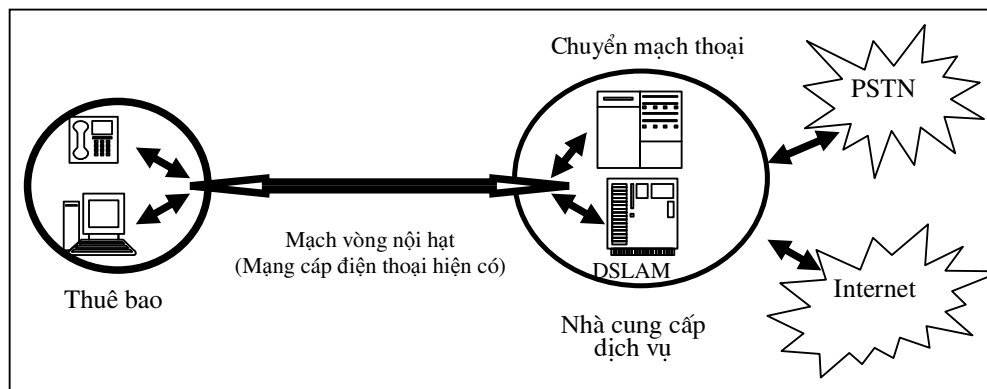


MÔ HÌNH HÓA KẾT NỐI TRUY NHẬP THUÊ BAO SỐ (DSL) TRONG MẠCH VÒNG NỘI HẠT

NGUYỄN ĐÌNH XUÂN, HOÀNG MINH, NGUYỄN THÚY ANH

1. GIỚI THIỆU

Mạng băng rộng (mạng hợp nhất với tốc độ lớn hơn 1.5 Mbytes/Sec có khả năng chuyển tải đồng thời các dạng thông tin) hiện nay được cấu thành từ mạch vòng cáp đồng, cáp thẳng (cáp quang, đồng trục) và truy nhập vô tuyến. Truy nhập thuê bao số (Digital Subscriber Line, DSL) thuộc loại truy nhập mạch vòng cáp đồng, có nhiều ưu điểm so với các giải pháp truy nhập khác do tận dụng và chia sẻ tài nguyên mạng cáp điện thoại hiện có [1 - 3]. Hệ thống DSL có cấu trúc cơ bản gồm thiết bị phía thuê bao (Subscribe), phía nhà cung cấp dịch vụ (Central Office, CO) và mạch vòng nội hạt kết nối (Local Loop) như mô tả trong hình 1-1. Các phần tử cấu thành CO gồm các bộ ghép kênh truy nhập DSL (DSLAM: chuyển lưu lượng DSL đến mạng đường trục (OC-3 và OC-12), rồi chuyển đến nhà cung cấp dịch vụ (NSP)), modem đầu cuối CO (xTU-C: cung cấp giao diện giữa mạch vòng nội hạt với CO; modem xTU-R: tương hỗ của xTU-C về phía thuê bao). DSLAM chuyển lưu lượng DSL đến mạng đường trục (OC-3 và OC-12), rồi chuyển đến nhà cung cấp dịch vụ (NSP). Do DSL (ADSL và VDSL) cùng tồn tại với thuần thoại (Plain Old Telephone Service, POTS) trên mạch vòng nội hạt nên cần thiết sử dụng các bộ phân tách tín hiệu cho POTS và DSL ở cả modem hai đầu.



Hình 1-1. Cấu trúc cơ bản của DSL

Tuy nhiên, do bản chất băng hẹp (0 - 4 kHz) phục vụ thuần thoại, mạch vòng nội hạt không thuận lợi đối với truy nhập DSL. Nghĩa là không đảm bảo truy nhập tốc độ cao một cách tin cậy đối với tất cả mạch vòng nội hạt do không đủ sở cứ về chất lượng, đặc trưng của cáp đồng để tính toán lý thuyết về tốc độ số liệu cho phép đối với một mạch vòng nội hạt [3 - 5]. Điều này đòi hỏi các nghiên cứu về khả năng đo, đánh giá chất lượng DSL của mạch vòng nội hạt (truy nhập DSL qua đường dây điện thoại) [6, 7].

Đo chất lượng đường thuê bao tại một điểm được đề xuất trên cơ sở của bài toán ước lượng tham số mô hình hệ động học [8, 9]. Mô hình mạch vòng gồm tập mô hình và các đặc tính được xây dựng trên cơ sở lý thuyết truyền dẫn và đặc tính điện (loại, độ dài từng phân đoạn) của cáp xoắn đôi [10, 11]. Mặc dù mạch vòng có thể được xem là một hệ tuyến tính bất biến theo thời gian, nhưng có đáp ứng phức tạp, không tuyến tính theo các tham số nên không thể áp dụng các kỹ thuật chung trong lý thuyết nhận dạng [12 - 14] để tìm ra mô hình mô tả mạch vòng một cách thích hợp nhất.

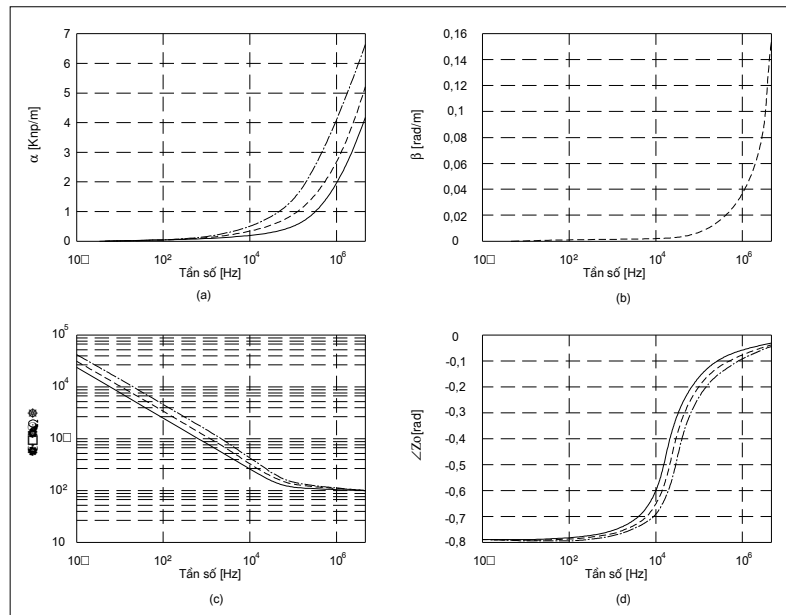
Phần 2 tiếp theo liên quan đến mô hình phân tích các đặc tính điện của cáp xoắn đôi, mô phỏng mạch vòng thuê bao trên cơ sở đáp ứng phản xạ trong miền thời gian (Time Domain Reflection, TDR), các hệ thống truyền dẫn. Từ đó cho thấy sự gián đoạn trong mạch vòng tại đầu nối cáp, kết cuối và mô hình mạch vòng tương ứng cũng như những hạn chế của hai thuật toán ước lượng tham số xây dựng trên cơ sở phương pháp tính trực tiếp (MODE) [15 - 18]. Trong Phần 3, trình bày tóm tắt cơ sở lý luận của đề xuất sử dụng hàm động lượng Poisson hai chiều (thời gian-tần số), ước lượng tham số sử dụng đáp ứng trong miền tần số. Phần Kết luận gồm những bàn luận, định hướng các nhiệm vụ nghiên cứu tiếp theo.

2. CÁC MÔ HÌNH TRONG MIỀN THỜI GIAN

2.1. Đặc tính điện và mô hình các loại cáp xoắn đôi

Mạch vòng thuê bao xoắn đôi là giải pháp được sử dụng để giảm xuyên nhiễu (crosstalk) giữa các sợi dây chung trong bó cáp. Việc phân loại cáp dựa trên cấu trúc vật lý (kích cỡ sợi và loại vỏ bọc cách li) hoặc trên cơ sở của tốc độ truyền dẫn cực đại nhưng không sử dụng yếu tố về điện (chất liệu dây dẫn).

2.1.1. Đặc tính điện của cáp xoắn đôi



Hình 1-2. Đặc tính điện của cáp xoắn đôi cho 22 AWG (0,3 mm) (nét liền), 24 AWG (0,4 mm) (nét đứt) và 26 AWG (0,5 mm) (chấm cách).

- (a): Hàm suy giảm,
- (b): Hàm pha,
- (c): Hàm biểu thị biên độ,
- (d): Hàm biểu thị pha

Kích cỡ cáp xoắn đôi được xác định ở đây theo tiêu chuẩn dây của Mỹ (American Wire Gauge, AWG). Sự thay đổi đặc tính điện theo kích thước cáp xoắn đôi được mô tả trong hình 2-1 đối với nhiệt độ môi trường 21°C. Trong đó, hình 2-1(a) và (b) biểu thị hàm suy hao và pha của hàm truyền sóng $\gamma(f)$, hình 2-1(c) và (d) biểu thị biên độ và pha của trở kháng $Z_o(f)$ đối với loại cáp có vỏ bằng nhựa hay PIC.

Trong đó, trở kháng đặc trưng được biết đến là tỉ số giữa điện áp với dòng truyền trong phân đoạn cáp xoắn đôi dài vô hạn (TP). Phần thực và phần ảo của hàm truyền sóng được biết đến là hàm suy hao $\alpha(f)$ [Np/m] và hàm pha $\beta(f)$ [rad/m] của TP, biểu thị lượng suy hao và dịch pha của tín hiệu khi chuyển qua một đơn vị độ dài của TP. Tham số R được định nghĩa là trở kháng trên một đơn vị chiều dài (m); L là độ dẫn trên độ dài đơn vị (H/m); C là điện dung trên độ dài đơn vị (F/m) và G là độ dẫn điện trên một độ dài đơn vị (Siemens/m). Mối quan hệ giữa các tham số $RLCG$ và $Z_o(f)$, $\gamma(f)$ là [3]:

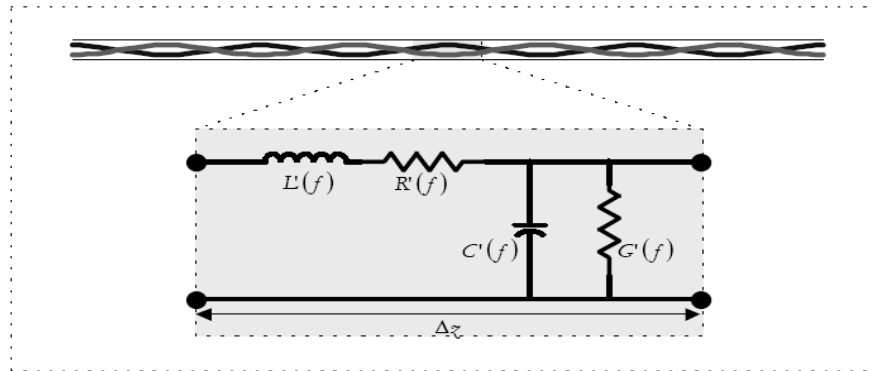
$$Z_o(f) = \sqrt{\frac{R(f) + j2\pi fL(f)}{G(f) + j2\pi fC(f)}} \quad (2.1)$$

và

$$\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f) = \sqrt{(R(f) + j2\pi fL(f))(G(f) + j2\pi fC(f))} \quad (2.2)$$

2.1.2. Mô hình cáp xoắn đôi

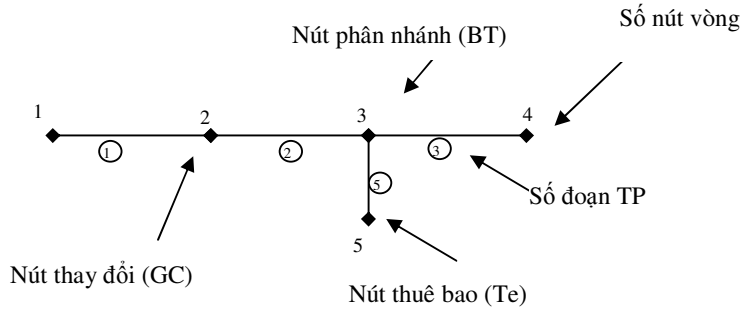
Đối với một đơn vị chiều dài của TP, các đặc tính phân tán ở trên được diễn tả tương đương bởi một mô hình có tham số tập trung như trong hình 2-2.



Hình 2-2. Mô hình tương đương đối với một đơn vị chiều dài cáp xoắn đôi

2.2. Cấu trúc mạch vòng thuê bao

Có thể chia mạch vòng thuê bao theo chức năng thành 3 phần: cáp dẫn chính (hợp thành bởi bó cáp xoắn đôi là loại cáp dày nhất và chạy từ CO đến các tủ phân phối), cáp phân nhánh (liên kết từ tủ phân phối đến điểm khách hàng) và cáp tách xuống thuê bao (từ cáp phân nhánh xuống điểm thiết bị khách hàng). Cấu trúc mạch vòng đang quan tâm được mô hình hóa như trong hình 2-3, chiều đứng kí hiệu các nút mạch vòng, sườn biểu đồ biểu thị các phân đoạn của TP. Mỗi phân đoạn TP (sườn của đồ họa) chứa cả hai loại TP và tất cả các nút đều được giả thiết là không kết cuối về điện (mạch hở với đất).



Hình 2-3. Biểu diễn mạch thuê bao

2.3. Các hệ thống truyền dẫn

2.3.1. Phản xạ tín hiệu tại các điểm gián đoạn (Giản đồ phản xạ, Bounce)

Phản ứng của tín hiệu qua mạng truyền dẫn như mạch vòng thuê bao được phân thành 3 loại: (i). Lan truyền qua đường truyền (đặc trưng bởi hàm truyền sóng và khoảng cách tín hiệu đi qua trong môi trường truyền thông); (ii). Phản xạ ở điểm gián đoạn (giản đoạn hoặc không phù hợp trở kháng) làm một phần năng lượng phản xạ ngược về, phần còn lại được tiếp tục lan truyền qua môi trường mới hay vào tải; (iii). Truyền dẫn ở các điểm gián đoạn (lượng tín hiệu phản xạ và lan truyền) được biểu thị bởi hàm phản xạ (trở kháng đường truyền kết nối) và hàm truyền (trở kháng nguồn/tải) theo quan hệ [7]:

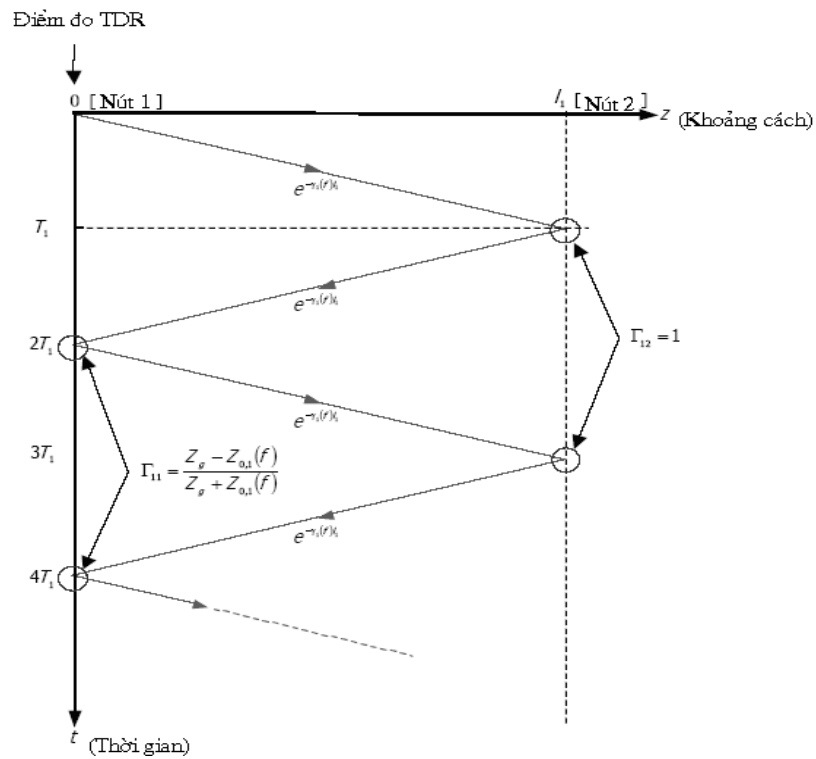
$$T_N(f) = 1 + \Gamma_N(f) \quad (2.3)$$

trong đó, N là số nút mạch vòng và phân đoạn TP mà qua đó tín hiệu đến được điểm gián đoạn, $\Gamma(\cdot)$ là hàm Besell bậc nhất [7].

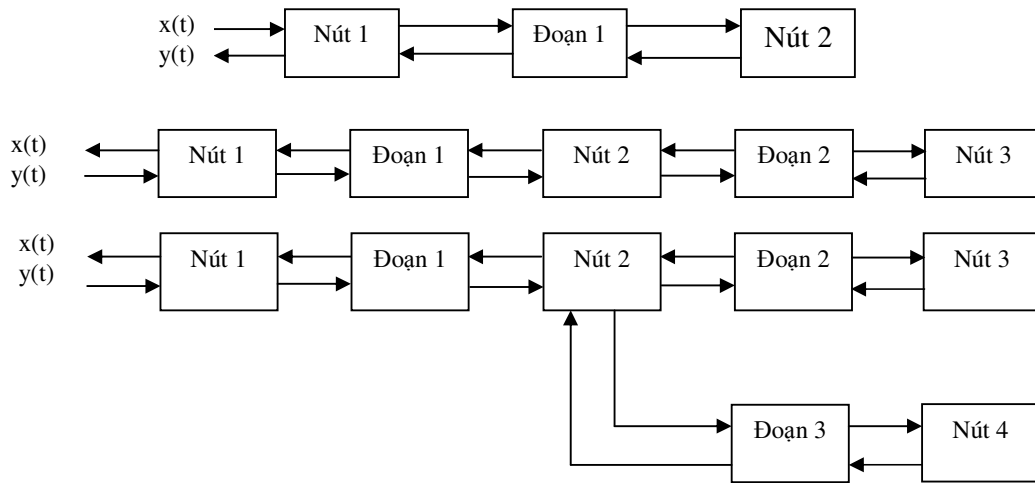
Với mạch vòng TP đơn giản có một phân đoạn, giản đồ biểu diễn sự biến thiên tín hiệu theo không gian và thời gian như mô tả trong hình 2-4. Tại thời điểm T (cuối phân đoạn), tín hiệu bị suy hao một lượng, còn lại được phản xạ toàn bộ tại kết cuối của mạch vòng. Sau trễ T , tín hiệu quay về nút nguồn (chỉ một phần năng lượng được phản xạ). Trên cơ sở giản đồ phản xạ cơ bản, có thể dễ dàng xác lập được giản đồ phản xạ đối với trường hợp khi mạch vòng TP có nhiều phân đoạn [2, 7].

2.3.2. Giản đồ khối hệ thống

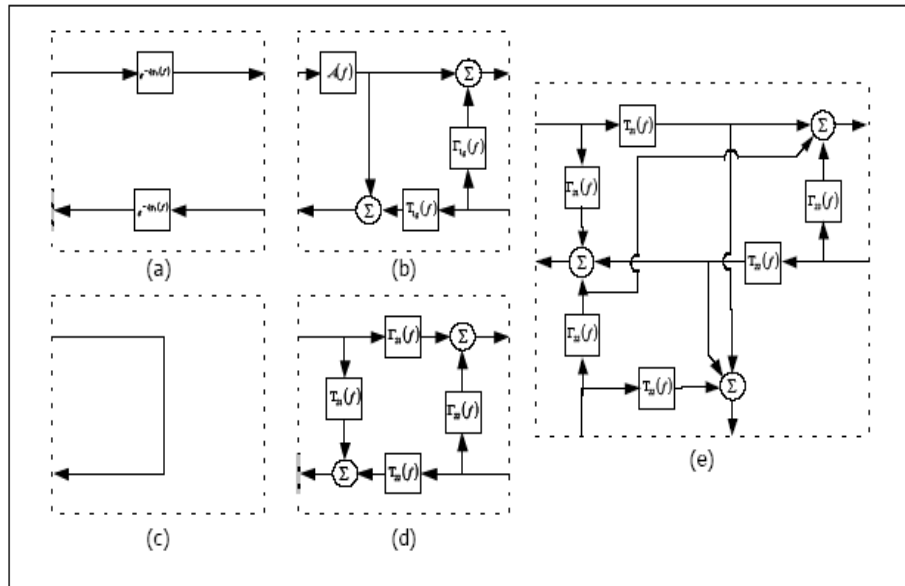
Dựa vào giản đồ phản xạ, có thể mô tả phản ứng của tín hiệu bằng giản đồ khối gồm các khối riêng kết nối để tạo sơ đồ mức hệ thống, các thành phần cấu thành như hình 2-5. Trong hình 2-5.1, hai hệ thống con riêng biệt (mô hình hóa bởi hệ nhiều đầu vào, nhiều đầu ra) đóng vai trò trong lan truyền tín hiệu ở mạch vòng nội hạt (quá trình truyền đi, về qua các phân đoạn TP và thành phần phản xạ hay truyền qua tại nút mạch vòng). Trong hình 2-5.2, các thành phần cấu thành hệ thống được xây dựng trên cơ sở của giản đồ phản xạ và biểu thức (2.3).



Hình 2-4. Giảm đồ phân xạ đối với mạng vòng một nút

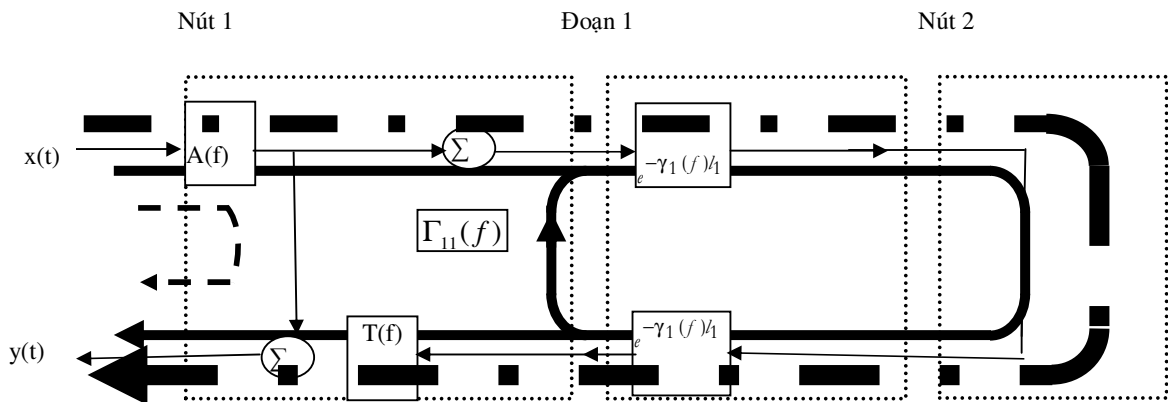


Hình 2-5.1. Giảm đồ khối hệ thống, Segment blocks là các khối truyền, Node blocks là các khối phản xạ/truyền tiếp



Hình 2-5.2. Thành phần hệ thống theo hình 2-3,

(a). Truyền sóng; (b). Nút nguồn; (c). Nút kết thúc; (d). Nút GC (d); (e). Nút BT

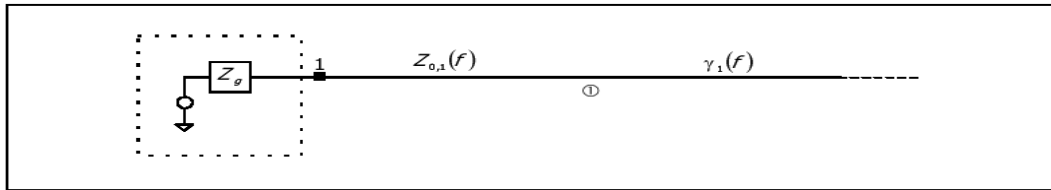


Hình 2-6. Minh họa các phản xạ đối với giản đồ hệ thống (a) trong hình 2-5.1

Phản xạ đầu (nét cách), phản xạ cấp 1 (nét liền) ở nút 2, phản xạ cấp 2 ở nút 2 (nét chấm cách)

Giải pháp xử lí chỉ trong một bước tất cả các phản xạ đồng thời nhằm tìm ra các nút vòng lặp cần thiết để xây dựng mô hình vòng lặp thường dùng đối với mạng truyền dẫn không suy hao (các phản xạ TDR đều có cùng hình dạng trước xung đầu vào, trở kháng nguồn hoàn toàn phù hợp với đường dây kết nối) hay mạng phân tán. Môi trường truyền dẫn phân tán làm các phản xạ TDR xuất hiện sườn xung dẫn đến hiện tượng xếp chồng, làm mờ các phản xạ tiếp sau, khiến việc mô hình hóa các nút vòng lặp đồng thời gặp nhiều khó khăn.

Liên quan tới sơ đồ khối của hệ thống TDR chứa phân đoạn mạch vòng quan tâm trong hình 2-3, giả sử việc phân đoạn đã được mô hình hóa dưới dạng chiều dài vô hạn và loại TP của phân đoạn đầu tiên đã được xác định (nút đầu tiên được xác định bằng cách xử lý đường phản xạ đầu từ điểm cuối và đường phản xạ thứ 2). Trong hình 2-7, mô hình phân đoạn vòng lặp đầu tiên đối với phản xạ thứ nhất từ nút 1, không có phản xạ bổ sung. Các hàm $T_{11}(f)$, $\Gamma(f)$ và $\chi(f)$ đã được xác định bởi phản xạ cấp 1, chỉ còn duy nhất biến giá trị chiều dài l_1 . Vì thế, để loại bỏ đường dẫn không mong muốn, l_1 được đặt bằng giá trị vô hạn, khi đó $\exp[-\gamma_1(f)l_1]$ được coi như bằng 0.



Hình 2-7. Mô hình phân đoạn vòng lặp đầu tiên

Mỗi thủ tục mô hình hoá trên cơ sở vòng lặp đều bắt đầu với quá trình tách phản xạ, áp dụng kỹ thuật tổng tích lũy trung bình của sai số bình phương (hàm tăng đơn điệu theo thời gian) kí hiệu là CSSE. Để giải quyết vấn đề này, khi có nhiều phản xạ xảy ra, sử dụng sai số giữa CSSE với hàm trọng trung bình WCSSE (WCSSE dùng để tiên nhắc ảnh hưởng của các phản xạ sau, trùng khít với giản đồ mong muốn) trong tiêu chí của quy trình tối ưu. Liên quan đến quy trình xử lý này, có 3 nhiệm vụ cần thực hiện. Đó là: (i). Đề xuất mô hình vòng lặp; (ii). Hiệu chỉnh chiều dài đối với từng mô hình đề xuất; và (iii). Lựa chọn mô hình phù hợp nhất.

2.4.1. Hiệu chỉnh chiều dài

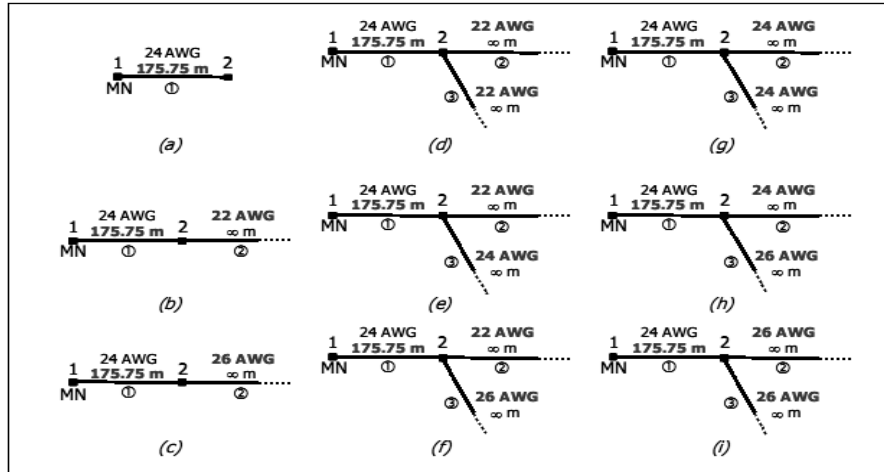
Thủ tục hiệu chỉnh chiều dài được ứng dụng cho từng mô hình riêng để cải thiện khả năng tương thích của mô hình nhằm lựa chọn mô hình phù hợp nhất. Mô hình đề cử được tạo ra dựa trên vị trí có thể đối với nút phản xạ mới (đặt ở bất cứ phân đoạn có chiều dài vô hạn đang tồn tại) và trên nút (kể cả loại TP của nút). Thủ tục hiệu chỉnh chiều dài này gồm 2 bước. Trước tiên ước tính chiều dài khởi đầu (phân tích xung phản xạ) của phân đoạn (tỷ lệ trực tiếp với độ trễ thời gian hoặc vận tốc nhóm thay đổi tương ứng với tần số). Sau đó hiệu chỉnh ước lượng chiều dài thông qua tương quan chéo giữa cửa sổ đo đạc với đáp ứng TDR của mô hình rồi sử dụng độ lệch tương quan chéo để hiệu chỉnh chiều dài một cách thích hợp (tương quan chéo giữa hai chuỗi cung cấp thông tin tham khảo về sự tương đồng về dạng).

2.4.2. Đề cử mô hình vòng lặp

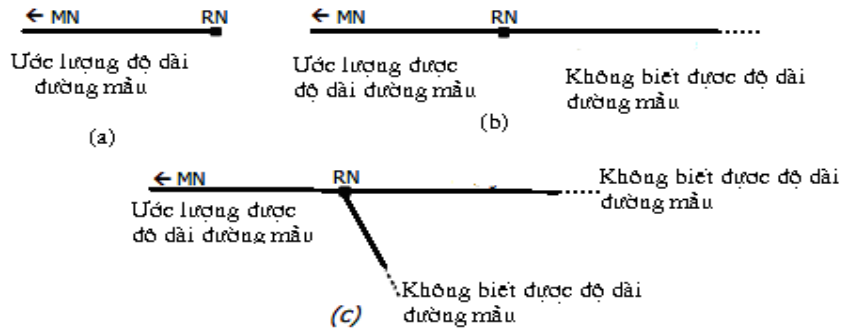
Loại nút (cấu hình TP tại nút phản xạ) và loại đường nối của TP tới nút phản xạ (kể cả nút phản xạ địa phương trong trường hợp tồn tại nhiều phân đoạn vô hạn) được mô hình hóa qua sự hiệu chỉnh các mô hình đề xuất (xác định vị trí nút) và chọn một mô hình tốt nhất.

Từ 9 mô hình xác định vị trí nút trong hình 2-8 (ứng với 3 loại nút có thể trong hình 2-9 và 3 kiểu TP) có thể xác định vị trí tiềm năng của nút mới (nút mới có thể đặt bất kỳ trên phân đoạn chiều dài vô hạn trừ khi các phân đoạn có cùng chung nút gốc) và tất cả các loại nút đều được mô hình hóa tại từng vị trí nút tiềm năng. Như vậy, tất cả các phân đoạn đều được hiệu chỉnh, GC

hoặc BT đều được mô hình hóa với chiều dài vô hạn, đều có một TP không biết trước và sự kết hợp các loại dây để tạo ra một hoặc chuỗi các phân đoạn (các nút GC hoặc BT).



Hình 2-8. Cấu hình nút tiềm năng để mô phỏng nút GC



Hình 2-9. Loại nút có thể: (a). nút đầu cuối; (b). nút thay đổi kích thước; (c). nút tap cầu

2.4.3. Giải pháp đối với nhiều phân xạ xếp chồng

Khi có phân xạ xếp chồng, hình dạng của phân xạ chính bị mờ và trở thành tới hạn khi phân đoạn khởi tạo dài hoặc đầu cuối của mạng xa (vòng lặp nội hạt từ điểm cuối đến trung tâm CO). Hiện tượng xếp chồng này gây nhiều rắc rối trong thủ tục mô tả khi sử dụng các thuật toán thường gặp trong nhận dạng hệ động học như tối thiểu bình phương sai số (Least Squares Error, LSE), biến công cụ (Instrumental Variable, IV)... [12 - 14]. Tuy nhiên để giải quyết vấn đề xung xếp chồng, hai thuật toán ước lượng trực tiếp (Method of Direct Estimation, MODE) trong lĩnh vực xử lý tín hiệu nâng cao đã được đề xuất trên cơ sở sử dụng phương pháp ước lượng định hướng (dùng khái niệm không gian con và hàm tham chiếu [12, 13]), được biết đến là MODE-WRELAX và kiểu MODE (MODE-type) [15 - 18].

Có thể biểu diễn tín hiệu $y(t)$ theo các xung L , hàm tham chiếu $s(t)$ và hệ số tỷ lệ a_l (lấy mẫu giá trị biến đổi Fourier trung bình) dưới dạng ma trận sau:

$$y = SEa \quad (2.4)$$

trong đó,

$$\begin{aligned} y &= [Y_{-N/2} \quad Y_{-N/2+1} \quad \dots \quad Y_{-N/2-1}]^T, \\ S &= \text{diag} \{S_{-N/2}, \quad S_{-N/2+1}, \quad \dots \quad S_{-N/2-1}\}, \\ a &= [a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_L]^T, \\ e(\omega_l) &= [e^{j\omega_l(-N/2)} \quad e^{j\omega_l(-N/2+1)} \quad \dots \quad e^{j\omega_l(-N/2-1)}]^T, \\ E &= [e(\omega_1) \quad e(\omega_2) \quad \dots \quad e(\omega_L)], \end{aligned}$$

$(.)^T$ kí hiệu chuyển vị của ma trận.

Trên cơ sở (2.4), hai thuật toán nêu ở trên đã được đề xuất. Các thuật toán đó không yêu cầu biết tất cả các giá trị tại các điểm biến đổi Fourier rời rạc (DFT); nghĩa là có thể che đi tập con của các mẫu DTF (đùng hàm cửa sổ) hoặc có thể lấy giá trị trung bình trước khi áp dụng vào quá trình tính toán.

a). Về thuật toán MODE-WRELAX [17]

Giải pháp xấp xỉ hóa giá trị lớn nhất để giải quyết các tín hiệu có hình dạng tương tự xếp chồng nhau (được biết đến là thuật toán MODE và WRELAX) bằng cách duy trì giá trị tối ưu của tiêu chí $C_1(a, \omega)$:

$$\arg \min_{a, \omega} C(a, \omega) = \arg \min_{a, \omega} \|y - SEa\|^2 \quad (2.5)$$

với, $a = [a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_L]^T$ và $\omega = [\omega_1 \quad \omega_2 \quad \dots \quad \omega_L]^T$.

Khi ω cố định, có thể tối thiểu hóa (2.5) với tỷ số a bằng cách giải quyết vấn đề xung vuông và sử dụng hình chiếu trên không gian mở rộng của E .

Trong khi thuật toán MODE phân tích giải pháp tối thiểu hóa hình chiếu y trên mặt phẳng vuông góc P :

$$\arg \min_{a, \omega} \{C_{MODE}\} = \arg \min_{a, \omega} \{y^H P_E^\perp y\} \quad (2.6)$$

Thì thuật toán WRELAX tối đa hóa hình chiếu của y trên P_E thông qua một chuỗi vòng lặp:

$$\arg \max_{a, \omega} \{C_{WRELAX}\} = \arg \max_{a, \omega} \{y^H P_E y\} \quad (2.7)$$

trong đó, $P_E = \overline{E(E^H E)^{-1} E^H}$, $P_E^\perp = I - \overline{E(E^H E)^{-1} E^H}$, $P_E^\perp = I - P_E$.

Thuật toán MODE-WRELAX kết hợp cả 2 nhằm tối ưu hiệu quả hơn. Qua một vài phép tính số học có:

$$a = (E^H S^H S E)^{-1} E^H S^H y,$$

tương ứng

$$C_1 = y^H \left[I - \overline{E(E^H E)^{-1} E^H} \right] y. \quad (2.8)$$

Để áp dụng MODE-WRELAX với vòng lặp trên cơ sở TDR, cần chú ý việc gán tín hiệu tham chiếu s_n và tín hiệu đối tượng y_n . Thay vì xác định một phản xạ tại mỗi thời điểm, MODE-WRELAX có khả năng tách nhiều xung phản xạ xếp chồng trong một phép tính duy nhất. Tuy nhiên, các phản xạ TDR tách riêng có hình dạng khác nhau (vi phạm vào giả thiết các tín hiệu có hình dạng tương tự nhau của MODE-WRELAX) và tất cả các phản xạ đều có đuôi xếp chồng (trong khi tín hiệu vào không có) vì thế việc xử lý đồng thời đáp ứng TDR là không phù hợp.

b). Về thuật toán kiểu MODE [18]

Trong khi MODE-WRELAX nhằm phân tách các xung xếp chồng, thuật toán kiểu MODE có mục tiêu sử dụng đối với mô hình phân tán. Từ tiêu chí (2.6) thấy ngay:

$$P_{\overline{E}}^{\perp} = I - \overline{E(E^H E)^{-1} E^H} = \overline{B(\overline{B^H B})^{-1} \overline{B^H}} \text{ hay } \overline{B(\overline{B^H B})^{-1} \overline{B^H}} + \overline{E(E^H E)^{-1} E^H} = I \quad (2.9)$$

trong đó, ma trận Toeplitz \overline{B} tạo bởi vector $b = [b_L \ b_{L-1} \ \dots \ b_0]^T$ sao cho $C_{MODE} = \left\| \overline{B(\overline{B^H B})^{-1} \overline{B^H}} \right\|^2$. Khi xác định được vector b , có thể xác định ω bằng cách tìm nghiệm của đa thức $B(z)$.

Thuật toán kiểu MODE được đề xuất trên cơ sở thuật toán gốc MODE, sử dụng cùng cơ số với MODE như MODE-WRELAX. Trong khi MODE-WRELAX thực hiện phân tách bằng cách triển khai phương trình ma trận thì kiểu MODE thực hiện phân tách bằng cách lựa chọn giải tần thích hợp với xung tham chiếu đủ năng lượng và hiệu chỉnh mô hình (bản chất là biến công cụ) nên giảm nhiễu. Với kích thước bất kì $L < m < \tilde{N}$, $\tilde{N} \leq N$ (số lượng mẫu DFT liên tiếp sử dụng trong thuật toán), mô hình hiệu chỉnh:

$$y_k = \tilde{P}x_k + e_k \quad (2.10)$$

ở đây,

$$e_k = [\tilde{E}_k \ \dots \ \tilde{E}_{k+m-1}]^T, \quad x_k = [a_1 \rho_1^k \ \dots \ a_L \rho_L^k]^T, \quad y_k = [\tilde{Y} \ \dots \ \tilde{Y}_{k+m+1}]^T,$$

$$\tilde{Y}_k = \frac{Y_k}{S_k} = \sum_{l=1}^L a_l \rho_l^k + \tilde{E}_k, \quad \tilde{E}_k = \frac{E_k}{S_k} \text{ (kết hợp mô hình sử dụng với xử lý tín hiệu bằng con trỏ),}$$

$$\tilde{P} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \rho_1 & \rho_2 & \dots & \rho_L \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_1^{m-1} & \rho_2^{m-1} & \dots & \rho_L^{m-1} \end{bmatrix}.$$

Ứng với công thức xử lý bằng con trỏ, ma trận sau được tạo ra đối với tỷ số tín hiệu trên nhiễu lớn:

$$R_d = \tilde{P}G_d\tilde{P}^H \quad \text{với} \quad G_d = \sum_{k=l}^M x_{(k-l)d+l} x_{(k-l)d+l}^H \quad (2.11)$$

trong đó, $d > 0$ (kiểm soát số lượng mẫu xếp chồng khi chọn xung động kế cận nhau), M là số nguyên làm tròn gần nhất. Thu được $B(z) = \sum_{k=0}^L b_k z^k = b^L \prod_{k=1}^L (z - \rho_k)$ ứng với $f(b) = \text{tr} [BW_1 B^H \hat{\Sigma} W_2 \hat{\Sigma}^H]$ (hàm tiêu chí tối thiểu với các ma trận trung bình được đường chéo hóa $W_2 = \Lambda$, $W_1 = (B^H B)^{-1}$).

c). Những nhận xét

Tự thuật toán MODE có thể ước tính một cách chính xác độ trễ nhưng không phù hợp với phân tán hoá do sử dụng hệ số tỉ lệ phức tạp, thuật toán WRELAX dịch vị trí xung khỏi các giá trị trễ chính xác ban đầu để bù vào phần phân tán. Với mục đích đó thuật toán MODE-WRELAX được phát triển nhưng mô hình tín hiệu tương thích với thuật toán MODE-WRELAX không áp dụng được với các xung phản xạ TDR do tính phân tán của môi trường TP.

Thuật toán kiểu MODE (đề xuất ban đầu để ước tính tham số có dạng hình sin) phù hợp với phân tán. Mô hình tín hiệu dùng trong thuật toán kiểu MODE khá tương thích với phản xạ TDR và hữu ích trong việc xử lý nhận dạng vòng lặp TP, nhất là với các phân đoạn gần nhau. Tuy nhiên việc xếp chồng của thuật toán kiểu MODE thực sự chính xác khi các xung xếp chồng được tái tạo dựa trên mô hình tương ứng và so với tín hiệu gốc.

Các thuật toán đề xuất trên cơ sở MODE đều hoạt động trong miền Fourier rời rạc (DFT), đòi hỏi tính toán giá trị DFT của đáp ứng TDR. Điều này tạo thêm gánh nặng nhìn trên phương diện thời gian thực khi chiều dài dữ liệu vốn đã lớn (đòi hỏi thêm thời gian xử lý và không hiệu quả). Bên cạnh đó, do đặc tính tự nhiên của băng thông đường truyền nên khi nút phản xạ ở quá xa nút đo đạc, việc gán bí danh sẽ làm mờ dữ liệu phản xạ, góp phần giảm thêm tốc độ tính toán.

Nhu cầu loại trừ sự có mặt của các phép biến đổi Fourier nhanh (FFT/IFFT) và điều khiển gán bí danh trong các mô phỏng dẫn đến ý tưởng về việc sử dụng dữ liệu trong miền tần số nhằm che giấu thông tin quan sát dễ dàng trong miền thời gian (phân tách được các phản xạ). Tuy nhiên, cần xem xét đến tính chính xác của phép đo trong thực tế tại một miền xác định nào đó khi đánh giá chung về việc áp dụng miền tần số để nhận dạng mạch vòng.

3. ƯỚC LƯỢNG THAM SỐ MÔ HÌNH TRONG MIỀN THỜI GIAN - TẦN SỐ

3.1. Cơ sở lý luận của đề xuất

3.1.1. Đáp ứng mạch vòng TP trong miền thời gian - tần số

Đáp ứng (phản xạ) trong miền thời gian (TDR) thu được bởi tích chập giữa tín hiệu đầu vào với đáp ứng xung của mạch vòng thuê bao trong miền thời gian được mô tả tương đương trong miền tần số và cũng là tổ hợp tuyến tính của các phản xạ riêng lẻ $y_{ri}(t)$ hoặc tương đương phổ Fourier $Y_{ri}(f)$. Vì vậy:

$$y_{TDR}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} y_{ri}(t) \Leftrightarrow Y_{TDR}(f) = \sum_{i=0}^{\infty} Y_{ri}(f) \quad (3.1)$$

với $Y_{ri}(f) = X_{TDR}(f)H_i(f)$, $X_{TDR}(f)$ và $H_i(f)$ là tín hiệu đầu vào $x_{TDR}(t)$ và đáp ứng xung $h_{ri}(t)$ trong miền tần số. Mỗi đường trong biểu đồ khối hệ thống xác định một phản xạ riêng, quan hệ giữa tín hiệu vào và mỗi phản xạ riêng được xem như là một phân hệ có đáp ứng $H_i(f)$ trong miền tần số. Hệ thống được định nghĩa bởi tổng hợp mọi khối trong đường phản xạ trong miền tần số, nên:

$$H(f) = \sum_{i=0}^{\infty} H_i(f). \quad (3.2)$$

Hai cách biểu diễn hệ thống (trong miền thời gian hoặc tần số) tương đương nhau khi tín hiệu đầu vào, đáp ứng của hệ thống được mô tả một biến theo thời gian hoặc tần số. Nhưng, nhiều phép biến đổi tín hiệu đầu vào, đáp ứng của hệ thống để biểu diễn tương đương hệ trong không gian nhiều chiều, ngay cả khi hai biến phụ thuộc rất thiết vào nhau như thời gian và tần số [9]. Khi hệ tuyến tính có các tham số phân tán và điểm phản xạ, hàm động lượng Poisson hai chiều là một trong các ứng viên thích hợp.

Phép biến đổi dùng hàm động lượng Poisson hai chiều chuyển $x(f,t)$ trong miền $[0 \leq f \leq f_0; 0 \leq t \leq t_0]$ thành một tập các số thực kí hiệu $M_{i,j}\{x(f,t)\}$; $i = 1, 2, \dots; j = 1, 2, \dots$ được định nghĩa theo hàm động lượng Poisson $Q_{i,j}(f, t) = (f^i/i!)(t^j/j!)exp[-(\lambda_f f + \lambda_t t)]$ thứ (i,j) ứng với (f,t) và các số dương λ_f, λ_t như sau:

$$M_{i,j}[x(f,t)] \Big|_{f_0,t_0} = \int_0^{f_0} \int_0^{t_0} x(f,t) Q_{i,j}(f_0-f, t_0-t) df dt. \quad (3.3)$$

Như vậy, có thể sử dụng tại mỗi đầu (vào, ra) của hệ thống một lưới có nhiều tầng lọc Poisson 2 chiều và $M_{i,j}(x(f,t))$ là đáp ứng tại đầu ra tầng thứ $(i+1, j+1)$. Quan hệ vào ra của hệ thống trong trường hợp này được mô tả giống như mô hình kênh mở rộng:

$$y(t, f) = H(t, f) * x(t, f) \quad (3.4)$$

trong đó, ma trận Toeplitz $H(t, f) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, f) & h_{12}(t, f) & \dots & h_{1L}(t, f) \\ h_{21}(t, f) & h_{22}(t, f) & \dots & h_{2L}(t, f) \\ \vdots & & & \\ h_{L1}(t, f) & h_{L2}(t, f) & \dots & h_{LL}(t, f) \end{bmatrix}$

có $h_{i,j}(t, f) = \langle h_i(t) \otimes h_j(f) \rangle$ là tương quan giữa các đáp ứng xung theo thời gian $h_i(t)$ với tần số $h_j(f)$, $i, j = 1, 2, \dots, L$ (giá trị tích nội trong không gian L^2 hay giá trị chập giữa Fourier rời rạc tại t_i với giá trị tại tần số lấy mẫu f_j). Dấu ấn của hiệu ứng không gian ở đây thể hiện ở vector $[h_{1,j}(t, f) \ h_{2,j}(t, f) \ \dots \ h_{L,j}(t, f)]^T$.

3.1.2. Ước lượng trong miền thời gian - tần số

Sự tương quan không gian biểu diễn toán học bởi (3.4) có thể được thể hiện ở mô hình hóa thành:

$$\text{vec}(H(t, f)) = R^{1/2} \text{vec}(H_w) \quad (3.5)$$

trong đó, kênh trống không gian H_w nhiều đầu vào, nhiều đầu ra kích thước L , ma trận hiệp phương sai $R = E\{\text{vec}(H(t, f))\text{vec}(H(t, f))^H\}$ dạng Hermit bán xác định dương (semi-positive definite) kích thước L .

Nếu $R = I$, thì $H(t, f) = H_w$. Có thể biểu diễn $H(t, f) = R_i^{1/2} H_w R_f^{1/2}$, với hiệp phương sai theo thời gian R_i và theo tần số R_f đều kích thước L và dạng Hermit bán xác định dương (góc phân xạ tại các điểm đều có phân bố giống nhau). Khi $H(t, f)$ đủ hạng, với xác suất bằng 1, thì $R = R_i^T \otimes R_f$.

Có thể sử dụng vector riêng theo thời gian (cột của U) và tần số (cột của V) để biểu diễn hệ thống theo các giá trị suy biến (eigenvalues): $H(t, f) = U \Sigma V$ trong đó $\Sigma = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r)$ với $\sigma_i \geq 0$ và $\sigma_i \geq \sigma_{i+1}$ (σ_i là giá trị suy biến thứ i của $H(t, f)$), U và V đều kích thước L , thỏa mãn $U^H U = V^H V = I_r, r \leq L$.

Trong trường hợp dùng hàm động lượng Poisson, $H(t, f) H^H(t, f) = Q \Lambda Q^H$ với ma trận Q kích thước L thỏa mãn $Q Q^H = Q^H Q = I_L$ và $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r), \lambda_i \geq 0, i = 1, \dots, r$. Vì các phần tử của $H(t, f)$ là các biến ngẫu nhiên, nên λ_i cũng là biến ngẫu nhiên. Nếu $H(t, f) = H_w$ thì các phần tử của $H_w H_w^H$ theo phân bố Wishart, nên λ_i đối với kênh có phân bố:

$$g(x_1, x_2, \dots, x_L) = \frac{(\pi/2)^{L^2-L}}{(\tilde{\Gamma}_L(L))^2} e^{(-\sum_{i=1}^L x_i)} \prod_{i,j,i,j} (2x_i - 2x_j)^2 \prod_{i=1}^L u(x_i) \quad (3.6)$$

với, $\tilde{\Gamma}_L(L) = \pi^{(L^2-L/2)} \prod_{i=1}^L (L-i+1)!$ là hàm Gama đa biến phức. Giá trị suy biến nhỏ nhất của $H_w H_w^H$ có phân bố dạng Poisson $g(x) = te^{-x} u(x)$ và bình phương giá trị suy biến cực tiểu của một kênh H_w có dạng phân bố hàm mũ (tương đương với giá trị suy biến cực tiểu được phân bố theo Rayleigh). Vậy, có thể dùng tổng độ lợi công suất của kênh (chuẩn Frobenius) để loại bỏ những điểm phân xạ có độ dài xa:

$$\|H(t, f)\|_F^2 = \text{trace}\{H(t, f)H^H(t, f)\} = \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^L |h_{i,j}|^2 = \sum_{i=1}^L \lambda_i \quad (3.7)$$

ở đây, $\|H(t, f)\|_F^2$ cũng là biến ngẫu nhiên, có hàm mật độ xác suất ở dạng

$$g(x) = \frac{x^{L^2-1}}{(L^2-1)!} e^{-x} u(x) \text{ khi } H(t, f) = H_w. \text{ Hơn nữa, } \|H(t, f)\|_F^2 \text{ thuộc phân bố bình phương}$$

Chi (Chi-Square) $2L^2$ độ tự do (thống kê dùng để xác định chất lượng phân tập). Hàm công suất trung bình khi các tia phân xạ có tương quan $R = E\{\text{vec}(H(t, f))\text{vec}(H(t, f))^H\}$ được tính theo trị riêng $\lambda_i(R), i = 1, 2, \dots$ của R như sau:

$$\Psi_{\|H(t,f)\|_F^2} = E\left\{e^{-v\|H(t,f)\|_F^2}\right\} = \frac{1}{\det(I+vR)} \Psi = \prod_{i=1}^{L^2} \frac{1}{1+\lambda_i(R)} \quad (3.8)$$

Tiêu chí này tương đương với tiêu chí dùng đánh giá dung lượng kênh quảng bá Gauss không phân cấp kết nối thuận và có thể tính được bằng cách màu hoá các phản xạ (đáp ứng) trong miền tần số như sau:

$$C_2(a, \omega) = \min_{R_f > 0, [R_f]_{k,k=N_0}^{trace(R_f)=E_f}} \max \log_2 \frac{\det \{H(t, f)R_f H^H(t, f) + R_f\}}{\det(R_f)}. \quad (3.9)$$

Biểu thức (3.9) ở trên yêu cầu quy trình tính phức tạp, khó thực hiện. Nhưng, nếu R_f và $H(t, f)$ đủ hạng theo cột thì không gian phát triển của $H(t, f)$ bằng không gian phát triển của $H(t, f)R_f H^H(t, f)$; nghĩa là $\text{span}\{H(t, f)\} = \text{span}\{H(t, f)R_f H^H(t, f)\}$. Do đó, cột của $H(t, f)$ chiếu không gian con R_f của tín hiệu theo thời gian lên vector riêng L_r của ma trận hiệp phương sai tín hiệu theo tần số R_f . Thông thường không biết trước không gian con theo thời gian và theo tần số tại điểm thu vì chưa biết $H(t, f)$. Nhưng, có thể ước lượng chúng bằng cách phân giải theo giá trị riêng dựa trên R_f . Thực tế, ước lượng trong miền thời gian đã thực hiện, ma trận hiệp phương sai theo thời gian R_f được thay bằng giá trị ước lượng \hat{R}_f . Nên, để thực hiện (3.9), có thể thực hiện tối thiểu hóa giá trị sau:

$$C_3(a, \omega) = \arg \min_{\|H_j(f)\|=1} \sum_{j=1}^L \|H_j(f)\|^2 = \arg \min_{\|H_j(f)\|=1} H^H(f) \Psi^H \Psi H(f) \quad (3.10)$$

trong đó, ràng buộc $\|H_j(f)\| = 1$ nhằm tránh trường hợp nghiệm tầm thường, vector riêng chuẩn đơn vị tương ứng giá trị riêng nhỏ nhất của $\Psi^H \Psi$ sinh ra quay pha vô hướng phức. Biểu thức (3.10) này ngụ ý rằng quy trình ước lượng trong miền thời gian-tần số có thể xây dựng theo phương pháp phân kì.

3.2. Quy trình ước lượng trong miền tần số

3.2.1. Quy ước

a). Mô hình tín hiệu lấy mẫu

(i). Tất cả tín hiệu theo thời gian t và tần số f ở đây được mô hình hoá như điều chế sóng mang đơn sắc (mô hình là đường bao phức của kênh dải thông), băng thông của kênh là 1 Hz, chu kỳ ký tự là 1s.

(ii). Năng lượng trung bình của các thành phần kênh được chuẩn hoá ($E\{|h_{i,j}(t,f)|^2\} = 1$) như trường hợp kênh trải trễ có đáp ứng đa đường không làm thay đổi hiệu suất chuyển tải công suất trung bình.

(iii). Năng lượng ký tự phát trung bình trong kênh SISO và SIMO là E_s , cho một chu kỳ ký tự là hằng đối với kênh MISO và MIMO (năng lượng cho một ký tự trên một nút là E_s/L). Ký tự dữ liệu mã hoá IID tạo một chòm với giá trị trung bình 0, năng lượng trung bình đơn vị.

(iv). Công suất nhiễu trong băng thông 1 Hz như nhau với mật độ phổ hay công suất N_0 .

b). Nguyên tắc xây dựng quy trình

(i). *Cấu trúc vòng lặp trong miền tần số*: Dựa trên đáp ứng tần số (số liệu đầu vào gồm các tần số mẫu, các giá trị đáp ứng tần số tại những điểm tần số mẫu đó) để có kết quả là một mô hình mạch vòng (diễn giải tốt nhất các phép đo). Như vậy, việc chọn các điểm tần số mẫu đóng vai trò trong việc thiết lập đặc tính cho thuật toán này (các điểm lấy mẫu tần số thường được chọn có khoảng cách bằng nhau).

(ii). *Trong mỗi vòng lặp*: Phân biệt các đáp ứng tần số phản xạ, sau đó ước lượng vị trí các nút và các tham số. Nếu nút mới được đặt trong một phân đoạn dài vô hạn thì sẽ được thay thế bởi một phân đoạn hữu hạn. Thủ tục lặp kết thúc khi không còn phân đoạn dài vô hạn nào trong mô hình mạch vòng.

(iii). *Thủ tục xử lý phản xạ*: Thủ tục xử lý các đáp ứng tần số phản xạ theo độ mạnh phản xạ nhằm tránh hiện tượng che dấu về khung thời gian.

3.2.2. Các bước tiến hành

a). Các khía cạnh liên quan đến xác định vị trí nút

Ước lượng độ dài thực hiện dựa trên 3 thành phần thông tin: Đáp ứng tần số $H(f)$ của nút đang xem xét, mô hình có một phần cấu trúc lại và một nút xử lý (nút sinh ra một TP dài vô hạn) có độ dài tương đối đã tìm được tới phân đoạn tiếp theo. Các bước liên quan đến ước lượng độ dài được trình bày sau đây.

(i). *Tiền xử lý dữ liệu $H(f)$* : Loại các phản xạ đã biết, tập trung vào các phản xạ còn lại. Nếu loại cả các thông tin đã biết để cô lập sự phụ thuộc vào độ dài phân đoạn thì ước lượng sẽ chính xác hơn. Giả sử có mô hình chính xác mạng thành phần, có thể viết sai số mô hình chứa tất cả các đáp ứng tần số phản xạ cần xác định như sau:

$$H_e(f) = H(f) - \hat{H}(f). \quad (3.11)$$

Thuật toán kiểu MODE áp dụng đối với $H_e(f)$. Nhưng có thể thu được ước lượng chính xác hơn bằng cách loại bỏ từ $H_e(f)$ mọi thông tin đã biết về đường phản xạ (hệ số phản xạ, truyền dẫn của các trường hợp gián đoạn, hàm truyền tín hiệu qua các phân đoạn đã xác định). Áp dụng MODE trong trường hợp loại bỏ thông tin ta có:

$$\tilde{H}(f) \approx \sum_{l=1}^L \hat{\alpha}_l \hat{\rho}_l^f \quad (3.12)$$

trong đó, $\tilde{H}(f)$ xác định đáp ứng tần số của nút quan sát sau khi loại bỏ thông tin đã biết, L là số phản xạ trội được ước lượng, $\hat{\alpha}_l$ và $\hat{\rho}_l$ là tham số tỉ lệ và suy giảm được ước lượng ứng với nút thứ l .

(ii). *Xác định phản xạ trội*: MODE phát hiện ra tập các phản xạ trội nên cần xác định số lượng phản xạ trội \hat{L}_0 bằng cách sử dụng giá trị riêng, tiêu chí thông tin Akaike (AIC) và đặc tính độ dài cực tiểu (MDL). Với ma trận tương quan $\hat{R}_q^{(m)}$ nào đó, kích thước m , $m \in \{3, 4, \dots, \lfloor N/3 \rfloor\}$, bản ghi dữ liệu chiều dài N , tiêu chí AIC và đặc tính MDL theo số lượng M bản dữ liệu, với mọi phản xạ $k \in \{0, 1, \dots, m-1\}$ được biết đến như sau:

$$AIC_k^m = -2 \ln \left(\frac{\prod_{i=k+1}^m \lambda_i^{1/(m-k)}}{\frac{1}{m-k} \sum_{i=k+1}^m \lambda_i} \right)^{(m-k)M} + 2k(2m-k) + 1,$$

$$MDL_k^m = \ln \left(\frac{\prod_{i=k+1}^m \lambda_i^{1/(m-k)}}{\frac{1}{m-k} \sum_{i=k+1}^m \lambda_i} \right) + \frac{1}{2} k(2m-k) \ln M \quad (3.13)$$

trong đó, $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_m > 0$ là các giá trị riêng của $\hat{R}_d^{(m)}$. Từ (3.13) và (3.14), $\hat{L}_0^{(m)}$ được xác định bằng cách chọn giá trị k thấp hơn đối với mỗi m .

(iii). *Chuyển ước lượng kiểu MODE sang ước lượng độ dài*: Với $\tilde{H}(f)$, \hat{L}_0 từ (i) và (ii) ở trên, sử dụng thuật toán kiểu MODE thu được các kết quả $\{\hat{\alpha}_i, \hat{\rho}_i\}$. Ở miền thời gian, chuyển góc pha $\angle \hat{\rho}_i$ qua trễ $\hat{\tau}_i$ phản xạ để thành chiều dài \hat{l}_i (dùng vận tốc nhóm xấp xỉ \hat{u}_g). Nhưng, trong miền tần số, hiệu chỉnh kết quả chuyển đổi dùng đặc tính điện của mạch vòng TP. Vì đáp ứng pha phản xạ $\angle H_i(f)$ độc lập với hệ số truyền dẫn và phản xạ, chỉ phụ thuộc vào độ dài các phân đoạn và số hạng dạng $\exp(-2i\gamma(f))$. Nên, có thể xấp xỉ mỗi pha phản xạ $\angle H_i(f) \approx \angle e^{-2\hat{l}_i\gamma(f)} = \angle e^{2\hat{l}_i[\alpha(f)+j\beta(f)]} = e^{-j2\hat{l}_i\beta(f)}$, qua vài phép biến đổi số học để điều chỉnh quan hệ $\hat{\beta}(f) = m_\beta f + c_\beta$ ứng với khoảng cách mẫu tần số Δf , thu được biểu thức:

$$\angle \alpha_i + f \angle \rho_i = -2\hat{l}_i(c_\beta - m_\beta f) \quad \text{hay} \quad \hat{l}_i = \frac{\angle \hat{\rho}_i}{2m_\beta} \quad (3.14)$$

(iv). *Kiểm tra nghiệm*: Với $\angle \rho_i$ và (3.14), có tập độ dài $\{\hat{l}_i\}_{i=1}^{\hat{L}}$ từ tập độ dốc pha m_β . Với $\{\alpha_i, \rho_i\}$, năng lượng phản xạ trong dải dữ liệu tần số dùng để kiểm tra, hiệu chỉnh thuật toán truy hồi:

$$\hat{E}_l = \sum_{f \in M_f} |\alpha_1|^2 |\rho_l|^{2f} \quad (3.15)$$

b). Thuật toán ước lượng độ dài

Giả thiết $\tilde{H}(f)$ và \hat{L}_0 đã biết; nếu không thì tính $\tilde{H}(f)$ và \hat{L}_0 theo (3.11)-(3.13) phía trên.

(i). Với mỗi $\hat{L} = \{\hat{L}_0, \hat{L}_0 + 1, \dots, \hat{L}_0 + L_{\max}\}$:

- Chạy thuật toán kiểu MODE;
- Dùng (3.14), (3.15) tính $\{\hat{l}_i, \hat{E}_i\}_{i=1}^{\hat{L}}$;
- Tổng các cặp ước lượng $\hat{L}_0 + L_{\max}(\hat{L}_0 + 1)$;

(ii). Loại bỏ các ước lượng có độ dài nằm ngoài dải;

(iii). Kiểm tra phép toán truy hồi:

- Đối với nhóm các ước lượng độ dài: Loại bỏ các nhóm chứa ít hơn $L_{\max}/2$ ước lượng;

- Đối với nhóm ước lượng khác ngoài độ dài: Lấy trọng tâm làm ước lượng đại diện.
- (iv). Kiểm tra độ mạnh năng lượng:
 - Chọn trọng tâm mạnh nhất làm phản xạ chủ yếu;
 - Chọn phản xạ thứ yếu (trọng tâm khác trong giải 20dB theo phản xạ chủ yếu).
- (v). Quay về bước ước lượng độ dài đối với các ứng cử này, nếu có.

c). Lựa chọn nút ứng cử

Tiến trình chọn mô hình ứng cử trong miền tần số cũng gồm định dạng khởi đầu (các cấu hình được mô tả bởi một tập mô hình ứng cử; một nút mới được tạo, rồi tinh chỉnh độ dài các nút ứng cử). Sau đó, chọn mô hình thành phần mới theo tiêu chí tối thiểu bình phương sai số (SSE):

$$SSE = \sum_{k=1}^K |H_k - \hat{H}_k|^2 \quad (3.16)$$

với, H_k và \hat{H}_k là giá trị lấy mẫu của mạch vòng đang xét và đáp ứng tại điểm tần số mẫu tương ứng.

3.3. Ví dụ minh họa về phân tách phản xạ

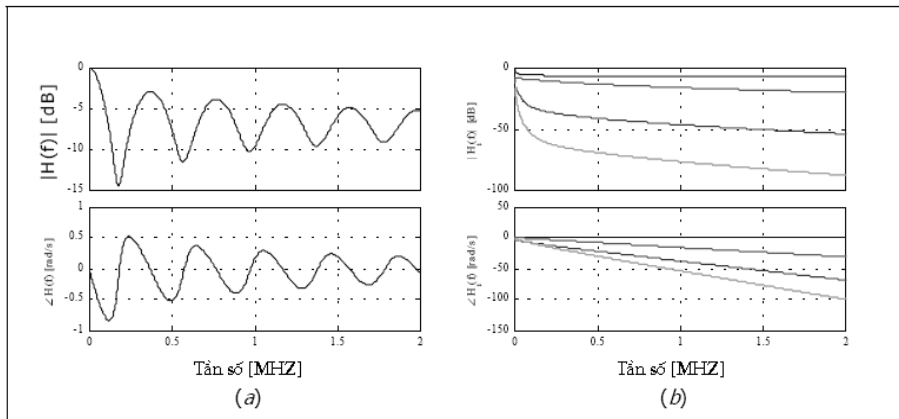
Xét một phân đoạn đơn và bốn phản xạ TDR đầu tiên có đáp ứng tần số tương ứng như trong hình 3-1. Các đáp ứng tần số phản xạ là:

$$H_0(f) = A(f) = \frac{Z_0(f)}{Z_0(f) + Z_g}, \quad H_1(f) = A(f)T_{11}(f)\Gamma_{11}(f) \exp\{-2l_1\gamma_1(f)\} \quad (3.17)$$

$$H_2(f) = A(f)T_{11}(f)\Gamma_{11}^2(f) \exp\{-2l_1\gamma_1(f)\}, \quad H_3(f) = A(f)T_{11}(f)\Gamma_{11}^3(f) \exp\{-2l_1\gamma_1(f)\} \quad (3.18)$$

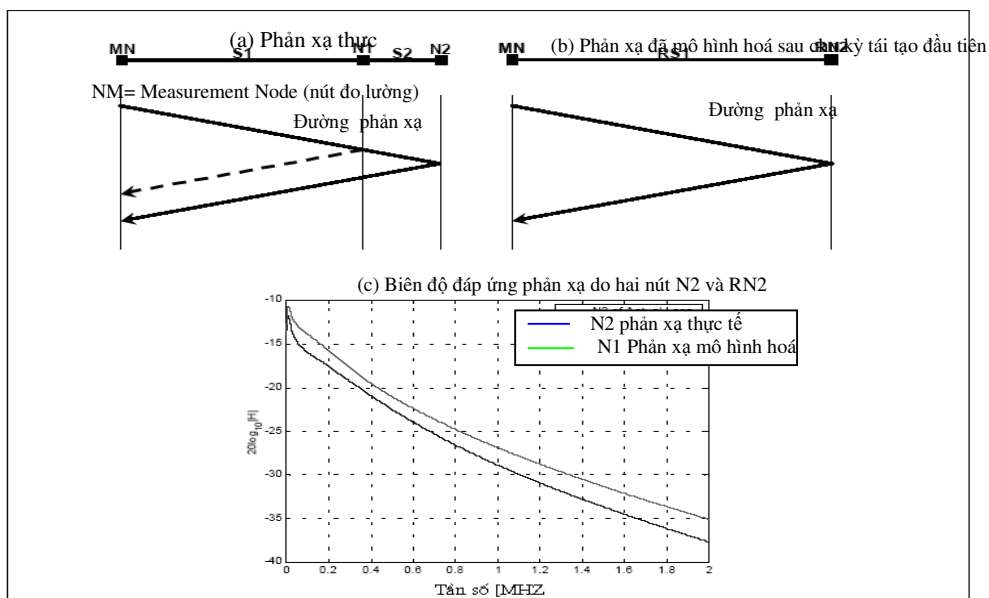
và

$$H(f) = \sum_i \alpha_i \rho_i^f \quad (3.19)$$



Hình 3-1. Phân tách đáp ứng tần số (a) và ba đáp ứng tần số phản xạ đầu tiên (b)

Trong dải tần từ 1 MHz đến 2 MHz] lấy 101 mẫu cách đều ($\Delta f = 10kHz$). Hai phản xạ đầu tiên trong mạch vòng TP mô tả ở hình 3-2. Phân đoạn 2 đủ ngắn, phản xạ thứ nhất (đường đứt quãng) yếu hơn rất nhiều so với phản xạ hai (đường liền nét) nên, tìm nút 2 trước nút 1. Biểu đồ phản xạ chỉ ra đường phản xạ từ nút 2 chứa một cặp truyền dẫn có gián đoạn tại nút 1, qua hai loại cáp khác nhau (hình 3-2.(a)) nhưng mô phỏng theo thời gian chứa một phương tiện truyền dẫn duy nhất, không gián đoạn (hình 3-2.(b)). Biên độ đáp ứng phản xạ do hai nút (thực tế và mô hình hoá) trình bày trong hình 3-2.(c).



Hình 3-2. Phản xạ thực tế và phản xạ đã mô hình hoá

Phân tích đáp ứng tần số của nút đang xem xét:

$$H(f) = A(f) + A(f)T_{11}(f)\exp[-2l_1\gamma_1(f)] + A(f)T_{11}(f)\Gamma_{11}(f)\exp[-4l_1\gamma_1(f)] + \dots \quad (3.20)$$

Ngay sau vòng lặp đầu tiên đã biết $Z_0(f)$ và $\gamma(f)$ nên có đáp ứng tần số mô hình $\hat{H}(f) = A(f)$. Vậy:

$$H_e(f) = A(f)T_{11}(f)\exp[-2l_1\gamma_1(f)] + A(f)T_{11}(f)\Gamma_{11}(f)\exp[-4l_1\gamma_1(f)] + \dots \quad (3.21)$$

Loại bỏ $A(f)$ và $T_{11}(f)$ vì đều từ mô hình hiện tại và độc lập với độ dài phân đoạn, dẫn đến:

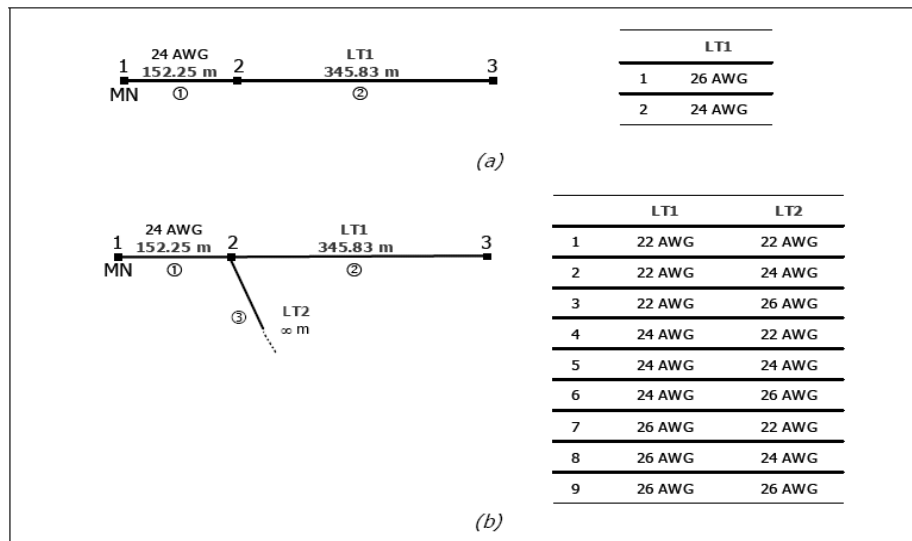
$$\tilde{H}(f) = \frac{H_e(f)}{A(f)T_{11}(f)} = \exp[-2l_1\gamma_1(f)] + \Gamma_{11}(f)\exp[-4l_1\gamma_1(f)] + \dots \quad (3.22)$$

Số hạng đầu tiên bên phải ứng với phản xạ mạnh nhất tiếp theo. Sử dụng kiểu MODE để có ước lượng của $\exp[-2l_1\gamma_1(f)]$, xác định \hat{L}_0 theo bình phương nhỏ nhất. Với $\tilde{H}(f)$, \hat{L}_0 có

$\{\hat{\alpha}_l, \hat{\rho}_l\}$ và thu được độ dài \hat{l}_l . Vì $\beta(f)$ gần tuyến tính khi $c_\beta \approx 0$, áp dụng (3.14) có độ dốc m_β đủ chính xác.

Sử dụng (3.16), các cấu hình chín nút theo thời gian trong một phân đoạn dài vô hạn để chọn mô hình ứng cử (nếu nút mới là một phân đoạn hữu hạn, xem xét tập ứng cử khác). Điều kiện để chọn là không tồn tại nút kết cuối khi một nút khác theo sau nút mới (xét cả chín kiểu đường BT) và không đồng nhất giữa một nút sau đó có độ dài hữu hạn và một vô hạn.

Trong ví dụ, sau lần lặp thứ hai, mô hình mạch vòng chứa một phân đoạn TP cùng kiểu của phân đoạn 1, với độ dài xấp xỉ bằng tổng hai phân đoạn. Tuy mô hình không chứa phân đoạn độ dài vô hạn, nhưng chạy một lần lặp tiếp theo để kiểm tra nút bỏ lỡ. Trong lần lặp thứ ba, nút 2 được phát hiện với độ dài ước lượng xấp xỉ bằng thực tế phân đoạn 1. Nút mới tìm thấy có thể có 11 cấu hình như trong hình 3-3.



Hình 3-3. Tất cả 11 kiểu đường có thể

4. KẾT LUẬN VÀ ĐỊNH HƯỚNG ỨNG DỤNG

Bài báo đề cập tới việc mô hình hóa, xác định cấu trúc và đánh giá các tham số của vòng lặp cục bộ dây xoắn. Từ quan điểm về cấu trúc vật lý và đặc tính điện học, vòng lặp được mô hình hóa như mạng nhiều dây đôi xoắn có topo thể hiện qua đồ thị với mục tiêu xác định độ dài, loại dây xuất phát từ số đo của một điểm. Các loại dây đôi xoắn được gắn với các tham số của hệ phân tán có phân xạ và cấu trúc khác nhau. Việc xác định các tham số của hệ phân tán được xây dựng trên cơ sở của khối hệ thống mô tả hành vi vòng lặp và các phân xạ riêng.

Phương pháp khai thác thông tin của các phân xạ trong miền thời gian không được tin cậy khi hai nút ở gần nhau do hiện tượng chồng phân xạ hoặc quá xa do tiêu tán môi trường. Giải quyết vấn đề phân xạ cùng hình dáng chồng nhau, phương pháp phân li phân xạ theo không gian con đã được sử dụng trong thuật toán kiểu MODE. Nhưng vấn đề xác định vị trí phân xạ trong môi trường phân tán, giống như xác định kênh Gauss quang bá không phân cấp, kết nối thuận đang còn khá bỏ ngõ.

Phương pháp sử dụng hàm trọng Poisson hai chiều để biểu diễn tín hiệu vào, đáp ứng (phản xạ) trong miền thời gian-tần số và áp dụng phân ly phân xạ theo không gian con đã được đề xuất. Hơn nữa, nhằm khai thác thuật toán kiểu MODE quen biết, đề xuất sử dụng hàm trọng Poisson hai chiều được cụ thể hóa trong miền tần số. Vì cả mô hình dây đôi xoắn và thuật toán kiểu MODE đều trong miền tần số, xử lý dữ liệu trong miền tần số tỏ ra thích hợp hơn.

Liên quan đến đề xuất mới ở đây, có hai hướng nghiên cứu tiếp theo. Thứ nhất xuất phát từ nội dung lý thuyết, sử dụng phương pháp khác để dữ liệu hoá (biểu diễn) tín hiệu, nhất là phương pháp trực giao hoá bằng các đa thức dạng hàm e mũ và biến đổi sóng con vì tính tương đồng với biến đổi trọng Poisson về mặt toán học nhưng khả năng phân giải cao hơn trong nhiều trường hợp. Thứ hai nhìn theo khía cạnh thực tiễn, triển khai áp dụng phương pháp sử dụng hàm trọng Poisson hai chiều phục vụ đo lường, đánh giá chất lượng mạng dây đôi xoắn, cáp đồng trục v.v... để kiểm nghiệm tính ưu việt của phương pháp đề xuất, kể cả các nhiệm vụ về hiện thực hóa cấu trúc các loại mắt lọc hai chiều cung cấp dữ liệu phục vụ ước lượng tham số mô hình. Một phần liên quan đến khía cạnh thực tiễn của đề xuất gồm các kết quả thu được khi triển khai cụ thể tại Viễn thông Bắc Ninh là nội dung của công trình công bố tiếp theo.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. American National Standard for Telecommunications: Integrated service digital network (ISDN) - Basic access interface for use on metallic loops for application on the network side of the NT (Layer 1 specification), ANSI T1.6001-1999, New York (American National Standard Institute).
2. David E. Orr - Transforming the access network for broadband era, September, 2000; www.eetimes.com/story/OEG20000905S0011.
3. Walter Y. Chen - DSL: Simulation techniques and standards development for digital subscriber line systems, Macmillan Technology Series, Indianapolis Macmillan Technical, 1998.
4. David W. Lin, Cheng Tie Chen and T. Russell Hsing - Video on phone lines: Technology and applications, Proceed. to IEEE **83** (12) (2005) 175-193.
5. Michael Schlegel - High bit rate data transmission over the telephone loop plant, emphasizing on DMT modulation scheme, Doctoral dissertation, Fachhochschule Lippe, 1999; www.bib.fh-lippe.de/voltext/dipl/
6. Peter Zieman - xDSL-Testing, Eningen, Germany: Acterna, 2001.
7. Umran S. Inan and Aziz S. Inan - Engineering Electromagnetics, Addison Wesley Longman, 1999.
8. David K. Cheng - Field and Wave Electromagnetics, Addison Wesley, 1989.
9. Padmanand Warriar and Balaji Kumar - XDSL Architecture, McGraw Hill, 2000.
10. Jean Jacques Werner - The HDSL environment, IEEE J. Selected Areas in Comm., **19** (6) (2001) 785-800.
11. Lennart Ljung - System identification: Theory for users, Upper Saddle River, Prentice Hall, 1999.
12. Nguyễn Ngọc San - Nhận dạng các hệ thống tuyến tính liên tục, Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội, 2006.

13. Nguyễn Thuý Anh, Hoàng Minh, Nguyễn Ngọc San - Ước lượng tham số mô hình hệ động học, Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội, 2008.
14. Petre Stoica and K. C. Sharman - Novel eigenanalysis method for direction estimation, IEE Proceed. **137** (11) (2000) 19-26.
15. Petre Stoica and K. C. Sharman - Maximum likelihood methods for direction-of-arrival estimation, IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing, **48** (7) (2000) 132-1142.
16. Renbiao Wu, Jian Li and Zheng She Liu - Super resolution time delay estimation via MODE-WRELAX, IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems **40** (1) (2004) 294-307.
17. Mats Cedervall, Petre Stoica and Randolph Moses - MODE-type algorithm for estimating damped, undamped or explosive modes, Proceed. to IEEE Asilomar Conf. Signals, Systems, Computers-29, Vol. 2, 1999, pp.1101-1105.
18. Yoram Bresler and Albert Macovski - Exact maximum likelihood estimation of superimposed exponential signals in noise, Proceed. to IEEE ICASSP-85, 1999, pp. 1824-1827.

SUMMARY

ON MODELLING LOCAL LOOPS FOR DIGITAL SUBSCRIBER LINE (DSL)

This paper is posed on the single point subscriber line modeling problem, consisting of two main paragraphs out of the one for introduction and of that for remarks and suggestions for next works. In the second paragraph, a brief report is made on network topology and characteristics of local loop model obtaining from transmission line theory and electrical characteristics of twisted pair segments. Being of distributed nature, parameters of local loop models are not found to be successfully estimated by common techniques with the use of direction time response (TDR) in system identification theory. However, two algorithms well known on the basis of method of direction estimate (MODE) namely MODE-WRELAX and MODE-type are briefly resumed in the second paragraph. In the third one, a method is proposed on the basis of two dimensional Poisson Momentum Function which transforms signals on the both sides of the system, i.e. input and output sides, to spatial-time domain for direction -of-arrival estimation. The fact behind the spatial-time domain is that time-frequency space leading to the usage of MODE-type algorithm for separation of different reflections in frequency domain. In the last paragraph, three different comments on the proposed method of supplying measurements data by Poisson Momentum Function for estimation purpose and suggestions for further study to be carried out.

Địa chỉ:

Nguyễn Đình Xuân, Hoàng Minh,
Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông.
Nguyễn Thuý Anh,
Trường Đại học Bách khoa Hà Nội.

Nhận bài ngày 21 tháng 10 năm 2008