỷ số tín/tạp vốn có trong hệ thống xử lý tín hiệu số bao gồm:

Δ_0 - Tổn hao do tích lũy không tương can;

Δ_1 - Tổn hao do lấy mẫu theo tần số Doppler vì số bộ tích lũy Doppler có giới hạn;

Δ_2 - Tổn hao do đa kênh vì cần phải tăng ngưỡng phát hiện trong từng kênh riêng lẻ để đảm bảo xác suất báo động lầm ở đầu ra chung của mạch;

Δ_3 - Tổn hao do mạch CFAR.

2. CÁC TỔN HAO LIÊN QUAN ĐẾN LẤY MẪU THEO TẦN SỐ DOPPLER TRONG CÁC BỘ TÍCH LŨY CHÙM PHƯƠNG VỊ TƯƠNG CAN - KHÔNG TƯƠNG CAN VÀ TƯƠNG CAN

Tổn hao Δ_1 liên quan đến mất phối hợp theo tần số Doppler khi ước tính cần lưu ý đến

sự hiện diện tín hiệu có ích đồng thời ở hai kênh liền kề (biên độ tín hiệu ở các kênh khác, thường nhỏ hơn nhiều và ảnh hưởng của chúng có thể bỏ qua). Theo lý thuyết xác suất [1], ta có

$$P_D = P\ (A_1 \text{ hoặc } A_2) = 1 - P(\bar{A}_1 \text{ và } \bar{A}_2) \quad (1)$$

trong đó, A_1 và A_2 lần lượt là các sự kiện phát hiện tín hiệu trong các kênh 1 và 2 tương ứng, còn $\bar{A}_1$ và $\bar{A}_2$ - các sự kiện ngược lại.

Vì $P(\bar{A}_1 \text{và } \bar{A}_2) \leq min\{P(\bar{A}_1), \bar{A}_2\}$ nên rõ ràng xác suất phát hiện tổng thể lớn hơn giá trị xác suất đó trong mỗi kênh. Ảnh hưởng kênh thứ hai đặc biệt đáng chú ý khi các kênh độc lập thống kê và tín hiệu có ích cùng biên độ trong mỗi kênh. Ví dụ, điều này xảy ra nếu các bộ lọc Doppler trực giao nhau khi tần số Doppler tín hiệu tương ứng với điểm tín hiệu cân bằng. Khi đó, tổn hao trong phát hiện nhỏ hơn khoảng 1 dB so với độ sâu vùng lõm.

Như vậy, xảy ra sự "làm trơn" đáp ứng tần số tổng hợp. Tuy nhiên, ảnh hưởng hiệu ứng này giảm nhanh theo khoảng cách tính từ điểm tín hiệu cân bằng và do đó ít ảnh hưởng đến tổn hao trung bình.

3. TỔN HAO DO ĐA KÊNH

Do tín hiệu được phát hiện nằm ở một trong các kênh Doppler và ngưỡng phát hiện được thiết lập có tính đến nội tạp trong tất cả các kênh, nên các tổn hao liên quan đến đa kênh xảy ra trong các bộ tích lũy tương can và tương can một phần.

Ước tính giá trị tổn hao Δ_2 này trước tiên đối với bộ tích lũy tương can (TLTC). Muốn vậy, ta sử dụng kết quả từ [2], trong đó đưa ra biểu thức đối với hệ số tương quan tạp trong các kênh lân cận ở đầu vào tách sóng

$$\rho_{12} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} K_1(j\omega)K_2^*(\omega)d\omega}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty}|K_1(j\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty}|K_2(j\omega)|^2 d\omega}} \quad (2)$$

Ở đây, $K_{1,2}\ (j\omega)$ - Đặc tính tần số các kênh.

Đặc biệt, đối với các đặc tính tần số dạng Gaussian từ (2) dễ dàng để có được:

$$\rho_{12} = exp\left\{-\frac{ln2}{2}\left(\frac{\Delta\omega}{\Omega_0}\right)^2\right\} \quad (3)$$

Ở đây, $\Delta\omega$ - Mất phối hợp các kênh, $2\Omega_0$ - Băng thông ở mức 3dB.

Đối với trường hợp $\Delta\omega \approx \Omega_0$, có

$$\rho_{1,2} = 0{,}7 \quad (4)$$

Trong [2] đã chỉ ra rằng với xác suất báo động lầm trong mỗi kênh cho bằng $P_0 \leq 10^{-5}$ và mối tương quan các kênh liền kề $\rho_{1,2} \leq 0{,}7$ có thể xem

$$P_0 \approx \frac{P_F}{L} \quad (5)$$

Giả sử trong trường hợp không có tín hiệu, quá trình ở đầu vào tách sóng có phân bố Rayleigh, ta có các ngưỡng phát hiện đối với các sơ đồ đơn kênh và đa kênh:

$$Ng_1 = \sqrt{-2ln\ P_F}, \qquad Ng_L = \sqrt{-2ln(P_F\ /\ L)} \quad (6)$$

Theo [3], khi $P_F \leq 10^{-5}$ và $P_D = 0{,}5$ tỷ số tín/tạp tại đầu vào tách sóng lớn hơn 1 nhiều. Điều này cho phép, khi có tín hiệu ngưỡng xem quá trình ở đầu ra tách sóng là Gaussian với giá trị trung bình bằng tín hiệu có ích ở đầu vào tách sóng [4].

Do đó, mất mát do đa kênh khi P_D=0,5 có thể xem bằng tỷ số các ngưỡng Ng_L và Ng_1, tức là:

$$\Delta_2 \approx \sqrt{\frac{\ln\left(\frac{P_F}{L}\right)}{\ln\left(P_F\right)}} \quad (7)$$

Thực hiện ước tính các tổn hao liên quan đến đa kênh đối với sơ đồ tích lũy tương can-không tương can. Do không thể trực tiếp sử dụng kết quả [1] vì tại đầu ra tách sóng đặt các bộ tích lũy. Ta sẽ nhận được kết quả tương tự đối với các quá trình ở đầu ra các bộ tích lũy.

Theo định lý giới hạn trung tâm từ lý thuyết xác suất, phân bố các quá trình ở đầu ra các bộ tích lũy là tiệm cận chuẩn. Khi đó, độ hội tụ theo quy luật thông thường có thể được ước tính bằng cách sử dụng hệ số bất đối xứng và hệ số dư, mà đối với phân bố Rayleigh tương ứng là k = 0,63 và = 0,23. Khi kích thước N bộ tích lũy tăng lên các hệ số này đơn điệu hướng về không. Do đó, xét theo các giá trị các tham số này phân bố ở đầu ra các bộ tích lũy đối với bất kỳ N hữu hạn nào có thể được coi là trung gian giữa Rayleigh và chuẩn.

Đối với phân bố Rayleigh khả năng bỏ qua mối tương quan trong tính toán các báo động lầm được thể hiện trong [1]. Nếu chứng minh được nhận định này đối với một trường hợp tới hạn khác (phân bố Gaussian), thì nó có thể được coi là hợp lệ đối với tất cả các trường hợp trung gian cho hữu hạn N.

Ta chứng minh điều này đối với phân bố Gaussian. Theo quy tắc xác suất phổ biến:

$$P_F = P(\xi_1 hoặc\ \xi_2 > Ng) = P(\xi_1 > Ng) + P(\xi_2 > Ng) - P(\xi_1 và\ \xi_2 > Ng), \quad (8)$$

ở đây. (ξ_1,ξ_2 - Quá trình ở đầu ra các bộ tích lũy, Ng - Ngưỡng phát hiện trong mỗi kênh.

Giả sử ξ_1,ξ_2 đều là quá trình Gaussian, dễ dàng viết (8) dưới dạng:

$$P_F = \frac{2}{\sqrt{2\pi}}\int_\beta^\infty exp\{-x^2/2dx\} - \frac{1}{2\pi\sqrt{1-r^2}} \times \int_\beta^\infty \int_\beta^\infty exp\left\{-\frac{U^2-2rUV+V^2}{2(1-r^2)}\right\} dUdV \quad (9)$$

Trong đó: $\beta = \frac{Ng-a}{\sigma}, a, \sigma^2$ - Giá trị trung bình và phương sai các quá trình, r - Hệ số tương quan giữa các quá trình.

Lưu ý rằng, các bộ tích lũy không làm thay đổi tương quan giữa các quá trình và hệ số tương quan vẫn giống như ở đầu ra các tách sóng. Theo [5], hệ số tương quan có thể được viết gần đúng là:

$$r = 0{,}92.\rho_{1,2} \approx 0{,}64 \quad (10)$$

Trong đó, $\rho_{1,2}$= 0,7 là hệ số tương quan ở đầu vào tách sóng (xem (4)).

Đặt β = 4,42, tương ứng với xác suất báo động lầm trong một kênh riêng $P_0=10^{-5}/2$. Cho nên số hạng đầu tiên trong (9) sẽ bằng 10^{-5}. Khi ấy tích phân số trên máy tính cho thấy, số hạng thứ hai là 10^{-7}. Do đó, số hạng thứ hai bằng xác suất vượt ngưỡng ở hai kênh liền kề đồng thời có thể bị bỏ qua. Điều này thậm chí cũng đúng đối với các kênh không liền kề.

Do đó, khi tính toán báo động lầm trong sơ đồ tích lũy tương can-không tương can khi P_0 10^{-5} và ρ_{12} =0,7, mối tương quan các kênh có thể bỏ qua và $P_F \approx P_0.L$, trong đó, L là số lượng kênh.

Giả sử, ví dụ, L = 8 và xác định theo [3] các giá trị tín hiệu ngưỡng đối với $P_0 = 10^{-5}$ và $P_0 = 10^{-5}/8$, ta thu được tổn hao do đa kênh là ~ 0,5 dB.

4. TỔN HAO DO THIẾT BỊ ỔN ĐỊNH MỨC BÁO ĐỘNG LẦM TRONG CÁC SƠ ĐỒ XỬ LÝ GIỮA CÁC CHU KỲ

Ta sẽ ước tính thiệt hại đối với trường hợp thực hiện hệ thống ổn định xác suất báo động lầm (CFAR) với việc hình thành ngưỡng phát hiện thích nghi dựa trên phương pháp

thống kê xếp hạng [2, 4].

Phương pháp chung để tính tổn hao như sau.

Để quá trình X ở đầu vào CFAR có phân bố tích phân $F_x(T.z, q)$, trong đó, q là tỷ số tín/tạp ở đầu vào bộ tách sóng biên độ [1]. Khi cố định ước tính là z, xác suất vượt quá ngưỡng là:

$$P(X > T \cdot z) = 1 - P(X < T \cdot z) = 1 - F_x(T \cdot z, q) \quad (11)$$

trong đó, T là thừa số tỷ lệ.

Bằng cách thay đổi giá trị hệ số tỷ lệ T có thể đạt được các giá trị cần thiết về xác suất báo động lầm và phát hiện đúng.

Tính trung bình theo z có được tổng xác suất vượt quá ngưỡng :

$$P_{tổng} = \int_{Ng}^{\infty} [1 - F_x(Tz, q)] * P_z(z) dz \quad (12)$$

trong đó, Pz (z) là mật độ xác suất ước tính z và Ng là ngưỡng.

Đặt q = 0 trong (12) có được xác suất báo động lầm :

$$P_F = \int_{Ng}^{\infty} [1 - F_x(Tz, 0)] * P_z(z) dz \quad (13)$$

Từ phương trình này tìm được giá trị thừa số T mà tại đó mức báo động lầm P_0 được đảm bảo.

Sau đó, theo (12) có thể viết biểu thức đối với xác suất phát hiện :

$$P_D = \int_{Ng}^{\infty} [1 - F_x(Tz, q)] * P_z(z) dz \quad (14)$$

Giải (14) đối với q ta tìm thấy giá trị tỷ số tín/tạp ở đầu vào tách sóng.

Đối với trường hợp hình thành ngưỡng thích nghi bằng phương pháp thống kê xếp hạng hàm phân bố tích phân ước tính F (T. z, q) trong các biểu thức (12) - (14) sẽ có dạng hàm phân bố tích lũy $F_{XH}^{(i)}(x)$ thống kê xếp hạng $x^{(i)}$ đối với một mẫu độc lập đồng nhất có kích thước n từ phân bố F_X (T. z, q) = $F_{HH}(x)$. Trong trường hợp hiện tại, đây là phân bố tại đầu ra thiết bị tích lũy không tương can có hàm mật độ xác suất $P_{HH}(x)$ được xác định bởi biểu thức [6]:

$$F_{XH}^{(i)}(x) = P\{x^{(i)} \le x\} = \sum_{k=i}^{n} P\{x^{(k)} \le x \le x^{(k+1)}\} = \sum_{k=i}^{n} \binom{n}{k} [F_{HH}(x)]^k [1 - FHHxn ; i=1,2,...n ; x^{(n+1)} = \infty \quad (15)$$

Biểu thức đối với mật độ xác suất thống kê xếp hạng

$$P_{XH}^{(i)}(x) = \frac{d}{dx} F_{XH}^{(i)}(x) = P_{HH}(x) \sum_{k=i}^{n} \binom{n}{k} \{k[F_{HH}(x)]^{k-1}[1 - F_{HH}(x)]^{n-k} - (n - k)FHH(x)k1 - FHH(x)n - k - 1 = nPHH(x)k = inn - 1k - 1 = nPHH(x)k = inn - 1k - 1.$$

$$\cdot \left\{ \{k[F_{HH}x]^{k-1}[1 - F_{HH}x]^{n-k}\} \sum_{k=i}^{n} \binom{n-k}{k} \{[F_{HH}(x)]^k [1 - F_{HH}x]^{n-k-1}\} \right\} =$$

$$= n \binom{n-1}{i-1} [F_{HH}(x)]^{i-1} [1 - F_{HH}(x)]^{n-i} P_{HH}(x) \quad (16)$$

Nếu tổng nhiễu và tín hiệu không ngẫu nhiên có tỷ số tín/tạp q tác động ở đầu vào, thì phân bố biên độ xung tổng tín hiệu được biểu thị theo định luật Rice (phân bố Rayleigh tổng quát) [1]:

$$P(x) = \left(\frac{x}{p^2}\right) exp\left(-\frac{x^2 + q^2}{2p^2}\right) I_0\left(\frac{xq}{p^2}\right) \quad (17)$$

Ở đây, $I_0\left(\frac{xq}{p^2}\right)$ là hàm Bessel bậc không với đối số ảo.

Đối với trường hợp bộ tích lũy không tương can kích thước lớn (N> 10) thì xấp xỉ mật độ xác suất ước tính quá trình X ở đầu ra bộ tích lũy không tương can theo quy luật chuẩn. Trong trường hợp kích thước nhỏ của bộ tích lũy không tương can (N <10), phân bố quá trình X không thể được xấp xỉ theo quy luật chuẩn. Do đó, nó được xác định bằng tích phân số theo biểu thức sau:

$$F_{HH}(x) = \frac{1}{2\pi} * \int_0^{\infty}\left[\Phi_p(j\omega)\right]^N exp(-j\omega)d\omega \quad (18)$$

trong đó, $\Phi_p\ (j\omega)$ là hàm đặc trưng phân bố Rayleigh ở đầu ra tách sóng [2], N là kích thước bộ tích lũy không tương can.

Trong điều kiện bất định tiên nghiệm, có thể đưa ra quyết định về sự hiện diện tín hiệu trong hỗn hợp đầu vào bằng cách phân tích quá trình ngẫu nhiên tác động ở đầu vào thiết bị ngưỡng, cụ thể là tính toán kỳ vọng và so sánh nó với một ngưỡng nhất định [1]. Kỳ vọng toán một quá trình ngẫu nhiên có phân bố Rayleigh-Rice ở đầu vào thiết bị ngưỡng sẽ được xác định bởi biểu thức [3]:

$$f(q) = \sqrt{\frac{\pi}{2}}F\left(\frac{-1}{2}; 1; \frac{-q^2}{2}\right) \quad (19)$$

Ở đây, $F(a,c,x) = 1 + \sum_{i=1}^{\infty}\prod_{j=0}^{i-1}\frac{(a+j)x}{(1+j)(c+j)}$ - Hàm siêu bội suy biến [1].

Để tìm kỳ vọng toán, cần phải thay thế tỷ số tín/tạp q vào biểu thức (19).

Dựa trên những điều nói trên, tổn hao do thiết bị tạo ngưỡng thích nghi (hệ thống ổn định mức báo động lầm) khi phát hiện tín hiệu ngưỡng có thể được xác định như sau:

$$\Delta_3 = 20log\left(\frac{f(q=Ng_1)}{f(q=Ng_2)}\right) \quad (20)$$

Trong đó, Ng_1 là giá trị ngưỡng phát hiện quá trình X ở đầu vào thiết bị ngưỡng có hàm phân bố tích lũy Fx (t, q), (q là tỷ số tín/tạp đầu vào tách sóng biên độ), với một giá trị nhất định về xác suất báo động lầm, tức là trong điều kiện xác định tiên nghiệm hoàn toàn về phân bố thống kê nội tạp; $Ng_2 = T \bullet m$, giá trị ngưỡng phát hiện quá trình X ở đầu ra thiết bị hình thành ngưỡng thích nghi; m là trung vị quá trình X với hàm phân bố tích lũy Fx (t, q), (q là tỷ số tín/tạp ở đầu vào tách sóng biên độ).

Sau đây là ví dụ về ước tính tổn hao đối với trường hợp hình thành ngưỡng thích nghi bằng phương pháp thống kê xếp hạng với cửa sổ tham chiếu M = 200 mẫu. Để đơn giản cho phân tích sẽ sử dụng trung bình mẫu làm ước tính z.

Tính toán số trên máy tính cá nhân theo các biểu thức (13), (14) và (15) với $P_F = 10^{-6}$ và $P_D = 0.5$ cho kết quả như sau:

1. Tích lũy không tương can

Kích thước bộ tích lũy không tương can là N = 35. Vì chỉ có một kênh nên $P_0 = P_F$. Do kích thước lớn của bộ tích lũy, phân bố quá trình X có thể được xấp xỉ theo quy luật chuẩn. Tổn hao là gần bằng 0,03 dB.

2. Tích lũy tương can-không tương can

Số lượng kênh L = 8, kích thước bộ tích lũy không tương can N = 5. Như đã trình bày ở trên, xác suất báo động lầm trong một kênh trong trường hợp này có thể được xác định theo công thức $P_0 = P_F/L = 10^{-5}/8 = 1{,}25.10^{-6}$.

Do kích thước bộ tích lũy không tương can là nhỏ, nên việc phân bố quá trình X không thể được xấp xỉ theo luật chuẩn. Do đó, nó được xác định bằng tích phân số theo biểu thức

(18). Mất mát là gần bằng 0,1 dB.

3. Tích lũy tương can

Số lượng kênh L = 40.

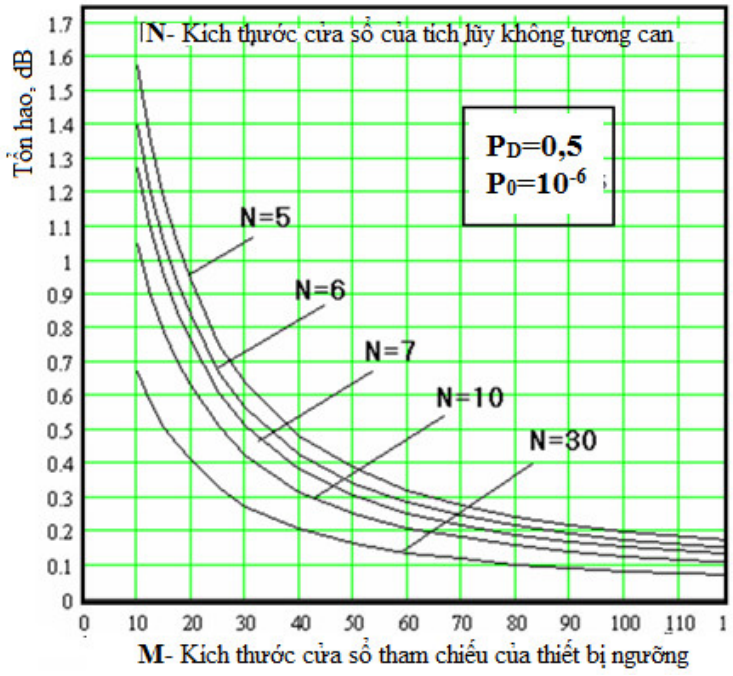
Xác suất báo động lầm trong một kênh là $P_0 = P_F/L = 10^{-5}/40 = 2{,}5.10^{-7}$. Phân bố quá trình X là Rayleigh. Mất mát là gần bằng 0,4 dB.

Theo kết quả trên, khi quá trình chuyển đổi từ tích lũy không tương can sang tích lũy hoàn toàn tương can, các tổn hao do CFAR tăng lên. Điều này được giải thích như sau:

Việc giảm số lượng xung tích lũy không tương can dẫn đến sự gia tăng thành phần dao động quá trình X so với thành phần không đổi. Do đó, biến động ước tính Z tăng lên, dẫn đến gia tăng tổn hao.

Điều này được thấy rõ từ các biểu đồ trong hình 2. Ở đây thấy rõ sự phụ thuộc tổn hao Δ_3 tính theo biểu thức (20) vào giá trị M cửa sổ tham chiếu và số xung N được tích lũy không tương can. Có thể thấy rằng, khi tăng N tổn hao giảm. Hiệu ứng tương tự được quan sát khi tăng cửa sổ tham chiếu, vì điều này cũng làm giảm thành phần thăng giáng ước tính.

Như vậy, kết quả thu được cho phép kết luận rằng, mức tăng tỷ số tín/tạp đối với tích lũy tương can chùm phương vị có thể bị bù một phần bằng hệ thống ổn định xác suất báo động lầm với ngưỡng phát hiện thích nghi khi cửa sổ tham chiếu không lớn (nhỏ hơn M ≈ 20). Trong trường hợp này, tổn hao có thể lên tới 1 ÷ 2 dB.

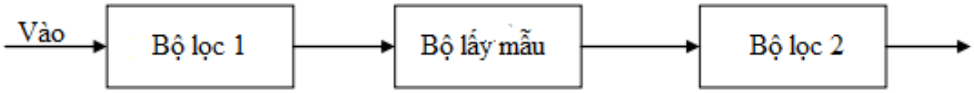


Hình 2. *Quan hệ giữa tổn hao Δ_3 tính theo biểu thức (20) vào giá trị M cửa sổ tham chiếu và số xung N được tích lũy không tương can.*

5. TỔN HAO PHÁT HIỆN DO LỌC XUNG ĐƠN

Việc chuyển sang xử lý rời rạc (kỹ thuật số) được bắt đầu bằng rời rạc hóa theo thời gian quá trình liên tục đầu vào. Điều này chỉ có thể được thực hiện sau khi hạn chế sơ bộ độ rộng phổ của quá trình, nếu không tổn hao trong phát hiện sẽ lớn không thể chấp nhận được [4].

Do đó, một thiết bị lọc xung đơn sẽ có dạng như trong hình 3 [2].



Hình 3. *Sơ đồ khối thiết bị lọc xung đơn.*

Bộ lọc 1 đầu vào thực hiện hạn chế sơ bộ dải tần số quá trình ở đầu vào bộ lấy mẫu. Theo quy định, bộ lọc này được thực hiện ở dạng tương tự với đặc tính truyền $K_1(\omega)$ và toàn bộ bộ lọc sẽ được gọi là tương tự - rời rạc (ADF) [2].

Bộ lấy mẫu thời gian chọn mẫu từ quá trình liên tục với bước Δt. Từ đầu ra bộ lấy mẫu, các mẫu đến bộ lọc rời rạc có đặc tính truyền $K_2(j\omega)$, khác với $K_1(\omega)$, là một hàm tuần hoàn có chu kỳ $2\pi/t$.

Ví dụ, khi ước tính mức độ tổn hao phát hiện do ADF, giả sử rằng, hỗn hợp tín hiệu có ích và nhiễu Gaussian trắng có mật độ phổ $N_0/2$ được cấp đến đầu vào [2, 3]. Tín hiệu có ích được biểu thị bằng biên độ phức có phổ:

$$S_\tau(\omega) = S_0(\omega)e^{-j\omega\tau} \times e^{j\varphi} \tag{21}$$

trong đó, τ là thời điểm tín hiệu đến, φ là pha ban đầu ngẫu nhiên.

Khác với lọc tương tự thuần túy, biên độ tín hiệu ở đầu ra ADF sẽ phụ thuộc vào thời gian đến. Ngoài ra, chất lượng lọc có thể được đặc trưng bởi tỷ số tín/tạp trung bình trên khoảng τ. Ta tìm giá trị tham số này.

Ở đầu ra ADF, tín hiệu có ích sẽ được biểu thị bằng các mẫu

$$X_N(\tau) = \frac{e^{j\varphi}}{2\pi} \times \int_{-\infty}^{\infty} S_0(\omega)K_1(\omega)K_2(\omega)\exp\{j\omega(n\Delta t - \tau)d\omega \tag{22}$$

và phương sai tạp là

$$\sigma_{ra}^2 = \frac{N_0}{2\pi} \times \int_{-\infty}^{\infty} |K_1(\omega)K_2(\omega)|^2 d\omega \tag{23}$$

Để lọc tín hiệu một cách hiệu quả, cần phải bù phổ pha của nó. Do đó, điều kiện sau phải được thỏa mãn

$$K_1(\omega)\times K_2(\omega) = R(\omega)\times \exp\{-j \arg S_0(\omega)\}\times \exp\{-j\omega N\Delta t\} \tag{24}$$

Trong đó, $R(\omega)$ là một số hàm chẵn thực, $\exp\{-j\omega N\Delta t -$ thừa số cần thiết cho bộ lọc có tính khả thi vật lý.

Vì vậy, theo (22), mẫu thứ N ở đầu ra bộ lọc sẽ bằng nhau.

$$X_N(\tau) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |S_0(\omega)|\, R(\omega)cos(\omega t)d\omega \tag{25}$$

Bước lấy mẫu được chọn từ điều kiện

$$\Delta t \le \frac{1}{\Delta f} \tag{26}$$

Trong đó, Δf là độ rộng phổ tín hiệu ở mức 0,5. Điều này cho phép xem $X_N(\tau)$ là dương khi τ thay đổi trong khoảng từ $-\Delta t/2$ đến $\Delta t/2$. Tính trung bình (24) trong các giới hạn này và chia kết quả cho σ_{ra}, ta có tỷ số tín/tạp trung bình ở đầu ra ADF

$$q^{-\tau} = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \times \int_{-\infty}^{\infty} S_0(\omega)K_H(\omega)\frac{sin(\omega\Delta t/2)}{\omega\Delta t/2}d\omega \tag{27}$$

ở đây: $K_H(\omega) = \frac{K_1(\omega)K_2(\omega)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty}|K_1(\omega)K_2(\omega)|^2 d\omega}}$ - Đáp ứng tần số chuẩn hóa ADF. Lưu ý rằng (27) đã thu được theo giả định rằng điều kiện (24) được thỏa mãn.

Biểu thức đối với tỷ số tín/tạp ở đầu ra bộ lọc phối hợp tương tự.

$$q_0 = \sqrt{\frac{1}{\pi N_0} \times \int_{-\infty}^{\infty} |S_0(\omega)|^2 d\,\omega} \quad (28)$$

Cho nên tổn hao trong phát hiện do ADF sẽ bằng

$$v = \frac{q^{-\tau}}{q_0} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S_0(\omega) K_H(\omega) \frac{sin(\omega \Delta t/2)}{\omega \Delta t/2} d\omega}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |S_0(\omega)|^2 d\omega}} \quad (29)$$

Xét ví dụ về ước tính tham số ν đối với tín hiệu LFM với đáy B >> 1 và di tần Δω khi

$K_1(\omega) = 1 + 0{,}8x\cos(2\pi\omega/\Delta\omega)$ - bộ lọc trọng số (30)

$K_1(\omega) = S^*(\omega)$ - bộ lọc phối hợp.

Trong trường hợp này, phổ tín hiệu ngoài khoảng $|\omega| \leq \Delta\omega/2$ có thể xem bằng 0. Thay (30) vào (29), thu được

$$v = 0{,}812\ (-1{,}8dB) \quad (31)$$

Tổng tổn hao liên quan đến cả rời rạc hóa và không phối hợp phổ đã được tính đến ở đây. Do đó, có thể chọn một đặc tính truyền ADF mà trong đó tổn hao tổng sẽ có giá trị nhỏ nhất.

Áp dụng bất đẳng thức Schwarz [4] đối với (27), $q^{-\tau}$ đạt được mức cực đại khi:

$$K_H(\omega) = S_0^*(\omega) \frac{sin(\omega \Delta t/2)}{\omega \Delta t/2} \quad (32)$$

Biểu thức này xác định đáp ứng tần số ADF tối ưu (theo quan điểm phát hiện).

Thay (28) vào (29) ta có được giá trị tổn hao:

$$v_{tư} = q_{opt}^{-\tau}/q_0 \approx 0{,}88(hay - 1{,}1dB) \quad (33)$$

Do đó, ADF tối ưu có độ lợi ~ 0,7 dB đối với lọc trọng số. Tuy nhiên, điều này làm tăng mức các búp bên tín hiệu LFM được nén.

6. KẾT LUẬN

Mô hình toán đã được phát triển để ước tính các tổn hao do hệ thống xử lý sơ cấp trong phát hiện tín hiệu có ích: tổn hao liên quan đến lấy mẫu theo tần số Doppler trong các bộ tích lũy tương can-không tương can và tương can chùm phương vị; tổn hao trong các bộ tích lũy chùm phương vị liên quan đến đa kênh; mô hình toán để ước tính tổn hao do thiết bị ổn định mức báo động lầm trong các sơ đồ xử lý giữa các chu kỳ khác nhau; mất mát trong phát hiện do lọc xung đơn. Cụ thể, kết quả mô phỏng cho phép kết luận rằng, mức tăng thu được trong tỷ số tín/tạp nhờ tích lũy tương can chùm phương vị có thể bị giảm một phần bởi thiết bị ổn định xác suất báo động lầm với ngưỡng phát hiện thích nghi đối với các giá trị nhỏ cửa sổ tham chiếu (nhỏ hơn M 20). Trong trường hợp này, tổn hao có thể lên tới 1 ÷ 2 dB.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. Левин Б.Р. *"Теоретические основы статистической радиотехники"*. Книга первая. Изд. 2-е., перераб. М.: Сов.радио, 1999. 552 с.

[2]. Черняк Ю.Б. *"Приближенный метод расчета характеристик обнаружения многоканальных систем с коррелированными шумами при отборе амплитуд по наибольшему значению"* // Радиотехника и электроника. 1969. №5. С.198–206.

[3]. Сколник М. *"Справочник по радиолокации"*. Книга 1 / Под ред. М. Сколника. 3-е издание. Перевод с английского под общей редакцией В.С. Вербы. В 2-х книгах. М.: Техносфера, 2014. 672 с.

[4]. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. *"Теория и техника обработки радиолокационной*

информации на фоне помех". М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
[5]. Тихонов В.И. *"Нелинейные преобразования случайных процессов"*. М.: Радио и связь, 1986. 296 с.
[6]. A. S. Paine, *"Application of the minimum variance monopulse technique to space-time adaptive processing,"* in Proceedings of 2000 IEEE International Radar Conference, pp. 596–601, Alexandria, Va, USA, May 2000.

ABSTRACT

A MATHEMATICAL MODEL FOR ESTIMATING THE LOSSES INTRODUCED BY THE PRIMARY PROCESSING SYSTEM INTO THE DETECTION OF A USEFUL SIGNAL

In the paper, a mathematical model developed to estimate the total losses due to the processing system with coherent-noncoherent integration of azimuthal pulse packet to detect useful signals in the surveiland radar with swing-loop repetition interval is presented. Calculations have shown that processing efficiency is only achieved when selecting cumulative parameters of packet and the window size of constance false alarm rate.

Keywords: Mathematical model; Signal; Integration; Coherent; Constance false alarm rate.

Nhận bài ngày 05 tháng 02 năm 2020
Hoàn thiện ngày 24 tháng 4 năm 2020
Chấp nhận đăng ngày 12 tháng 6 năm 2020

Địa chỉ: Viện Ra đa, Viện KH – CN quân sự.
*Email: ntt7680@gmail.com.