

BỘ THÔNG TIN VÀ TRUYỀN THÔNG

VIBA SỐ

TẬP 2



NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

VIBA SỐ

TẬP 2

(TÁI BẢN LẦN 3)

BỘ THÔNG TIN VÀ TRUYỀN THÔNG

VIBA SỐ

TẬP 2

(TÁI BÁN LẦN 3)

Chủ biên: TS. Bùi Thiện Minh

Biên dịch: TS. Trần Hồng quân

TS. Cao Phán

KS. Trần Hoàng Lương

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

Hà Nội - 2008

Mã số: HV 05 HM 08

LỜI NHÀ XUẤT BẢN

Cuốn sách "Viba số" gồm 2 tập do NXB Bưu điện phát hành năm 1993, tái bản năm 2000 và 2002 đã cung cấp những kiến thức rất cơ bản về lý thuyết truyền dẫn tín hiệu số, thiết kế tuyến, thiết bị viba số... đồng thời cũng cho thấy tầm quan trọng trong việc thiết kế một hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số - viba số. Cuốn sách là cầu nối thực tế giữa lý thuyết với thực tiễn về các hệ thống viba số và các hệ thống số hiện có; là tài liệu bổ ích và thiết thực cho các nhà quản lý, các cán bộ kỹ thuật, khai thác, vận hành và bảo dưỡng các thiết bị viba số, đặc biệt là sinh viên chuyên ngành Điện tử Viễn thông ở các trường Đại học. Cuốn sách đã được đông đảo bạn đọc nhiệt tình đón nhận và góp nhiều ý kiến quý báu bổ sung những phần còn thiếu hụt.

Để đáp ứng yêu cầu tham khảo, nghiên cứu của bạn đọc, nay Nhà xuất bản Bưu điện tái bản 2 tập sách "Viba số". Tập 1 gồm các chương 1 đến chương 6, tập 2 từ chương 7 đến chương 11.

Hy vọng cuốn sách này sẽ đáp ứng được nhu cầu và hữu ích với bạn đọc quan tâm.

Các ý kiến đóng góp của bạn đọc xin gửi về Nhà xuất bản Bưu điện, 18 Nguyễn Du, Hà Nội.

Xin trân trọng cảm ơn. /.

Hà Nội, năm 2006

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

CHƯƠNG 7

CÁC HỆ THỐNG VIBA SỐ VÀ CÁC CHỈ TIÊU CHẤT LƯỢNG

7.1. SO SÁNH VỚI CÁC HỆ THỐNG FDM-FM

Một số ưu điểm của hệ thống viba số là:

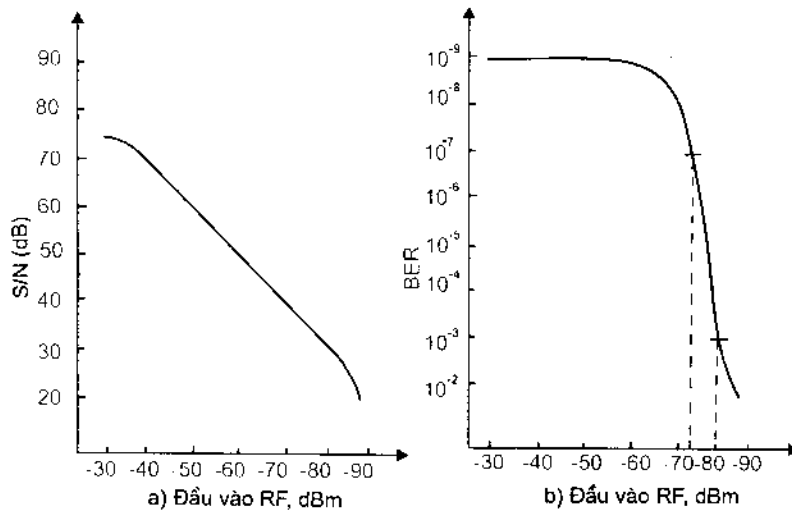
1. Thiết bị số thông suốt với lưu lượng thông tin được truyền đi, tức là lưu lượng thông tin có thể xuất phát từ điện thoại, máy tính, facsimile, telex... được tổng hợp lại thành một luồng bit để truyền trên cùng một sóng mang vô tuyến (hoặc trên một hệ thống truyền dẫn khác), và có thể được chuyển mạch cùng với nhau. Vì luồng số liệu luôn có mặt, cho nên dù thông tin có hoặc không có trong đó, thì tải của hệ thống vô tuyến là không đổi, điều này không xảy ra đối với các hệ thống thông tin vô tuyến FDM-FM tương tự, ở đó tải phụ thuộc số lượng và loại lưu lượng thông tin mang đi tại một thời điểm nào đó.
2. Để tránh tạp âm tích lũy của các hệ thống FDM-FM đã hạn chế nghiêm trọng đến việc thiết kế thiết bị, trong hệ thống số người ta dùng phương pháp tái sinh luồng số liệu. Việc tái sinh này có thể được tiến hành ở tốc độ bit cao nhất của băng tần gốc mà không cần đưa xuống tốc độ bit ban đầu. Việc thiết kế thiết bị tái sinh phải đảm bảo sao cho độ phức tạp thấp (liên quan đến bộ trộn để đưa về gốc ban đầu).
3. Các hệ thống vô tuyến số ít thiên về tạp âm và có thể hoạt động tốt với tỷ số sóng mang trên tạp âm là 15÷30 dB. Điều này cho phép cũng tần số đó sử dụng lại đối với phân cực trực giao, như vậy nó duy trì độ rộng băng tần và tăng gấp đôi một cách hữu hiệu đối với phổ hiệu dụng hoặc tăng gấp đôi dung lượng kênh RF có thể tải đi. Đặc điểm này là một trong những lợi thế lớn nhất của vô tuyến số so với tương tự, vì

trong trường hợp vô tuyến tương tự, yêu cầu tỷ số sóng mang trên tạp âm lớn hơn nhiều (Báo cáo của CCIR).

4. Với chất lượng truyền dẫn đã cho, công suất ra của máy phát vô tuyến số có thể bé hơn so với công suất ra của máy phát vô tuyến tương tự. Điều này làm giảm chi phí thiết bị, tăng độ tin cậy, tiết kiệm nguồn và chi phí điều hoà nhiệt độ. Công suất ra nhỏ hơn còn có một lợi thế là tạo ra mức tạp âm nhỏ hơn, dẫn đến khả năng sử dụng lại tần số trùng kênh cao hơn trong một vùng địa lý đã cho và cùng tồn tại các hệ thống số và các hệ thống tương tự hiện có (Báo cáo 378 của CCIR giải quyết vấn đề này) và kết luận rằng đối với các hệ thống dung lượng trung bình và nhỏ, sử dụng các hệ thống số PSK đa mức có thể cùng tồn tại với các hệ thống tương tự. Đối với các hệ thống dung lượng cao (lớn hơn 100 MHz), trong các hệ thống đa mức có hệ thống cho phép tương hợp với các hệ thống FDM - FM, nếu mức đầu ra RF của hệ thống giữ một giá trị đủ để đảm bảo chỉ tiêu chất lượng của hệ thống có thể chấp nhận được. Vì hầu hết các thiết bị có trên thị trường, phổ phát xạ của máy phát số là liên tục không có thành phần rời rạc hoặc sóng mang, nên tạp âm mà nó gây ra cho các hệ thống lân cận khác tương tự như tạp âm nhiệt.
5. Phụ thuộc vào hệ thống điều chế được sử dụng, các hệ thống số có khả năng tạo ra một kênh tiếng nói chấp nhận được với tỷ số sóng mang trên tạp âm nhỏ hơn 15 dB, trong khi đó một hệ thống tương tự tỷ số này phải bằng hoặc lớn hơn 30 dB, tùy thuộc vào hệ thống.

Hình 7.1 so sánh tỷ số tín hiệu trên tạp âm đối với mức thu vào (đường cong tĩnh của máy thu) của một hệ thống vô tuyến số và một hệ thống vô tuyến tương tự. Trong điều kiện pha đỉnh phẳng, hệ thống tương tự có tỷ số tín hiệu trên tạp âm tụt xuống dần dần theo từng dB, khi giảm mức tín hiệu thu. Trong lúc đó thì hệ thống thông tin số không bị ảnh hưởng cho đến khi đạt đến ngưỡng. Đặc tính này là do quá trình tái sinh trong đó tín hiệu số được tái sinh thành dạng ban đầu của nó, với điều kiện là hệ thống phải làm việc trên mức ngưỡng xác định trước (C/N xấp xỉ 15 dB). Như vậy đặc tính của ngưỡng này cho phép đạt được một chất lượng truyền dẫn không đổi, mà điều này phụ thuộc vào sự biến đổi của trường thu, độ dài của đường truyền và số lượng các bộ lặp. Nó cũng cho phép đạt được một chất lượng truyền dẫn không đổi vượt dải động của tín hiệu tin tức. Một đặc điểm khác là khả năng của một sóng mang chất lượng thấp nhưng lại tạo ra được một

mạch có chỉ tiêu chất lượng cao và duy trì trong một môi trường tạp âm cao, không ảnh hưởng tới tín hiệu ra.



Hình 7.1- So sánh tác động của S/N ra đối với hệ thống vô tuyến tương tự và số khi giảm mức tín hiệu thu.

a) Hệ thống tương tự (960 kênh) b) Hệ thống số (34 Mbit/s, 4-PSK)

6. Ngày nay, sự hợp mạng của các vùng thành phố mà ở đó là các khối nguồn hoạt động truyền dẫn số, tạo ra mối liên kết số và giảm chi phí đường trục trong thành phố bằng cách sử dụng thiết bị thích hợp trực tiếp với truyền dẫn số và các dịch vụ số khác. Các điểm này cùng với thực tế là sử dụng các tháp và các anten hiện có làm thu hút các hệ thống số để tạo nên mạng vô tuyến số.

Việc giảm chi phí các mạch tích hợp số cỡ lớn (LSI) làm cho chi phí về thiết bị giảm xuống, giá thành của các hệ thống số cạnh tranh được với giá thành của các hệ thống tương tự. Thực tế hiện nay nói chung chi phí tổng cộng đối với một hệ thống số bao gồm cả tách, ghép số và các thiết bị vô tuyến là thấp hơn so với một hệ thống tương tự. Điều này đặc biệt đối với các hệ thống đường ngắn hoặc trong các hệ thống mà ở đó cần một số lượng đáng kể các mạch xen kẽ kênh.

Một số nhược điểm của hệ thống vô tuyến số là:

1. Các hệ thống vô tuyến số và các hệ thống số phải được hợp lại thành một hệ thống thống nhất trong một phạm vi gần với mạng tương tự hiện có. Lúc đó xuất hiện một khó khăn là phải giải quyết các bài toán có liên

quan đến các vấn đề giao diện, chi phí và tạp âm. Với việc đưa vào sử dụng ISDN, do việc đẩy nhanh cải tiến công nghệ và giảm thời gian đệm để tạo thích nghi, vẫn không làm giảm nhẹ được điều đó. Nhằm để giải quyết các vấn đề đặt ra, người ta đã sử dụng các kỹ thuật mới, yêu cầu cần một thời gian đệm. Thời gian đệm này đang trở nên ngắn hơn, tuy vậy các vấn đề cũng trở nên ngày càng phức tạp hơn.

2. Các hệ thống vô tuyến số hiện nay hiệu suất sử dụng băng tần RF không cao như đối các hệ thống tương tự 600 hoặc hơn 600 kênh thoại; tuy vậy, người ta cảm thấy rằng các bài toán này sẽ được giải quyết trong một thời gian không xa hoặc sẽ không còn là vấn đề quan trọng nữa, vì các tần số sóng mang công tác được đẩy lên cao hơn hoặc các mạng sợi quang mang một khối dung lượng lớn của các mạng đường trục. Tại thời điểm viết quyển sách này các sợi quang đang hoạt động với dung lượng 565 Mbit/s, trong lúc đó hệ thống vô tuyến số chỉ có thể có dung lượng 140 Mbit/s.
3. Dung lượng thông tin là yếu tố làm cho cáp sợi quang sẽ thay thế một cách hiện thực hơn đối với vô tuyến số trong thời đại hiện nay, vì chúng có thể mang lưu lượng đó mà không bị suy yếu do các nguyên nhân tự nhiên (tất nhiên không xét đến một người nào đó dùng dao cắt cáp ra, theo nội dung này, thì đó cũng là một nguyên nhân tự nhiên). Để mang được một lượng thông tin như sợi quang thì phải yêu cầu vô tuyến số hoạt động với độ rộng băng tần RF lớn. Độ rộng băng tần lớn này làm cho đường vô tuyến dễ bị pha đình lựa chọn tạo nên sự tổn thất tất yếu cho tất cả lưu lượng thông tin. Cũng như vậy hệ thống tương tự băng rộng chỉ chịu sự tăng tạp âm.
4. Việc đưa vào sử dụng các kỹ thuật mới, để khắc phục các yêu cầu trong khi thiết kế, đo thử, bảo dưỡng các hệ thống tương tự, song điều đó đặt ra một vấn đề về đào tạo lại con người và đào tạo một đội ngũ kỹ thuật mới. Trong thực tế có 3 hướng lớn. Hướng đầu tiên là đầu tư vốn lớn trong các hệ thống tương tự mà người ta đã chứng minh có thể thực hiện được. Về nhân sự con người vẫn bị ràng buộc trong lĩnh vực này và sẽ còn phải kéo dài trong một số năm tới. Hướng thứ hai là các hệ thống số và vô tuyến số đòi hỏi phải học và đạt được các trình độ kỹ năng mới. Hướng thứ ba là công nghệ truyền dẫn mới có các đối thủ cạnh tranh mạnh mẽ trong các lĩnh vực công nghệ tin học và công nghệ máy tính, có thể hấp dẫn đội ngũ kỹ thuật mới trong tương lai.

Các ưu điểm quyết định của vô tuyến số hơn vô tuyến tương tự là: Tính kinh tế, độ chống tạp âm tốt hơn, và các mạch chất lượng tốt hơn trên các khoảng cách dài. Cùng với việc tăng số lượng chuyển mạch số được lắp đặt trên khắp thế giới, người ta đạt được sự tiết kiệm lớn về chi phí vì không cần các mạch phức tạp và các mạch giao diện đắt tiền.

7.2 CÁC CHỈ TIÊU ĐẶC TRƯNG ĐỐI VỚI CÁC HỆ THỐNG VIBA SỐ

Độ đo chất lượng truyền dẫn của một đoạn số là số lượng xuất hiện các ký hiệu không phù hợp hoặc các lỗi. Các lỗi này có thể xuất hiện thông qua tạp âm nhiệt, nhiễu giữa các ký hiệu hoặc một số nhiễu bên ngoài tạo ra tạp âm xung v.v... Dù thế nào đi nữa các nguồn phải có một chỉ tiêu đặc trưng cho số lỗi cho phép xuất hiện đối với một hệ thống đang hoạt động đúng. Phần này tập trung vào các chỉ tiêu này và các điều kiện chúng thoả mãn.

Các lỗi xuất hiện đột ngột và có thể không phân bố ngẫu nhiên. Xuất hiện điều này vì trong các mạch băng gốc của máy phát và máy thu sử dụng các bộ trộn và giải trộn tự đồng bộ.

Một lỗi xuất hiện được nhân lên do mạch giải trộn đưa trở lại vào luồng bit băng gốc đi vào chưa trộn không bị lỗi. Điều này được biết như là ảnh hưởng mở rộng của lỗi. Ngoài ảnh hưởng mở rộng lỗi, các đột biến của lỗi có thể xuất hiện do tạp âm xung, thường đó là nguồn tạp âm tự nhiên. Sự xuất hiện các đột biến lỗi, phân bố rộng theo thời gian, có thể có ảnh hưởng đáng kể tới số lượng lỗi xuất hiện trong một chu kỳ và như vậy ảnh hưởng đến tỷ số lỗi bit trung bình, thực sự không ảnh hưởng trầm trọng đến các mạch hoạt động. Vì hậu quả của tình trạng này nên cần phải thiết lập một biện pháp thay thế xác định đặc tính lỗi, trực tiếp liên quan đến ảnh hưởng của các hướng khác nhau trong đó xuất hiện các lỗi đối với các dịch vụ được nói đến. Ví dụ, một dịch vụ có thể không nhạy cảm tới tỷ số lỗi nền thấp có phân bố ngẫu nhiên, nhưng nhạy đối với các đột biến lỗi như trường hợp các dịch vụ video. Có thể sử dụng các mã sửa sai để giải quyết các đột biến lỗi đơn hoặc nhỏ.

Ví dụ tình trạng ngược lại với các dịch vụ số liệu, thông thường trong đó thông tin tại nguồn được tập hợp lại và truyền đi trong các khối. Do có tính chất hệ thống của các bit điều khiển lỗi trong một khối nên đầu cuối số liệu thu kiểm tra tính chất hợp lệ của khối số liệu thu được và nếu các lỗi xuất hiện, thì nó yêu cầu nguồn phát lại cho khối vào. Với cách sắp xếp này, số lỗi thực ra không quan trọng và do đó nếu các lỗi xuất hiện thì các đột biến lỗi được thích

ứng hơn do sự giảm về số lần một khối được phát lại. Dĩ nhiên điều này làm tăng hiệu suất từ đầu đến cuối.

Có thể phân các nguồn lỗi thành tiên định và không tiên định. Các nguồn lỗi tiên định có thể là các nguồn tạo ra lỗi xuất phát từ tạp âm nhiệt, các ảnh hưởng xuyên âm và hiệu ứng truyền lan, trong lúc đó các nguồn lỗi không tiên định có thể là do sự không hoàn thiện của thiết bị, tạp âm điện và các tạp âm do con người.

Các chỉ tiêu đặc trưng chất lượng của CCIR (Báo cáo 930) xét trên đặc trưng của một đường truyền số chuẩn giả định là 2500 km (HDRP) hoặc bất kỳ một đoạn số ngắn hơn được xác định. Điều này được biểu thị trong các thành phần của hai tỷ số lỗi là chỉ tiêu gây không lỗi (EFS) và chỉ tiêu dựa trên đột biến lỗi. Trong nhiều hệ thống tỷ số lỗi tương đối cao, thì EFS giai đoạn ngắn hoặc chỉ tiêu đột biến lỗi sẽ có ý nghĩa nhất và sẽ xác định khoảng cách của bộ lặp. Chỉ tiêu tỷ số lỗi tương đối thấp sẽ đáp ứng đặc tính điều khiển trong phần lớn thời gian. Chỉ tiêu chất lượng chỉ trở nên đúng khi hệ thống được coi là có khả năng làm việc (như sẽ trình bày ở dưới đây). HRDP có thể tạo nên một phần của tuyến số nối quốc tế tương đối dài, xác định yêu cầu đặc tính đối với một tuyến nối chuẩn giả định tạo nên một phần mạng số đa dịch vụ (ISDN). Điều này được đưa vào tính toán các chỉ tiêu đặc trưng tỷ số lỗi đã cải biến được trình bày ở mục 7.3.3.

7.2.1. Tỷ số lỗi thấp

CCITT đã đề nghị một chỉ tiêu thiết kế tỷ số lỗi 10^{-10} trên km đối với hệ thống truyền dẫn nối số chuẩn giả định 25000 km. Đối với HRDP 2500 km cho một tỷ số lỗi $2,5 \times 10^{-7}$ trừ tác động của thiết bị ghép kênh. Trong các hệ thống viba số, tỷ số lỗi này sẽ phù hợp với tiêu chuẩn thiết kế hiện nay, đạt được đối với ít nhất là 99% thời gian. Do đó giá trị thấp của tỷ lệ lỗi khoảng 10^{-7} là thích hợp cho đường truyền dẫn số chuẩn giả định 2500 km. CCITT đã khuyến nghị là tỷ lệ lỗi bit đối với một đoạn bậc cao 25000 km trong đường chuẩn giả định dài nhất không lớn hơn 10^{-6} trong hơn 4% của tạp âm phút trong tháng bất kỳ.

7.2.2. Tỷ số lỗi cao

Khoảng thời gian mà tỷ số lỗi cao có thể vượt quá, làm ảnh hưởng rất lớn đến thiết kế một hệ thống. Một yêu cầu là tỷ số lỗi cao hơn không được vượt quá 0,01% của tháng bất kỳ đối với một mạch 2500 km, sẽ có tác động đến tính kinh tế của một hệ thống thực. Tuy vậy, một yêu cầu là tỷ số lỗi này không được vượt hơn 0,1% của tháng bất kỳ sẽ tạo nên một hệ thống kinh tế hơn,

nhưng người ta không so sánh một cách tùy tiện với các hệ thống viba số FDM-FM hiện có. Các số liệu mà nó được chấp nhận, cũng là phù hợp, ở một nơi nào đó trong hai cực trị này và là 0,054% của tháng bất kỳ khi sử dụng thời gian hợp thành một giây.

7.2.3. Chỉ tiêu giây không lỗi (EFS) trong một thời gian dài

Tỷ lệ lỗi bit (BER) không cho một đánh giá chính xác đặc tính của mạch số liệu trừ khi biết phân bố của lỗi. Tiêu chuẩn tỷ số lỗi của khối đánh giá tốt hơn, nhưng lại đòi hỏi về cỡ của khối số liệu và tốc độ số liệu, mà chúng lại thay đổi từ người sử dụng này sang người sử dụng khác.

Các chỉ tiêu EFS là một phương pháp trong đó có thể giải quyết được các giới hạn trên. CCITT đã công bố rằng đối với truyền đưa số liệu thì sẽ đạt tới mục tiêu EFS 95% đối với đoạn nối chuyển mạch nội hạt chuẩn giả định 25000 km, một giá trị 99,5% EFS đối với HRDP 2500 km là phù hợp. Thực tế đây không phải là mối tương quan đơn giản giữa đặc tính BER và đặc tính EFS trong thời gian dài đối với một hệ thống vô tuyến trong thời gian pha đình nhiễu tia, vì EFS là một hàm của tốc độ pha đình, trong lúc đó BER không phụ thuộc vào tốc độ pha đình.

7.2.4. Chỉ tiêu đột biến lỗi

Khi sử dụng với các thiết bị tách kênh số thì sự xuất hiện của các đột biến lỗi trong các hệ thống viba số dung lượng lớn sẽ gây ra các ảnh hưởng không mong muốn đối với mạng lưới. Do đó, CCIR đã công bố một giới hạn về kích thước cho phép và khoảng thời gian của các đột biến lỗi này, chủ yếu để điều khiển giai đoạn ban đầu của nhiều cuộc gọi được lấy ra trong mạng điện thoại. Hình 7.2 chỉ ra mục tiêu đột biến lỗi cho phép như đã đề xuất ở Báo cáo 930 của CCIR.

7.3. CÁC CHỈ TIÊU ĐẶC TÍNH LỖI

7.3.1. Đường truyền số chuẩn giả định (HRDP)

(Khuyến nghị 556 của CCIR)

Để xác định các chuẩn đặc tính lỗi của một hệ thống viba số, một điều cần thiết là phải hiểu định nghĩa đường truyền số chuẩn giả định. Điều này sẽ cho

một sự hướng dẫn để thiết kế thiết bị và các hệ thống sử dụng trong các mạng thông tin quốc tế. Độ dài của đường truyền đối với các hệ thống có tốc độ bit trên ghép số bậc thứ cấp (2048 kbit/s hoặc 1554 kbit/s) là 2500 km. HRDP được chỉ ra trên hình 7.3 và cũng chỉ ra sự cho phép đối với một hướng truyền dẫn, 9 bộ ghép kênh số tại mức phân bậc theo khuyến nghị của CCITT và bao gồm 9 đoạn vô tuyến số giống nhau liên tiếp cùng độ dài.

7.3.2. Các đoạn vô tuyến số (Khuyến nghị 556 của CCIR)

Một đoạn số bao gồm hai thiết bị đầu cuối vô tuyến liên tiếp và môi trường truyền dẫn liên kết giữa chúng, cung cấp toàn bộ các phương thức phát và thu giữa hai khung phân bố số liên tiếp. Do việc bổ sung các bit mào đầu kể cả trong thiết bị vô tuyến, nên tốc độ bit từng đoạn vô tuyến số có thể khác so với mức phân cấp do CCITT khuyến nghị hoặc khác so với việc ghép tổng hợp của nó.

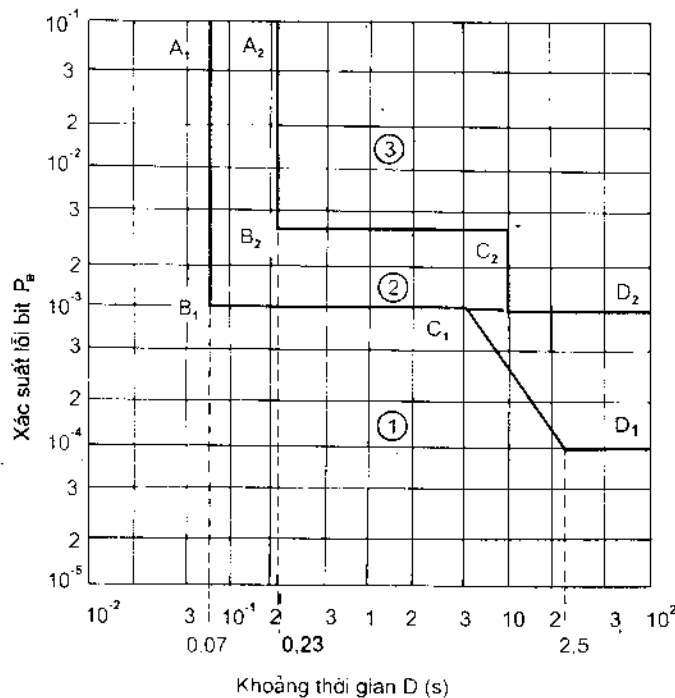
7.3.3 Các tỷ số lỗi bit cho phép

Do ảnh hưởng lan truyền và các ảnh hưởng khác, nên đặc tính tỷ lệ lỗi bit được biểu thị bằng ký hiệu thống kê là phần trăm thời gian. Trong khi thiết lập các chỉ tiêu BER, một số yếu tố khác được đưa vào xem xét, đó là độ đo lỗi bit yêu cầu trong một khoảng thời gian nhất định phụ thuộc vào độ lớn tỷ số lỗi do hiện tượng đột biến lỗi đó và cần phải đưa trượt vào tính toán. Điều đó có thể nói rằng, trong khi hoạt động bình thường, sẽ xuất hiện các khoảng chu kỳ tỷ số lỗi bit cao, chúng sẽ gây ra các gián đoạn ngắn, chủ yếu do các điều kiện truyền lan bất lợi làm giảm mức tín hiệu mong muốn hoặc tăng mức tín hiệu tạp âm. Có một quan điểm là các mục tiêu chất lượng đối với đoạn nối số quốc tế tạo nên một phần của mạng số liên kết đa dịch vụ (ISDN) đã được CCITT định rõ (Khuyến nghị G.821). HRDP tương ứng với mạch chỉ tiêu chất lượng bậc cao được định rõ trong Khuyến nghị G.821 của CCITT, nó cũng tạo nên một phần của ISDN và đối với nó CCITT đã xác lập một quy luật chia độ cho phép suy giảm tổng cộng của mạch số chuẩn giả định. Sự chia này là:

1. Ít hơn 0,00016%/km tương ứng với 25000 km của những khoảng thời gian 1 phút có tỷ lệ lỗi bit xấu hơn 10^{-6} (chỉ tiêu các phút suy giảm*).
2. Ít hơn 0,000128%/km, tương ứng với 25000 km của những khoảng thời gian 1 giây để có một số lỗi bất kỳ (tương đương với $(100 - 0,000128/\text{km})\%$ các giây lỗi (chỉ tiêu các giây lỗi trầm trọng*).

3. Ít hơn 0,05% của khoảng thời gian 1 giây để có một tỷ số lỗi xấu hơn 10^{-3} đối với HRDP 2500 km (chỉ tiêu các giây lỗi*).

* Xem mục 7.4.1.



Vùng (1): Các đột biến lỗi hạn chế trong vùng này sẽ có xác suất gây ra nhiều cuộc gọi rút ra có thể bỏ qua.

Vùng (2): Các đột biến lỗi mở rộng trong phạm vi này sẽ có xác suất xuất hiện nhiều cuộc gọi rút ra tăng lên và khả năng không chấp nhận được.

Vùng (3): Các đột biến lỗi mở rộng trong phạm vi này thường có xác suất xuất hiện nhiều cuộc gọi rõ không chấp nhận được.

$\left. \begin{array}{l} A1, B1, C1 \\ A2, B2, C2 \end{array} \right\}$ Các đường bao liên quan chỉ tiêu chất lượng tín hiệu gọi
 $\left. \begin{array}{l} C1, D1 \\ C2, D2 \end{array} \right\}$ Các đường bao liên quan chỉ tiêu chất lượng của chủ thể

Hình 7.2- Mục tiêu đột biến lỗi có thể.
(Theo Báo cáo 930-1, CCIR)

2. Các giây lỗi, trong đó BER lớn hơn 10^{-3} sẽ không đưa vào tính thời gian hợp thành.

3. Sự đóng góp từ thiết bị ghép số vào BER không có trong các chỉ tiêu đã công bố ở trên.

4. Khuyến nghị chỉ được ứng dụng khi hệ thống được coi là có khả năng làm việc. Hệ thống được coi là không có khả năng làm việc nếu xuất hiện một hoặc cả hai điều kiện sau trong khoảng ít nhất là 10 giây liên tiếp: tín hiệu bị gián đoạn (tức là mất đồng chỉnh hoặc định thời) và tỷ lệ lỗi lớn hơn 10^{-3} .

Khuyến nghị này bao gồm các thời kỳ BER cao hơn 10^{-3} , và nó vẫn còn dai dẳng trong các khoảng thời gian ít hơn 10 giây liên tiếp.

7.3.3.2. Các hệ thống thực

CCIR không có một chỉ tiêu nào cho các mạch thực, nhưng công nhận rằng các đường truyền sẽ khác cả về độ dài lẫn kết cấu so với HRDP và để tạo ra các chỉ tiêu kế hoạch đối với BER cho phép của các đường truyền, một điều thường xảy ra thực tế là các đường truyền đó có độ dài ngắn hơn so với HRDP. Công nhận rằng đối với các đường truyền thực có hai vấn đề:

1. Tìm một phương pháp chia các chỉ tiêu lỗi ra từng phần đối với các hệ thống dự định liên kết trong một tandem để tạo nên các đường truyền tương tự như HRDP.
2. Đưa vào tính toán việc đấu nối chuẩn giả định CCITT bao gồm ISDN.

Đối với bài toán thứ nhất, giả thiết lấy phương pháp chia ra từng phần các chỉ tiêu này dựa vào sự phụ thuộc thống kê trên đoạn bất kỳ của HRDP khi phải chịu pha đỉnh, như vậy cho phép xác định chỉ tiêu chất lượng HRDP bằng việc nhân các hàm mật độ xác suất của tất cả các đoạn. Trên cơ sở giả thiết rằng HRDP có BER nền bằng 10^{-7} thì BER của một đoạn ngắn hơn sẽ tốt hơn 10^{-7} . Nếu BER nền của HRDP có thể coi là tốt hơn 10^{-7} điều đó có thể thoả mãn để xác định đặc tính chất lượng của một đoạn ngắn hơn bằng cách chia ra từng phần tỷ số phần trăm nhỏ làm cho có thể vượt BER 10^{-7} . Có thể quyết định các chỉ tiêu này trên cơ sở lý giải tiếp theo do CCIR khi đề xướng các chỉ tiêu đặc trưng chất lượng của các tuyến thực đối với điện thoại FDM. Coi rằng HRDP bao gồm 9 đoạn vô tuyến mỗi đoạn dài 280 km có thể thích hợp đối với các tuyến viba thực có độ dài L:

1. Đối với $L < 280$ km:

a) $BER < 10^{-6}$ trong hơn $(280/2500) \times 0,4\%$ của tháng bất kỳ, thời gian hợp thành là một phút.

Còn $BER \geq 10^{-6}$ trong 0,045% của tháng bất kỳ.

b) $BER < 10^{-3}$ trong hơn $(280/2500) \times 0,054\%$ của tháng bất kỳ, thời gian hợp thành là 1 giây.

Còn $BER \geq 10^{-3}$ đối với 0,006% của tháng bất kỳ.

c) Tổng các giây lỗi sẽ không vượt $(280/2500) \times 0,32\% = 0,036\%$ của tháng bất kỳ.

2. Đối với $280 \text{ km} < L < 2500 \text{ km}$

a) $BER < 10^{-6}$ trong khoảng thời gian lớn hơn $(L/250) \times 0,4\%$ của tháng bất kỳ, thời gian hợp thành là một phút.

b) $BER < 10^{-3}$ trong khoảng thời gian lớn hơn $(L/2500) \times 0,054\%$ của tháng bất kỳ, thời gian hợp thành là một giây.

c) Tổng các giây lỗi sẽ không lớn hơn $(L/2500) \times 0,32\%$ của tháng bất kỳ.

7.4. ĐẶC TÍNH LỖI CỦA MỘT ĐOẠN NỐI SỐ QUỐC TẾ TẠO NÊN MỘT PHẦN CỦA ISDN (Khuyến nghị G.821 - CCITT: Các định nghĩa)

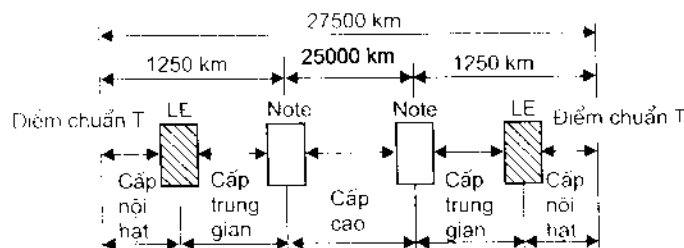
Khuyến nghị G.821 của CCITT giải quyết đặc tính lỗi của một đoạn nối số quốc tế tạo nên phần mạng số liên kết đa dịch vụ (ISDN). Điều đó được nói ở đây, nhằm đánh giá các chỉ tiêu HRDP và CCIR trong viễn cảnh riêng của chúng đối với các mạch quốc tế. Khuyến nghị này đã được đề xuất vì trong tương lai dự tính là các dịch vụ sẽ dựa trên khái niệm ISDN, yêu cầu để lưu thông hàng loạt các dịch vụ cùng với các dịch vụ thoại được coi là thích hợp nhất, đóng vai trò chính trong ISDN. Do khái niệm ISDN và vì các lỗi là nguyên nhân chủ yếu làm suy giảm các dịch vụ thoại thể hiện ở tiếng nói bị méo và ảnh hưởng tới các loại hình dịch vụ số liệu thể hiện ở thông tin không chính xác hoặc thông lượng giảm so với các chỉ tiêu chất lượng yêu cầu. Các chỉ tiêu này được công bố trong Khuyến nghị G.821 đối với mỗi hướng của chuyển mạch kênh 64 kbit/s sử dụng cho thông tin thoại hoặc là một "kênh mang" cho các dịch vụ loại hình số liệu. Đoạn nối chuyển mạch kênh 64 kbit/s giới thiệu là một đoạn nối chuẩn giả định toàn số (HRX) và được thể hiện trong hình 7.1. Nó bao gồm một độ dài tổng cộng 27500 km và bắt nguồn từ đoạn nối chuẩn giả định (HRX) thể hiện trên hình 7.5.

Vì các chỉ tiêu được hướng vào người sử dụng mạng lưới, đặc tính này được biểu thị bằng cách đưa ra phần lớn thông tin về các ảnh hưởng suy giảm

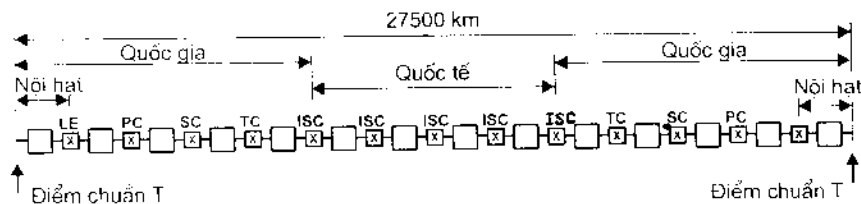
chỉ tiêu chất lượng trên các dịch vụ. Về các tham số đặc tính lỗi, chỉ tiêu đặc tính chất lượng được định nghĩa như sau:

"Phần trăm mỗi một khoảng thời gian T_0 của các khoảng thời gian trung bình trong đó tốc độ lỗi bit (BEF) lớn hơn giá trị ngưỡng. Phần trăm này được đánh giá trên một thời gian khá dài T_L ."

T_L được phân thành hai thành phần, đó là thời gian cho đoạn nối có khả năng hoạt động và thời gian khi đoạn nối không có khả năng hoạt động.



Hình 7.4- Phân ranh giới chất lượng mạch của HRX dài nhất
(Theo Khuyến nghị G.821, CCITT)



- Đường số
- LE - Chuyển mạch nội hạt đường số
- PC - Trung tâm chính chuyển mạch số
- SC - Trung tâm bậc hai
- Chú ý: Khuyến nghị I.411 (chỉ ứng dụng cho ISDN).
- ☒ Chuyển mạch số
- TC - Trung tâm bậc ba
- ISC - Trung tâm chuyển mạch quốc tế

Hình 7.5- Đoạn nối chuẩn giả định số (đường dài nhất) (HRX)
(Theo Khuyến nghị G.801, CCITT).

Các chỉ tiêu đặc tính nhằm đáp ứng 2 chức năng chính. Các chức năng này biểu thị đặc tính lỗi dự tính trong các điều kiện công tác thực, cho khách hàng của các mạng số quốc gia và quốc tế tương lai do vậy tạo thuận lợi cho việc đặt kế hoạch dịch vụ và thiết kế thiết bị đầu cuối, và thứ hai là để tạo một cơ sở để đưa ra các tiêu chuẩn đặc tính cho thiết bị và các hệ thống trong đường nối ISDN. Mặc dù các chỉ tiêu được diễn tả để phù hợp với các nhu cầu của các

dịch vụ khác nhau song trong công thức nguyên thủy thì hai nhóm khách hàng chủ yếu được đồng nhất. Các nhóm này là các khách hàng sử dụng điện thoại và sử dụng số liệu, công thức trình bày ở đây phản ánh điều đó. Các chỉ tiêu đặc trưng biểu thị sự dung hoà giữa mong muốn đáp ứng các nhu cầu dịch vụ và tính kinh tế kỹ thuật cần thiết để thực hiện các hệ thống truyền dẫn. Các chỉ tiêu đặc trưng diễn tả để phù hợp các nhu cầu của các dịch vụ thích hợp khác nhau, đồng thời cũng nhằm biểu thị mức chất lượng truyền dẫn đơn giản. Đặc trưng lỗi được xác định bằng các phút suy giảm chất lượng, các giây lỗi trầm trọng và các giây lỗi.

7.4.1. Các chỉ tiêu đặc trưng

7.4.1.1. Các phút suy giảm chất lượng

Phút suy giảm chất lượng là khoảng thời gian 1 phút trong đó BER trung bình xấu hơn 10^{-6} . Điều này có nghĩa rằng trong phút này đã xuất hiện ít nhất là 5 lỗi (giả sử 64 kbit/s). Chỉ tiêu đặc trưng được công bố dưới đây, dựa trên cơ sở khoảng thời gian trung bình 1 phút. Khoảng thời gian trung bình này và loại trừ các lỗi trong các giây lỗi nghiêm trọng xuất hiện trong khoảng thời gian một phút này có thể thừa nhận các quan hệ với các lỗi đột biến thường xuyên để đáp ứng phần chỉ tiêu đặc biệt này, nhưng các hiện tượng như vậy sẽ được điều khiển cục bộ bằng các chỉ tiêu giây lỗi trầm trọng.

7.4.1.2. Các giây lỗi trầm trọng

Giây lỗi trầm trọng là khoảng thời gian một giây, trong đó BER trung bình xấu hơn 10^{-3} (xem chú ý dưới), sao cho với tốc độ bit 64 kbit/s, sẽ có hơn 64 lỗi trong giây này.

Chú ý: Nhóm nghiên cứu XVIII, vấn đề 10 của CCITT đề nghị 10^{-4} là ngưỡng BER cho sự cố đối với đoạn nối ISDN.

7.4.1.3. Các giây lỗi

Giây lỗi là khoảng thời gian 1 giây trong đó xuất hiện ít nhất một lỗi bit.

Các chỉ tiêu đặc trưng đối với đoạn nối ISDN quốc tế được thể hiện trong bảng 7.1. Điều muốn nói là các đoạn nối ISDN quốc tế sẽ thoả mãn đồng thời tất cả các yêu cầu của bảng 7.1. Đoạn nối không đáp ứng được yêu cầu chỉ tiêu nếu một yêu cầu bất kỳ nào đó không thoả mãn. Một thể hiện khác của bảng 7.1 được cho trong bảng 7.2.

7.4.2. Phân chia toàn bộ các chỉ tiêu

Các chỉ tiêu cho trong bảng 7.1 và bảng 7.2 liên quan đến toàn bộ đoạn nối. Cần phải chia các chỉ tiêu này cho các đoạn kế tiếp nhau của chúng làm cơ sở cho các chỉ tiêu đặc trưng đối với thiết bị truyền dẫn và các hệ thống được sử dụng để hỗ trợ đoạn nối. Việc phân chia này sử dụng hai chiến lược khác nhau một ít. Một là có thể sử dụng cho các chỉ tiêu các phút suy giảm chất lượng và cho chỉ tiêu các giây lỗi, hai là có thể sử dụng cho các chỉ tiêu giây lỗi trầm trọng.

Bảng 7.1 Các chỉ tiêu đặc trưng của lỗi đối với đoạn nối ISDN

<i>Phân loại đặc trưng</i>	<i>Chỉ tiêu</i>
(a) (Các phút suy giảm chất lượng)(chú ý 1 và 2)	Ít hơn 10% các khoảng 1 phút có tỷ số lỗi xấu hơn 10^{-6} (chú ý 4).
(b) (Các giây lỗi nghiêm trọng)(chú ý 1)	Ít hơn 0,2% của các khoảng một giây có tỷ số lỗi xấu hơn 10^{-3} .
(c) (Các giây lỗi)(chú ý 1)	Ít hơn 8% các khoảng một giây có các lỗi bất kỳ (tương đương với 92% các giây không lỗi).

Chú ý:

- Thuật ngữ "các phút suy giảm chất lượng", "các giây lỗi trầm trọng" và "các giây lỗi" được sử dụng là "định tính" đặc trưng thuận lợi và sức tích chỉ tiêu chất lượng. Nói cách khác, cách dùng của nó không bao hàm về định lượng mức đặc trưng này.
- Đưa các khoảng thời gian một phút bằng cách loại trừ thời gian không có khả năng làm việc và các giây lỗi trầm trọng ra khỏi thời gian tổng và sau đó nhóm các giây còn lại liền nhau thành các khối 60. Các khoảng một giây cơ bản được đưa ra từ một mẫu thời gian cố định.
- Khoảng thời gian T_L trong đó định mức phân trăm đã không được xác định, vì khoảng thời gian có thể phụ thuộc vào ứng dụng. Khoảng thời gian một tháng bất kỳ được chấp thuận coi là một chuẩn.
- Với các lý do thực tế ở 64 kbit/s, 1 phút có 4 lỗi (tương đương với tỷ số lỗi $1,04 \times 10^{-6}$) thì không được coi là suy giảm chất lượng. Tuy nhiên điều này không ngụ ý giảm nhẹ chỉ tiêu tỷ số lỗi 10^{-6} .

7.4.2.1. Các nguyên lý chia thành từng phần và các chỉ tiêu lỗi

Việc chia thành từng phần dựa trên cơ sở sử dụng giả thiết các hệ thống truyền dẫn có chất lượng rơi vào một lớp bất kỳ trong ba lớp: hệ thống nội hạt, hệ thống bậc trung bình và hệ thống bậc cao (chú ý không phụ thuộc vào các hệ thống truyền dẫn đã được sử dụng). Nói chung cách dùng của chúng phụ thuộc

vào vị trí của chúng trong một mạng. Hình 7.4 chỉ ra sự phân ranh giới chất lượng mạch của HRX dài nhất. Không thể cho nó một sự xác định, tuy vậy có thể cho vị trí biên giới giữa các đoạn bậc trung và bậc cao của HRX. Chú ý 4 của bảng 7.3 sẽ làm rõ điểm này.

Bảng 7.2 Các chỉ tiêu biểu diễn thay thế

(a) Các phút suy giảm	Ít nhất là 90% của các khoảng 1 phút chất lượng có ≤ 4 lỗi (chú ý 1).
(b) Các giây lỗi trầm trọng	Ít nhất 99,8% các khoảng thời gian trầm trọng một giây có ít hơn 64 lỗi (chú ý 2).
(c) Các giây lỗi	Ít nhất 92% các khoảng 1 giây có 0 lỗi (chú ý 3).

Chú ý:

1. 4 lỗi trong một phút tương đương với $BER \approx 1 \times 10^{-6}$.
2. 64 lỗi trong một giây tương đương với $BER \approx 1 \times 10^{-3}$.
3. Khoảng thời gian hợp thành 1 giây đã chọn là nó biểu thị một khoảng thời gian đủ ngắn để người sử dụng số liệu có thể chọn để điều khiển lỗi.

Có ba sự phân loại chất lượng mạch đối với các hệ thống truyền dẫn như sau:

BẬC NỘI HẠT

Các hệ thống gắn vào dây giả thiết là hoạt động giữa các thuê bao và các tổng đài nội hạt (LE) và được đặc trưng bằng các hệ thống truyền dẫn tốc độ số thấp hoạt động ở tốc độ bit dưới các mức sơ cấp 2048 kbit/s hoặc 1564 kbit/s, trên một số loại cáp và môi trường truyền dẫn khác.

BẬC TRUNG BÌNH

Giả thiết các loại hệ thống này hoạt động giữa các tổng đài nội hạt (LE) và vượt sang phần đường nối quốc gia. Khoảng cách thực sự mà các hệ thống này bao phủ có thể coi là khác nhau giữa nước này và nước kia, nhưng hầu hết các trường hợp sẽ không vượt quá 1250 km. Ở các nước lớn thì khoảng cách này có thể chỉ đạt ở trung tâm chuyển mạch sơ cấp (PC), trong khi đó ở các nước nhỏ, thì khoảng cách này có thể xa trung tâm bậc hai, bậc ba hoặc trung tâm chuyển mạch quốc tế. Đối với hoàn cảnh này, các hệ thống truyền dẫn quy cho lớp này sẽ thay đổi về chất lượng, rơi vào giữa lớp bậc nội hạt và lớp bậc cao. Trong nhiều hệ thống sự thay đổi về chất lượng liên quan tới việc đặt kế hoạch và bảo dưỡng mạng lưới nhiều hơn so với sự khác nhau về bản chất trong thiết

kế hệ thống. Thông thường các hệ thống này làm việc với các tốc độ bit thấp, trung bình hoặc cao và sử dụng các môi trường truyền dẫn khác nhau.

BẬC CAO

Sử dụng các hệ thống này để thực hiện truyền dẫn trên tuyến truyền nối quốc gia đường dài và tuyến nối quốc tế. Thường thường các hệ thống như vậy hoạt động ở các tốc độ bit trung bình và cao sử dụng tất cả các loại môi trường truyền dẫn, như là vệ tinh, hệ thống viba tầm nhìn thẳng, sợi quang... Độ dài tổng cộng của HRX (27500 km) mà chỉ các hệ thống bậc cao mới tạo nên đoạn có ý nghĩa như vậy.

Sử dụng các giả thiết tổng quát sau đây cho chiến lược phân đoạn:

1. Phân chia thành từng phần tất cả chỉ tiêu cho các phần kế tiếp khác nhau của một đoạn nối, điều đó có nghĩa là phân chia "phần trăm thời gian" hoặc "phần trăm khoảng thời gian trung bình" cho phép không vượt các giá trị ngưỡng.
2. Việc phân chia đều các chỉ tiêu được sử dụng cho cả hai "phần trăm các phút suy giảm chất lượng" và "phần trăm các giây lỗi".
3. Không phân chia ngưỡng tỷ lệ lỗi, vì dự tính rằng đặc tính của các mạch thực tạo nên các phần của HRX bình thường sẽ quan trọng hơn so với ngưỡng phút suy giảm chất lượng.
4. Sự đóng góp lỗi do cả hai thiết bị chuyển mạch số và ghép kênh số được giả thiết là không đáng kể so với sự đóng góp của các hệ thống truyền dẫn.

Đối với các hệ thống viba tầm nhìn thẳng việc phân chia loại đặc tính "phút suy giảm chất lượng" thành những đơn vị nhỏ hơn có thể cần phân chia chỉ tiêu tỷ số lỗi cũng như phân chia "phần trăm thời gian" theo khoảng cách. Trong mục 7.3.3.2, người ta chấp nhận là chỉ phân chia "phần trăm thời gian". CCITT tuyên bố rằng đây là một mục tiêu nghiên cứu trong tương lai (Khuyến nghị G.821 của CCITT).

7.4.2.2. Chiến lược phân đoạn đối với các phút suy giảm chất lượng và các yêu cầu giây bị lỗi

Trong bảng 7.3 thể hiện việc phân thành từng đoạn sự suy giảm chất lượng cho phép, tức là 10% các phút suy giảm chất lượng và 8% các giây lỗi. Bảng 7.5 thể hiện các chỉ tiêu đặc trưng của mạch xuất phát.

7.4.2.3. Chiến lược phân chia thành từng phần đối với các giây lỗi trầm trọng

Việc phân bố tổng cộng 0,2% các giây lỗi trầm trọng được phân chia cho mỗi loại mạch như sau:

- a) 0,1% được phân chia cho 3 loại mạch thu tỷ lệ như nhau, như đã chấp nhận và thực hiện đối với 2 chỉ tiêu khác. Bảng 7.4 chỉ ra các kết quả của sự phân định này.
- b) 0,1% còn lại là hạn định khối cho các lớp bậc trung bình và bậc cao phù hợp với sự xuất hiện các điều kiện bất lợi của mạch thỉnh thoảng xảy ra đối với các hệ thống truyền dẫn (ý muốn nói tháng xấu nhất trong năm). Vì người ta đã xác định thống kê sự xuất hiện các ảnh hưởng tháng xấu nhất trong các đoạn nối khắp thế giới, người ta cho rằng các hạn định cho phép sau đây là phù hợp với tổng số 0,1% - 0,05% cho HRDP 2500 km đối với các hệ thống có thể sử dụng các đoạn nối bậc trung hoặc bậc cao, và 0,01% cho HRDP vệ tinh.

Toàn bộ các chỉ tiêu bậc cao được phân chia trên cơ sở độ dài, kết quả có thể được sử dụng theo quan niệm trên km phân định để đưa ra một phân định khối cho phép đối với các độ dài của hệ thống đặc biệt. Dựa vào bảng 7.5, các chỉ tiêu đặc trưng của mạng được đưa ra trong bảng 7.6.

Bảng 7.3 Phân bố các chỉ tiêu phút suy giảm chất lượng và các giây lỗi cho 3 loại mạch

Loại mạch	Phân bố các chỉ tiêu các phút suy giảm chất lượng và các giây lỗi đối với bảng 7.2
Bậc nội hạt (2 đầu cuối)	15% hạn định cho phép của khối tại mỗi đầu cuối (chú ý 1, 4, 5).
Bậc trung bình (2 đầu cuối)	15% hạn định cho phép của khối tại mỗi đầu cuối (chú ý 2, 4, 5).
Bậc cao	40% tương đương với đại lượng chấp thuận 0,0016%/km đối với 25000 km (chú ý 3, 6 và 7).

Chú ý:

1. Sự chia thành từng phần bậc nội hạt được coi là sự phân bố khối, tức là sự phân bố phần đầu nối đó mà không kể đến độ dài.
2. Sự chia thành từng phần bậc trung bình được coi là phân bố khối, tức là sự phân bố cho một phần mà không kể đến độ dài của đoạn nối. Độ dài thực bao trùm phần bậc trung bình của đoạn nối sẽ được coi là thay đổi tùy từng nước. Các hệ thống truyền dẫn trong lớp này biểu hiện một sự biến đổi trong hạ thấp chất lượng giữa các lớp khác.

3. Sự chia thành từng phần bậc cao trên cơ sở chiều dài, kết quả sử dụng quan niệm trên km phân định để đưa ra sự phân định khối cho một mô hình mạng xác định (ví dụ tuyến số chuẩn giả định).
4. Các đoạn bậc nội hạt và bậc trung cho phép bao trùm đến 1250 km khởi đầu của mạch bắt đầu từ điểm chuẩn T kéo dài trong mạng lưới.
5. Một số nhà chức trách xác định các phân bố khối cho các đoạn bậc nội hạt và bậc trung vì cần thiết trong phân bố phạm vi tổng cộng 30% cho một đầu nối bất kỳ của đoạn nối. Điều này cũng được sử dụng đối với các chỉ tiêu cho các bậc nội hạt và bậc trung trong bảng 7.4 .
6. Biết rằng đặc tính lỗi của thông tin vệ tinh không phụ thuộc nhiều vào khoảng cách nên sự phân bố khối 20% chỉ tiêu phút suy giảm chất lượng cho phép và giấy lỗi được phân phối cho HRDP vệ tinh đơn sử dụng trong đoạn bậc cao của HRX .
7. Nếu đoạn bậc cao của đường nối bao gồm một hệ thống thông tin vệ tinh và khoảng cách còn lại bao gồm trong phạm vi này lớn hơn 12500 km hoặc nếu phần bậc cao của một đoạn nối không qua vệ tinh lớn hơn 25000 km thì có thể vượt qua các mục tiêu của Khuyến nghị G.821. Việc xuất hiện các đoạn nối như vậy tương đối hiếm. Các nghiên cứu đang tiếp tục để tìm hiểu sâu sắc vấn đề này. Khái niệm khoảng cách tương đương của vệ tinh là bổ ích (độ dài đường truyền dẫn mặt đất tương đương). Trong mối quan hệ này và chú ý rằng dự tính giá trị nằm trong khoảng 10000 - 13000 km.

Bảng 7.4 Phân bố các giấy lỗi trăm trọng

Loại mạch	Phân bố các chỉ tiêu các giấy lỗi trăm trọng
Bậc nội hạt	0,015% hạn định cho phép của khối tại mỗi đầu cuối (xem chú ý 5 với bảng 7.3)
Bậc trung bình	0,015% hạn định cho phép của khối tại mỗi đầu cuối (chú ý 5 đối với bảng 7.3)
Bậc cao	0,04% (chú ý 1)

Chú ý:

1. Đối với các loại hệ thống truyền dẫn bao trùm loại bậc cao, mỗi phần bao gồm 2500 km có thể phân bố không lớn hơn 0,004%.
2. Đối với HRDP vệ tinh hoạt động trong phần bậc cao có một phân bố khối 0,02% các giấy lỗi trăm trọng (xem chú ý 6 đối với bảng 7.3).

7.4.3 Diễn giải các chỉ tiêu đặc tính lỗi đối với mạch nối ISDN quốc tế

Bảng 7.1 thể hiện các chỉ tiêu này đối với HRX 27500 km. Khuyến nghị G.821 của CCITT cung cấp một thuật toán trợ giúp diễn giải các chỉ tiêu của bảng 7.1. Thay thế cho thuật toán này là sự giải thích như sau:

Các phút suy giảm chất lượng, các giấy lỗi trăm trọng và các giấy lỗi được

giám sát trên một thời gian tổng cộng T_L . Như đã nói ở trước đây, giá trị của T_L là không định rõ, nhưng ứng với Khuyến nghị 594 của CCIR nó là một tháng (đặc tính lỗi của HRDP). Nếu T_u là thời gian không cho phép tổng cộng, cũng như định nghĩa ở trên. Ta có:

$$T_a = T_L - T_u \quad (7-1)$$

Ở đây T_a được tính bằng giây. Nếu S là số các khoảng một giây được tính chứa nhiều hơn 64 lỗi (các giây lỗi trầm trọng), S phải nhỏ hơn 0,2% của T_a . Vậy là:

$$100S/T_a < 0,2 \quad (7-2)$$

Các giây còn lại $T_a - S$ được nhóm lại thành từng khối 60. Số các khối M chứa hơn 4 lỗi (các phút suy giảm chất lượng), nhưng nhỏ hơn 10%:

$$100M < 10 \quad (7-3)$$

Trên khoảng T_L , ta tính số khoảng một giây chúng chứa ít nhất là một lỗi nhưng nhỏ hơn 64 lỗi (các giây lỗi). Tổng số các giây lỗi này E phải nhỏ hơn 8% của T_a :

$$100E/T_a < 8 \quad (7-4)$$

Bảng 7.5 Phân bố các chỉ tiêu các phút suy giảm chất lượng và các giây lỗi

<i>Loại mạch</i>	<i>Chỉ tiêu đặc tính ở 64 kbit/s</i>	
	% của các khoảng 1 phút với lớn hơn 4 lỗi (% các phút suy giảm)	% của các giây có 1 hoặc lớn hơn 1 lỗi (% các giây lỗi)
Bậc nội hạt hạn định cho phép của khối đối với mỗi đầu cuối	< 1,5	< 1,2
Bậc trung bình hạn định cho phép của khối cho mỗi đầu cuối	< 1,5	< 1,2
Bậc cao với 25000 km	< 4,0	< 3,2

7.4.4. Ví dụ nghiên cứu tư liệu giới thiệu trong mục 7.4

Xét một mạch chuẩn giả định 1200 km trong đó tất cả các đoạn đường trực là bậc cao. Các mạch được sử dụng trong hệ thống này gồm các hệ thống phân bố nội hạt, các hệ thống truyền dẫn phản hồi xuất phát từ một nút phân

bố (DN) số liệu của khách hàng đến một nút truy nhập trung kế chính (TAN), và các tuyến trung kế giữa các TAN. Xác định các chỉ tiêu đặc tính lỗi đối với hệ thống này trên cơ sở Khuyến nghị G.821 của CCITT và đo ở 64 kbit/s. Các chỉ tiêu được nghiên cứu từ mục 7.4.4.1 đến 7.4.4.4.

7.4.4.1. Các phút suy giảm chất lượng

Từ bảng 7.5 tiến hành các phân bố như sau:

CÁC MẠCH NỘI HẠT

Các mạch này bao gồm các mạch phân bố nội hạt.

Hạn định cho phép đối với mỗi đầu cuối < 1,5%

(Hạn định cho phép của khối).

CÁC MẠCH BẬC TRUNG BÌNH

Hạn định cho phép đối với mỗi đầu cuối < 1,5%

(Hạn định cho phép của khối).

CÁC MẠCH BẬC CAO

Các mạch này bao gồm các mạch đường trục và các mạch vô tuyến và hạn định cho phép dựa trên cơ sở độ dài của mạch. Như bảng 7.5 chỉ ra, 4 hạn định là cho 25000 km (xem hình 7.4). Như vậy đối với 1200 km, thì hạn định cho phép này sẽ ít hơn:

$$(1200/25000) \times 4\% = 0,192\%$$

Bảng 7.6 Phân bố phần trăm đối với các chỉ tiêu một phút và các giây đối với các hệ thống bậc cao

Độ dài hệ thống bậc cao, km	Chỉ tiêu đặc tính của mạng lưới ở 64 kbit/s	
	% các khoảng một phút có > 4 lỗi (% các phút suy giảm chất lượng)	% các giây có một hoặc hơn một lỗi (% các giây lỗi)
280	< 0,0448	< 0,03584
420	< 0,0672	< 0,05376
2500	< 0,4	< 0,32

7.4.4.2. Các giây lỗi

CÁC MẠCH NỘI HẠT

Hạn định cho phép đối với mỗi đầu cuối < 1,2% phân bố của khối.

CÁC MẠCH BẬC TRUNG BÌNH

Hạn định cho phép đối với mỗi đầu cuối $< 1,2\%$ phân bố của khối.

CÁC MẠCH BẬC CAO

Hạn định cho phép từng đoạn trong trường hợp này cho trong bảng 7.5 là ít hơn $3,2\%$. Như vậy đối với 1200 km, sự phân chia thành từng đoạn trở nên ít hơn: $(1200/25000) \times 3,2\% = 0,154\%$.

Bảng 7.7 Các chỉ tiêu đặc tính lỗi đối với ví dụ trong mục 7.4

	<i>Phân bố nội hạt</i>	<i>Đường trở lại</i>	<i>Trung kế sơ cấp (cáp)</i>	<i>Trung kế sơ cấp (Sóng μ)</i>
Độ dài đường truyền dẫn mẫu (km)	Hạn định cho phép theo khối	Hạn định cho phép theo khối	600	600
% các phút suy giảm	$< 1,5$	$< 1,5$	$< 0,096$	0,096
% các giây lỗi	$< 1,2$	$< 1,2$	$< 0,077$	$< 0,077$
% các giây lỗi trăm trọng	$< 0,015$	$< 0,015$	$< 0,00096$	$< 0,0012$

Chú ý:

Ghi chú 5 của bảng 7.3 nói rằng các nhà chức trách có thể phân phối hạn định cho phép của khối đối với các mạch nội hạt và bậc trung bình của đoạn nối cần phải nằm trong phạm vi tổng hạn định cho phép 30% cho mỗi đầu cuối của đoạn nối. Ghi chú này cũng sử dụng cho bảng 7.4. Điều này có nghĩa là các hạn định cho phép của khối được áp dụng trong ví dụ của mục 7.4.4 và cho trong bảng 7.7 là các giá cực đại đối với các phút suy giảm và các giây lỗi.

7.4.4.3. Các giây lỗi trăm trọng

Từ bảng 7.4 các sự phân chia từng đoạn như sau:

CÁC MẠCH NỘI HẠT

Hạn định cho phép $< 0,015\%$ hạn định cho phép của khối.

CÁC MẠCH BẬC TRUNG BÌNH

Hạn định cho phép $< 0,015\%$ hạn định cho phép của khối.

CÁC MẠCH BẬC CAO

Hạn định cho phép từng đoạn trong trường hợp này cho trong bảng 7.4, dựa trên cơ sở đoạn trung kế HRX 25000 km. Đối với 1200 km thì hạn định cho phép được lấy theo tỷ số, tức là: $(1200/25000) \times 0,04 = 0,00192\%$.

Nếu tuyến trung kế là hệ thống vô tuyến chuyển tiếp, thì sự chia thành từng đoạn đối với 25000 km sẽ là 0,05% và hạn định cho phép sẽ nhỏ hơn:

$$(1200/25000) \times 0,05 = 0,0024\%$$

7.4.4.4. Tóm tắt

Bảng 7.7 chỉ ra một sự tóm tắt các kết quả ở trên một cách đơn giản. Bây giờ các mạch bậc cao được giả thiết là 600 km. Điều này có nghĩa là đối với các mạch bậc cao các con số được tính toán ở trên giảm đi một nửa.

7.5. TÍNH KHẢ DỤNG

Tính khả dụng được thể hiện theo phần trăm của thời gian là khả năng của một thành phần (thiết bị) thực hiện một chức năng yêu cầu, về phương diện độ tin cậy nó là chỗ dựa của khả năng bảo dưỡng, và bảo dưỡng/hậu cần. Trong mạng tương tự, sử dụng các chỉ tiêu khả dụng chủ yếu làm các tham số thiết kế hệ thống. Trái lại, trong một mạng thông tin số, các chỉ tiêu khả dụng được sử dụng là các tham số đặc trưng của mạng, và cùng với các chỉ tiêu chất lượng đã trình bày trong mục 7.2 đến 7.4 bao gồm các chỉ tiêu đặc trưng tổng cộng của một hệ thống. Để thiết lập các chỉ tiêu khả dụng, các điều kiện để tạo ra một dịch vụ cần phải xác định khả năng không thể liên kết của hệ thống. Một dịch vụ được coi là không có khả năng cho người sử dụng khi các mức đặc trưng của nó không đủ để truyền thông tin một cách dễ hiểu. Mức đặc trưng này sẽ thay đổi tùy thuộc vào người sử dụng và do đó cần phải đánh giá các yếu tố làm giảm chất lượng truyền dẫn số. Có 6 tham số truyền dẫn có thể sử dụng để đánh giá đặc tính chất lượng. Đó là BER, các gián đoạn ngắn, thời gian trễ, trượt, trôi và tạp âm lượng tử BER và các sự gián đoạn ngắn là các chỉ số chính về độ không khả dụng. Đó là vì trôi và trượt sẽ gây ra các lỗi và các gián đoạn ngắn trong mạng lưới, còn thời gian trễ và tạp âm lượng tử là các đại lượng cố định liên quan trong một đoạn nối bất kỳ. Hiện nay các dịch vụ thoại chiếm số phần trăm lớn nhất trong tất cả các dịch vụ thông tin. Chúng được coi là mạnh hơn so với các dịch vụ khác, khoan dung hơn đối với các lỗi bit và các gián đoạn ngắn. Vì lẽ đó, các dịch vụ thoại có thể được sử dụng để biểu thị mức đặc trưng tối thiểu đối với đặc tính khả dụng của một đoạn nối. Tính khả dụng của một đoạn nối thay đổi tùy vào các nhà chức trách nhưng nếu chọn chỉ tiêu tính khả dụng tối thiểu 99,8% thời gian trong khoảng 3 tháng bất kỳ có không quá 30 lần gián đoạn thông tin trong thời gian đó, thì mạng thông tin được coi là có mức độ dịch vụ rất tốt. Khi đo đặc tính lỗi của mạng, giả thiết rằng tín hiệu kiểm tra có mặt trong toàn bộ thời gian đo T_L . Trong các thời kỳ khi không có

tín hiệu kiểm tra, hoặc tín hiệu kiểm tra suy giảm đến nỗi làm cho mạch không thể thông tin được, phép đo bị đình chỉ và có thể nói mạch không thể làm việc. Do đó các khoảng thời gian không khả dụng không được tính trong các phép tính phần trăm.

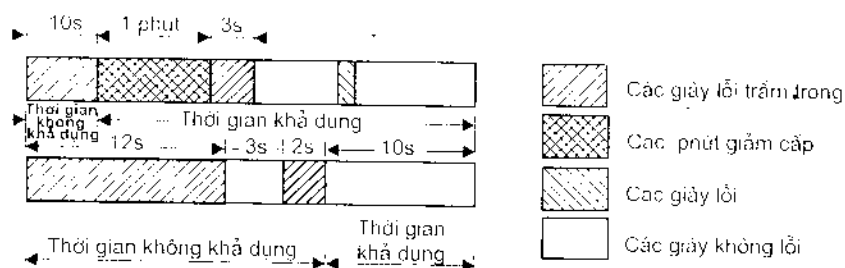
Có hai loại không khả dụng khác nhau. Đó là:

1. Mạch kiểm tra không khả dụng, ngay tức khắc thiết bị phát hiện lỗi mất đồng bộ với bất cứ lý do nào và mạch kiểm tra, khả dụng đồng bộ được khôi phục lại ngay.
2. Một khoảng thời gian không thể làm việc được bắt đầu khi BER trong mỗi một giây là xấu hơn 10^{-3} trong khoảng thời gian 10 giây liên tiếp; 10 giây này có thể coi là thời gian không làm việc được. Khoảng thời gian không làm việc được kết thúc khi BER trong mỗi giây tốt hơn 10^{-3} trong khoảng thời gian 10 giây liên tiếp; 10 giây này được coi là thời gian có khả năng làm việc (Khuyến nghị G.821 của CCITT). Hình 7.6 giúp giải thích định nghĩa này, với một số cách có thể ghi khoảng thời gian không làm việc. Chú ý rằng các phút suy giảm chất lượng bình thường có một số giây không lỗi.

Khái niệm tính không khả dụng của CCIR đối với một tuyến nối số chuẩn giả định (HRDP) đưa ra trong Khuyến nghị 557 của CCIR. Khi ít nhất một hướng truyền dẫn xuất hiện hoặc cả hai điều kiện sau trong ít nhất 10 giây liên tiếp: tín hiệu số bị gián đoạn (tức là mất đồng chỉnh hoặc mất tín hiệu định thời gian); tỷ số lỗi lớn hơn 10^{-3} . Khuyến nghị cũng đi đến xác nhận rằng, khi đánh giá tính không khả dụng tất cả các nguyên nhân bao gồm trong đó là tiên đoán thống kê, không tiên định và tạo nên do thiết bị vô tuyến, sự cấp nguồn, truyền lan, thiết bị phụ trợ và hoạt động của con người. Đánh giá tính không khả dụng bao gồm cả việc xét đến thời gian hồi phục trung bình.

Giá trị của chỉ tiêu tính khả dụng đối với HRDP 2500 km là 99,7% thời gian, số phần trăm để vượt một khoảng thời gian đủ dài là có giá trị thống kê; thời gian này có thể lớn hơn một năm. CCIR (Khuyến nghị 557) chấp nhận giá trị 99,7% là giá trị tạm thời và trong thực tế các chỉ tiêu đã chọn có thể rơi vào trong khoảng 99,5 - 99,9%. Việc chọn giá trị đặc trưng trong khoảng này phụ thuộc vào vị trí tối ưu của thời gian gián đoạn thông tin số. Các nguyên nhân khác nhau không thể cùng giống nhau khi các điều kiện cục bộ như truyền lan, quy mô địa hình, phân bố dân cư, tổ chức bảo dưỡng được đưa vào xem xét để tính toán. Tính khả dụng của các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp chỉ là một trong nhiều khía cạnh đảm bảo cấp độ chấp nhận các dịch vụ thông tin thoại;

có thể tiến hành chọn giá trị tối ưu đối với khía cạnh đặc biệt này bằng cách chỉ coi rằng tất cả các hệ thống thông tin hiện có hoặc được thiết kế trong mạng lưới đang nghiên cứu. Vì vậy, các nhà chức trách có thể chọn các giá trị chỉ tiêu khả dụng khác nhau cho các cơ quan lập kế hoạch của họ sử dụng, trong tháng trên 99,5 – 99,9%. Tính khả dụng của các thiết bị ghép kênh không có trong khoảng các số liệu đặc tính khả dụng trích dẫn. Sự khác nhau giữa các định nghĩa của CCIR và CCITT chỉ là: Khuyến nghị 557 của CCIR có cả các sự gián đoạn (bao gồm mất đồng chỉnh và thời gian định thời) là các sự phân bố với các khoảng thời gian không làm việc được. Các khoảng thời gian biệt lập của BER không chấp nhận được kéo dài ít nhất 10s, CCITT coi là các khoảng thời gian đặc trưng hư hỏng (các giây lỗi trầm trọng) trong thời gian có thể công tác, chúng không đóng góp vào tổng thời gian không thể công tác. Như vậy các gián đoạn do chuyển mạch bảo vệ bình thường sẽ không đóng góp vào đặc tính không khả dụng.



Hình 7.6- Ví dụ về các dãy chứa thời gian khả dụng

Báo cáo 445-3 của CCIR coi rằng tính khả dụng của một hệ thống viba có thể được mô tả bằng các thành phần gián đoạn. Một gián đoạn là một thời kỳ trong đó toàn bộ hoặc một phần tín hiệu bị mất do tạp âm quá mức, hoặc tín hiệu bị gián đoạn hoặc méo trầm trọng. Có hai loại có thể xuất hiện trong hệ thống viba. Đó là các sự gián đoạn dài có thể kéo dài từ 10s cho đến 1 giờ, xuất hiện một lần/một tuần, hoặc chỉ một lần/một năm, và các sự gián đoạn ngắn là khá thường xuyên. Chúng có thể kéo dài từ vài phút cho đến một phần rất nhỏ của giây, nhưng chúng có thể xuất hiện vài lần một giờ đối với một số trường hợp. Có hai loại gián đoạn có tầm quan trọng khác nhau khi xét tới tính khả dụng của hệ thống. Đối với các gián đoạn dài, các tham số cần phải xác định là thời gian trung bình giữa các gián đoạn, sao cho chúng không xuất hiện quá thường xuyên và tổng số đứt đoạn thông tin trên một chu kỳ một năm. Điều này đảm bảo là tính khả dụng của một hệ thống là thích hợp và khoảng trung

biên của một gián đoạn nếu nó xuất hiện sẽ không quá dài. Đối với các gián đoạn ngắn các tham số yêu cầu phải xác định là: tỷ số xuất hiện đo trên cơ sở một giờ, tổng thời gian gián đoạn thông tin từ đầu đến cuối tháng xấu nhất, và khoảng thời gian của các gián đoạn ngắn này. Chúng sẽ được xác định bằng thống kê. Trong mục 7.6.2 sẽ xét tiếp một số điểm đặc biệt của một phân bố chỉ tiêu.

7.5.1. Các nguyên nhân không khả dụng

Có thể có hai lý do tạo ra các yếu tố ảnh hưởng tới tính khả dụng của ISDN và kể cả mạch nội quốc tế trong HRX, điều đó trả lời tại sao CCITT cho đến nay vẫn chưa cho một chỉ tiêu tính khả dụng tổng quát. Khuyến nghị CCIR, không nói đến tính khả dụng của thiết bị ghép số, hạn chế đối với các dịch vụ viba cố định và do đó có thể cho một giá trị dễ biểu thị hơn đối với hiện thực. Các nguyên nhân không khả dụng trong các hệ thống viba có thể phân thành ba loại. Đó là:

1. Các pha đình sâu hoặc giao thoa không chấp nhận được do các điều kiện truyền lan bất lợi trên các đường truyền vô tuyến.
2. Thiết bị có sự cố hoặc hỏng.
3. Sự tác động của con người có thể lớn hơn so với hai yếu tố trên cộng lại.

Các pha đình sâu gây ra nhiều lớn hơn một giới hạn nhất định. Điều này có thể do hiện tượng ống dẫn và thường xảy ra trong một thời gian quá dài như tiêu hao mưa quá mức chủ yếu là do mưa rào và trong một số trường hợp là do tuyết rơi dày. Pha đình gây ra các gián đoạn ngắn. Các gián đoạn do các sự cố thiết bị gây ra có thể do sự giảm phẩm chất của thiết bị vô tuyến, bao gồm cả các thiết bị điều chế và giải điều chế, cũng như các thiết bị phụ trợ như thiết bị chuyển đổi mạch, thiết bị cấp nguồn sơ cấp và sự cố của anten hoặc phidơ.

7.5.2. Chỉ tiêu khả dụng từ đầu cuối này tới đầu cuối kia

Xét một khoảng chỉ tiêu khả dụng 99,5 - 99,9% đã được khuyến nghị trong Khuyến nghị 557 của CCIR. Nếu chọn 99,5% cho một hệ thống và độ dự trữ 0,3% cho phép các đứt đoạn thông tin xảy ra do các lỗi của con người thì chỉ tiêu khả dụng đối với các mục đích thiết kế hệ thống là 99,8% từ đầu cuối này tới đầu cuối kia. Nếu giảm nhỏ phạm vi ảnh hưởng của con người bằng cách trang bị mạng lưới tự động, không cần bất cứ một sự hiệu chỉnh nào đối với các thiết bị lắp đặt hiện có thì có thể bỏ 0,3% độ dự trữ này đối với các nguyên nhân tác động chưa biết làm đứt đoạn thông tin do ảnh hưởng của con người, Báo cáo 445-3 của CCIR cho tính khả dụng A% là:

$$A = 100 - (2500 \times 100/L) \times [(T_1 + T_2 - T_b)/T_s] \quad (7-5)$$

Ở đây: A - Tính khả dụng tính bằng phần trăm đối với 2500 km.

L - Độ dài kênh của một đường vô tuyến đang xét.

T_1 - Thời gian gián đoạn tổng cộng ít nhất là trong 10 giây liên tiếp đối với một luồng thông tin.

T_2 - Thời gian gián đoạn tổng cộng ít nhất là trong 10 giây liên tiếp đối với hướng truyền dẫn kia.

T_b - Gián đoạn song hướng ít nhất là trong 10 giây liên tục

T_s - Khoảng thời gian nghiên cứu.

Đối với truyền dẫn không có hướng, $T_2 = 0$ và $T_b = 0$. Tính khả dụng và không khả dụng có thể được tính trên cơ sở giống như trên. Chú ý rằng đối với các mạch ngắn, thì tính không khả dụng không tuân theo phương pháp cộng tuyến tính và cần phải xác định một giá trị tối thiểu đối với tham số L. Đối với các mạch bậc cao, thì giá trị 280 km trích dẫn trong Báo cáo 930 của CCIR có thể phù hợp.

Các số liệu đo được về tính khả dụng đối với các mạch thực chứng tỏ chúng có phân bố rộng; số liệu đáng tin cậy về tính khả dụng thực tế được đánh giá có thể chỉ là một giá trị trung bình của một số lớn các số liệu thu thập được từ nhiều tuyến vô tuyến chuyển tiếp trong một thời gian đủ dài.

7.5.3. Sự phân chia thành từng phần không khả dụng

Mục 7.4 đã mô tả sự phân chia thành từng đoạn các tỷ lệ lỗi, điều đó cũng có thể sử dụng để phân chia thành từng phần không khả dụng cho các phần tử của mạng lưới riêng biệt. Chọn 99,8% như với ví dụ trong mục 7.5.2, giá trị cho phép đối với tính không khả dụng, gồm cả tác dụng của con người là 0,2% thời gian. Con số này biểu thị tổng tất cả các phần không khả dụng đối với các mạch phân bố nội hạt, tuyến sau và các dạng khác nhau của hệ thống trung kế sơ cấp. Vì các tuyến trung kế mang lượng thông tin lớn nhất cho nên dự tính rằng các số liệu không khả dụng đối với mạch này thấp hơn so với các tuyến sau hoặc các mạch nội hạt. Tuy vậy vì các độ dài mạch của chúng thông thường dài hơn nhiều so với các tuyến sau hoặc các mạch nội hạt, nên giá trị không khả dụng có thể lớn hơn hoặc bằng các mạng trên. Các hệ thống sợi quang và các hệ thống cáp đồng trục dự tính phải có độ không khả dụng thấp hơn so với các hệ thống viba tần số cao do không có ảnh hưởng truyền lan như pha đình nhiễu tia... Phân phối độ không khả dụng đối với cáp sợi quang 600 km đường trục

chính, có thể chọn là 0,030%, trong lúc đó, đối với một hệ thống viba tần số cao 600 km người ta chọn là 0,060%. Dĩ nhiên số liệu này phụ thuộc vào các yếu tố như khí hậu, địa hình, tần số công tác... Các hệ thống truyền dẫn phía sau dự tính có phân phối độ không khả dụng 0,0225% cho mỗi một đầu cuối và các mạng phân bố nội hạt thì phân phối tương đối cao 0,0325%. Thường sự cố chủ yếu là do mạng phân bố nội hạt vì do giao tiếp với người sử dụng. Phân phối của mạng phía sau về mạng nội hạt phụ thuộc vào độ dài của chúng hoặc phụ thuộc vào các yếu tố như số người sử dụng phục vụ cho mạng nội hạt. Mục đích của phân phối độ không khả dụng là để cho phép ấn định các phần tử của mạng sao cho chỉ tiêu tính khả dụng từ đầu cuối này đến đầu cuối kia sẽ đáp ứng cho toàn bộ hệ thống. Lấy một ví dụ đối với một mạch viba trực chính 600 km, phân phối 0,060% có thể phân tiếp làm hai phần. Một phần là cho các gián đoạn thông tin do truyền lan và phần kia cho các sự cố thiết bị. Tỷ số phần phân chia nhỏ đó là một số tùy ý hoặc là dựa vào số liệu tin cậy dự tính đối với thiết bị. Phân tích độ tin cậy có thể chấp thuận là vấn đề bảo vệ độ dư để đáp ứng lượng phân phối tổng cộng cho hệ thống vô tuyến. Phân phối độ không khả dụng do sự cố thiết bị là một phần nhỏ của sự phân phối độ không khả dụng của vô tuyến chuyển tiếp, bằng cách bỏ độ dư trữ tương đối lớn đối với sự gián đoạn thông tin do truyền lan. Mặt khác, chấp thuận rằng thiết bị càng tin cậy thì sự phân phối chủ yếu cho các ảnh hưởng truyền lan.

7.5.4. Đặc tính lỗi và các chỉ tiêu khả dụng đối với các hệ thống viba số bậc nội hạt

Báo cáo 1053 của CCIR cho rằng: nói chung việc sử dụng các thiết bị truyền dẫn mạng nội hạt và một phần hệ thống vô tuyến chuyển tiếp trong ISDN đã khuyến nghị đặc tính lỗi và các chỉ tiêu tính khả dụng đối với mạch HRX giữa thuê bao và chuyển mạch nội hạt. Một phần các khuyến nghị này là:

1. $BER \leq 10^{-3}$ trong hơn A% của tháng bất kỳ với thời gian hợp thành một giây, giá trị đề nghị A nằm trong khoảng 0,005 - 0,015.
2. $BER \leq 10^{-6}$ trong hơn B% của tháng bất kỳ với thời gian hợp thành một phút, giá trị B đề nghị trong khoảng 0,5 - 1,5.
3. Tổng các giây lỗi $\leq C\%$ của tháng bất kỳ. Giá trị C đề nghị trong khoảng 0,4 - 1,2.
4. Tỷ lệ lỗi bit dư (RBER) là tỷ lệ lỗi bit của hệ thống khi không có pha dính và nhiễu ngẫu nhiên, nhưng lại bao gồm nhiễu dài xuất hiện do các nguồn trong các tầm nhìn thẳng của máy thu bị tạp âm và thông

thường là thấp về mức và không đổi về giá trị, sẽ không lớn hơn D. Giá trị D được đề nghị trong khoảng 10^{-7} đến 10^{-10} .

5. Độ không khả dụng tổng do tất cả các nguyên nhân của một hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số song hướng sử dụng trong cấp nội hạt của ISDN sẽ không vượt E% trung bình trong F năm. Giá trị E có thể nằm trong khoảng 0,08 đến 1 và $F > 1$.

BER dư hoặc RBER là tỷ số lỗi bit đã biết đối với tỷ số lỗi trung bình khi không có pha đỉnh và gồm cả sự phân phối với các lỗi không phối hợp của hệ thống, các ảnh hưởng của môi trường và sự hoá già và các nhiễu thời gian dài. Giá trị 5×10^{-9} đối với RBER được coi là phù hợp với Khuyến nghị 634 của CCIR đối với một mạch bậc cao 2500 km. Như vậy có thể xuất phát từ các chỉ tiêu đặc trưng dựa vào giả thiết đã biết các thống kê của lỗi khác nhau một giá trị phù hợp với giá trị về mặt lý thuyết.

Với khoảng cách $L < 2500\text{km}$, $RBER \leq (5 \times 10^{-9}) \times L/2500$
 đối với $280 \leq L < 2500 \text{ km}$.

7.6. ĐẶC TÍNH CÁC GIẤY KHÔNG LỖI

Khuyến nghị G.821 của CCITT đối với 27500 km HRX chỉ rõ các chỉ tiêu đặc trưng của lỗi ít hơn 8% của các khoảng một giây là có các lỗi bất kỳ, ở đó mỗi giây lỗi là khoảng thời gian của một giây trong đó ít nhất một lỗi bit xuất hiện. Điều này dẫn đến khái niệm các giây không lỗi (EFS), là tình trạng ở đó với 98% thời gian không có các lỗi hoặc các giây bị lỗi. Nếu đưa ra HRDP tương đương như đã trình bày ở mục 7.3.3 thì con số này sẽ giảm đến 95%. Khuyến nghị 594 của CCIR chỉ đưa vào tính toán hệ thống vô tuyến có số các giây lỗi $\leq 0,32\%$ hoặc ít hơn trong tháng bất kỳ. Điều này đã được đề cập trong mục 7.3.3.1, có nghĩa rằng chỉ tiêu các giây không lỗi đối với một tháng bất kỳ ít nhất là 99,68% đối với HRDP 2500 km. Trong đoạn này chúng ta sẽ chú ý đưa ra một bộ tương đương các chỉ tiêu BER đầu cuối này đến đầu cuối kia có đặc tính không lỗi này đối với một mạch nối hai đường 64 kbit/s. Các chỉ tiêu BER sẽ lấy dạng:

Tốt hơn 10^{-6} đối với x% thời gian

Tốt hơn 10^{-5} đối với y% thời gian

Tốt hơn 10^{-3} đối với z% thời gian

Sự chuyển đổi giữa BER và phần trăm các giây không lỗi (% EFS) đòi hỏi phải xét sự phân bố các lỗi, là một quan hệ phụ thuộc dễ dàng. Không có một

công thức chung, đơn giản nào luôn có giá trị. Để hiểu quá trình này hãy xét một số phân bố lỗi giả thiết cùng với các phép nội suy khác nhau.

7.6.1. Phân bố nhị thức

Phân bố nhị thức là một phân bố mô tả một trạng thái mà một bit thông tin bị lỗi hoặc không lỗi. Nếu số các lỗi được cho bằng BER, hoặc xác suất lỗi P_e , thì xác suất không xuất hiện một lỗi là $(1 - P_e)$. Nếu một kênh thông tin mang thông tin có tốc độ bit bằng r_b thì sau một khoảng thời gian t , số bit thu được sẽ là $r_b t$ và xác suất có n bit bị lỗi là $P(n)$ cho bởi phân bố nhị thức:

$$P(n) = C_n^{r_b t} P_e^n (1 - P_e)^{r_b t - n} \quad (7-6)$$

Ở đây:

$$C_n^{r_b t} = (r_b t)! / [n!(r_b t - n)!]$$

Xác suất để được ít nhất E lỗi trong $r_b t$ bit cho bởi:

$$P(E) = \sum_{n=E}^{r_b t} P(n) \quad (7-7)$$

Xác suất không lỗi xuất hiện tại thời điểm $t = 1$ giây, n là tập không lỗi và phương trình (7-6) trở nên:

$$P(0) = (1 - P_e)^{r_b} \quad (7-8)$$

Như vậy phần trăm các giây không lỗi cho bởi:

$$\%EFS = 100 (1 - P_e)^{r_b} \quad (7-9)$$

Có thể nói rằng phân bố Poisson mô tả sự xuất hiện các biến cố biệt lập trong một miền liên tục. Như vậy, nếu r_b lớn và P_e bé, thì có thể coi các lỗi như là các biến cố biệt lập và phân bố nhị thức qui thành phân bố Poisson, ở đây:

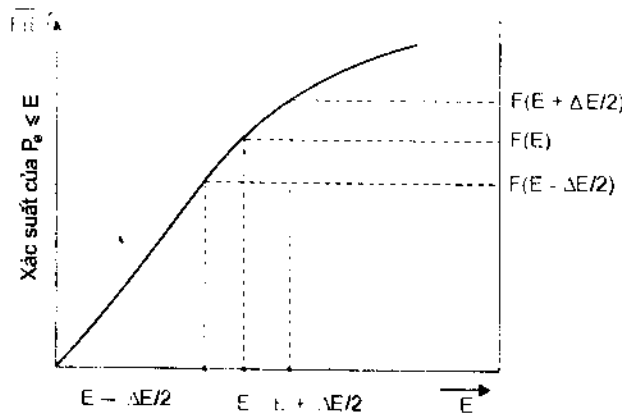
$$P(n) = (r_b \cdot P_e)^n \cdot e^{-r_b \cdot P_e} / n! \quad (7-10)$$

Với các xác suất không lỗi:

$$P(0) = e^{-r_b \cdot P_e} \quad (7-11)$$

Và khi $r_b \cdot P_e$ là nhỏ, thì điều này có thể biểu thị gần đúng bằng phần trăm các giây không lỗi:

$$\%EFS = 100 (1 - r_b \cdot P_e) \quad (7-12)$$



Hình 7.7- Hàm phân bố xác suất bù $\overline{F(E)}$

Đặc tính lỗi của kênh thường không biểu thị bằng các thành phần của hàm mật độ xác suất lỗi, mà tổng quát hơn là biểu thị bằng các thành phần mục tiêu BER thường gặp, như được trình bày trong mục 7.6. Các mục tiêu BER có thể coi là các điểm đối với hàm phân bố tích lũy $F(E)$, nó là xác suất để P_e lớn hơn giá trị E . Hàm phân bố tích lũy bù $\overline{F(E)}$ bằng $(1 - F(E))$, nó thông dụng hơn để biểu thị các mục tiêu BER, vì nó xác định xác suất P_e không lớn hơn E . Xem hình 7.7 là một đồ thị của $\overline{F(E)}$ đối với E . Sử dụng các phép tính sơ cấp, xác suất P_e nằm trong khoảng $(E - \Delta E/2)$ đến $(E + \Delta E/2)$ cho trong một giới hạn đối với $\Delta E/2$, khi $\Delta E \rightarrow 0$:

$$F(-\Delta E/2 < P_e < \Delta E/2) = \frac{d\overline{F(E)}}{dE} \Delta E \text{ khi } \Delta E \rightarrow 0 \quad (7-13)$$

Từ phương trình (7-9) sự phân bố gia số gây không lỗi của xác suất lỗi trong khoảng giới hạn ΔE cho bởi:

$$d(\%EFS)/dE = 100 \cdot (1 - E)^{n_b} \cdot \overline{F(E)}/dE \cdot \Delta E \quad (7-14)$$

Và phân bố tổng các gây không lỗi của các xác suất lỗi E đối với trường hợp rời rạc cho bởi:

$$\%EFS = -100 \sum (1 - E)^{n_b} \cdot dF(E)/dE \cdot \Delta E \quad (7-15)$$

Và đối với trường hợp liên tục cho bởi:

$$\%EFS = -100 \int_0^1 (1 - E)^{n_b} \cdot dF(E)/dE \cdot dE \quad (7-16)$$

Ở đây:

$$d\overline{F(E)}/dE = -dF(E)/dE \quad (7-17)$$

7.6.2. Các dạng của $F(E)$

Khuyến nghị 594 của CCIR tuyên bố rằng tỷ số lỗi bit đối với HRDP 64 kbit/s sẽ không vượt các giá trị tạm thời dưới đây, có tính đến pha đỉnh, tạp âm và tất cả các nguồn làm suy giảm đặc tính khác:

- + 10^{-7} trong hơn 1% của tháng bất kỳ; thời gian hợp thành đang nghiên cứu.
- + 10^{-3} trong hơn 0,05% của tháng bất kỳ; thời gian hợp thành một giây.

Sẽ sử dụng chỉ tiêu đặc trưng lỗi này để chứng minh làm thế nào có thể suy ra được chỉ tiêu phần trăm EFS khác nhau đối với các dạng phân bố $F(E)$ khác nhau.

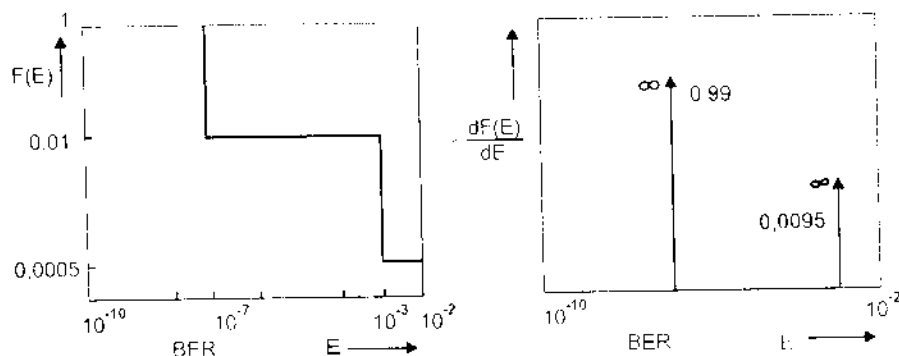
7.6.2.1. Mô hình rời rạc

Xét hình 7.8. Hình này được tạo nên bằng cách coi rằng 2 điểm cho trong Khuyến nghị CCIR đã trình bày ở mục 7.6.2. là các điểm thuộc giá trị của $F(E)$. Hình 7.8 cũng chỉ ra các hệ số đạo hàm âm.

Từ phương trình (7-15) ta có:

$$\%EFS = 100[(1 - 10^{-7})^{r_b} \cdot 0,99 + (1 - 10^{-3})^{r_b} \cdot 0,0095]$$

$$\text{Nếu } r_b = 64 \text{ kbit/s thì } \%EFS = 98,37$$



Hình 7.8- Mô hình rời rạc của các chỉ tiêu Khuyến nghị 594 của CCITT

7.6.2.2. Nội suy tuyến tính

Hình 7.9 chỉ ra trường hợp ở đây các chỉ tiêu thuộc Khuyến nghị 594 của CCITT được nội suy tuyến tính giữa các điểm chỉ tiêu. Để thu được nội suy đường thẳng đối với đường 1, giả thiết rằng BER thấp nhất đã đạt được là 10^{-9} . Giá trị $dF(E)/dE$ là độ dốc của đoạn đường thẳng, tức là:

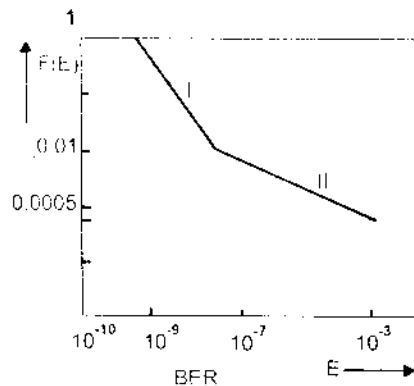
Độ dốc của đoạn đường thẳng I = -9×10^5

Độ dốc của đoạn đường thẳng II = -9,5.

Sử dụng phương trình (7-16), %EFS cho bởi:

$$\%EFS = 9 \times 10^7 \int_{10^{-10}}^{10^{-7}} (1-E)^{r_b} dE + 9,5 \times 10^2 \int_{10^{-7}}^{10^{-3}} (1-E)^{r_b} dE$$

với $r_b = 64 \text{ kbit/s}$, %EFS = 98,69.



Hình 7.9- Nội suy tuyến tính của Khuyến nghị 594 của CCITT.

7.6.2.3. Nội suy logarit của $F(E)$

Giả sử rằng $F(E)$ và E được vẽ bằng cách sử dụng các thang logarit, tức là $\lg F(E)$ đối với $\lg E$, và sử dụng nội dung logarit này sẽ tạo nên các đồ thị đường thẳng có dạng:

$$\log F(E) = \log K_1 + K_2 \cdot \log E = \lg (K_1 \cdot E^{K_2}) \quad (7-18)$$

$$\text{hoặc: } F(E) = K_1 \cdot E^{K_2} \quad (7-19)$$

Như vậy:

$$-dF(E)/dE = -K_1 \cdot K_2 \cdot E^{(K_2-1)} \quad (7-20)$$

Nếu các điểm cuối $(E_1, F(E)_1)$, $(E_2, F(E)_2)$ của một đoạn thẳng được thay

vào phương trình (7-18), K_1 và K_2 có thể được tính:

$$K_1 = [(\log f_2)(\log E_1) - (\log f_1)(\log E_2)] / [(\log E_1) - (\log E_2)] \quad (7-21)$$

và:

$$K_2 = [(\log f_1) - (\log f_2)] / [(\log E_1) - (\log E_2)] \quad (7-22)$$

Do đó tích phân trong phương trình (7-16) trở thành:

$$\%EFS = -100 \sum_{N=1}^{N=N} \int_{E_{1,N}}^{E_{2,N}} (K_{1,N}) \cdot (K_{2,N}) \cdot (1 - E)^{K_2} E^{(K_{2,N}-1)} \cdot dE \quad (7-23)$$

Ở đây $E_{1,N}$, $E_{2,N}$ và $K_{2,N}$ là các giá trị của E_1 và E_2 , K_1 và K_2 gần đúng với đoạn thẳng xấp xỉ thứ N . Bảng 7.8 chỉ ra các giá trị %EFS đối với các giá trị cực tiểu của BER đã giả thiết.

Bảng 7.8- %EFS đối với Khuyến nghị 594 của CCIR

BER cực tiểu đã giả thiết	10^{-9}	2×10^{-9}	5×10^{-9}	10^{-8}	2×10^{-8}	5×10^{-8}
%EFS	99,716	99,702	99,671	99,629	99,558	99,376

7.6.3. Đặc tính %EFS trong các tuyến nhiều đoạn

Xét một tuyến N đoạn bao gồm các đoạn $S_1, S_2, \dots, S_N$. Nếu đặc tính gây không lỗi mỗi đoạn là $EFS_1, EFS_2, \dots, EFS_N$ và hướng truyền lan bit là từ $S_1 \rightarrow S_N$, do đó các giây lỗi được truyền theo hướng $S_1 \rightarrow S_N$, với giả thiết là lỗi bit trong một hướng không được hiệu chỉnh trong đoạn kế tiếp. Hơn nữa, vì nó chỉ là các giây không lỗi, mà các giây đó dễ mắc các lỗi, tỷ số các giây không lỗi rời đoạn thứ 1 trên các giây không lỗi đi vào đoạn thứ i là EFS_i , và đối với các tuyến nối vào nhau, thì toàn bộ %EFS cho bởi:

$$\%EFS (\text{nhiều đoạn}) = 100 \prod_{i=1}^N EFS_i \quad (7-24)$$

Nếu cần một sự xấp xỉ hoàn hảo hơn thì cần phải biết sự phân bố xác suất lỗi P_e trong mỗi một đoạn của tuyến. Nếu đã biết thông tin này thì sự phân bố tổng thể có thể được xác định bằng cách nhân chập liên tiếp các hàm phân bố riêng rẽ. Sau đó sử dụng phân bố tổng thể này kết hợp với phương trình (7-23) sẽ nhận được đặc tính % EFS của tuyến.

7.7. ĐO LỖI

Phần này xem xét Báo cáo 613-3 của CCIR đối với các phép đo đặc tính lỗi bit trong các hệ thống viba số trong cả hai điều kiện hệ thống làm việc bình thường và ngừng làm việc.

7.7.1 Tiêu chuẩn cơ bản để đánh giá đặc tính lỗi bit

Như đã nói, tham số sử dụng để mô tả đặc tính của một hệ thống số là xác suất lỗi bit, tức là khả năng thu nhận không đúng một bit duy nhất. Trong thực tế, hầu hết tham số sử dụng là tỷ số lỗi bit BER. Nó được định nghĩa như sau:

$$\text{Tỷ lệ lỗi bit} = N_e/N_t = N_e/r_b t_o \quad (7-25)$$

Ở đây: N_e : là số các lỗi bit trong khoảng thời gian t_o .

N_t : là số các bit được phát đi trong khoảng thời gian t_o .

r_b : tốc độ bit của tín hiệu nhị phân tại thời điểm đo

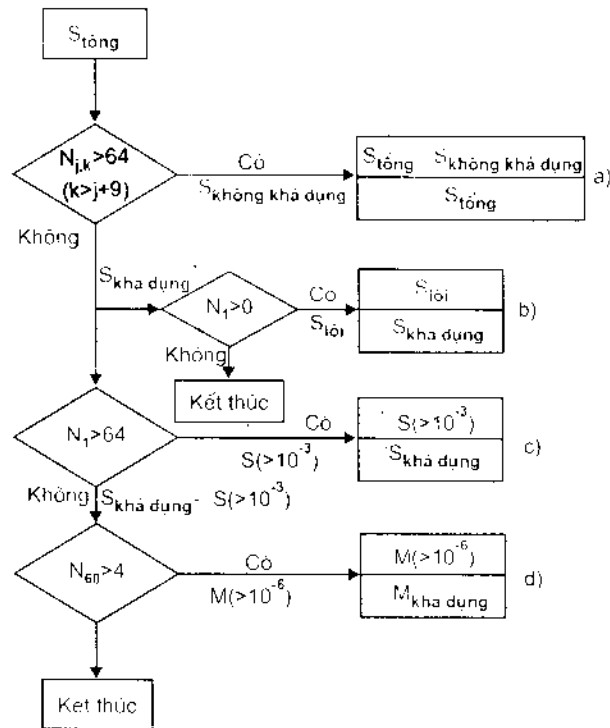
t_o : khoảng thời gian đo hoặc đếm lỗi.

Ở đây quá trình sinh lỗi là ngẫu nhiên, dường như các lỗi được tính trong khoảng thời gian đủ dài t_o , phương trình (7-25) có thể cho một đánh giá xác suất lỗi. Nếu tăng N_e thì độ chính xác của đánh giá tăng lên. Nếu trong khoảng thời gian t_o xuất hiện lỗi ít, tức là N_e bé, nếu muốn N_e đủ lớn để nhận được đánh giá tốt thì khoảng thời gian đo t_o trở nên quá lớn. Tuy vậy, thực tế yêu cầu khoảng thời gian đo thường là hữu hạn, để nhận được các giá trị N_e . Giá trị chấp nhận N_e tối thiểu có thể khoảng 10 và do đó xác suất lỗi đúng nằm trong khoảng $\pm 50\%$ của N_e/N_t với hệ số tin cậy 90%.

Các số liệu yêu cầu trong phương trình (7-25) có thể thu được bằng nhiều cách khác nhau. Trong thực tế, phép đo có thể tạo nên một số lỗi trong khoảng thời gian t_o cố định.

Phương pháp này đưa ra một ưu điểm đối với các phép đo thống kê bao quát của các bộ chỉ thị đặc tính và tính khả dụng. Các phép đo ở 64 kbit/s tương ứng với các tham số đã cho trong suốt chương này sẽ được tạo nên bằng cách đếm số lỗi trong mỗi khoảng một giây và sau đó sử dụng thuật toán ở hình 7.10 để xử lý các kết quả. Các bộ chỉ thị đặc tính của các mạch viba số và các đoạn bình thường đo ở tốc độ bit của hệ thống. Tuy vậy CCIR vẫn chưa thiết lập rõ ràng mối tương quan giữa các kết quả đo thu được ở tốc độ bit của hệ thống và ở 64 kbit/s, nhưng người ta nghĩ rằng thời gian hợp thành cần để đạt

được cùng một mức tin cậy sẽ phụ thuộc vào dung lượng của hệ thống. Các phép đo ở tốc độ bit của hệ thống chứng tỏ rằng phần trăm thời gian để $BER > 10^{-6}$ là thấp hơn 4 đến 7 lần nếu đánh giá trong một giây, thay cho thời gian hợp thành 1 phút (Báo cáo 930-1 của CCIR) .



$S_{tổng}$: Tổng các giây đo = một tháng

μ_j : số các bit lỗi trong khoảng 1 giây.

$N_{i,k}$: số các lỗi bit trong một giây giữa giây thứ j và giây thứ k .

$S(> 10^{-3})$: Tổng thời gian trong đó BER vượt 10^{-3} trong mỗi giây, tính bằng giây.

$S_{không khả dụng}$: Thời gian không khả dụng, tính bằng giây.

$S_{khả dụng}$: Thời gian khả dụng, tính bằng giây.

$S_{lỗi}$: Tổng thời gian trong đó số các lỗi $\geq$ một trong mỗi giây, tính bằng giây.

$M_{khả dụng}$: Thời gian khả dụng, tính bằng phút = $(S_{tổng} - S_{không khả dụng})/60$

$M(> 10^{-6})$: Tổng thời gian trong đó BER $> 10^{-6}$ đo trong các khối một giây kế tiếp nhau trong đó BER $> 10^{-3}$, tính bằng phút.

Hình 7.10- Thuật toán đo BER của CCIR

a) Khả dụng

b) Các giây lỗi

c) Các giây lỗi trầm trọng

d) Các phút suy giảm chất lượng

(Theo Báo cáo 61-3, CCIR)

Có thể sử dụng một phương pháp khác để tạo nên các số liệu cho phương trình (7-25) đó là đo khoảng thời gian yêu cầu để phát hiện chính xác N_e lỗi, hoặc thuận lợi hơn, là số bit N_t đã phát đi trong một khoảng thời gian như vậy. Phương pháp này có một số ưu điểm là độ chính xác của phép đo gần như không đổi đối với bất cứ giá trị tỷ số lỗi nào và thời gian đã thực hiện phép đo nhỏ nhất với độ chính xác theo yêu cầu. Trong một số trường hợp nhất định thì điều này dường như thuận lợi hơn để đo tỷ số lỗi bit qua một số khoảng thời gian một giây đủ lớn kế tiếp nhau. Các phép đo trong lúc hệ thống đang truyền tin thì tỉ số lỗi bit thực có thể khác so với giá trị được đo và cần phải tiến hành phân phối khả năng này trong tính toán. Cũng có thể xuất hiện các lỗi đột biến truyền dẫn, cần phải đưa chúng vào tính toán. Các lỗi đột biến này là các nhóm lỗi thời gian ngắn với tần số lỗi tương đối cao có khoảng thời gian dài hơn nhiều với tỷ lệ lỗi thấp hơn nhiều. Xác suất xuất hiện hiện tượng như vậy, các đặc tính thống kê của nó (khoảng đột biến, mật độ lỗi trong lúc đột biến, khoảng thời gian lỗi thấp,...) và ảnh hưởng tới các dịch vụ được truyền trên tuyến số, cần nghiên cứu để đưa đến một định nghĩa tham số đặc tính thích hợp, nhất là có thể cần thiết trong các cấu trúc khung bất kỳ.

Cũng như đã nói ở mục 6.3.3.2 đối với M-PSK, biên mã Gray được sử dụng trong bản vẽ các trạng thái của bộ điều chế, cho phép các ký hiệu PSK kế cận khác nhau chỉ một vị trí bit. Lỗi của một vị trí bất kỳ xuất hiện chỉ liên quan đến một lỗi bit duy nhất. Tỷ lệ lỗi ký hiệu P_e hoặc xác suất lỗi ký hiệu đối với các sơ đồ M-PSK có thể liên quan đến tỷ lệ lỗi bit (BER) bởi:

$$BER_{PSK} = \frac{P_{ePSK}}{\log_2 M} \quad (\text{mã Gray})$$

Cũng như đã cho bởi phương trình (6-60), đối với các tín hiệu trực giao đồng khả năng, như M-PSK thì tỷ lệ lỗi ký hiệu P_e có thể liên quan đến tỷ lệ lỗi bit bằng:

$$BER_{PSK} = \frac{M}{2(M-1)} P_{ePSK}$$

Mục 6.5.3 đã xét trường hợp ở đó tập tín hiệu không có khả năng để tạo mã sao cho chỉ xuất hiện các lỗi bit đơn giữa các điểm của tín hiệu kế cận, và BER bằng lỗi ký hiệu nhân với một hệ số $1/\log_2 M$. Tức là:

$$BER = \frac{KP_e}{\log_2 M} \quad (\text{mã Non-Gray})$$

Ở đây K là hệ số thiệt thòi của mã Gray.

Đối với M-QAM:

$$\text{BER}_{\text{QAM}} = \frac{P_{e\text{QAM}}}{\log_2 \sqrt{M}} \quad (\text{Mã Gray}) \quad (7-26)$$

Hình 6.5, 6.18 và 6.28: Tất cả chỉ ra xác suất lỗi ký hiệu P_e , trừ sơ đồ nhị phân.

7.7.1.1. Tỷ lệ lỗi bit dư (RBER)

RBER là tỷ lệ lỗi bit được hiểu theo ý nghĩa tỷ lệ lỗi khi không có pha đình, và nó bao gồm các lỗi không phối hợp của hệ thống, các ảnh hưởng của môi trường, sự lão hoá và tạp âm thời gian dài, nhưng trừ tạp âm thời gian ngắn. Tạp âm thời gian ngắn là tạp âm do các điều kiện truyền lan dị thường và điển hình bao gồm các mức tạp âm rất cao mà ít khi chúng chỉ xuất hiện, trong một khoảng thời gian ngắn. Tạp âm thời gian dài là tạp âm xuất hiện do các nguồn trong đường nhìn thẳng của máy thu bị ảnh hưởng và điển hình là thấp về mức và không đổi về giá trị. Đối với mạch thực bậc cao 2500 km, giá trị RBER có thể tỷ lệ tuyến tính với độ dài của mạch L km, điều này dự thảo Khuyến nghị 634 của CCIR cho:

$$\text{RBER (mạch bậc cao)} \leq (L \times 5,0 \times 10^{-9})/2500 \quad (7-27)$$

Có thể thu được độ đo RBER bằng cách lấy các độ đo RBER trong thời gian một tháng sử dụng, thời gian hợp thành 15 phút, bỏ 50% của các khoảng 15 phút có chứa các giá trị BER xấu nhất và lấy giá trị xấu nhất còn lại. CCIR khẳng định rằng, hiện nay, tạm thời chấp nhận phương pháp này và cũng cho rằng các khoảng thời gian hợp thành độ đo kia cũng có thể thích hợp thực tế, đặc biệt với các hệ thống dung lượng nhỏ. Một khó khăn xuất hiện khi xác định phương pháp đo RBER vì không dễ xác minh rằng pha đình không có trên tất cả các chặng tiếp phát trong một đoạn trong thời kỳ đo. Trong phương pháp kiểm tra tạm thời của CCIR vừa trình bày, phải lưu ý rằng trong phương pháp này các khoảng thời gian chứa các lỗi do các ảnh hưởng khác như pha đình cũng có thể bị loại bỏ, và trong một số trường hợp có thể bao gồm cả các khoảng thời gian bị ảnh hưởng bởi pha đình. Khi xác định số phần trăm của các khoảng thời gian bị bỏ, lượng tính toán cần thiết phải đảm bảo là các lỗi trong các đoạn số nối với nhau không tích lũy để tạo nên các phút suy giảm bổ sung trong tất cả HRDP. Nếu các phép đo được tiến hành trong một khoảng thời gian ngắn hơn một tháng, thì có thể thích hợp để loại bỏ phần trăm của các khoảng thời gian cao hơn. Đối với hệ thống viba số bậc nội hạt có thể tạo nên

một phần của mạng thông tin số đa dịch vụ (ISDN), thì tỷ lệ lỗi bit dư (RBER) sẽ không lớn hơn D, ở đây là $10^{-7} < D < 10^{-10}$

7.7.2. Đo đặc tính lỗi trong các điều kiện không điều hành nghiệp vụ

Kiểm tra khi không điều hành nghiệp vụ hoặc đo xâm nhập có nghĩa là một tuyến truyền dẫn đã tách ra khỏi dịch vụ thông tin hoặc nghiệp vụ giám sát. Dạng đo này là tương đối thích hợp với thiết kế, kiểm tra sản xuất, lắp đặt và các kiểm tra chạy thử. Đây là đặc thù đối với các hệ thống truyền dẫn đường dài dung lượng lớn. Kiểm tra này được thực hiện bằng cách đưa vào đầu vào của tuyến một mẫu thử, bắt chước dòng số liệu thông tin bình thường. Đầu ra của tuyến được so sánh từng bit một với mẫu chuẩn không lỗi được tạo ra tại chỗ trong bộ phát hiện lỗi. Việc chọn mẫu thử thường được tiến hành trong các dãy nhị phân giả ngẫu nhiên (PRBS), đôi lúc còn gọi là dãy "m", bắt chước dòng thông tin, hoặc các mẫu xác định để kiểm tra thiết bị truyền dẫn với các xu hướng mẫu phụ thuộc hoặc các mẫu có hiệu ứng định thời tiêu chuẩn. Thông thường mẫu được mã hoá thành mã giao tiếp đường dây chuẩn nào đó để cho phép cổng đơn nối các tín hiệu số liệu giữa các đầu cuối, thiết bị kiểm tra và các thiết bị truyền dẫn. Mẫu thử là một dãy ngẫu nhiên có chu kỳ lặp lại bằng $2^n - 1$. Cũng như một bộ ghi dịch tạo nên từ một bộ trễ n bit, dãy kiểm tra được thiết kế để tạo nên trong vòng chu kỳ lặp gồm mọi tổ hợp n bit hoặc một dãy con của n bit, ít nhất là một lần. Tổ hợp gồm n bit "0" bị cấm. Dãy con có số bit thấp hơn n cũng sẽ được làm cân xứng trong sự xuất hiện của chúng suốt chu kỳ lặp lại. Để có phép đo tin cậy đối với các ảnh hưởng nhiễu giữa các ký hiệu thì độ dài của bộ ghi dịch phải lớn hơn hoặc bằng số xung bị ảnh hưởng bởi đáp ứng xung đối với một xung đơn. Vì yêu cầu này phụ thuộc vào đặc tính của kênh truyền dẫn, chúng thường là không được biết trước, nên thường chọn giá trị n một cách vừa phải. Để kiểm tra tính thích hợp của dãy thử, có thể so sánh các tỷ lệ lỗi quan sát được với các độ dài của bộ ghi dịch khác nhau. Một phương diện khác phải được đưa vào xem xét tính toán khi đánh giá độ chính xác của một phép đo là sự hoạt động của biên mã. Các hoạt động biên mã giống như sự cải biến dãy ký hiệu trong tín hiệu điều chế và có thể làm tăng số lỗi được phát hiện khi giải mã và các hoạt động tự giải trộn. Chu kỳ của dãy thử bằng $(2^n - 1)$ có thể đáp ứng phổ tần có các thành phần rời rạc và có thể có tần số cơ bản là $r_s / (2^n - 1)$, ở đây r_s là tốc độ ký hiệu. Phải cẩn thận để đảm bảo rằng các dãy thử được áp dụng đối với đầu vào của bộ điều chế số không gây ra phổ RF không mong muốn, đặc biệt khi tiến hành đo tạp âm.

Bảng 4.10 trong mục 4.4.3.1 chỉ ra độ dài của mẫu yêu cầu đối với tốc độ bit từng bậc khác nhau theo các Khuyến nghị O.151 và O.152 của CCITT .

Bảng 7.9 tổng kết độ dài mẫu kiểm tra đối với tốc độ bit từng bậc yêu cầu cho các mục đích thử .

Bảng 7-9 Các tốc độ bit từng bậc và các độ dài mẫu kiểm tra

Tốc độ bit, kbit/s	Độ dài mẫu thử
64	$2^{11} - 1$
2048, 8448, 1544, 6312, 32064, 447346	$2^{15} - 1$
34368 và 139264	$2^{23} - 1$

7.7.3. Đo đặc tính lỗi trong các điều kiện công tác

Vấn đề chính trong loại đo này là phát hiện số lỗi bit trong luồng xung số chưa biết. Có thể sử dụng các phương pháp dựa vào những tin tức biết trước về một số đặc tính của tín hiệu thu được. Một số vấn đề khác liên quan đến loại đo này là khoảng thời gian đo được giới hạn bởi những thứ cần thiết cho hoạt động trung gian và đặc tính không dừng của kênh truyền dẫn nó làm thay đổi cách diễn xuất tỷ số lỗi thu được từ phép đo này sang phép đo khác. Hầu hết các hệ thống truyền dẫn số đều được gắn các phương tiện dễ dàng giám sát lỗi. Dạng của nó dựa trên một số đặc tính thông tin đang được truyền dẫn. Đối với thiết bị đầu cuối có thể là tín hiệu đồng chỉnh khung, đối với thiết bị tuyến sợi quang có thể là các diốt phát sáng biểu thị tỷ số lỗi bit... Phương pháp chung nhất để giám sát lỗi trong lúc làm việc là phát hiện việc phạm lỗi mã đường dây. Trong Khuyến nghị O.161 của CCITT đã chỉ rõ đặc điểm kỹ thuật đối với loại giám sát này cho thiết bị tốc độ bit thấp. Điều này cũng có thể được đối với các hệ thống ở đó các tín hiệu mã giao tiếp đối với tuyến vô tuyến có cùng dạng như mã đường dây, ví dụ AMI, HDB3, B6ZS, hoặc B8ZS. Một phương pháp thông dụng giám sát lỗi trong lúc công tác là kiểm tra một số mẫu cố định luôn luôn có trong tín hiệu truyền dẫn. Điều này khắc phục một số giới hạn của việc giám sát phạm luật mã và có thể tạo ra một số dạng, nhưng thông dụng nhất đó là tín hiệu đồng chỉnh (FAS) khung của thiết bị ghép kênh đầu cuối nối với vô tuyến số. Dường như có một số ưu thế trong phương pháp kiểm tra mẫu cố định tại những điểm khác nhau dọc tuyến, ở đó tất cả sự liên kết số bao gồm các thiết bị ghép và tách kênh và một số đoạn đường dây số hoạt động ở những tốc độ bit khác nhau. Việc kiểm tra mẫu cố định có thể được làm bất cứ ở đâu có sự xen, rẽ số. Một vấn đề xuất hiện với các hệ thống ghép kênh bậc cao là

chuyển các lỗi xuống các mức 2 Mbit/s, 64 kbit/s. Có thể làm điều này bằng cách đo các lỗi ở đầu ra của kênh nghiệp vụ 64 kbit/s hoặc ở đầu ra của luồng 2048 kbit/s trong hệ thống bậc cao. Ngụ ý ở đây là bản thân bộ phát hiện lỗi phải có các bộ tách kênh sao cho có thể tách được luồng lỗi đầu ra của các kênh nghiệp vụ 64 kbit/s hoặc 2 Mbit/s ra khỏi lưu lượng thông tin mà hệ thống đang truyền tại các điểm giám sát của hệ thống. Khả năng tách kênh này của thiết bị đo đang trở nên linh hoạt hơn vì giá thành của bộ phận cấu thành đang liên tục giảm. Giá thành của một cặp mạch 64 kbit/s ở đầu ra nghiệp vụ tăng nếu tăng giá trị của phép đo BER trong các điều kiện thông tin thực. Loại đo này có độ đánh giá tỷ lệ lỗi trung bình trong thông tin chính xác hơn, vì có thể dựa vào việc so sánh từng bit một của tín hiệu nhị phân đã giải mã bao gồm cả sự mở rộng lỗi bất kỳ, điều đó sẽ được nhìn thấy ở đầu cuối của hệ thống.

Mục 7.7.3.1 đến 7.7.3.3 cho một số phương pháp mà CCIR khuyến nghị (Báo cáo 613-3).

7.7.3.1. Sự xen vào giữa các dãy kiểm tra

Có thể đánh giá đặc tính lỗi bằng cách đưa các xung mẫu vào trong luồng xung số ở tốc độ đồng hồ $1/N$. Ở máy thu, các xung này được tách ra và đếm số lỗi của chúng. Đặc tính lỗi của hệ thống được đánh giá xuất phát từ việc đếm lỗi này trong phạm vi các xung mẫu. Sử dụng phương pháp này, thời gian để nhận ra tỷ số lỗi đặc trưng là N lần thời gian yêu cầu để đếm các lỗi của tất cả các xung được truyền đi. Đặc tính lỗi của một mạch viba có thể được đánh giá không phụ thuộc vào lượng tín hiệu ở giao diện nối đường dây TT', như đã chỉ ra trong hình 5-1. Việc phân tách khung đồng bộ ở máy thu không phải bao giờ cũng cần thiết để tách các xung mẫu. Các xung được xen vào không phụ thuộc các khung của bộ ghép số.

7.7.3.2. Mã kiểm tra tính chẵn lẻ

Đối với phương pháp này, bổ sung một ký hiệu kiểm tra chẵn lẻ cho một nhóm S ký hiệu ở đầu cuối của máy phát. Giá trị của ký hiệu bổ sung bằng tổng modulo M của S ký hiệu, ở đây M là số các giá trị ký hiệu có thể, tức là số các mức được phát đi. Đó là:

$$\text{Giá trị của ký hiệu chẵn - lẻ} = \sum_{n=1}^s G_n \text{ mô đun } M.$$

Ở đây G_n là giá trị của ký hiệu thứ n của nhóm s ký hiệu.

Ở máy thu, tổng modulo M của nhóm s tín hiệu đã thu được so sánh với giá trị của ký hiệu kiểm tra chẵn lẻ đã thu được. Giả thiết rằng nếu có sự hoà hợp thì sẽ không có lỗi xuất hiện và ngược lại. Đối với xác suất lỗi thấp (nhỏ hơn 10^{-3}) thì số không hoà hợp thu được từ so sánh kiểm tra chẵn lẻ xấp xỉ bằng tổng các lỗi của tất cả các xung trong tín hiệu số. Phương pháp này yêu cầu đồng bộ khung.

7.7.3.3. Phát hiện lỗi mã chu trình

Đặc tính lỗi của một hệ thống viba có thể được là kiểm tra bằng cách sử dụng một kỹ thuật được gọi là phát hiện lỗi mã chu trình. Khuyến nghị V.41 của CCITT chỉ ra một cặp bộ mã hoá/giải mã và mô tả sự hoạt động của chúng. Kỹ thuật này được sử dụng trong truyền đưa số liệu vì khả năng của nó có thể phát hiện được các lỗi đa hợp. Cần một mẫu đồng bộ 4 bit (0101) để sao cho 16 bit kiểm tra có thể kiểm tra trong các khoảng bit liên tiếp. Khi mẫu được thừa nhận thì bộ ghi dịch và bộ đếm bit trong bộ giải mã tiến đến "0", việc giải mã tiếp diễn bình thường.

7.7.3.4. Tóm tắt

Luồng xung số từ một bộ ghép kênh số thường bao gồm các bit bổ sung và các bit thông tin. Ví dụ chúng được sử dụng để tạo khung. Nói chung, đặc tính lỗi có thể được đánh giá không phụ thuộc vào dạng tín hiệu thông tin. Trong một hệ thống viba số sử dụng những bit bổ sung như vậy để đo đặc tính lỗi bit được xem là không thích hợp.

7.7.4. Các thiết bị giám sát đặc tính (PMU)

Trong mục 6.3.4 đã mô tả thiết bị giám sát đặc tính, sử dụng kỹ thuật ngoại suy tỷ số lỗi bằng cách cải biến các ngưỡng quyết định kết hợp với một máy thu số để tạo ra tỷ lệ lỗi giả lớn hơn của máy thu. Phương pháp đánh giá tỷ lệ lỗi giả tương ứng với hai hoặc nhiều ngưỡng quyết định cải tiến đã trình bày. Bằng phương pháp ngoại suy, các kết quả đã thu được từ các đánh giá của hai hay nhiều tỷ lệ lỗi giả cấu thành, người ta xác định được một đánh giá tỷ lệ lỗi tương đương với tỷ lệ lỗi có thể thu được bằng tiêu chuẩn quyết định không cải biến, tức là đánh giá tỷ lệ lỗi thực của máy thu. Ưu điểm chủ yếu của việc sử dụng phương pháp này so với phương pháp đếm lỗi trực tiếp là thời gian đo để nhận được một số lượng thống kê đáng kể của các lỗi thực là nhỏ hơn, vì tỷ lệ lỗi giả lớn hơn so với tỷ lệ lỗi thực. CCIR trong Báo cáo 613- 3 nêu kỹ thuật

này và các lời trích dẫn tham khảo 10, 11 và 12 là một phần của các phép đo tỷ lệ lỗi bit trong điều kiện công tác.

Một phương pháp khác xác định đặc tính truyền dẫn trong khi làm việc là phát đi một số các ký hiệu thời gian đặc biệt. Nếu các dãy đặc biệt này không thu được thì truyền dẫn xem như có vấn đề. Do các yêu cầu bổ sung của các hệ thống vô tuyến số như là các kênh phụ trợ và việc ghép nhiều tín hiệu số đầu vào, nên thường yêu cầu một dạng khung, thường xuất hiện cùng với bit chắn lẻ sinh ra từ các bit thông tin. Tổ hợp này cho phép xác định chính xác đặc tính bằng cách xác minh việc thu dãy khung mong muốn và các bit chắn lẻ. Phương pháp này có thể phát hiện được cả hai sự cố trạng thái logic và trạng thái ký hiệu nhưng sử dụng phương pháp tỷ lệ lỗi giả không thể phát hiện các sự cố logic. Có một số kỹ thuật để giám sát đặc tính lỗi của hệ thống PSK. Phương pháp này làm việc tốt hơn với tạp âm Gauss, tạp âm xung, giao thoa giữa các kênh hoặc giữa các ký hiệu, hoặc giao thoa với các hệ thống truyền dẫn khác cũng như khi hệ thống đang hoạt động trên kênh pha đỉnh. Thời gian yêu cầu đo cho các đánh giá đáng tin cậy của tỷ lệ lỗi phụ thuộc vào các thống kê của tạp âm, mức độ phân tập và tỷ lệ lỗi thực.

Các thông tin thu được bằng cách giám sát liên tục đặc tính hệ thống vô tuyến số trong lúc làm việc và không có sự gián đoạn thông tin, được đưa qua một trung tâm hoạt động bảo dưỡng tập trung bằng cách sử dụng mạng đo từ xa hoặc các kênh vô tuyến phụ trợ. Thông tin chuyển đến trung tâm này thường bao gồm các thông tin đặc tính lỗi, và tất cả các thông tin cảnh báo.

7.7.5. Các hoạt động bảo dưỡng tập trung

Để đạt được hiệu suất bảo dưỡng cực đại các hoạt động bảo dưỡng tập trung, một điểm quan trọng là hệ thống truyền dẫn, ví dụ hệ thống vô tuyến số, phải ở trong hoàn cảnh ở đó chỉ tận dụng bảo dưỡng để sửa chữa, tức là cho phép biểu đồ bảo dưỡng không thường xuyên. Ngày nay điều đó có khả năng vì độ tin cậy của thiết bị đã được nâng cao, và các thiết kế mạch đã được cải tiến. Khi xuất hiện một sự cố cần phải lưu ý, cấu trúc bên trong thiết bị thử cần phải tin cậy và biểu thị chính xác sự cố đến trung tâm bảo dưỡng tập trung. Một vấn đề là phải đánh giá các ảnh hưởng tổ hợp cần thiết chỉ để thực hiện các bảo dưỡng sửa chữa và các yêu cầu đòi hỏi của một số dịch vụ truyền dẫn số để có thể phát hiện và thông báo tình trạng trực trực và các sự cố tỷ lệ lỗi rất thấp. Các giá trị tỷ lệ lỗi như vậy có thể thấp đến 10^{-9} . Nếu xuất hiện một lỗi, thì nhân viên vận hành trung tâm bảo dưỡng cần phải tiến hành những động tác cần thiết dựa vào các thông tin có trong tay. Các thông tin này có thể không

chỉ xuất hiện từ các cảnh báo của bộ giám sát đặc tính, mà còn từ việc mất hoàn toàn các cảnh báo truyền dẫn. Điều này đặt ra một yêu cầu bổ sung cho hệ thống truyền dẫn là phân biệt sự mất hoàn toàn các cảnh báo hệ thống so với các cảnh báo đặc tính và số liệu.

Có thể phân biệt các yếu tố làm tổn hại truyền dẫn thành các loại sau:

- Tỷ lệ lỗi thấp nhưng không chấp nhận được.
- Các đột biến lỗi gây ra trong thời gian ngắn làm tổn thất tức thời khung số vô tuyến.
- Các đột biến lỗi trong khoảng thời gian dài gây ra tỷ lệ lỗi hơn 10^{-6} .

Các vấn đề tỷ lệ lỗi thấp nhưng không chấp nhận được là:

- Tỷ lệ lỗi trung bình không thể xác định được vì các lỗi xuất hiện không tương quan về thời gian.
- Không có các chu kỳ có tỷ lệ lỗi cao hoặc mất khung.

Các đột biến lỗi thời gian ngắn gây ra sự mất khung tức thời có thể coi là một bài toán cực trị khác của tỷ lệ lỗi thấp. Phạm trù này của bài toán được đặc trưng bằng:

- Khoảng thời gian ngắn có tỷ lệ lỗi cao được biểu thị bằng mất đồng bộ khung.
- Khoảng thời gian mất khung có thể giữa 5 và 25 ms. Sự tương quan thời gian có ý nghĩa của các hiện tượng, có nghĩa là các lỗi có tỷ số lỗi là 10^{-6} xuất hiện trong các cụm kéo dài vài giây và sau đó các chu kỳ vài giờ không có lỗi xuất hiện.

Khó mà phân biệt được 3 loại suy giảm chất lượng truyền dẫn này, vì các hiện tượng truyền lan nhiễu tia và các hiện tượng truyền lan khác cũng gây ra lỗi chẵn lẻ tương tự và mất khung tương tự. Điển hình, hiện tượng pha đỉnh nhiễu tia thường xuất hiện trong khoảng thời gian 1-2 giờ 1 ngày, ở đây tỷ lệ lỗi trên các giây biến đổi chậm. Ngoài ra trong lúc pha đỉnh có các khoảng thời gian tỷ lệ lỗi cao xấu hơn 10^{-6} . Có thể kéo dài trong khoảng vài giây sau lúc xuất hiện mất đồng chỉnh khung.

Các phương pháp phân tích số liệu đặc tính kỹ thuật ở hiện trường là: biểu thị từ cấu trúc của thiết bị thử; loại suy giảm được phát hiện đặc tính tỷ lệ lỗi hiện tại và biểu thị các đột biến lỗi ngắn hoặc mất khung. Cách này làm giảm lượng thiết bị cần phải chuyển đến hiện trường. Ngoài biểu thị cục bộ đặc tính truyền dẫn, các số liệu đặc tính cũng được phân tích bằng cách sử dụng

các bộ vi xử lý, được thiết kế để nhận ra bất kỳ loại suy giảm chất lượng truyền dẫn nào và tạo ra cảnh báo đặc tính đến trung tâm bảo dưỡng. Phương pháp này trợ giúp phòng ngừa các cảnh báo nhằm xuất phát từ việc truyền số liệu sinh ra. Vì mỗi cặp máy phát và thu bị giám sát liên tục, nên các biểu thị cảnh báo trực tiếp đặc tính không chấp nhận có thể cung cấp cho trung tâm bảo dưỡng. Điều này giảm thời gian sự cố cục bộ. Các phương tiện phân tích đặc tính đưa ra cho trung tâm địa phương cũng có thể được tạo thành ở trung tâm bảo dưỡng bằng cách truyền thông tin từ cấu trúc bên trong thiết bị thử ở hiện trường hoặc bằng cách tạo ra một tuyến từ bộ vi xử lý này sang bộ vi xử lý khác giữa hiện trường và trung tâm bảo dưỡng.

7.8. CÁC CHỈ TIÊU ĐỘ TIN CẬY

Một số nhà chức trách coi là có thể phân các chỉ tiêu đã khuyến nghị về khả năng không khả dụng thành hai loại, một liên quan đến sự cố của thiết bị, một liên quan đến pha đỉnh (chúng sử dụng chủ yếu cho các hệ thống hoạt động trên khoảng 10 GHz). Điều cơ bản là người sử dụng thấy được hai nguyên nhân khả năng không khả dụng này hoàn toàn khác nhau và đặt ra những yêu cầu hoàn toàn khác nhau đối với người vận hành.

Đặc tính không khả dụng cho sự cố của thiết bị xuất hiện trung bình trong thời gian trung bình giữa các sự cố (MTBF) với tần suất tương đối ít (nó sẽ được trình bày ở phần sau trong mục này), nhưng kết quả gián đoạn dài hơn. Độ không khả dụng do thiết bị không tin cậy, cho bởi biểu thức:

$$\begin{aligned}\text{Độ không khả dụng} &= [1 - (\text{MTBF})/(\text{MTBF} + \text{MTTR})] \times 100 \quad \% \\ &= 100 \times [(\text{MTTR})/(\text{MTBF} + \text{MTTR})] \quad \% \quad (7-28)\end{aligned}$$

Và do đó:

$$\text{Độ khả dụng} = 100 \times [(\text{MTBF})/(\text{MTBF} + \text{MTTR})] \quad \% \quad (7-29)$$

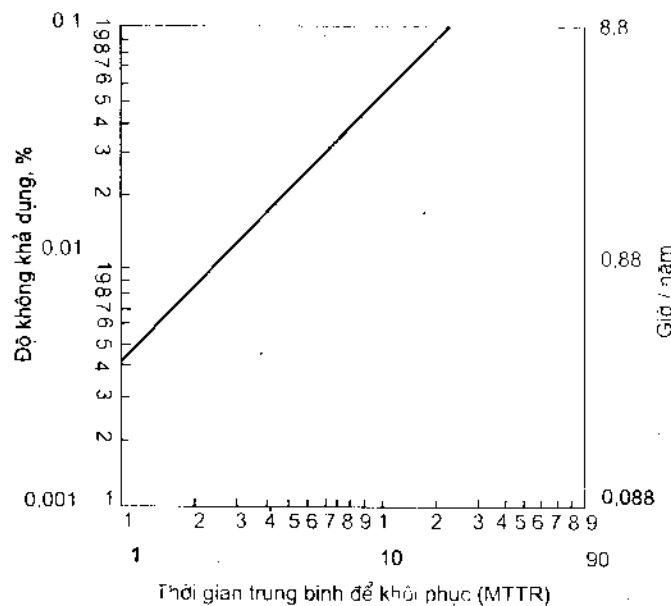
Ở đây MTBF là thời gian trung bình của thiết bị giữa các sự cố tính bằng giờ, và MTTR là thời gian trung bình để khôi phục lại dịch vụ tính bằng giờ. Thời gian này bao gồm cả thời gian đáp ứng để phát hiện sự cố và bắt đầu sửa chữa.

Hình 7.11 chỉ ra độ không khả dụng tổng cộng là một hàm của MTTR, cho rằng MTBF = 25000 giờ đối với một tuyến gồm hai máy thu phát, mỗi cái có MTBF = 50000 giờ. Do các môi trường hoạt động khác nhau, nên MTTR sẽ biến đổi trên một phạm vi rộng. Các giá trị được chấp nhận từ 6 đến 48 giờ, tương ứng với các độ không khả dụng nằm giữa 0,025 và 0,200%. Lưu ý rằng Khuyến

ng nghị CCIR về độ khả dụng (Khuyến nghị 557) hiện nay sử dụng cho cả hai hướng truyền dẫn, đồng thời, trong khi đó Khuyến nghị G.602 của CCITT là các khuyến nghị về đặc tính lỗi, sử dụng cho một hướng độc lập nhau.

Trong lĩnh vực thông tin, độ tin cậy giải quyết các hiện tượng thích hợp hoặc không thích hợp đảm bảo bởi thiết bị vật lý trong lúc làm việc. Vì nó không thể tiên đoán được chắc chắn khi các hiện tượng này sẽ xuất hiện, người ta đã sử dụng khái niệm xác suất để định lượng độ tin cậy. Một trong những khái niệm xác suất thực hành tương đối quan trọng là thời gian trung bình giữa các sự cố (MTBF).

Các nhà sản xuất thường đánh giá MTBF đối với các mẫu thiết bị khác nhau sao cho có thể xác định được độ khả dụng được đối với toàn bộ hệ thống. Cần phải đề cập một mẫu số chung là giới hạn tin cậy được đánh giá đối với MTBF đã cho. Điều này không phải bao giờ cũng đạt được và khi không có, thì hầu hết các tính toán sẽ được giả thiết một cách không khoa học là các tính toán độ khả dụng có thể hợp lý. Bảng 7.10 liệt kê các giá trị MTBF đối với các mẫu thiết bị khác nhau. Dĩ nhiên các giá trị này sẽ thay đổi tùy thuộc vào từng nhà chế tạo, và ở đây biểu thị một quan niệm về những vấn đề dự tính và để trợ giúp trong khi thiết kế các hệ thống.



Hình 7.11- Độ tin cậy của thiết bị
(Tuyến song hướng bao gồm hai máy thu phát 50000 giờ MTBF)
(Theo Báo cáo 1053 CCIR).

Tốc độ sự cố λ là tỷ lệ ngược với MTBF. Thường sử dụng tốc độ sự cố khi tính các phần tử của hệ thống nối tầng nhằm để xác định toàn bộ MTBF. Nếu một bộ ghép kênh bậc 4 có MTBF 5,8 năm và nó được nối đến một hệ thống vô tuyến đường ngắn có MTBF = 5,7 năm, thì tổng MTBF của tuyến có thể tính theo:

$$\frac{1}{\text{MTBF}} = 1/5,8 + 1/5,7 + 1/5,7 + 1/5,8$$

Nó cho tổng MTBF đối với tuyến xấp xỉ 1,44 năm hoặc 12600 giờ. Nếu giả thiết MTTR là 8 giờ thì độ khả dụng tìm được từ phương trình (7-29) là 99,937%. Dĩ nhiên điều này bỏ qua sự gián đoạn thông tin do truyền lan và sự ngừng trễ của chuyển mạch.

Bảng 7.10 Các giá trị đặc trưng của MTBF đối với mẫu thiết bị khác nhau

Thiết bị	MTBF, Năm	Các sự cố/năm	Thiết bị	MTBF, Năm	Các sự cố/năm
Thiết bị ghép kênh					
Ghép kênh sơ cấp	4,5	0,22	MUX bậc 2	9,4	0,11
MUX bậc 3	8,2	0,12	MUX bậc 4	5,8	0,17
Máy thu phát vô tuyến					
Không bảo vệ 2 Mbit/s	1,0		Bảo vệ 34 Mbit/s	53,5	0,019
Không bảo vệ 140 Mbit/s	5,7	0,18	Bảo vệ 140 Mbit/s	540	0,002
Thiết bị phụ trợ					
Chuyển mạch lựa chọn					
Nguồn	250000 10^7	4×10^{-6} 10^{-7}	Chuyển mạch dự phòng nóng	83333	$1,2 \times 10^{-5}$
Thiết bị đường sợi quang (trên 100 km đường)	2,8	0,36			

Một biểu diễn khác của MTBF đối với một hệ thống N đơn vị thiết bị cho bởi:

$$(\text{MTBF})_{\text{hệ thống}} = \left(\sum_{i=1}^N \lambda_i^{-1} \right) \quad (7-30)$$

Trong một hệ thống viba, các sự gián đoạn thông tin nói chung do các ảnh hưởng truyền lan tổng hợp khác nhau; sự cố thiết bị; các hoạt động bảo dưỡng; sự cố nguồn; các lỗi của con người; và sự cố thảm họa (do các yếu tố như bão,

chiến tranh và các thảm họa thiên nhiên). Sự đóng góp từ những nguồn này sẽ biến đổi rất rộng đối với những thiết bị khác nhau. Có các phương pháp khác nhau để giảm tối thiểu sự gián đoạn thông tin của các hệ thống viba tần số cao. Chúng bao gồm việc thiết kế thiết bị có chất lượng, kỹ thuật đường truyền tốt, và môi trường hoạt động phù hợp, chúng sẽ đảm bảo độ tin cậy cơ bản của các hệ thống viba. Chỉ một điều đó không đủ hữu hiệu cho các hệ thống thông tin dung lượng cao, đặc biệt đối với các thiết bị truyền lan, nếu không gắn các chỉ tiêu tính khả dụng đối với các hệ thống này. Một kỹ thuật nào đó được sử dụng để giảm sự gián đoạn thông tin hoặc thời gian không khả dụng, cần phải bảo vệ dịch vụ bảo dưỡng cho phép mà không tăng quá mức chi phí và độ phức tạp của hệ thống, và không giảm đặc tính chất lượng. Không có một phương pháp nào hơn bằng việc dự phòng hoàn toàn để có thể tạo ra khả năng chống lại hữu hiệu các sự gián đoạn nhiều kênh do pha đỉnh nhiều tia, hoặc ở những nơi có thể sử dụng các tần số bị pha đỉnh do mưa. Một số phương pháp bảo vệ thông thường là phân tập theo tần số và không gian trong các tổ hợp khác nhau của chúng cùng với các hệ thống dự phòng nóng và phân tập phân cực. Trong chương 8 sẽ trình bày kỹ thuật này, đồng thời trình bày chi tiết hơn về pha đỉnh. Điều đó đủ nói rằng đối với các gián đoạn gây ra do các sự cố thiết bị, nếu tập các chỉ tiêu độ khả dụng đối với hệ thống không có hệ thống bảo vệ thì cần phải có một độ dư nào đó.

7.8.1. Độ dư đơn

Dạng độ dư đơn giản nhất có thể sử dụng là dạng sử dụng hệ thống dự phòng hoạt động song song với hệ thống đang làm việc. Hệ thống dự phòng này đưa vào làm việc bất cứ lúc nào trên hệ thống chính có sự cố. Như vậy một sự cố trên hệ thống chính chỉ tạo nên sự cố toàn bộ hệ thống nếu hệ thống dự phòng cũng không làm việc được. Nếu MTBF của một hệ thống chính cho là T , thì số sự cố của nó sẽ là $1/T$. Nếu hệ thống dự phòng cũng giống như hệ thống chính, thì nó cũng sẽ có số sự cố $1/T$, như vậy xác suất để một trong hai kênh không làm tròn nhiệm vụ trong một đơn vị thời gian t nào đó bao gồm MTTR là $2/(T + t)$. MTTR trong 1 đơn vị thời gian được đưa vào tính trường hợp mà một trong hai hệ thống này có thể đang sửa chữa. Điều này cũng có thể nói rằng, nếu hai hệ thống đang cùng hoạt động tại một thời điểm, thì xác suất để cả hai hệ thống xảy ra sự cố tại các thời điểm khác nhau (hoặc cùng) trong cùng năm, có thể nói là bằng hai lần có sự cố của hệ thống đơn. Các sự cố này sẽ có chỉ khi xuất hiện sự cố toàn bộ hệ thống, đó là khi hệ thống dự phòng không có khả năng làm việc và đang trong thời gian sửa chữa. Nếu thời gian trung bình để

sửa chữa một sự cố là t (tức là MTTR), thì thời gian một hệ thống không có khả năng làm việc sẽ là khi nó đang được sửa chữa; đo độ xác suất để mỗi kênh không làm việc được tại một thời điểm nào đó là tỷ số của MTTR trên tổng thời gian (MTBF + MTTR), hoặc $t/(T + t)$, và như vậy tốc độ số sự cố hữu hiệu của các hệ thống là xác suất sự cố của mỗi một hệ thống và hệ thống dự phòng đang sửa chữa.

$$\begin{aligned} \text{Tốc độ sự cố của hệ thống đôi } 1/T' &= [2/(t + T)] \cdot [t/(t + T)] \\ &= 2t/(t + T)^2 \end{aligned} \quad (7-31)$$

Thời gian trung bình của hệ thống hữu hiệu giữa các sự cố T' cho bởi:

$$T' + t = (T + t)^2/2t \quad (7-32)$$

Và độ khả dụng được cho từ các phương trình (7-29) và (7-32) là:

$$\begin{aligned} \text{Độ khả dụng của hệ thống} &= 100 \times [(T + t)^2/2t - t]/[(T + t)^2/2t]\% \\ &= 100 \times [(T + t)^2 - 2t^2/(T + t)^2]\% \end{aligned} \quad (7-33)$$

Phương trình (7-33) sử dụng cho đầu cuối vô tuyến (MHSB) dự phòng nóng được giám sát bao gồm hai máy phát và hai máy thu. Tuy nhiên, chỉ có một máy phát là "làm việc". Máy phát kia cung cấp một tải giả qua nó phân phối cùng một thông tin dải cơ bản. Khi phát hiện một sự cố, chuyển mạch RF tự động chuyển máy phát dự phòng vào làm việc. Hai máy thu của đầu cuối MHSB được nối đến chuyển mạch dải cơ bản, nó cắt máy thu trên đường có sự cố.

Vi dụ 1

Xác định MTBF T' của hệ thống và độ khả dụng đối với một hệ thống dự phòng nóng trong đó mỗi một hệ thống có MTBF là 10000 giờ và giả thiết rằng MTTR là 12 giờ nếu mỗi một hệ thống xảy ra sự cố. Người ta giả thiết rằng mạng đảo mạch là có thể thích hợp và thời gian để chuyển từ hệ thống có sự cố sang hệ thống dự phòng bằng 0.

Giải

Sử dụng phương trình (7-32) MTBF của hệ thống hữu hiệu được tìm thấy là 4176661 giờ (xấp xỉ 476 năm). Hệ số cải thiện độ dư là $4176661/10000 = 417,66$. Sử dụng phương trình (7-33) độ khả dụng được xác định là 99,99971%. Chú ý rằng độ khả dụng của một hệ thống không có độ dư là 99,88%.

Để tạo nên sự phân tích tổng thể có thể coi hệ thống là một dây xích của các thành phần tạo nên hệ thống đó. Như vậy có thể tiến hành phân tích nối tiếp các thành phần của nhiều lần sự cố, trong đó mỗi một thành phần của hệ

thống được xác định theo phương trình (7-30). Sau đó, sử dụng phương trình (7-29) để xác định độ khả dụng.

Tuyến yếu nhất trong một dây chuyền đối với hệ thống viba dự phòng nóng là các chuyển mạch dự phòng nóng (bằng gốc hoặc RF). Nếu các chuyển mạch này không làm việc thì ưu điểm vốn có của hệ thống dự phòng nóng bị mất.

7.9. CHUYỂN MẠCH BẢO VỆ

7.9.1. Các yếu tố ảnh hưởng đến việc lựa chọn tiêu chuẩn chuyển mạch

Điều cần thiết là phải giám sát liên tục hệ thống viba số để khởi động chuyển mạch bảo vệ khi có các điều kiện sự cố kênh. Tuy nhiên việc chuyển mạch của bộ chuyển mạch bảo vệ trong hệ thống chuyển mạch bảo vệ nhiều đường không phải luôn có ưu điểm hoặc thực tế nếu chỉ tồn tại điều kiện sự cố gián đoạn từng lúc, thì nó sinh ra tỷ lệ lỗi cao, hoặc sự mất khung vẫn còn dai dẳng trong vài μs . Tuy nhiên một điều cần thiết là hệ thống phải có khả năng phát hiện các sự gián đoạn và báo cho người bảo dưỡng biết điều kiện bất lợi đó, và điều này được mô tả trong mục 7.7.4 và 7.7.5. Nếu sử dụng để chuyển mạch bảo vệ chống lại sự cố thiết bị, sự nhận biết tiêu chuẩn chuyển mạch tương đối thấp, thì phải truyền các chỉ thị chuyển mạch và chuyển mạch thay đổi hệ thống. Sự chuyển đổi này chậm sẽ gây ra sự mất đồng bộ ở đầu cuối xa và có thể cần độ dự phòng để tối thiểu hoá sự cố gián đoạn do nó gây ra. Điều này có nghĩa là thời gian chuyển mạch bị giới hạn. Nếu sử dụng chuyển mạch để nâng cao đặc tính chất lượng do các điều kiện truyền lan xấu, thì tồn tại một tình trạng ngược lại, vì yêu cầu nhận biết tiêu chuẩn chuyển mạch nhanh và sự chuyển mạch sang kênh dự phòng không mất đồng bộ. Sự mất đi hoặc thêm vào 1 bit sang kênh ưu tiên mà không có sự sắp xếp trước đối với đầu cuối xa để đảm bảo sự trùng khớp, điều đó có thể làm cho luồng dưới của chuỗi truyền dẫn hoàn toàn mất đồng bộ. Điều này ảnh hưởng tới đặc tính chất lượng của hệ thống và như vậy không thể coi là một lỗi cô lập duy nhất.

7.9.2. Sự bố trí sắp xếp bảo vệ

Loại thiết bị chuyển mạch được sử dụng và đặc tính của nó được xác định bằng dịch vụ mà nó đáp ứng, như nâng cao độ khả dụng, tốc độ chuyển mạch nhanh..., điểm trong mạch hoặc trong tuyến truyền dẫn, ở đó bố trí chuyển mạch và chuyển mạch chuẩn cùng phương thức truyền dẫn của cơ cấu chuyển mạch cũng được mô tả trong mục 7.8; mục đích của chuyển mạch bảo vệ là để

nâng cao độ khả dụng của hệ thống bằng cách chuyển sang kênh dự phòng khi có hiện tượng sự cố thiết bị. Ngoài ra cũng có thể đạt được lợi ích khác, đó là khi thiết bị bảo vệ chống lại sự gián đoạn thông tin do pha đình lựa chọn tần số gây ra bằng cách chuyển sang hệ thống khác trong hệ thống chuyển mạch bảo vệ nhiều đường. Cũng có thể sử dụng bảo vệ phân tập không gian để nâng cao đặc tính của hệ thống do điều kiện truyền lan xấu. Điều này được trình bày tỷ mỉ hơn trong chương 8. Ở những hệ thống có độ dài chặng tiếp phát tương đối lớn, làm việc trong các dải tần mà ở đó tiêu hao do mưa biểu hiện rõ nét thì có thể sử dụng các biện pháp bảo vệ phân tập tuyến đáp. Dạng bảo vệ này gồm việc sử dụng chuyển mạch ở máy thu đầu cuối và vì vậy cho nên cần phải tạo sự cân bằng chênh lệch về thời gian truyền dẫn của các đường truyền dẫn ở mỗi tuyến nhằm để các tín hiệu ở trên các tuyến bắt kịp nhau tại thời điểm chuyển đổi. Các hệ thống tuyến đơn có thể được bảo vệ bằng cách sử dụng chuyển mạch nhiều đường và chuyển mạch đơn có kênh bảo vệ dành riêng hoặc không dành riêng, hoặc bằng hoạt động phân tập không gian. Về lý thuyết, hoạt động chuyển mạch có thể hoạt động ở: RF, IF hoặc dải cơ bản, nhưng trong thực tế, chuyển mạch dải cơ bản là thích hợp, vì nó có thể bảo vệ toàn bộ kênh từ đầu vào tới đầu ra với việc giảm một nửa thiết bị ở ngoài đường truyền được chuyển mạch.

BÀI TẬP

1. Trong một mạng điện thoại, một đột biến lỗi có thể kéo dài khoảng một giây. Một bộ đo tốc độ lỗi kiểm tra ở kênh 64 kbit/s chứng tỏ rằng đột biến lỗi này tạo ra 7 lỗi. Liệu đột biến lỗi này có đủ lớn để gây ra mất nhiều cuộc gọi, nếu nó xuất hiện đối với tất cả các kênh 64 kbit/s trong mạng lưới?

Trả lời: Xem mục 7.2.4 chỉ ra rằng xác suất có khả năng bỏ qua của sự tồn thất nhiều cuộc đàm thoại tạo ra.

2. Hãy xác định chỉ tiêu các phút suy giảm, chỉ tiêu các giây lỗi, và chỉ tiêu các giây lỗi trầm trọng đối với một đường truyền dẫn số chuẩn giả định 1000 km sử dụng các hệ thống viba.

Trả lời: Các phút suy giảm BER không vượt quá 10^{-6} trong hơn 0,16% của tháng.

Các giây lỗi: BER sẽ không vượt quá 10^{-3} trong hơn 0,128% của tháng bất kỳ.

Các giây lỗi trầm trọng: ít hơn 0,054% của khoảng một giây là có BER xấu hơn 10^{-3} trong khoảng thời gian một tháng bất kỳ.

3. Nếu hệ thống đã xét trong bài tập 2 ghi các giây trong đó BER lớn hơn 10^{-3} có thể lấy để tính toán xác định chỉ tiêu các giây lỗi được không?

Trả lời: Các giây lỗi trầm trọng cần phải được tách ra từ giá trị chỉ tiêu các giây lỗi.

4. Nếu một hệ thống đã xét trong bài tập 2 ghi BER lớn hơn 10^{-3} trong khoảng thời gian 10s liên tiếp, các giây lỗi trầm trọng có thể được chiết khấu từ các giá trị đo các giây lỗi được không?

Trả lời: Với điều kiện này, hệ thống được coi là không có khả năng làm việc và không có ba giá trị đo hợp lệ trong giai đoạn này.

5. Lời phát biểu: "Ít nhất 99,944% của các khoảng một giây là có không lỗi" thích hợp với cái gì?

Trả lời: Tuyến truyền dẫn số 2500 km sử dụng các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số: chỉ tiêu các giây lỗi.

CHƯƠNG 8

TRUYỀN SÓNG VÀ CÁC KÊNH PHA ĐỊNH

8.1. MỞ ĐẦU

Một tham số quan trọng nhất để đánh giá chất lượng của hệ thống viba số là thời gian ngừng làm việc hoặc xác suất để xảy ra lỗi $P_{\text{out}} = P(P_e \geq \text{BER})$ vượt một giá trị BER xác định. Thời gian ngừng làm việc có thể được tính toán bằng cách xuất phát từ độ dự trữ pha định, là hiệu giữa mức công suất thu được RF và mức ngưỡng của máy thu, với BER cho trước.

Từ độ dự trữ pha định được xác định căn cứ vào các số liệu của hệ thống đối với mỗi đường ta có thể tính được phần trăm thời gian tiêu chuẩn chất lượng và độ khả dụng. Trong chương này sẽ đưa ra những thông tin về tính toán các tham số pha định do truyền lan nhiều tia, mưa,... giúp chúng ta có thể tính được độ dự trữ pha định. Căn cứ vào giá trị độ dự trữ pha định đã tính được, có thể tính toán thời gian ngừng làm việc trung bình, điều đó cho phép tính được phần trăm về thời gian hoạt động có hiệu lực trung bình cho tuyến hoặc hệ thống. Qua đây ta cũng sẽ xem xét các biện pháp giảm thời gian ngừng làm việc. Sau đó thu được một số đồ thị có thể so sánh với các vấn đề đã đề cập ở chương 7 để quyết định, nếu cần phải thiết kế lại tuyến hoặc hệ thống để thoả mãn các vấn đề đó. Những cơ sở về truyền sóng vô tuyến bao gồm những phương trình tương đối quan trọng sẽ được biểu thị, trước hết để nói rằng những quá trình pha định có thể được đánh giá bằng một phối cảnh thích hợp và để đặt nền tảng cho kỹ thuật tuyến viba chuyển tiếp.

8.2. CƠ SỞ VỀ SÓNG VÔ TUYẾN

Có hai loại sóng thường thấy trong thực tế là sóng dọc và sóng ngang. Sóng dọc là sóng truyền lan theo phương chuyển động của nó. Một ví dụ đơn giản của loại truyền sóng này là sóng âm thanh truyền trong không khí. Còn phát xạ điện từ là các sóng ngang, tức là sóng truyền lan theo hướng vuông góc với phương chuyển động của nó. Sự chuyển động của một con rắn cũng tương

tự như vậy, trong đó sự chuyển động cơ thể của nó hầu như vuông góc với hướng đi. Một sóng điện từ trong không gian ba chiều gồm 2 thành phần. Đó là thành phần điện E và thành phần từ B hoặc H ($B = \mu H$). Các thành phần này trực giao với nhau. Sóng vô tuyến bị phân cực trong hướng thành phần điện của nó. Bộ phát xạ lưỡng cực được sử dụng độc lập trong một anten đĩa hoặc được sử dụng trong các loại anten khác, bản thân xếp thẳng hàng với trường E và như vậy biểu thị hướng phân cực. Còn dipole định hướng thẳng đứng biểu thị phân cực đứng, tuy vậy một ống dẫn sóng chữ nhật, trường E vuông góc với cạnh dài tiết diện ngang của nó. Các sóng vô tuyến có thể được truyền lan theo các phương thức khác nhau trên mặt đất. Sóng có thể truyền từ anten phát đến anten thu bằng 2 đường chính: tầng điện ly (sóng trời) hoặc đi sát mặt đất (sóng đất). Sóng đất bản thân được phân thành hai loại: sóng bề mặt và sóng không gian. Đối với sóng không gian có 3 đường để đi qua khoảng cách giữa anten phát và anten thu. Đó là sóng trực tiếp, sóng phản xạ từ đất và sóng phản xạ từ tầng đối lưu.

8.2.1. Các loại sóng đất

Sóng đất là sóng không bị thẳng giáng bởi tầng điện ly, tức là sóng bề mặt và sóng không gian.

8.2.1.1. Sóng bề mặt

Khi truyền sóng bề mặt, năng lượng sóng lướt trên bề mặt đất gần giống như sóng đi dọc theo đường dây. Phương pháp truyền sóng này chỉ sử dụng đối với các tần số vô tuyến tương đối thấp, dưới 30 MHz. Khi tăng tần số thì tiêu hao do đất tăng nhanh, vì tiêu hao phụ thuộc vào hằng số điện dẫn và điện môi hiệu dụng của đất. Trên 30 MHz, đất tác dụng như một dây dẫn kém và tiêu hao là quá cao đối với sự truyền lan sóng VHF, UHF, và SHF.

8.2.1.2 Sóng không gian

Phương thức truyền sóng này hầu như được sử dụng cho tất cả các hệ thống được khảo sát trong quyển sách này. Sóng truyền trong tầng đối lưu lan rộng đến 10 dặm trên bề mặt đất. Năng lượng sóng truyền từ anten phát đến anten thu theo một đường thẳng hoặc phản xạ ở mặt đất hoặc phản xạ từ tầng đối lưu. Sóng không gian là một loại sóng quan trọng trong thông tin VHF, UHF, và SHF.

SÓNG TRỰC TIẾP

Sóng này phát xạ trực tiếp từ anten phát đến anten thu mà không bị phản xạ ở đâu cả. Trong các điều kiện truyền lan bình thường, nó có biên độ lớn hơn so với một sóng bất kỳ nào đến máy thu.

SÓNG PHẢN XẠ ĐẤT

Sóng này đến anten thu sau khi phản xạ một vài lần từ mặt đất hoặc từ các vật thể xung quanh. Sự phản xạ không những chỉ xuất hiện trên mặt phẳng đứng, mà có thể xuất hiện trên mặt phẳng ngang, như vậy sóng bị phản xạ từ một vật cản sẽ lệch so với đường chính. Sóng phản xạ sẽ có biên độ và pha khác với biên độ và pha của sóng trực tiếp, nếu khoảng cách truyền lớn hơn một số lẻ bước sóng thì ở anten thu sóng phản xạ lệch pha với sóng trực tiếp một góc 180° và kết quả là triệt tiêu tín hiệu sóng tới đến một mức độ nào đó. Mức độ đó phụ thuộc vào biên độ của sóng phản xạ.

SÓNG PHẢN XẠ TẦNG ĐỐI LƯU

Do thay đổi chỉ số khúc xạ của không khí theo độ cao so với mặt đất, nên sóng có thể bị tạp âm xạ, và tùy theo góc sóng tới có thể xảy ra phản xạ toàn phần từ tầng đối lưu. Trong trường hợp này xuất hiện một biên giới có tác dụng giống như một bề mặt phản xạ, gửi sóng trở lại mặt đất. Một số tia này sẽ đến được anten thu, ở đây có thể khử bớt sóng trực tiếp do có sự thay đổi pha và biên độ gây ra do phản xạ.

8.2.2. Các cơ chế truyền sóng

Trong các điều kiện thời tiết quang đãng có 3 loại cơ chế truyền sóng cần xem xét. Đó là khúc xạ, tạp âm xạ và phản xạ. Chúng sẽ được trình bày một cách vắn tắt trước lúc xem xét các dạng cơ chế pha dinh khác nhau ảnh hưởng đến thiết kế một tuyến viba trong các điều kiện thực tế. Có thể phân loại tất cả các cơ chế truyền lan thành 2 nhóm: cơ chế bề mặt gồm sự truyền lan trong tầm nhìn thẳng và sóng đất; cơ chế khối.

Các cơ chế bề mặt

Bề mặt quả đất là vật chủ yếu trong việc phản xạ và tạp âm xạ sóng vô tuyến, trái lại bầu khí quyển trên bề mặt trái đất đóng góp chủ yếu vào sự khúc xạ của sóng. Hiện tượng truyền theo ống dẫn hầu như là nguyên nhân gây giao thoa trên cả 2 đường tầm nhìn thẳng và vượt tầm nhìn (tán xạ tầng đối lưu), có thể xuất hiện ở cả bề mặt và ở các vị trí cao trên 200 mét so với mặt

đất. Trong tất cả các cơ chế bề mặt, truyền sóng xảy ra gần như theo một đường vòng lớn.

Các cơ chế khối

Các cơ cấu này xuất hiện do sự tán xạ trong cấu trúc vi mô của tầng đối lưu và bao gồm tán xạ tầng đối lưu, sự thăng giáng chỉ số khúc xạ của tầng khí quyển. Những hạt rắn, lỏng như mưa, mưa đá cũng gây nên tán xạ. Tán xạ do các hạt nhỏ không hạn chế trong đường vòng lớn nhưng phụ thuộc nhiều vào các đặc tính phát xạ và hình thể tương quan của anten.

8.2.2.1. Khúc xạ

Tất cả sóng điện từ đều bị khúc xạ khi đi từ một môi trường có chỉ số khúc xạ này sang một môi trường có chỉ số khúc xạ khác. Trong bầu khí quyển sự thay đổi chỉ số khúc xạ hầu như diễn ra một cách từ từ vì mật độ không khí giảm theo độ cao với tốc độ không đổi - theo lý thuyết. Trên 30 MHz thì lượng nước trong không khí đóng vai trò chủ yếu trong sự thay đổi chỉ số khúc xạ, vì hằng số điện môi của nước lớn xấp xỉ 8 lần so với không khí. Trong bầu khí quyển bình thường thì độ ẩm, hoặc khối lượng hơi nước trên một đơn vị khối lượng không khí là không đổi. Điều này có nghĩa rằng hằng số điện môi và chỉ số khúc xạ, cả hai sẽ giảm liên tục khi tăng độ cao. Ảnh hưởng chung của sự thay đổi chỉ số khúc xạ trong phương thẳng đứng của bầu khí quyển là làm uốn cong các sóng trong mặt phẳng thẳng đứng khi nó truyền từ máy phát đến máy thu. Độ cong của đường thay đổi theo thời gian do sự thay đổi về nhiệt độ, áp suất và độ ẩm. Trong các điều kiện truyền lan bình thường, đường uốn xạ dần bề mặt thực trái đất làm cho tầm nhìn vô tuyến mở rộng một cách rõ rệt. Khi gradient hệ số khúc xạ thẳng đứng tăng thì đường sóng vô tuyến bị uốn cong về phía bề mặt trái đất, do đó làm giảm khe hở vượt qua địa hình phía dưới. Tình trạng này có thể gây ra ảnh hưởng trong đó chính mặt đất, các cây cối tạo thành vật cản. Trong điều kiện như vậy, pha đỉnh vật cản có thể xuất hiện. Một thiết kế đường vô tuyến tốt cần phải tránh điều này xảy ra bằng cách đảm bảo tầm nhìn thẳng từ máy phát đến máy thu, qua việc đặt độ cao anten một cách thích hợp, đây là một loại tổn hao bất thường trong các điều kiện khúc xạ xấu nhất. Các sự thay đổi về chỉ số khúc xạ n của không khí chỉ cần vài phần triệu đã có thể ảnh hưởng đến sự lan truyền của sóng vô tuyến. Các giá trị của n xấp xỉ bằng 1 (thường là 1,00035), lúc đó độ khúc xạ N :

$$N = (n - 1) \times 10^6 \quad (8-1)$$

Sự biến đổi của chỉ số khúc xạ theo độ cao xuất phát từ một thực tế là n phụ thuộc vào áp suất P (đơn vị millibar), nhiệt độ T (Kelvin), cùng với áp suất hơi nước e (millibar) và chính chúng thay đổi theo độ cao. Đối với những tần số lên đến 30 GHz thì độ khúc xạ N cho bởi:

$$N = 77,6.P/T + 3,73 \times 10^5 e/T \quad (N \text{ đơn vị}) \quad (8-2)$$

Biểu thức này đúng trong vòng 0,5% đối với áp suất khí quyển nằm giữa 200 ÷ 1100 mbar, nhiệt độ giữa 240 và 310K đối với các tần số vô tuyến nhỏ hơn 30 GHz. Số hạng $77,6.P/T = N_{\text{khô}}$ và $3,73 \times 10^5 .e/T^2 = N_{\text{ướt}}$.

Một trong những hệ số có ý nghĩa nhất về sự thăng giáng của lan truyền sóng vô tuyến là sự thay đổi một cách rộng rãi chỉ số khúc xạ theo độ cao và theo thời gian. Trong thực tế, trung tuyến gradient khúc xạ trong-kilômét đầu tiên cách mặt đất là những miền ôn hoà nhất khoảng -40 đơn vị N/km.

Giả sử rằng hệ số khúc xạ không đổi lúc đó sóng vô tuyến là một cung tròn bán kính r , và có quan hệ với chỉ số khúc xạ n theo:

$$1/r = -dn/dh \quad (8-3)$$

Ở đây h là độ cao so với mặt đất có cùng đơn vị đo với r . Bán kính hiệu dụng của mặt đất a_e do sự thay đổi của chỉ số khúc xạ cho bởi:

$$1/a_e = 1/a - 1/r = 1/a + dn/dh \quad (8-4)$$

Ở đây a là bán kính của quả đất ($6,37 \times 10^3$ km). Nếu bán kính hiệu dụng của quả đất a_e là:

$$a_e = ka \quad (8-5)$$

thì:

$$k = a_e/a = 1/(1 + a.dn/dh) = 1/(1 + a.(dN/dh).10^{-6}) \quad (8-6)$$

Ở đây, k : hệ số, hoặc hệ số bán kính hiệu dụng của quả đất.

dn/dh : gradient (độ biến thiên) của chỉ số khúc xạ vô tuyến theo độ cao.

dN/dh : độ biến thiên của độ khúc xạ trên 1 km và biểu thị bằng N đơn vị/km.

Khi $dN/dh > -39$ N đơn vị/km, lúc đó có thể nói là sóng bị khúc xạ "thấp" hay uốn cong xuống ít hơn so với bình thường; tức là uốn cong lên bầu trời ($0 < k < 4/3$).

Khi $dN/dh < -39$ N đơn vị/km ta bảo rằng sóng "siêu khúc xạ" hay uốn cong xuống hơn bình thường. Nói cách khác, sóng vô tuyến uốn xuống đất ($4/3 < k < \infty$). Khi $dN/dh = -39$ N đơn vị/km điều này đã được nói khi điều kiện $k = 4/3$. Phần lớn các giá trị thực nghiệm đã thu được đối với tốc độ thay đổi độ khúc xạ theo chiều cao và giá trị trung bình đã tìm được là -39 N đơn vị/km sử dụng giá trị này để xác định đường khúc xạ chuẩn của tia vô tuyến đi qua bầu khí quyển trong 1 km so với bề mặt đất. Như vậy khí quyển được lấy làm tiêu chuẩn.

Nếu thay đường kính quả đất ($a = 6,37 \times 10^3$ km) vào phương trình (8-6), thì biểu thức trở thành:

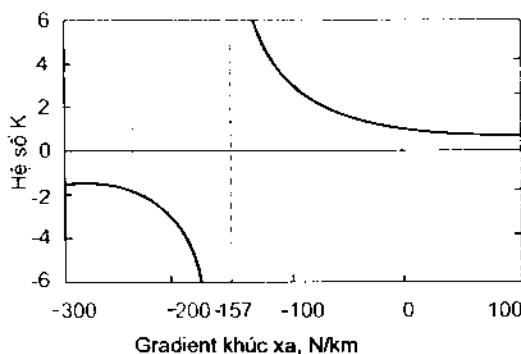
$$k = 157/(157 + dN/dh) \quad (8-7)$$

với $dN/dh = -39$ N đơn vị/km, $k = 4/3$. Phương trình (8-7) được biểu diễn trong hình 8.1.

Hệ số k biến đổi và là phương pháp thường được sử dụng nhất để mô tả khả năng uốn cong của tia sóng cực ngắn. Hệ số này nhân với bán kính thực quả đất sẽ cho ta bán kính ảo của đường cong quả đất. Trong điều kiện khí quyển tiêu chuẩn, phạm vi của hệ số k từ 1,2 ở các vùng khô ráo và 4/3 trong vùng nội địa thông thường, đến 2 hoặc 3 trong vùng bờ biển ẩm ướt. Tài liệu tham khảo đã cho các chi tiết hệ số k trong các vùng khác nhau trên thế giới. Khi $k = \infty$ mặt đất xuất hiện với tia sóng cực ngắn là hoàn toàn phẳng vì các độ cong của tia trùng chính xác với độ cong của quả đất. Nếu $k < 1$, các tia bị bẻ cong lên so với mặt đất. Điều này xuất hiện đối với sóng vô tuyến như là mặt đất bị lồi lên và từ đó dẫn tới cản đường truyền dẫn. Hiện tượng này là do mật độ khí quyển tăng theo chiều cao thay vì giảm theo chiều cao. Khí quyển có phẩm chất thấp hoặc khúc xạ kém gây ra do những đám sương mù được tạo ra khi một luồng không khí nóng đi qua vùng đất lạnh hoặc ẩm ướt. Kết quả của sương mù là tạo ra mật độ của khí quyển gần mặt đất thấp hơn so với các tầng cao hơn, gây ra sự uốn cong tia lên trên. Siêu khúc xạ hoặc sự khúc xạ có phẩm chất tốt là kết quả do các điều kiện tăng nhiệt độ khi tăng độ cao (đảo nhiệt) hoặc một sự giảm đáng kể lượng ẩm tổng trong không khí theo độ cao. Một trong hai điều kiện sẽ gây ra sự giảm mật độ khí quyển theo chiều cao. Trong trường hợp này k tăng và độ cong của mặt đất đối với sóng vô tuyến như được làm phẳng ra. Nếu hệ số k tăng đến ∞ thì sóng vô tuyến tiến đến truyền lan song song với bề mặt đất. Trường hợp cực đoan của siêu khúc xạ thì sóng vô tuyến sẽ bị uốn xuống với một bán kính nhỏ hơn so với bán kính quả đất (k âm) và gây ra pha định mất liên lạc, nếu máy thu nằm ngoài điểm ở đó sóng hạ xuống mặt đất. Đây không phải là một điều kiện bình thường theo một ý nghĩ

nào cả và trở thành điều kiện truyền lan dị thường.

Hiện tượng siêu khúc xạ có thể xuất hiện do không khí lạnh đi qua một vực nước ấm. Sự bay hơi của nước sẽ tăng độ ẩm và nhiệt độ gần mặt nước thấp, đó là một dấu hiệu của đảo nhiệt. Nhiệt độ thấp và độ ẩm cao làm cho mật độ khí quyển gần bề mặt đất tăng lên nhiều, điều đó gây ra sự uốn xuống rất cong một cách dị thường các sóng vô tuyến. Hình 8.2 chỉ ra sự ảnh hưởng của các hệ số k khác nhau đến tia sóng vô tuyến, trong đó vẽ bán kính thực của quả đất.

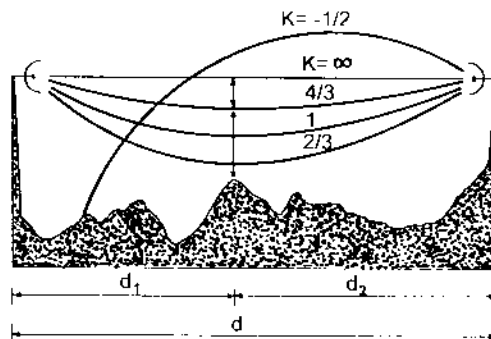


Hình 8.1- Hệ số bán kính hiệu dụng của quả đất đối với các gradient khúc xạ khác nhau dN/dh đơn vị / km.

Chỗ lồi của quả đất tại một điểm trên đường vô tuyến được cho bởi:

$$h = (4/51) \cdot d_1 \cdot d_2 / k \quad (\text{m}) \quad (8-8)$$

Ở đây d_1 và d_2 là khoảng cách tính bằng km tương ứng đến đầu cuối gần và đầu cuối xa của đường truyền. Trừ khi sử dụng giấy vẽ mặt nghiêng của đường đặc biệt để vẽ chỗ lồi của mặt đất với một hệ số k đặc trưng, còn thì chỗ lồi thực của quả đất đầu tiên cần phải vẽ theo trục nằm ngang, sao cho tia sóng cực ngắn có thể bị chìm xuống so với đường thẳng trực tiếp (ngược lại xem hình 8.2).



Hình 8.2- Sự thay đổi đường truyền sóng vô tuyến theo các hệ số k khác nhau.

GIÁ TRỊ CỰC TIỂU CỦA HỆ SỐ K

Gradient (độ biến thiên) khúc xạ dN/dh không giữ nguyên là hằng số trên toàn bộ chiều dài của đường truyền, đặc biệt đối với các chạng chuyển tiếp dài. Để thiết lập tiêu chuẩn khoảng hở đường, cần phải xét đến các yếu tố sau:

1. Đường vô tuyến thực tế vẫn gần giống như một cung tròn có độ cong:

$$1/r = -dN_e/dh \times 10^{-6} \quad (8-9)$$

Ở đây dN_e/dh là gradient khúc xạ tương đương.

2. Tại thời điểm bất kỳ, dN_e/dh bằng giá trị trung bình của các gradient khúc xạ dN/dh bất gặp dọc đường tiếp phát.
3. dN_e/dh là một biến cố ngẫu nhiên đối với các chạng tiếp phát dài có phân bố gần giống Gauss. Nếu μ và σ là giá trị trung bình và độ lệch chuẩn của dN/dh , thì các kết quả tương ứng là:

$$\mu_e = \mu \quad (8-10)$$

$$\sigma_e = -\sigma[l + (d/d_0)]^{-1/2} \quad (8-11)$$

Ở đây d là độ dài của chạng tiếp phát tính bằng km và $d_0 = 13,5$ km. Mô hình nói ở trên đối với dN_e/dh đúng chỉ đối với các chạng tiếp phát dài hơn 20 km. Còn đối với các chạng tiếp phát ngắn hơn 20 km, thì phân bố của dN_e/dh gần trùng với sự phân bố của dN/dh tại điểm bất kỳ dọc tuyến.

4. Đối với các chạng tiếp phát lớn hơn 20 km, giá trị của dN_e/dh bị vượt quá phần trăm thời gian đã cho, được tính bằng cách xác định miền dưới đường cong hàm mật độ xác suất Gauss. Trong thực tế:

$$dN_e/dh (0,1\%) \cong \mu_e + 3,1\sigma_e \quad (8-12)$$

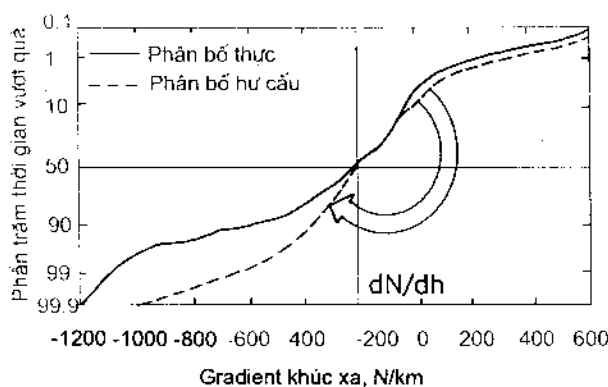
$$dN_e/dh (0,01\%) \cong \mu_e + 3,7\sigma_e \quad (8-13)$$

5. Khi tính μ và σ cần phải chú ý đến các điều kiện truyền lan đặc trưng cho các điều kiện của khoảng hở đường đã giảm khi xuất hiện các gradient lớn hơn giá trị trung bình dN_m/dh . Điều này có thể xảy ra bằng cách đặt $\mu = dN_m/dh$ và tính σ từ phân bố gradient hư cấu, trùng với phân bố thực khi $dN/dh > dN_m/dh$. Ở nơi mà $dN/dh < dN_m/dh$, thì giá trị của σ đạt được bằng cách gấp ngược lại đường phân bố thực xung quanh điểm có hoành độ dN_m/dh (xem hình 8-3).

Khi xác định giá trị tối thiểu của k , phương trình (8-7) trở thành:

$$k_{\min} = 157/(157 + dN_e/dh) \quad (8-14)$$

Phương trình (8-11) chỉ ra rằng, chằng tiếp phát càng dài thì độ phân tán của dN_e/dh càng ít hơn so với độ phân tán của dN/dh . Lý do vật lý của điều này là do sự khúc xạ cục bộ bị tổn thất bởi sóng trên các đoạn khác nhau của chằng tiếp phát có khuynh hướng bù trừ vì các điều kiện khí tượng khác nhau tồn tại dọc đường của chằng tiếp phát. Điều này có nghĩa là độ phân tán của hệ số k cũng giảm xuống khi độ dài chằng tiếp phát tăng lên và như vậy xác suất để k đạt tới giá trị thấp tạo nên pha định chướng ngại cũng giảm xuống. Khi tính toán các độ cao của tháp anten, thì thông thường sử dụng giá trị k bé nhất để đảm bảo là pha định chướng ngại không thành vấn đề. Điều này có nghĩa rằng nếu sử dụng k (0,01%) thì hy vọng là giá trị của k sẽ bé hơn so với giá trị mà nó xuất hiện chỉ trong (0,01%) thời gian.



Hình 8-3 Sự phân bố thực và phân bố hư cấu của dN/dh
(theo Telettra S.P.A, Milan)

Như vậy đối với các mục đích thiết kế, giá trị bé nhất của k sẽ là:

$$k_{\min(0,01\%)} = 157/[157 + dN_e/dh (0,01\%)] \quad (8-15)$$

Hình 8.4 chỉ ra đồ thị của $k_{\min(0,01\%)}$ đối với các độ dài của đường khác nhau ứng với 3 khí hậu khác nhau.

CHỈ SỐ KHÚC XẠ SỬA ĐỔI

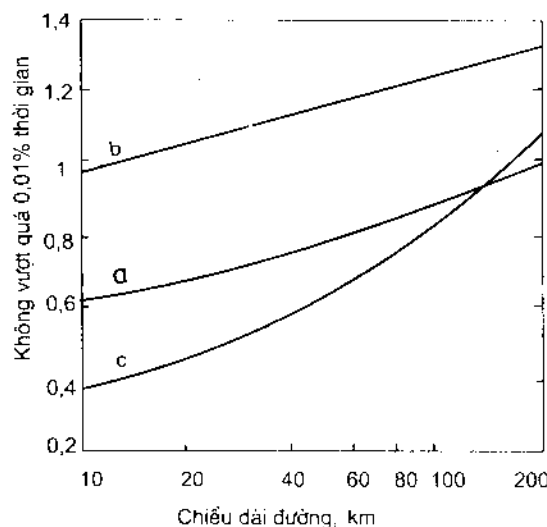
Khi giao tiếp với các điều kiện truyền lan siêu khúc xạ, để thuận lợi chúng ta sử dụng chỉ số khúc xạ sửa đổi M . Mối tương quan của nó với chỉ số khúc xạ N cho bởi:

$$M = (n - 1 + h/a).10^6 = N + h/a.10^6 \quad (8-16)$$

Nếu sử dụng bán kính quả đất a là $6,37.10^3$ km, thì tỷ số tăng của M theo độ cao cho bởi:

$$dM/dh = (dn/dh + 1/a).10^6 = (dN/dh + 157) \quad (M - \text{đơn vị/km}) \quad (8-17)$$

Điều này chứng tỏ rằng, các gradient thông thường là nhỏ hơn -157 N đơn vị/km tương ứng với các gradient sửa đổi âm và các gradient sửa đổi dương hoặc các gradient lớn hơn -157 N đơn vị/km, tương ứng với các gradient sửa đổi dương. Mất thông tin xuất hiện khi bầu khí quyển có sự giảm mạnh về mật độ khi tăng độ cao do đảo nhiệt hoặc khi giảm độ ẩm một cách rõ rệt theo độ cao. Nếu sự giảm mật độ đột ngột tạo nên các gradient khúc xạ nhỏ hơn -157 N đơn vị/km, thì sóng vô tuyến bị uốn xuống với bán kính nhỏ hơn bán kính quả đất (k âm), tạo nên pha đỉnh mất thông tin nếu máy thu nằm ngoài điểm ở đó sóng đi vào quả đất. Khi tầm nhìn vô tuyến trở nên ngắn do các gradient khúc xạ rất âm, tín hiệu có thể đến máy thu hoặc có thể không. Nếu tín hiệu không đến máy thu thì pha đỉnh xuất hiện ở máy thu lớn đến nỗi mà cho dù có tăng độ dự trữ pha đỉnh hoặc bổ sung thêm sự phân tập cũng không tạo nên một sự cải thiện nào cả.



Hình 8.4- Hệ số K không nhỏ hơn giá trị định rõ cho 0,01% thời gian, là một hàm của độ dài đường.

- (a) Khí hậu ôn hoà ở Trappes (France); (b) Khí hậu miền bắc Osternund (Sweden);
(c) Khí hậu nhiệt đới Dakar (Senegal)
(Theo Telettra S.P.A. Milan)

ỐNG DẪN

Điều kiện cần thiết đầu tiên cho một ống dẫn xuất hiện là gradient chỉ số khúc xạ bằng hoặc âm hơn -157 N đơn vị/km . Điều này làm cho các tia vẫn gần với bề mặt trái đất ngoài tầm nhìn bình thường. Điều kiện cần thứ hai là gradient này phải duy trì trên một chiều cao với nhiều bước sóng. Hình 8.5(a) chỉ ra các tia đi vào một ống dẫn như thế nào với các góc nhỏ hơn góc tới hạn θ_c , chúng bị uốn xuống và bị bắt trong bề mặt ống dẫn. Nơi máy phát được đặt trong ống dẫn, góc phát xạ θ trở thành tới hạn. Đối với một góc bất kỳ nhỏ hơn góc của tia A trong hình 8.5(a), thì tín hiệu bị bắt trong ống dẫn và có thể truyền vượt xa ngoài tầm nhìn. Trong các điều kiện cực trị, nó có thể bị uốn xuống nhiều đến nỗi bị phản xạ và truyền lan xuống ống dẫn theo một loạt chặng tiếp phát như tia 4 trong hình 8.5(d). Tia 1 miêu tả một tín hiệu rò thoát ra từ ống dẫn. Có 2 tia xác định miền mất thông tin. Chúng được đánh dấu bằng GOL (lướt trên lớp) và GBL (lướt dưới lớp). Cả 2 tia nguồn gốc từ 1 tia, tia A, xuất phát từ máy phát và khi đạt đến đỉnh của ống dẫn thì tách làm hai. Bất kỳ tia nào rời khỏi an ten hoặc là ở trên tia A hoặc ở dưới tia A; do đó một miền giữa các tia GOL và GBL là vùng che khuất ở đó sẽ xảy ra mất thông tin cho bất kỳ máy thu nào đặt trong miền này. Tia A đã phát ra với góc tới hạn θ_c được biểu diễn bằng biểu thức:

$$\theta_c = \arcsin (2\Delta M \cdot 10^{-6})^{1/2} \quad (8-18)$$

Ở đây ΔM là hiệu giữa các giá trị chỉ số khúc xạ sửa đổi ở độ cao của máy phát và giá trị chỉ số khúc xạ sửa đổi ở đỉnh của ống dẫn. Trong thực tế, giá trị của θ_c không bao giờ vượt quá $0,5^\circ$, tương ứng với $\Delta M = 30 \text{ M đơn vị}$. Để sự truyền lan ống dẫn có hiệu quả, thì bước sóng của sóng mang máy phát cần phải nhỏ hơn một giá trị tới hạn λ_c :

$$\lambda < \lambda_c = 1,9 \cdot t^{1,8} \cdot 10^{-4} \quad (8-19)$$

Ở đây t là độ dày của ống dẫn cùng đơn vị với bước sóng λ . Đối với trường hợp ở đó máy phát đặt trên ống dẫn ở hình 8.5(b), sự phân chia tia A thành GOL và GBL cũng sẽ xuất hiện một loại miền che khuất như vậy. Đối với trường hợp chỉ ra trong hình 8.5(c) thì dM/dh rất nhỏ và ống dẫn có thể đáp ứng được cho các tín hiệu truyền dẫn cùng với sự tăng trưởng mức tín hiệu thu đối với máy thu khi anten của nó đặt cùng một độ cao. Đó là do năng lượng trong ống dẫn lan truyền theo khoảng cách nằm ngang, nhưng bị cưỡng bức theo hướng đứng, cho phép cường độ trường trong ống dẫn lớn hơn nhiều so với cường độ trường trong không gian tự do với cùng một khoảng cách. Vì không truyền lan theo hướng thẳng đứng mà truyền lan năng lượng bình thường theo

xét thêm theo quan điểm giao thoa với các máy thu khác đang hoạt động cùng kênh hơn là để thu một tín hiệu mong muốn bằng máy thu có anten trong miền che khuất.

Các ống dẫn trên nền đất có thể được tạo nên bằng cách giảm nhanh một cách bất thường mật độ hơi nước theo độ cao hoặc kết hợp cả hai ảnh hưởng lại với nhau. Các nguyên nhân liên quan đến sự giãn nở của nước là sự bay hơi và bình lưu. Sự bay hơi cả hơi nước từ biển hoặc từ hồ có thể gây ra một miền ẩm cao (chỉ số khúc xạ n cao) dưới miền không khí khô. Các điều kiện này thường xảy ra vào buổi chiều do sự đốt nóng của mặt trời suốt cả ngày. Độ dày của lớp ống dẫn khoảng 15m. Trong các vùng nhiệt đới, độ ẩm cao tồn tại trên bề mặt nước, hoặc trên các bề mặt đầm lầy tạo nên các ống dẫn hầu như thường xuyên với sự thay đổi hệ số khúc xạ 40 N - đơn vị. Bình lưu là sự chuyển động của một loại không khí khác, có thể gây nên không khí khô nóng từ mặt đất thổi trên không khí ướt nguội từ biển vào, do đó tạo nên một vùng có chỉ số khúc xạ thấp nằm trên miền có chỉ số khúc xạ cao. Điều này xuất hiện vào buổi tối khi gió trên đất liền xuất hiện. Độ dày của ống dẫn khoảng 25 m.

Báo cáo 569-3 của CCIR mô tả một phương pháp dự đoán để tính tổn hao đường hoặc tiêu hao đặc trưng (γ_d dB/km) do siêu khúc xạ và ống dẫn. Phương pháp này ước lượng đối với tiêu hao đặc trưng xuất hiện ít hơn hoặc bằng 1% thời gian và dựa trên cơ sở tính toán truyền lan năng lượng trong một ống dẫn tầng đối lưu. Phương pháp này cũng có hiệu lực đối với các trường hợp siêu khúc xạ không ống dẫn và phản xạ từ các lớp mỏng. Để xác định giá trị thích hợp với vùng khí hậu vô tuyến đặc thù, quy định 3 vùng chính sau đây:

Vùng A₁: Các vùng đất và bãi ven bờ biển tức là đất kể với vùng B hoặc C như định nghĩa dưới đây, lên đến độ cao 100 m so với mực nước biển trung bình, nhưng giới hạn khoảng cách 50 km kể từ vùng B gần nhất hoặc C gần nhất như đối với trường hợp có thể có.

Vùng A₂: Tất cả vùng đất trừ vùng đất ven bờ và bãi ven bờ như đã định nghĩa vùng A₁ trên đây.

Vùng B: Biển "lạnh" đại dương lạnh và các hồ nước lớn khác bao trùm một vòng tròn với đường kính nhỏ nhất là 100 km, và ở trong các vĩ độ trên 30° trừ Địa Trung Hải và biển Đen.

Vùng C: Các biển ấm, các đại dương ấm và các hồ nước bao trùm một vòng tròn với bán kính nhỏ nhất là 100 km, nằm dưới vĩ tuyến 30° và bao gồm cả Địa Trung Hải và biển Đen.

Tiêu hao đặc trưng γ_d cho bởi:

$$\gamma_d (\text{ống dẫn}) = [C_1 + C_2 \cdot \log(f + C_3)] \cdot p^{C_4} \quad (\text{dB/km}) \quad (8-20)$$

Tiêu hao thực cho bởi:

$$L (\text{ống dẫn}) = \gamma_d \cdot d \quad (\text{dB}) \quad (8-21)$$

Ở đây, d : độ dài đường truyền, tính bằng km.

f : tần số sóng mang tính, bằng GHz.

p : phần trăm thời gian năm ($\leq 1\%$)

C_1, C_2, C_3 và C_4 : các hằng số cho ở bảng 8.1.

Bảng 8.1 Các hằng số sử dụng để tính tiêu hao do truyền dẫn ống đối với các miền khác nhau.

Miền	C_1	C_2	C_3	C_4
A_1	0,109	0,100	-0,10	0,16
A_2	0,146	0,148	-0,15	0,12
B	0,050	0,096	0,25	0,19
C	0,040	0,078	0,25	0,16

Các giá trị của γ_d sử dụng đối với các tuyến đất dựa trên những số liệu đối với các miền ở đó giá trị trung bình hàng tháng cao nhất của ΔN là thấp hơn 70N đơn vị/km. Đối với các miền ở đó giá trị trung bình hàng tháng cao nhất của ΔN là lớn hơn nhiều so với giá trị trung bình hàng tháng cao nhất của ΔN , mà giá trị γ_d theo phương trình (8-21) đối với miền A_2 sẽ nhân với 0,6; 0,7; 0,8 và 0,8 ứng với phần trăm thời gian 1; 0,1; 0,01 và 0,001%. Phương trình (8-21) chỉ liên quan đến các tuyến trong một miền khí hậu của đường vô tuyến. Các miền khí hậu vắt ngang đường vô tuyến thì cần phải sử dụng tổng các tiêu hao đặc trưng riêng biệt nhân với các độ dài của đường riêng biệt trong mỗi một miền riêng biệt.

SỰ NHẤP NHÁY

Sự nhấp nháy của tín hiệu viba tầm nhìn thẳng xuất hiện do sự thăng giáng chỉ số khúc xạ trong vùng khí quyển mà tín hiệu truyền lan. Các sự thăng giáng này tạo ra sự hội tụ và phân kỳ nhẹ tia vô tuyến. Tín hiệu thu được là tổng của nhiều thành phần từ các hướng khác nhau đi đến có biên độ và độ dài thường thay đổi liên tục, như vậy kết quả là biên độ và pha biến đổi nhanh và ngẫu nhiên, có thể nhận diện 4 loại thăng giáng ngắn chủ yếu.

Đó là:

1. Tán xạ thuần kết hợp với mức trung bình không đổi có thăng giáng tương đối nhỏ khoảng 0,5 dB.
2. Tán xạ có phản xạ kết hợp với thăng giáng ngắn chồng lên một mức trung bình, do đó nó thay đổi gần như theo chu trình với chu kỳ vài phút.
3. Tán xạ với những đốm lớn, mạnh có thể do tín hiệu đi qua khói hoặc không khí nóng.
4. Phản xạ từ một cấu trúc lớp, kết hợp với tín hiệu khá ổn định có mức trung bình thay đổi theo chu trình.

Ảnh hưởng nhấp nháy là một vấn đề quan trọng đối với các tuyến viba dung lượng cao hoạt động ở các tần số lớn hơn 10 GHz trong môi trường thành phố.

Nếu sử dụng các anten lớn có thể giảm ảnh hưởng của pha định khúc xạ loại này, vì phạm vi góc từ các đường thu khác nhau bị giảm xuống, và có một số trung bình khoảng không cắt ngang qua độ mở của mặt sóng tới. Nếu đối với một mức tín hiệu đã cho truyền đến máy thu theo các đường khác nhau có khoảng thời gian trễ Δt thì chỉ sẽ có một băng tần hữu hạn W Hz có thể truyền dẫn không méo là:

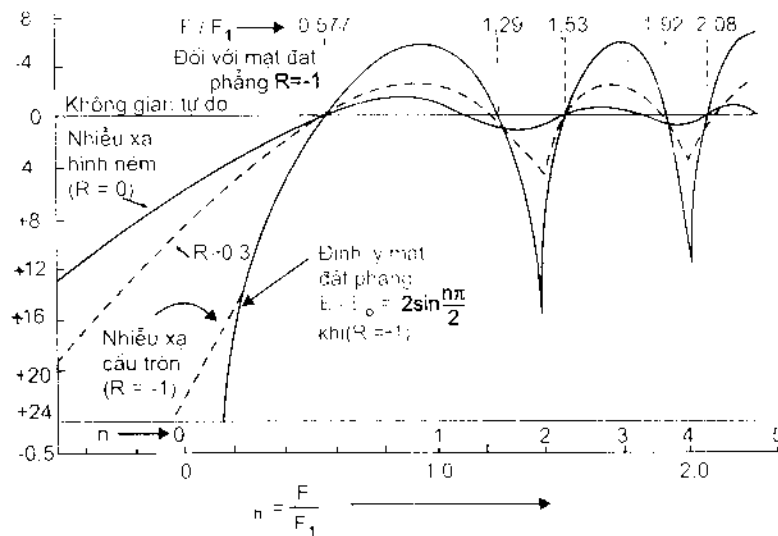
$$W = 1/\Delta t \quad (8-22)$$

Các đường thông tin vệ tinh cũng có biểu hiện pha định nhanh về biên độ tín hiệu trong một khoảng định - định hẹp tương tự như đã mô tả ở trên. Báo cáo 718-2 của CCIR, mục 5 mô tả chi tiết điều này.

8.2.2.2. Nhiễu xạ

Trong thực tế, nhiễu xạ sóng vô tuyến là sự uốn cong sóng xung quanh các vật thể. Lượng uốn cong sẽ tăng lên nếu độ dày của vật thể giảm xuống, và lượng đó cũng tăng lên nếu bước sóng tăng lên. Do đó lượng uốn cong hoặc nhiễu xạ các sóng vô tuyến lớn hơn nhiễu xạ của ánh sáng xung quanh một vật cùng kích thước. Lý do tại sao nhiễu xạ là mối bận khoăn cho người kỹ sư thiết kế tuyến vô tuyến đó là các vật cản không cần thiết trên đường truyền thẳng của tia vô tuyến có thể làm cho tia bị tiêu hao. Sự tiêu hao này gọi là tổn hao nhiễu xạ hoặc tiêu hao nhiễu xạ. Điều này xuất phát từ khái niệm các miền Fresnel có dạng elip, chúng là một môi trường vây quanh tia đường truyền thẳng, có dạng elip từ anten phát đến anten thu. Elip đầu tiên có vị trí vỏ ngoài của nó (quỹ tích) sao cho bất kỳ tín hiệu nào đi đến anten thu

qua đường này sẽ vượt xa hơn một nửa bước sóng của tần số sóng mang ($\lambda/2$) so với tín hiệu đi qua đường trực tiếp. Miền bên trong của elip thứ nhất này gọi là miền Fresnel thứ nhất. Elip của miền Fresnel thứ nhất chứa hầu hết công suất đến máy thu. Nếu tồn tại một vật cản ở rìa của miền Fresnel thứ nhất này thì sóng phản xạ sẽ triệt tiêu sóng trực tiếp. Cường độ triệt tiêu này phụ thuộc vào các biên độ tương đối của các sóng phản xạ và sóng trực tiếp. Trong thực tế, giả thiết truyền sóng tầm nhìn thẳng trong sáng, tức là không xuất hiện bất kỳ tiêu hao tạp âm xạ nào, nếu không có vật cản trong miền Fresnel thứ nhất. Ngoài miền Fresnel thứ nhất có một họ elip xung quanh đường bao thứ nhất này. Đó là các miền Fresnel thứ 2, 3, 4... Chúng có ảnh hưởng ít đến việc tạo ra tiêu hao nhiễu xạ đáng kể, vì công suất tín hiệu chứa trong đó quá nhỏ.



Ghi chú: Không dùng các đường cong này trong thiết kế hệ thống, vì chúng chỉ có tính chất giới thiệu.

Hình 8.6- Ảnh hưởng của khoảng hở đường truyền đến truyền dẫn vô tuyến

Bán kính của họ elip xung quanh đường trực tiếp thay đổi dọc theo đường truyền được biểu diễn theo:

$$F_n = [n \cdot \lambda \cdot d_1 \cdot d_2 / (d_1 + d_2)]^{1/2} = [n \cdot \lambda \cdot d_1 \cdot d_2 / d]^{1/2} \quad (8-23)$$

Ở đây: n - Số miền Fresnel (1, 2, 3...)

λ - Bước sóng của sóng mang

d_1 - Khoảng cách từ một đầu cuối đến điểm ở đó bán kính của miền Fresnel được tính toán.

d_2 - Là khoảng cách từ đầu cuối kia đến điểm ở đó bán kính miền Fresnel

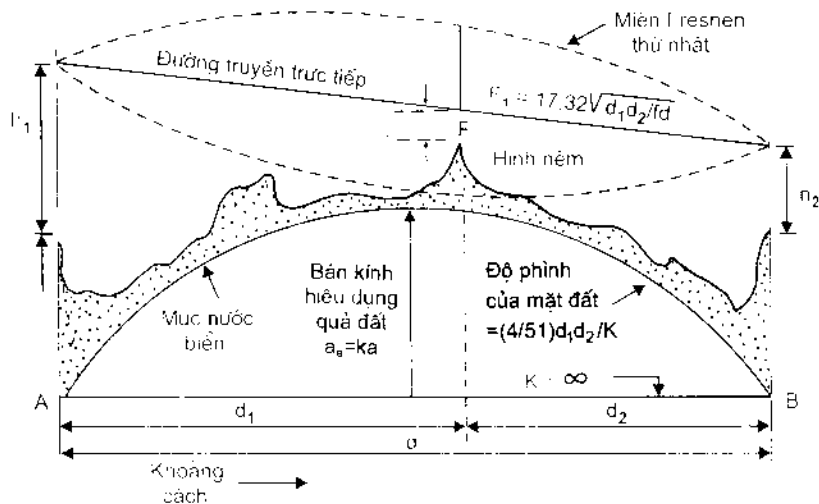
$$d = d_1 + d_2$$

Tất cả các đại lượng là cùng đơn vị. Bán kính của miền Fresnel thứ nhất F_1 cho bởi:

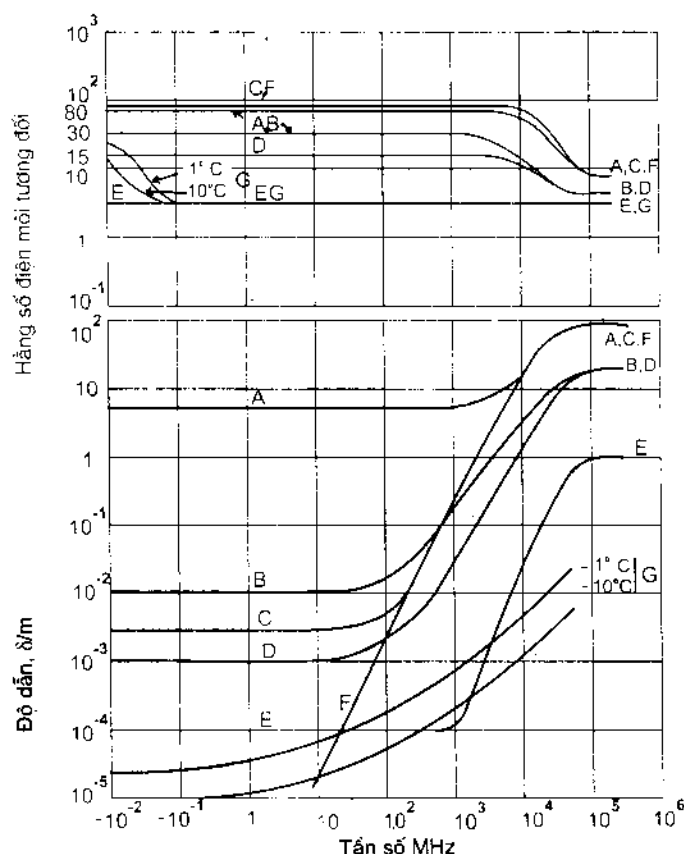
$$F_1 = 17,32 \cdot [d_1 \cdot d_2 / (f \cdot d)]^{1/2} \quad (\text{m}) \quad (8-24)$$

Ở đây d_1 , d_2 và d tính bằng km và f là tần số của sóng mang tính bằng GHz.

Đối với các loại địa hình khác nhau có thể chắn miền Fresnel thứ nhất, sẽ có các tổn hao tạp âm xạ khác nhau. Các loại địa hình này là quả đất hình cầu, hình nêm và vật chướng ngại xung quanh nó. Hình 8.6 chỉ ra tiêu hao tính bằng dB tương ứng với tổn hao truyền dẫn không gian tự do là một hàm của khoảng hở chuẩn hoá F/F_1 trong đó F là khoảng hở thực, và F_1 là giá trị của miền Fresnel thứ nhất. Hình 8.7 biểu diễn F vì F_1 trên một mặt cắt nghiêng đường truyền điển hình có tính đến độ lồi của quả đất theo phương trình (8-8).



Hình 8.7- Mặt cắt nghiêng đường truyền điển hình thể hiện chỗ lồi của mặt đất và miền Fresnel thứ nhất



A: Nước biển 20°C (mặn vừa)

E: Đất rất khô

B: Đất ướt

F: Nước trong

C: Nước lạnh 20°C

G: Băng (nước lạnh)

D: Đất khô vừa

Hình 8.8- Hằng số điện môi tương đối và độ dẫn điện là hàm của tần số

TỔN HAO NHIỀU XẠ DO LƯỚT TRÊN MẶT ĐẤT BẰNG PHẪNG

Các đặc tính điện của một môi trường bất kỳ có thể biểu thị bằng 3 tham số: độ thấm từ μ (Henry/mét viết tắt H/m), hằng số điện môi ϵ (Farad/mét viết tắt F/m), điện dẫn σ (Siemen/mét, viết tắt S/m). Độ thấm từ của đất và biển bình thường có thể coi bằng độ thấm của không gian tự do sao cho hầu hết các bài toán truyền lan chỉ xem xét đến hằng số điện môi và độ dẫn. Ở các tần số trên 100 MHz cần phải xét đến sự biến đổi của hằng số điện môi và điện dẫn theo tần số. Ở nhiệt độ thấp và tần số dưới 1 GHz thường sử dụng hằng số điện môi tương đối ϵ_r của nước biển là 80, ϵ_r là hằng số điện môi tương đối đối với

chân không của không gian tự do. Ngay cả ở các tần số thấp, giá trị thực phụ thuộc vào nhiệt độ và thành phần của nước biển.

Các giá trị mẫu của độ điện dẫn và hằng số điện môi đối với các loại đất khác nhau là một hàm của tần số cho dưới đây (Khuyến nghị 527-1 của CCIR). Khi không có số liệu về hằng số điện môi, thông thường có quyền sử dụng các giá trị của ϵ_r cùng với điện dẫn σ theo biểu thức kinh nghiệm:

$$\epsilon_r = 50 \cdot \sigma^{1/5} \quad (8-25)$$

Ở đây điện dẫn biểu thị bằng S/m.

Các đồ thị của hằng số điện môi tương đối và điện dẫn liên quan đến tần số được biểu thị trên hình 8.8. Các giá trị điện môi tương đối biểu thị một khoảng xấp xỉ đối các loại đất khác nhau, nhưng trong các trường hợp cực trị có thể xuất hiện các giá trị ngoài khoảng này. Trong các vùng phì nhiêu ẩm ướt có thể thấy độ điện dẫn tương đối cao, trong lúc đó ở miền núi và miền băng giá độ điện dẫn ở những tần số thấp hơn 100 MHz có thể thấp đến 10^{-5} S/m. Với đất có tuyết phủ, giá trị hằng số điện môi thấp hơn so với đường cong E đã gặp. Nước trong hồ và các con sông có độ điện dẫn tăng khi tăng nồng độ tạp chất. Các khoảng kỳ vọng của độ điện dẫn đất đối với các miền khác nhau cho ở bảng 8.2.

Để xác định tổn hao nhiều xạ đường vô tuyến bị chắn bởi mặt đất, đầu tiên chúng ta phải xác định dẫn nạp bề mặt K của mặt đất. Có thể làm điều này xuất phát từ phương trình (8-26) hoặc (8-27) phụ thuộc vào sóng vô tuyến phân cực ngang hoặc phân cực đứng tương ứng.

$$K_h = 1,942 \cdot 10^{-3} \cdot (k \cdot f)^{-1/3} \cdot [(\epsilon_r - 1)^2 + (18\sigma/f)^2]^{-1/4} \quad (8-26)$$

Bảng 8.2 Các khoảng điện dẫn hữu hiệu của đất

Loại đất	Khoảng điện dẫn của đất S/m
Nước biển	4 đến 5
Đất ẩm ướt, đất trồng trọt ẩm ướt	10^{-2} đến 10^{-1}
Đất ẩm, đất trồng trọt ẩm	3×10^{-3} đến 3×10^{-2}
Nước lạnh, mùn cát, miền đồi có khí hậu ôn hoà	10^{-3} đến 10^{-2}
Đất khô vừa, núi đá, cát, các thành phố trung bình	3×10^{-4} đến 3×10^{-3}
Đất khô, sa mạc	10^{-4} đến 10^{-3}
Đất rất khô, núi đá hoa cương trong các miền lạnh lẽo, các vùng công nghiệp	3×10^{-5} đến 3×10^{-4}
Băng giá khô ở các miền núi, cao nguyên, băng cực, băng hà	10^{-5} đến 10^{-4}

$$K_v = K_n \cdot [\epsilon_r^2 + (18\sigma/f)^2]^{1/2} \quad (8-27)$$

Ở đây K là hệ số đối với tuyến, f là tần số tính bằng GHz, ϵ_r là hằng số điện môi tương đối được xác định theo hình 8.8 và σ là độ điện dẫn của mặt đất tính bằng S/m cũng xác định theo hình 8.8. Nếu $K < 0,001$, thì các đặc tính điện của mặt đất không quan trọng. Với các giá trị $K > 0,001$ sẽ sử dụng công thức gần đúng dưới đây. Tiêu hao tạp âm xạ L_{diff} được tính theo:

$$L_{\text{diff}} = F(X) + G(Y_1) + G(Y_2) \quad (\text{dB}) \quad (8-28)$$

Ở đây F và G là các hàm của X , Y_1 và Y_2 tương ứng và X là độ dài đã được chuẩn hoá của đường truyền giữa anten ở các độ cao đã được chuẩn hoá Y_1 và Y_2 cho bởi:

$$X = 0,064 \cdot \beta \cdot d \cdot [f/k^2]^{1/3} \quad (8-29)$$

$$\beta = [1 + 1,6K^2 + 0,75K^4]/[1 + 4,5K^2 + 1,35K^4] \quad (8-30)$$

Đối với phân cực ngang tại tất cả các tần số, và đối với phân cực đứng trên 20 MHz trên đất liền, hoặc trên 300 MHz trên biển, β có thể lấy bằng 1. $F(x)$ cho bởi:

$$F(X) = 11 + 10\lg X - 17,6X \quad (8-31)$$

và

$$Y = 0,05179 \cdot h \cdot \beta \cdot [f^2/k]^{1/3} \quad (8-32)$$

Ở đây: d là độ dài của đường truyền tính bằng km, k là hệ số, h là độ cao anten (h_1 hoặc h_2) tính bằng m, f là tần số tính bằng GHz.

Các giá trị của $G(Y)$ có thể được tính theo các công thức sau:

* Đối với $Y > 2$:

$$G(Y) \cong 17,6 \cdot [Y - 1,1]^{1/2} - 5\lg(Y - 1,1) - 8 \quad (8-33a)$$

* Với $10K < Y < 2$:

$$G(Y) \cong 20\lg(Y + 0,1Y^3) \quad (8-33b)$$

* Với $K/10 < Y < 10K$:

$$G(Y) \cong 2 + 20\lg K + 9\lg(Y/K) \cdot [\lg(Y/K) + 1] \quad (8-33c)$$

* Với $Y < K/10$:

$$G(Y) \cong 2 + 20\lg K \quad (8-33d)$$

Ví dụ

Xác định tổn hao nhiều xạ đối với một tuyến phân cực đứng 100 km trên mặt nước biển trong vùng khí hậu ôn hoà. Các độ cao của anten ở một đầu là 60 m trên mực nước biển và đầu kia là 120 m. Giả thiết tần số sóng mang là 4 GHz.

Giải

Từ hình 8.8, giá trị hằng số điện môi tương đối ϵ_r và độ dẫn điện σ đối với tần số 4 GHz và đối với nước biển hàm lượng muối trung bình ở 20°C là 69 F/m và 8,5 S/m tương ứng. Giả thiết rằng hệ số k là 4/3, sau đó từ các phương trình (8-26) và (8-27), tìm được K_0 là $9,928 \cdot 10^3$. Từ phương trình (8-32), tìm được Y là: $h \times 118,57 \times 10^3$. Đối với $h_1 = 60$ m ; $Y_1 = 7,114$ và đối với $h_2 = 120$ m, $Y_2 = 14,228$. Từ phương trình (8-33a), $G(Y_1) = 31,27$ dB và $G(Y_2) = 50,18$ dB. Như vậy, tổn hao nhiều được xác định từ phương trình (8-28) là: $L_{diff} = -45,95$ dB.

Điều này có nghĩa rằng nó giống như tổn hao của không gian tự do cộng thêm một lượng tổn hao 46 dB. Đây là một điều rất có ý nghĩa và chỉ ra một trong những khó khăn trong lúc thiết kế các chằng tiếp phát dài trên biển. Báo cáo 715-2 của CCITT đưa ra các toán đồ, có thể sử dụng để xác định nhanh tổn hao nhiều xạ trên các địa hình khác nhau và với các phân cực khác nhau.

TỶ HẠO NHIỀU XẠ DO VẬT CHẮN HÌNH NÊM

Hình 8.9 chỉ ra đồ thị của một trường hợp cực kỳ lý tưởng của vật chắn hình nêm. Điều này ít khi xảy ra trong tự nhiên và như vậy phương trình tiêu hao nhiều xạ cho ở phương trình (8-35) dưới đây chỉ là gần đúng đối với hầu hết các hoàn cảnh thực tế.

Cũng như vậy, việc sử dụng phương trình khi bước sóng của sóng mang là nhỏ so với kích thước của các vật cản. Đối với các vật chắn đã xét, tất cả các tham số hình học được gộp lại với nhau thành một tham số không thứ nguyên duy nhất, ký hiệu bằng v . Tham số này có thể giả thiết là một trạng thái khác của các dạng tương đương ứng với các tham số hình học đã lựa chọn. Các phương trình của v liên quan đến các tham số hình học là:

$$v = h \cdot [(2/\lambda) \cdot (1/d_1 + 1/d_2)]^{1/2} \quad (8-34a)$$

$$v = \theta \cdot [2/[\lambda \cdot (1/d_1 + 1/d_2)]]^{1/2} \quad (8-34b)$$

$$v = [2h \cdot \theta / \lambda]^{1/2} \quad \text{ở đây } v \text{ có dấu của } h \text{ và } \theta \quad (8-34c)$$

$$v = [2d \cdot \alpha_1 \cdot \alpha_2 / \lambda]^{1/2} \quad \text{ở đây } v \text{ có dấu của } \alpha_1 \text{ và } \alpha_2 \quad (8.34d)$$

Ở đây, h : Độ cao của đỉnh vật chắn so với đường nằm ngang nối 2 đầu cuối của đường. Nếu độ cao ở dưới đường này, thì h là âm.

d_1 và d_2 : Các khoảng cách đến 2 đầu cuối đường truyền tính từ vật chắn.

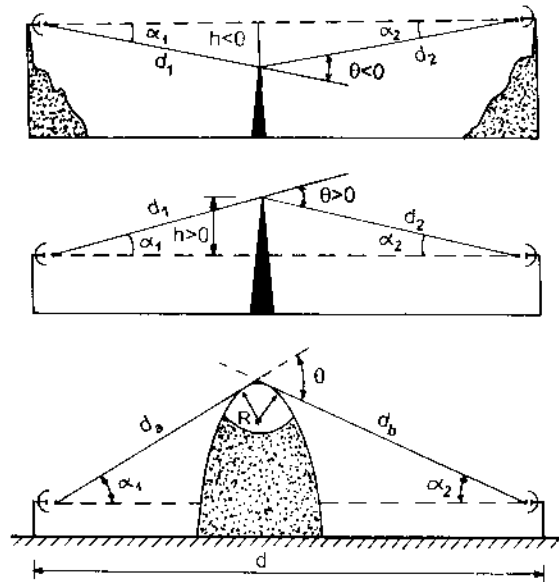
d : Độ dài của đường truyền; $d = d_1 + d_2$ khi độ cao nhỏ hơn nhiều so với độ dài của đường d .

θ : Góc nhiễu xạ tính bằng radian; dấu của nó cũng như dấu của h . Góc θ giả thiết nhỏ hơn 0,2 radian (khoảng 12°).

α_1 và α_2 : Các góc giữa đường thẳng nhìn từ 2 đầu cuối đến đỉnh của vật chắn và đường nối thẳng giữa đầu cuối này đến đầu cuối kia; α_1 và α_2 có cùng dấu như dấu của h trong phương trình trên và h , d , d_1 , d_2 và bước sóng của sóng mang λ biểu thị cùng một đơn vị.

Hình 8.10 chỉ ra tổn hao dB do có vật chắn là một hàm của v . Đối với v dương hơn -1 thì giá trị gần đúng nằm trong 0,5 dB của giá trị chuẩn, có thể nhận được từ biểu thức:

$$L(v) = 6,4 + 20 \lg [(v + 1)^{1/2} + v] \quad (\text{dB}) \quad (8-35)$$



Hình 8.9- Vật chắn hình nêm và vật chắn cong

TỔN HAO NHIỀU XẠ DO MỘT VẬT CHẮN TRÒN DUY NHẤT

Đối với một vật cản lớn duy nhất trên đường của tia vô tuyến, thì tổn hao nhiều xạ có thể được tính theo phương trình:

$$L(r) = L(v) + T(\rho) + Q(X) \quad (8-36)$$

Từ hình 8-10, thu được tổn hao Fresnel-Kirchoff sau khi được giá trị v từ phương trình:

$$v = [2\sin(\theta/2) \cdot [2(d_a + R\theta/2) \cdot (d_b + R\theta/2) / (\lambda \cdot d)]^{1/2} \quad (8-37)$$

Ở đây λ là bước sóng của sóng mang vô tuyến, d_a và d_b là các khoảng cách tính từ mỗi một đầu cuối đến các tâm lan truyền của chúng trên địa hình. Vì vật chắn có thể có tỷ số phần trăm so với độ dài đường là khá lớn, nên các giá trị của d_a và d_b không thể giống như các khoảng cách đường d_1 và d_2 đến tâm của vật chắn. R là bán kính hiệu dụng của độ cong đối với địa hình giữa các tâm truyền lan được xác định bằng tích của bán kính hình học và hệ số k . Tất cả các khoảng cách và các độ dài được biểu thị cùng đơn vị.

$T(\rho)$: tính bằng dB là tổn hao xảy ra trên mặt cong, có thể được xác định theo công thức:

$$T(\rho) = 7,2\rho - 2\rho^2 + 3,6\rho^3 - 0,8\rho^4 \quad (8-38)$$

Ở đây ρ cho bởi:

$$\rho^2 = [(d_a + d_b)/(d_a - d_b)] \cdot [(\pi R/\lambda)^{1/3} \cdot 1/R]^{-1} \quad (8-39)$$

$Q(X)$ là tổn hao dB đối với sự truyền lan dọc bề mặt giữa các tâm lan truyền, nó được cho bởi:

$$Q(X) = \begin{cases} T(\rho) \cdot X/\rho & \text{với } -\rho \leq X < 0 \\ 12,5 X & \text{với } 0 \leq X < 4 \\ 17X - 6 - 20\lg X & \text{với } X > 4 \end{cases} \quad (8-40)$$

Và

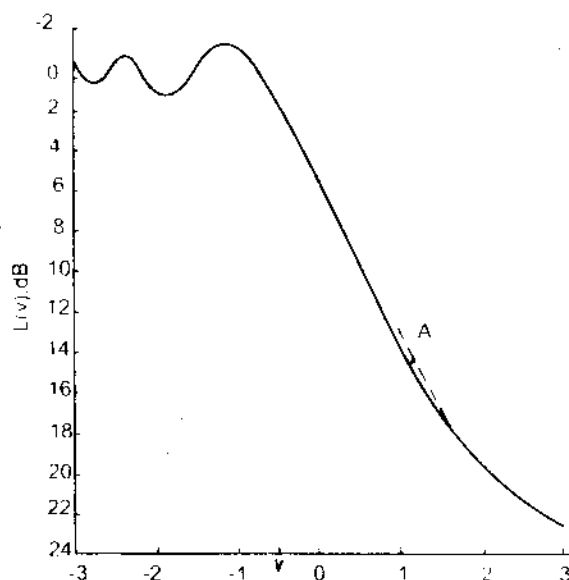
$$X = [\pi R/\lambda]^{1/3} \cdot \theta \cong [(\pi/2)^{1/2} \cdot v \cdot \rho] \quad \text{nếu } \theta \ll 1 \quad (8-41)$$

Ví dụ

Một tuyến dài 50 km, có một dãy núi chạy ngang qua. Sau khi đã tính chỗ lồi của mặt đất, người ta nhận thấy rằng đỉnh của dãy núi xuất hiện giống như một hình nêm đơn nhô ra 100 m qua tia trực tiếp ở khoảng cách 30 km kể từ một trạm đầu cuối vô tuyến. Nếu tần số hoạt động của đường vô tuyến là 4 GHz, hãy xác định tổn hao đường truyền bởi vật chắn này.

Giải

Xuất phát từ những thông tin đã nói ở trên, $d_1 = 30$ km và $d_2 = 20$ km; bước sóng của sóng mang tìm thấy là $0,75 \times 10^4$ km và $h = 0,1$ km. Sử dụng phương trình (8-34a), tìm được $\nu = 4,714$ và tính tổn hao xuất phát từ: $L(\nu) = 13 + 20\lg \nu$ sẽ cho $L(\nu) = 26,46$ dB, với giá trị tiệm cận, khi ν lớn; hoặc từ phương trình (8-35) tìm thấy $L(\nu)$ là 23,3 dB là giá trị chính xác hơn.



Hình 8.10- Nhiều xạ hình nêm, tổn hao truyền dẫn đối với không gian tự do.

Đường cong A: đường tiệm cận: $L(\nu) = 13 + 20\lg \nu$

(Theo Báo cáo 715-2 CCIR)

Tổn hao tạp âm xạ L_{diff} trên địa hình trung bình có thể được tính gần đúng đối với các tổn hao lớn hơn khoảng 15 dB (Báo cáo 338-5 của CCIR) bằng công thức:

$$L_{\text{diff}} = -20h/F_1 + 10 \quad (\text{dB}) \quad (8-42)$$

Hình 8.6 chỉ ra hình phác thảo gần đúng phương trình này với hệ số phản xạ $R = -0,3$. Phương trình (8-42) dựa trên các kết quả đo trên địa hình trung bình ở Mỹ. Các số liệu đã thu được ở Liên Xô (cũ) dựa trên địa hình trung bình cũng chỉ ra rằng tổn hao nhiễu xạ có thể tính gần đúng theo phương trình (8-42) đối với khoảng một nửa các tuyến vô tuyến chuyển tiếp.

8.2.2.3. Tiêu chuẩn thiết kế khoảng hở của tuyến

Trên cơ sở pha định nhiễu xạ đã mô tả ở trên, chúng ta có thể đưa ra một thiết kế hệ thống đảm bảo sao cho độ cao của anten vừa đủ để ngay cả trong trường hợp độ lồi mặt đất xấu nhất (hệ số k cực tiểu), anten thu không đặt trong vùng nhiễu xạ. Như đã thấy từ hình 8.6 với tổn hao bổ sung và tổn hao của không gian tự do, thì khoảng hở là $0,577F_1$. Điều này có nghĩa là, đường trực tiếp giữa máy phát và máy thu cần một khoảng hở trên mặt đất hoặc trên một vật chắn bất kỳ ít nhất là 60% bán kính của miền Fresnel (phương trình (8-24)) để đạt được các điều kiện truyền lan trong không gian tự do. Báo cáo 338-5 của CCIR khuyến nghị rằng đối với khí hậu ôn đới và nhiệt đới, nên sử dụng phương pháp sau:

1. Xác định các độ cao anten yêu cầu giá trị trung vị thích hợp hệ số k của điểm (tức là vị trí), như đã cho trong Báo cáo 563-2 của CCIR. Đối với khí quyển chuẩn là $4/3$ và có thể sử dụng trong khi không có các số liệu có sẵn và hệ số hở $1,0F_1$ trên vật chắn cao nhất.
2. Từ hình 8.11 với một độ dài của tuyến yêu cầu ta được giá trị của hệ số k bị vượt quá khoảng 99,9% của tháng xấu nhất trong điều kiện khí hậu ôn đới lục địa.
3. Tính các độ cao của anten thỏa mãn giá trị k bị vượt quá 99,9% của tháng xấu nhất như đã nói ở mục 2, và bán kính khoảng hở của miền Fresnel như sau:
 - (a) $0,0F_1$ (tức là lướt) nếu có vật chắn riêng biệt trên tuyến-khí hậu ôn đới.
 $0,6F_1$ đối với các độ dài tuyến lớn hơn khoảng 30 km - khí hậu nhiệt đới.
 - (b) $0,3F_1$ nếu vật chắn kéo dài trên một phần của tuyến.
4. Sử dụng các độ cao anten lớn hơn đã đạt được từ bước 1 và 3.

Ở Mỹ với các điều kiện khí hậu truyền dẫn khác nhau thì người ta đã sử dụng các hệ số k cực đại và cực tiểu cùng với các hệ số khoảng hở tương ứng (tỷ lệ với bán kính của miền Fresnel thứ nhất).

Khí hậu truyền lan tốt:

$$k_{\min}/\text{khoảng hở} = 0,66/ > 0,0$$

$$k_{\max}/\text{khoảng hở} = 1,0/0,6$$

Khí hậu truyền lan trung bình:

$$k_{\min}/\text{khoảng hở} = 0,66/0,3$$

$$k_{\max}/\text{khoảng hở} = 1,33/1,0$$

Khí hậu truyền lan khó khăn:

$$k_{\min}/\text{khoảng hở} = 0,50 / > 0,0$$

$$k_{\max}/\text{khoảng hở} = 0,50 / > 0,0$$

Ở Pháp, k được xác định theo hình 8.11:

$$k_{\min}/\text{khoảng hở} = k/0,0$$

$$k_{\max}/\text{khoảng hở} = 1,33/1,0$$

Ở Anh đã quan sát trong 300000 giờ và ghi tại 21 trạm vô tuyến chuyển tiếp nhận thấy không có pha đình tạt âm xạ:

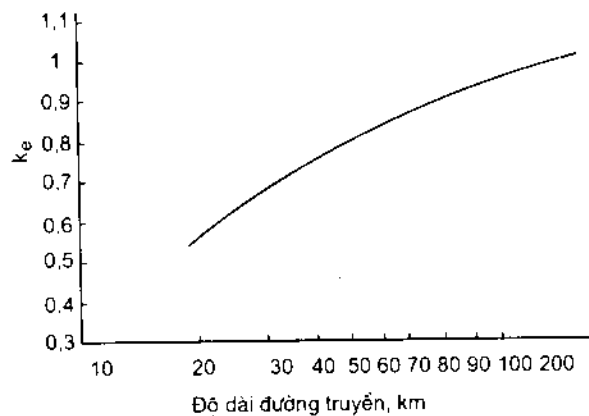
$$\text{Hệ số } k/\text{hệ số khoảng hở} = 0,7/0,6$$

Ở Cộng hoà Liên bang Đức đã tìm thấy:

Khoảng 50% thời gian, có $k_{\max}/\text{khoảng hở} = 1,33/1,0$

Khoảng 99% thời gian phải bảo vệ chống lại pha đình nhiễu xạ cho các chặng tiếp phát dài hơn 100 km: $k_{\min}/\text{khoảng hở} = 1,0/0,0$.

Đối với các nước khác: hệ số k/hệ số khoảng hở = 1,33/1,0.



Hình 8.11- Giá trị k bị vượt quá xấp xỉ 99,9% của tháng xấu nhất
(khí hậu ôn đới lục địa)
(Theo CCIR Báo cáo 338-5)

Majoli nói rõ rằng nhiệm vụ của kỹ sư là phải đảm bảo các tổn hao nhiễu xạ không được vượt độ dự trữ pha đình của hệ thống trừ khi phần trăm thời gian nhỏ có thể bỏ qua. Phương pháp của ông là duy trì giới hạn tính không khả dụng để sử dụng hai chiều của HRDP (CCIR) là:

$$\text{Tính không khả dụng} \leq 0,01 \times d/2500 \quad (\%) \quad (8-43)$$

Ở đây d tính bằng km.

Bước thứ nhất trong phương pháp thiết kế là xác định giá trị k không vượt quá 99,9% thời gian là một hàm của độ dài tuyến. Điều này có thể xác định theo hình 8.11 hoặc theo phương pháp đã đưa ra trong mục 8.2.2.1. Sau đó xác định tiêu hao nhiễu xạ tương ứng dựa vào phương pháp đã nêu ra ở mục 8.2.2.2, phương trình (8-44) dưới đây đối với địa hình bằng phẳng:

$$L_{\text{diff}} = -25.h/F + 15 \quad (\text{dB}) \quad (8-44)$$

Bằng cách so sánh độ dự trữ pha định yêu cầu F_m với giá trị tổn hao nhiễu xạ L_{diff} này sẽ cho một chỉ thị về điều chỉnh độ cao của tháp thoả mãn độ dự trữ pha định bằng giá trị tuyệt đối của tổn hao nhiễu xạ ($F_m = L_{\text{diff}}$). Khi điều kiện này thoả mãn, thì độ cao bổ sung của tháp được cung cấp, thoả mãn giới hạn của CCIR trong bất phương trình (8-43) và cho phép cây cối lớn lên và các dụng sai về độ cao địa hình... Có thể tăng độ cao của tháp để giảm độ không khả dụng đã ước tính đối với một phần quy định trong khoảng thời gian (0,1) có tiêu hao nhiễu xạ lớn hơn F_m tức là một phần tỷ lệ đã cho bởi bất phương trình (8-43). Majoli đề nghị rằng khoảng hở khoảng 0,6 tại giá trị giữa của k có thể sử dụng đối với vị trí được xét.

Ví dụ

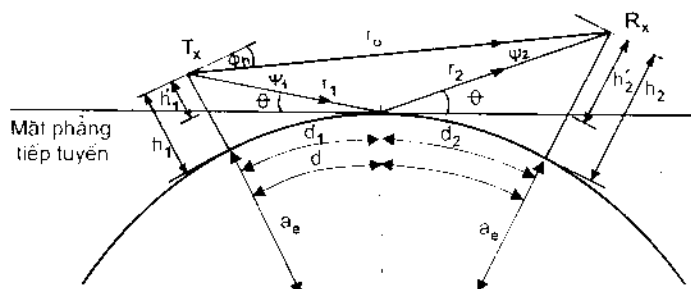
Xác định độ dự trữ pha định tối thiểu cho tuyến vô tuyến 100 km hoạt động ở 4 GHz trong khí hậu ôn đới, nếu các độ cao của tháp tại các đầu cuối của tuyến là 60 m và 120 m trên mực nước biển.

Giải

Từ hình 8.11 giá trị cực tiểu của hệ số k là 0,92 với độ dài chặng tiếp phát 100 km. Điều này phù hợp với điều nói trong hình 8.4. Vì sự khác nhau giữa các độ cao anten là 60 m, ở khoảng cách 50 km, tại đó miền Fresnel thứ nhất đạt cực đại, tia trực tiếp sẽ cao hơn 30 m nếu các độ cao của các anten là bằng nhau.

Điều này có nghĩa rằng tia trực tiếp cao hơn mực nước biển là 90 m. Bán kính của miền Fresnel thứ nhất ở giữa tuyến được tính từ phương trình (8-24) là 43,3 m. Điều này có nghĩa rằng rìa của miền Fresnel thứ nhất cao hơn mặt đất 46,7 m. Vì hệ số k là 0,92, độ lồi của mặt đất tại giữa tuyến tính từ phương trình (8-8) là 213,1m. Như vậy phần nhô lên của mặt đất là $(213,1 - 46,7) = 166,4$ m nằm trong miền Fresnel thứ nhất. Từ phương trình (8-44) tiêu hao do

địa hình phẳng tìm được là 81 dB. Điều này có nghĩa rằng độ dư trữ pha đỉnh cần thiết để cân bằng tổn hao này phải là 81 dB. Điều này là không thực tế, vậy cần phải nâng cao độ cao của tháp và tính toán lại.



Hình 8.12- Sự tương quan hình học đối với đường truyền vô tuyến trong tầng điện ly.

8.2.2.4. Phản xạ từ bề mặt trái đất

Người ta đã nghiên cứu sự biến đổi tiêu hao truyền dẫn do sự truyền lan nhiều đường nảy sinh ra từ 2 cơ cấu truyền lan tương đối đơn giản: sự khúc xạ liên quan đến gradient đứng của chỉ số khúc xạ biến đổi theo thời gian như đã trình bày trong mục 8.2.2.1; và những hình mẫu giao thoa pha do tạp âm xạ và phản xạ bởi bề mặt trái đất và sự gián đoạn chỉ số khúc xạ của khí quyển. Trong những hoàn cảnh nào đó tia trực tiếp sẽ giao thoa với tia phản xạ mặt đất hoặc các tia nhiều đường khác. Pha đỉnh nghiêm trọng nhất xuất hiện khi tia phản xạ hoặc tia nhiều đường có cùng biên độ nhưng ngược pha với tia trực tiếp. Trước lúc xem xét pha đỉnh nhiều tia do sự thay đổi chỉ số khúc xạ khí quyển, chúng ta sẽ trình bày các sự phản xạ của mặt đất. Cường độ của tín hiệu phản xạ tại anten thu phụ thuộc nhiều vào mức độ định hướng của các anten, độ cao của các anten trên mặt đất bản chất bề mặt và độ dài của tuyến.

Hình 8.12 chỉ ra các sự tương quan về hình học đối với một đường vô tuyến trong tầng truyền lan. Đối với bề mặt dẫn hoàn hảo, thì tiêu hao liên quan đến không gian tự do của tín hiệu thu được là kết quả tổng của sóng trực tiếp và sóng phản xạ từ mặt đất, tiêu hao đó là:

$$L_{\text{ref}} = -6 - 10 \lg[\sin^2(\pi \Delta r / \lambda)] \quad (\text{dB}) \quad (8-45)$$

Ở đây λ là bước sóng của sóng mang vô tuyến và $\Delta r = r_1 + r_2 - r_0$ là sự chênh lệch giữa các đường đi của tia. Đối với các góc lướt bé, sóng phản xạ nói

chung sẽ có một độ chậm pha ϕ_Δ nào đó vì sự chênh lệch giữa các đường của tia Δr , như vậy:

$$\phi_\Delta = 2\pi \cdot \Delta r / \lambda = 4\pi \cdot h'_1 \cdot h'_2 / (\lambda \cdot d) \quad (8-46)$$

Ở đây h'_1 và h'_2 là các độ cao của các anten trên mặt phẳng tiếp tuyến, như chỉ ra trên hình 8.12, và d là độ dài tuyến. Cũng sẽ có sự chậm pha ϕ_R nào đó liên quan đến hệ số phản xạ R của bề mặt. Hệ số phản xạ cho bởi:

$$R = |R| \cdot \exp(j\phi_R) \quad (8-47)$$

Do đó trường E là tổng của các tia trực tiếp và tia phản xạ:

$$E = E_d [1 + R \cdot \exp(j\phi_\Delta)] = E_d [1 + |R| \cdot \exp(j(\phi_\Delta + \phi_R))] \quad (8-48)$$

Ở đây E_d là sóng trực tiếp. Biên độ của hệ số phản xạ $|R|$ và pha của nó ϕ_R phụ thuộc vào bản chất của bề mặt phản xạ, bước sóng của sóng mang vô tuyến λ , độ cong của bề mặt và độ nhấp nhô của bề mặt, cũng như góc lướt θ , tức là góc giữa mặt phẳng tiếp tuyến và tia tới hoặc tia phản xạ. Sự lệch pha giữa pha của tia trực tiếp và pha của tia phản xạ ϕ_Δ cũng được biểu thị giống như sự lệch thời gian, như ta đã biết đó là sự chênh lệch thời gian trễ truyền lan τ . Vì $d\phi/dt = \omega$, ở đây ω là tần số góc của sóng mang (radian/s), ta có:

$$\phi_\Delta = -\omega\tau \quad (8-49)$$

Trường hợp thành đối với tia phản xạ E , chia cho trường hợp thành đối với tia trực tiếp E_d sẽ cho ta hàm truyền đạt $H(\omega)$ của kênh vô tuyến.

$$H(\omega) = E/E_d = 1 + |R| \cdot \exp[j(\phi_R - \omega\tau)] \quad (8-50)$$

Các giá trị của $|R|$, ϕ_R và τ thay đổi theo thời gian là hậu quả của sự thay đổi hình dạng bề mặt hoặc các điều kiện khí quyển hoặc cả hai. Đồ thị của $\phi_R - \omega\tau$ (biểu thị bằng độ) với $H(\omega)$ sẽ chỉ ra một chỗ trùng ở 180° . Độ sâu của chỗ trùng hoặc sự giảm trong $H(\omega)$ phụ thuộc vào giá trị $|R|$. Nếu $|R|$ là 1 ở 180° thì tia trực tiếp sẽ hoàn toàn bị khử và là kết quả của pha định sâu. Thậm chí nếu các giá trị của $|R|$, ϕ_R và τ giữ nguyên không đổi, $H(\omega)$ phụ thuộc tần số và do đó kênh vô tuyến biểu hiện đặc tính lựa chọn tần số. Có thể hiểu điều này một cách trực giác bằng cách xét bản chất bề mặt. Thay vì một bề mặt dẫn hoàn hảo trơn tru đã được mô tả ở trên, bằng một bề mặt thực tế hơn trong đó xuất hiện những bất thường. Ở những bước sóng ngắn, bước sóng của sóng mang càng bé thì biểu hiện tác dụng của sự gồ ghề càng lớn, mặc dù sự gồ ghề bé. Điều này sẽ trực tiếp ảnh hưởng đến hệ số phản xạ. Như sẽ trình bày ở dưới đây, trong trường hợp này, hệ số phản xạ không còn là $|R|$. Trường do sự tán

xạ từ một bề mặt gồ ghề vừa phải là tổng của thành phần phản chiếu và thành phần khuếch tán. Đối với thành phần phản chiếu, thì năng lượng tán xạ chứa trong một hình nón gần với hướng có góc phản xạ bằng góc tới, và pha của nó là kết hợp, điều đó có nghĩa là giá trị trung bình của nó có thể được xác định tại các điểm bất kỳ trong không gian. Thành phần phản chiếu do sự tái bức xạ năng lượng từ các điểm trên elip Fresnel tạo ra cân bằng pha ở máy thu. Thành phần khuếch tán có tính hướng nhỏ và phát sinh trên một phạm vi bề mặt tán xạ rộng hơn so với phạm vi của thành phần phản chiếu, nhưng sự thăng giáng của nó có phân bố Rayleigh và có biên độ lớn. Tuy nhiên, pha của nó không giống thành phần phản chiếu, là loại không kết hợp và có xác suất xuất hiện giá trị bất kỳ tại bất cứ điểm nào trong không gian là bằng nhau. Nếu bề mặt rất gồ ghề, thì sẽ không có thành phần phản chiếu và thành phần khuếch tán sẽ phân bố không đều theo góc.

PHẢN XẠ PHẢN CHIẾU TỪ MỘT MẶT PHẪNG

Hệ số phản xạ Fresnel R_o của một mặt phẳng biểu thị bằng biểu thức:

$$R_o = (\sin \theta - \sqrt{C}) / (\sin \theta + \sqrt{C}) \quad (8-51)$$

Ở đây, θ : Góc lượn như chỉ ra trong hình 8.12.

$C = \eta - \cos^2 \theta$ đối với phân cực ngang.

$C = (\eta - \cos^2 \theta) / \eta^2$ đối với phân cực đứng.

Với chỉ số khúc xạ: $\eta = \epsilon_r(f) - j.60\lambda.\sigma(f)$

Ở đây $\epsilon_r(f)$ là hằng số điện môi tương đối của bề mặt với độ điện dẫn $\sigma(f)$ tính bằng S/m và λ là bước sóng không gian tự do của tần số sóng mang f tính bằng m. Giá trị của hệ số phản xạ Fresnel R_o là giá trị của một mặt phẳng rộng vô hạn.

PHẢN XẠ PHẢN CHIẾU TỪ MẶT ĐẤT HÌNH CẦU BẰNG PHẪNG

Hệ số phản xạ R cho trong phương trình (8-47), có thể coi là gồm có: các đặc tính điện của đất, độ gồ ghề và độ cong của mặt phản xạ, và đồ thị bức xạ của anten phát và thu, sao cho:

$$R = |R| \exp(j\theta_R) = R_o.D.A_T.A_R \quad (8-52)$$

Ở đây D là hệ số phân kỳ do độ cong của mặt đất và A_T và A_R là các tiêu hao do tính định hướng của các anten phát và thu theo hướng của điểm phản xạ. Tổ hợp $A_T.A_R$ cũng có thể coi là hệ số truyền dẫn đối với độ mở hoặc hệ số phản xạ đối với bề mặt. Để thực hành, thông thường có thể coi một cách gần

đúng mặt đất là một mặt phẳng rộng, như vậy $A_T.A_R = 1$. Trong thực tế và trong nhiều trường hợp giá trị của $A_T.A_R$ nằm giữa 0,1 và 1,2. Đối với mặt đất hình cầu tròn thì có thể giả thiết $R = -1$ như trên hình 8.6. Để tính phương trình (8-51) có thể sử dụng các đường cong của hình 8.8. Xác định R dựa trên điều kiện là bề mặt phản xạ là tròn và tồn tại thành phần phản chiếu cao. Cũng như đã trình bày trước đây, giả thiết này chỉ đúng khi độ gồ ghề của bề mặt không đáng kể so với bước sóng.

PHẢN XẠ TỪ CÁC MẶT GỒ GHỀ

Để định lượng độ gồ ghề thường sử dụng tiêu chuẩn độ gồ ghề Rayleigh.

Đó là:

$$g = 4\pi.(S_h / \lambda).\sin\theta \quad (8-53)$$

Ở đây S_h là độ lệch chuẩn của độ cao bề mặt xung quanh giá trị trung bình cục bộ trong miền Fresnel, λ là bước sóng không gian tự do và θ là góc lướt. Nói chung, bề mặt được coi là tròn nếu $g < 0,3$. Khi bề mặt là gồ ghề thì tín hiệu phản xạ có 2 thành phần: một thành phần là phản chiếu và thành phần kia là khuếch tán.

HỆ SỐ PHÂN KỲ

Khi các tia bị phản xạ phản chiếu từ một bề mặt hình cầu, thì sẽ giảm hệ số phản xạ. Để tính độ cong của quả đất gây ra độ giảm này, ta đưa vào hệ số phân kỳ D , là tỷ số biên độ tia phản xạ trên tia tới và có thể coi D là hệ số phản xạ R_o tính cho sự phản xạ của mặt đất hình cầu bằng phẳng:

$$D = [1 + (2d_1.d_2)/[(a_e.\sin\theta).(d_1 + d_2)]]^{-1/2} \quad (8-54)$$

Phương trình (8-52) chỉ ra sử dụng hệ số phân kỳ như thế nào trong khi xác định hệ số phản xạ hiệu dụng của mặt đất hình cầu bao gồm cả hiệu ứng phản xạ cục bộ.

TÍNH TOÁN CÁC ĐIỂM PHẢN XẠ (BÁO CÁO 1008 - CCIR)

Phân tích các phản xạ bề mặt yêu cầu xác định điểm phản xạ phản chiếu hình học tại một khoảng cách d_1 nào đó, so với một đầu cuối. Giá trị chính xác đối với vị trí của điểm phản xạ chỉ tồn tại với mặt đất phẳng. Những nghiệm gần đúng có thể có được đối với các cự ly góc nhỏ với các đầu cuối gần bề mặt trái đất. Để dễ dàng xác định một giá trị đối với điểm phản xạ, ta xác định 2 đại lượng trung gian m và c đối chiếu với hình 8.12:

$$m = d^2/[4a_e (h_1 + h_2)] \quad (8-55)$$

$$c = (h_1 - h_2)/(h_1 + h_2) \quad h_2 > h_1 \quad (8-56)$$

Ở đây a_e là bán kính hiệu dụng của quả đất và các đại lượng khác đều chỉ trên hình 8.12.

Sau đó tìm đại lượng thứ ba b:

$$b = 2 [(m + 1)/3m]^{1/2} \cdot \cos [(\pi/3) + (1/3) \cdot \arccos\{(3c/2) \cdot [3m/(m + 1)]^{1/2}\}] \quad (8-57)$$

Qua đó cho phép xác định khoảng cách d_2 từ đầu cuối có độ cao trên mức nước biển h_2 , cùng với chênh lệch độ dài của tuyến Δr và góc lướt θ :

$$d_2 = (d/2) \cdot (1 + b) \quad (8-58)$$

$$\Delta r = (2d_1 \cdot d_2/d) \cdot \theta^2 \quad (8-59)$$

$$\theta = [(h_1 + h_2)/d] \cdot [1 - m(1 + b^2)] \quad (8-60)$$

Phương pháp được sử dụng để giảm ảnh hưởng của các phản xạ là phân tập không gian. Điều này sẽ trình bày trong chương này khi chúng ta đề cập đến các kỹ thuật được sử dụng để giảm các hiệu ứng pha dính.

8.2.3. Cơ sở truyền sóng

Trong mục này chỉ bao gồm những khái niệm cơ bản ảnh hưởng đến sự triển khai các phương trình trong việc sử dụng chung.

8.2.3.1. Cường độ trường

Cường độ trường được định nghĩa bằng ứng suất điện môi tồn tại giữa 2 điểm cách nhau một khoảng cách đơn vị và nằm trên một đường thẳng song song với điện trường. Một cách khác, có thể định nghĩa "Cường độ điện trường tại một điểm (do bằng V/m) là lực tác dụng lên một điện tích tĩnh dương trên 1 đơn vị điện tích". Do đó cường độ có thể biểu thị bằng Newton trên điện tích đơn vị. Cường độ trường có thể tính bằng các đơn vị megavolt/mét (MV/m) xuống đến microvolt/mét ($\mu V/m$). Thông thường sử dụng các giá trị RMS, trừ khi được biểu đạt một cách khác.

8.2.3.2. Phát xạ từ bộ phát xạ đẳng hướng

Bộ phát xạ đẳng hướng chỉ là một sự tưởng tượng, là một bộ phát xạ điểm trong không gian tự do, sẽ phát xạ mọi hướng sao cho mật sóng tạo nên là một

mặt cầu. Nếu công suất phát xạ tại tâm của hình cầu là P_1 watt, sau đó công suất này sẽ phân bố đều khắp trên mặt cầu của mặt sóng ứng với mật độ công suất $P_1/(4\pi.d^2)$ W/m²; ở đây d là khoảng cách của mặt sóng tính từ tâm hình cầu tức là bán kính. Nếu d lớn hơn 100 m thì diện tích bề mặt bằng 1 m² sẽ là một phần rất nhỏ của tổng diện tích bề mặt hình cầu, vì vậy có thể xem như phẳng. Vì công suất chứa trong một mét vuông của mặt sóng là số năng lượng xuyên qua nó trong 1 giây, để tiện lợi có thể coi năng lượng này xuyên qua bề mặt 1 m² sau khi vượt qua 1 m. Điều này cho phép tính số năng lượng tích trữ trong một tụ điện tương đương. Tụ điện có diện tích bề mặt 1 m² và các phiến của nó (các mặt sóng) cách nhau 1 m. Số năng lượng tích trữ trong tụ điện tính theo:

$$W = C.V^2/2 \quad J \text{ (Joule)} \quad (8-61)$$

Ở đây W là năng lượng tích trữ trong tụ điện, C là điện dung tính bằng Farad, V là điện thế đi ngang qua tụ điện tính bằng volt.

Vì điện dung của một tụ điện phiến song song là:

$$C = \epsilon_0 A/s \quad F \text{ (Farad)} \quad (8-62)$$

Ở đây ϵ_0 là hằng số điện môi của không gian tự do ($8,85419 \cdot 10^{-12}$ F/m); A là diện tích của các phiến (m²) và s là khoảng cách giữa các phiến (m).

Đối với 1 m³ không khí, điện dung C là:

$$C = 8,85 \cdot 10^{-12} \quad F \text{ (Farad)}$$

Từ phương trình (8-61), năng lượng tích trữ trong tụ điện là:

$$\begin{aligned} W &= (1/2) \cdot \epsilon_0 \cdot (A/s) \cdot (V/s)^2 s^2 \\ W &= (1/2) \cdot \epsilon_0 \cdot A \cdot E_0^2 \cdot s \end{aligned} \quad (8-63)$$

Với $A = 1 \text{ m}^2$ và $s = 1 \text{ m}$; năng lượng tích trong 1 cm³ là:

$$W = E_0^2 \cdot 4,425 \cdot 10^{-12} \quad J \text{ (Joule)}$$

Ở đây E_0 là cường độ trường tính bằng V/m.

Năng lượng tĩnh điện này xuyên qua một mặt sóng hình cầu với vận tốc gần bằng tốc độ ánh sáng, sao cho thời gian để nó đi qua 1 mét sẽ là $1/c = 1/(3 \times 10^8)$ giây; như vậy, năng lượng xuyên qua 1 m³ trong 1 giây, hoặc công suất đi xuyên qua 1 m² của mặt sóng sẽ là: $1,326 \cdot 10^{-3} \cdot E_0^2$ (Watt).

Công suất/1 m² xuất phát từ bộ phát xạ đẳng hướng bao gồm các thành phần công suất điện và công suất từ. Như vậy, đối với riêng thành phần điện, thì công suất/1 m² là: $P_1/8\pi.d^2$.

Nếu lấy diện tích bề mặt của mặt sóng 1 m^2 , thì:

$$P_1/(8\pi.d^2) = 1,326.10^{-3}.E_o^2$$

Như vậy:

$$E_o = [30.P_1/d^2]^{1/2} \quad (\text{V/m}) \quad (8-64)$$

Trong các anten thực tế, công suất của một anten đẳng hướng được tập trung theo một hướng nào đó. Công suất được tập trung càng lớn, thì tăng ích của anten càng cao. Đó là do công suất tập trung này yêu cầu một anten đẳng hướng có công suất tương đương với hệ số tập trung hoặc tăng ích của anten thực. Như vậy phương trình (8-64) sẽ trở thành:

$$E_o(\text{thực}) = [30G_1.P_1/d^2]^{1/2} \quad (\text{V/m}) \quad (8-65)$$

Điều này có nghĩa là công suất phát xạ P_1 của bộ phát xạ đẳng hướng tăng lên một hệ số G_1 . Nếu xác định theo anten đẳng hướng thì tăng ích của một anten thực sẽ là:

$$\begin{aligned} 20\lg[E_o(\text{thực})/E_o] &= 10\lg[(30G_1.P_1/d^2)/(30P_1/d^2)] \\ &= 10\lg G_1 = G_1 \quad (\text{dBi}) \end{aligned} \quad (8-66)$$

Ở đây dBi ký hiệu là hệ số khuếch đại dB trên anten đẳng hướng.

8.2.3.3. Truyền trong tâm nhìn thẳng

Xuất phát từ ý nghĩa hình học đơn giản, chênh lệch độ dài đường đi của tia trực tiếp và tia phản xạ, Δr , có thể được tìm thấy đối với trường hợp mặt đất phẳng là:

$$\Delta r_{(\text{phẳng})} = 2.h'_1.h'_2/d \quad (8-67)$$

Ở đây h'_1 và h'_2 là các độ cao anten trên mặt đất phẳng hoặc mặt tiếp tuyến như trong hình 8.12, và d là khoảng cách giữa các đầu cuối. Nếu $\Delta r_{(\text{phẳng})}$ được biểu thị trong các quan hệ pha của tần số sóng mang, thì chênh lệch khoảng cách tạo nên lệch pha và bằng:

$$\Delta\phi_r = \Delta r_{(\text{phẳng})}.(2\pi/\lambda) = 4\pi h'_1.h'_2/(\lambda.d) \quad (\text{radian}) \quad (8-68)$$

Mặc dù phương trình (8-68) cho độ lệch pha giữa tia trực tiếp và tia phản xạ, nhưng lại không tính đến sự biến đổi pha tại điểm phản xạ. Sự biến đổi pha này phụ thuộc vào góc lướt, bản chất của bề mặt, sự phân cực và tần số như đã nói ở mục 8.2.2.4. Tuy vậy, nếu góc lướt rất nhỏ thì sự biến đổi pha xấp xỉ 180° hoặc π radian. Tổng lệch pha ở máy thu giữa tia trực tiếp và tia phản xạ sẽ là tổng của $\Delta\phi_r$ và sự biến đổi pha lúc phản xạ $\Delta\phi_p$, tức là:

$$\Delta\phi = 4\pi h'_1 h'_2 / (\lambda.d) + \pi \quad (\text{radian}) \quad (8-69)$$

Nếu người ta giả thiết rằng biên độ của hệ số phản xạ bằng 1, thì cường độ trường ở máy thu sẽ bằng tổng véc tơ của 2 thành phần, mỗi thành phần bằng cường độ trường không gian tự do E_0 với lệch pha radian. Véc tơ tổng là cường độ trường tổng cộng E ở máy thu và sẽ là:

$$E = 2 E_0 \sin[2\pi h'_1 h'_2 / (\lambda.d)] \quad (\text{V/m}) \quad (\text{trên mặt đất phẳng}) \quad (8-70)$$

Phương trình (8-70) cũng có thể được suy ra từ phương trình truyền sóng vô tuyến trên mặt đất phẳng. Trong phương trình (8-71) khi $R = -1$ đối với các đường lướt gần và bỏ qua hệ số tiêu hao A của sóng bề mặt. Điều kiện này áp dụng với điều kiện là cả 2 anten được nâng khỏi mặt đất với độ cao lớn hơn 1 bước sóng, hoặc lớn hơn 5 đến 10 bước sóng trên mặt nước biển. Với các điều kiện này, ảnh hưởng của quả đất không phụ thuộc vào sự phân cực và các hằng số của đất.

$$(E/E_0) = 1 + R \cdot \exp(j\Delta r) + (1 - R) A \cdot \exp(j\Delta r) + \dots \quad (8-71)$$

Sóng trực tiếp	Sóng phản xạ	Sóng bề mặt	Ảnh hưởng của trường cảm ứng và đất thứ cấp
-------------------	-----------------	----------------	---

CÁC ĐỒ THỊ ĐỘ CAO/TĂNG ÍCH

Phương trình (8-70) biểu thị cấu trúc búp sóng của tín hiệu dao động xung quanh giá trị không gian tự do E_0 , tức là $2E_0$ và 0, vì biểu thức $2\pi h'_1 h'_2 / (\lambda.d)$ biến đổi. Nếu một trong các độ cao của anten (ví dụ h'_2) thay đổi, còn các thành phần khác giữ nguyên, E sẽ có giá trị cực đại $2E_0$ bất cứ lúc nào khi:

$$2\pi h'_1 h'_2 / (\lambda.d) = (2n + 1)\pi / 2 \quad (\text{radian})$$

Hoặc khi:

$$h'_2 = (2n + 1) \cdot \lambda.d / (4h'_1) \quad (8-72)$$

Đồng thời, E sẽ có một giá trị cực tiểu, khi mà:

$$2\pi h'_1 h'_2 / (\lambda.d) = n\pi$$

Hoặc khi:

$$h'_2 = n \cdot (\lambda.d) / (2h'_1) \quad (8-73)$$

Chú ý rằng tất cả các khoảng cách được đo cùng đơn vị.

Như vậy, vì tăng độ cao của anten, cường độ trường biến đổi theo dạng

hình sin, tạo nên biểu đồ các vân giao thoa. Sự biến đổi cường độ trường theo độ cao anten gọi là đặc tuyến độ cao/hệ số tăng ích. Do việc bố trí 2 anten cho một máy thu chung, một cái ở "0" còn cái kia ở đỉnh ($2E_0$), đó là nguyên lý bảo vệ theo phân tập không gian.

CÔNG SUẤT CỰC ĐẠI CUNG CẤP CHO MÁY THU

Công suất hữu ích cực đại P_2 có thể cung cấp cho máy thu là:

$$P_2 = [E.\lambda/2\pi]^2.(G_2/120) \quad (W) \quad (8-74)$$

Ở đây E là cường độ trường thu được V/m ; λ là bước sóng tính bằng m , và G_2 là tỷ số hệ số tăng ích của anten thu trên anten đẳng hướng. Phương trình này có thể đưa ra bằng cách giả thiết rằng mật độ thông lượng công suất tính bằng W/m^2 như đã nói ở trên đối với trường điện, ta có:

$$S_e = E^2/(240\pi) = 1,326 \times 10^{-3} \times E_0^2 \quad (W/m^2) \quad (8-75)$$

Vì thành phần từ cũng cần tính đến, nên mật độ thông lượng có thể có ở anten thu là gấp 2 lần giá trị đã cho ở (8-75). Như vậy:

$$S_r = E^2/(120\pi) \quad (W/m^2) \quad (8-76)$$

Diện tích hiệu dụng của anten đẳng hướng là $\lambda^2/4\pi$ và mật độ thông lượng ở anten là công suất thu được chia cho diện tích hiệu dụng. Mật độ thông lượng này giống như mật độ thông lượng cho ở phương trình (8-76), như vậy:

$$S_r = E^2/(120\pi) = P_2(4\pi/\lambda^2)$$

Do đó công suất thu được P_2 đối với một anten thu đẳng hướng là:

$$P_2 = E^2.\lambda^2/(480\pi^2) \quad (8-77)$$

Khi anten không đẳng hướng thì hệ số tăng ích là:

$$G_2 = (4\pi).A_e/\lambda^2 \quad (8-78)$$

Ở đây A_e là diện tích hiệu dụng theo hướng truyền dẫn. Sử dụng phương trình (8-78), rút ra được mật độ thông lượng ở anten thu, là:

$$S_r = E^2/(120\pi) = P_2(4\pi/G_2\lambda^2)$$

Giải đối với P_2 , ta nhận được phương trình (8-74).

TỔN HAO TRUYỀN DẪN

Báo cáo 341-3 của CCIR định nghĩa tổn hao truyền dẫn của một tuyến viba (ký hiệu bằng L hoặc A) là tỷ số (thường biểu thị bằng dB) giữa công suất

phát xạ của anten phát và công suất có được ở anten thu, nếu không có tổn hao trong các mạch cao tần các biểu đồ bức xạ của anten không thay đổi. Các ghi chú kèm theo định nghĩa này là:

Ghi chú 1: Tổn hao truyền dẫn có thể được biểu thị $L = (L_s - L_{tc} - L_{rc})$ dB, khi L_{tc} và L_{rc} là các tổn hao biểu thị bằng dB, trong các mạch anten phát và thu tương ứng, bao gồm cả sự tiêu tán kết hợp với bức xạ của anten, tức là các định nghĩa của L_{tc} và L_{rc} là $10\lg(r'/r)$; ở đây r' là thành phần điện trở của mạch anten và r là điện trở bức xạ.

Ghi chú 2: Tổn hao truyền dẫn bằng tổn hao hệ thống trừ đi tổn hao trong các mạch tần số vô tuyến cao tần liên quan đến các anten.

Tổn hao truyền dẫn cơ bản của không gian tự do (ký hiệu là L_{bf} hoặc A_0) là tổn hao truyền dẫn có thể xuất hiện nếu thay các anten bằng các anten đẳng hướng đặt trong môi trường điện môi hoàn hảo, đồng nhất, đẳng hướng và vô hạn, khoảng cách giữa các anten giữ nguyên. Nếu khoảng cách d giữa các anten lớn hơn nhiều so với bước sóng λ , thì tổn hao truyền dẫn không gian tự do A_0 có thể thu được từ phương trình (8-65) và (8-77) là:

$$A_0 = 10\lg(P_1/P_2) = 20\lg[(4\pi d/\lambda) \cdot (E_0/E)] \quad (\text{dB})$$

Trong các điều kiện không gian tự do, ở đó không có sóng phản xạ, thì cường độ trường E thu được bằng cường độ trường không gian tự do E_0 , do đó:

$$A_0 = 20\lg(4\pi d/\lambda) = 32,5 + 20\lg f(\text{MHz}) + 20\lg d(\text{km}) \quad (\text{dB}) \quad (8-79)$$

Ở đây f là tần số sóng mang tính bằng MHz, d là khoảng cách giữa 2 anten ở các đầu cuối đường tính bằng km. Tổn hao truyền dẫn A có thể thu được từ phương trình (8-65) và phương trình (8-74):

$$\begin{aligned} A &= 10\lg(P_1/P_2) = A_0 - G_1 - G_2 \\ &= 32,5 + 20\lg f(\text{MHz}) + 20\lg d(\text{km}) - G_1 - G_2 \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (8-80)$$

Tổn hao tổng của một tuyến viba (ký hiệu L_1 hoặc A_1) là tỷ số (thường biểu thị bằng dB) của công suất do máy phát của tuyến cung cấp và công suất cung cấp cho máy thu tương ứng trong điều kiện lắp đặt, truyền dẫn và hoạt động thực tế.

Chú ý: Trong mỗi trường hợp, cần phải định rõ các điểm tại đó công suất do máy phát cung cấp và công suất cung cấp cho máy thu được xác định, ví dụ: Trước hoặc sau bộ lọc cao tần (tần số vô tuyến) hoặc các bộ ghép kênh ở đầu cuối phát hoặc đầu cuối thu, và ở đầu vào hoặc đầu ra của các dây phích anten phát và anten thu.

Tổn hao hệ thống (ký hiệu L_s hoặc A_s) là tỷ số công suất cao tần (tần số vô tuyến) đưa vào các đầu của anten phát và công suất tín hiệu tần số vô tuyến hợp thành có thể có tại các đầu của anten thu, được biểu thị bằng dB.

Ghi chú 1: Công suất có thể có (hiệu lực) là công suất thực cực đại, là một nguồn có thể cung cấp cho tải, tức là công suất sẽ cung cấp cho tải nếu các trở kháng đã được phối hợp với nhau.

Ghi chú 2: Tổn hao hệ thống có thể biểu thị:

$$L_s = 10\lg(P_i/P_a) = P_i - P_a \quad (\text{dB}) \quad (8-81)$$

Ở đây P_i là công suất cao tần đưa vào các đầu của anten phát và P_a là tổng công suất cao tần ở các đầu của anten thu.

Ghi chú 3: Tổn hao hệ thống trừ các tổn hao trong các dây phích, nhưng gồm tất cả các tổn hao trong các mạch cao tần liên quan với anten, như là tổn hao đất, các tổn hao điện môi, các tổn hao của cuộn tải anten, và các tổn hao của điện trở kết cuối.

Tổn hao truyền dẫn cơ bản của một tuyến viba (ký hiệu L_b hoặc A_b) là tổn hao truyền dẫn sẽ xuất hiện nếu các anten được thay bằng các anten đẳng hướng có cùng phân cực như các anten thực, đường truyền dẫn giữ nguyên, nhưng bỏ qua các ảnh hưởng của các vật cản gần với các anten.

Ghi chú 1: Tổn hao truyền dẫn cơ bản bằng tỷ số công suất bức xạ đẳng hướng tương đương của hệ thống máy phát trên công suất có thể có của anten thu đẳng hướng.

Ghi chú 2: Ảnh hưởng của đất cục bộ gần với anten được gộp lại trong khi tính hệ số tăng ích của anten nhưng không có trong tổn hao cơ bản của anten.

Tổn hao liên quan đến không gian tự do (ký hiệu L_m hoặc A_m) là hiệu giữa tổn hao truyền dẫn cơ bản và tổn hao truyền dẫn cơ bản không gian tự do, biểu thị bằng dB.

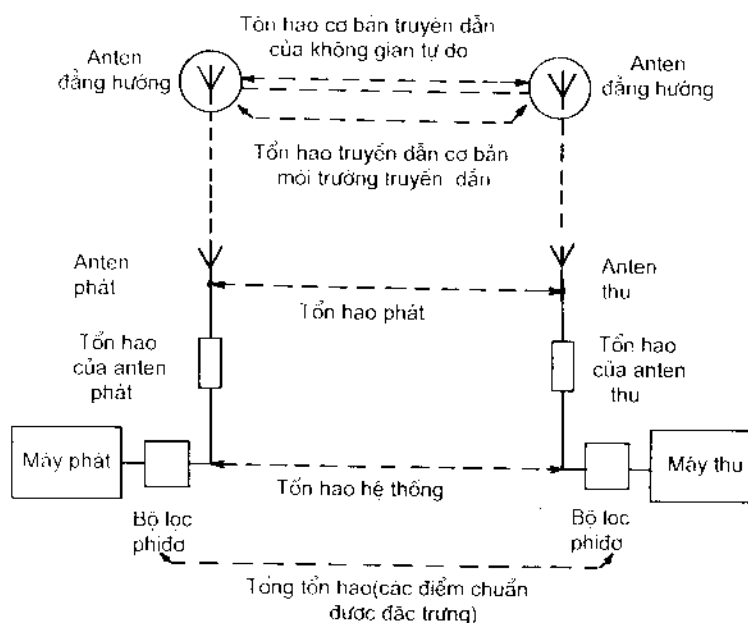
Ghi chú 1: Tổn hao liên quan đến không gian tự do được biểu thị:

$$L_m = L_b - L_{bf} \quad (\text{dB}) \quad (8-82)$$

Ghi chú 2: Tổn hao liên quan đến không gian tự do (L_m) có thể phân thành các loại tổn hao khác nhau như:

- * Tổn hao hấp thụ (các khí của tầng điện ly, tầng khí quyển) hoặc mưa.
- * Tổn hao nhiễu xạ, cũng như đối với các sóng đất.

- * Tổn hao phản xạ hoặc tổn hao tán xạ hiệu dụng cũng như trường hợp tầng điện ly bao gồm các kết quả của sự hội tụ hoặc phân kỳ nào đó do độ cong của lớp phản xạ.
- * Tổn hao ghép phân cực, có thể xuất hiện do mất phối hợp phân cực nào đó giữa các anten đối với tia đặc biệt được xét.
- * Tổn hao độ ghép khẩu độ trung bình hoặc sự suy giảm hệ số tăng ích anten, có thể do có hiện tượng tán xạ phụ trên tuyến.
- * Ảnh hưởng giao thoa sóng giữa tia trực tiếp và tia phản xạ từ đất, các vật cản khác hoặc các lớp khí quyển.



Hình 8.13- Miêu tả biểu đồ các thành phần sử dụng trong khái niệm tổn hao truyền dẫn.
(Theo CCIR, Khuyến nghị 341-2)

Hình 8.13 nêu thành dạng biểu đồ biểu thị các định nghĩa trong Báo cáo 341-2 của CCIR ở mục này.

8.3. PHA ĐỊNH

Pha định là sự biến đổi cường độ tín hiệu sóng mang vô tuyến siêu cao tần thu được do sự thay đổi khí quyển và các phản xạ của đất và nước trong đường truyền sóng. Đây là mối quan tâm của các nhà thiết kế hệ thống viba. Có 2 loại

pha đình chính là các pha đình phẳng, tác động chủ yếu đến người thiết kế hệ thống viba số dung lượng bé làm suy giảm đều tín hiệu sóng mang đi qua dải tần số, và pha đình lựa chọn còn mang tên là pha đình lựa chọn tần số, là mối quan tâm chủ yếu đối với người thiết kế hệ thống viba số dung lượng cao. Hai loại pha đình này có thể xuất hiện độc lập với nhau hoặc xuất hiện đồng thời. Để thiết kế một hệ thống vô tuyến số chỉ tính độ dự trữ pha đình để bù trừ các pha đình phẳng có thể dẫn đến nhầm lẫn, vì các hiệu ứng lựa chọn của pha đình nhiều tia ảnh hưởng nhiều đến lượng gián đoạn thông tin, mà tuyến sẽ chịu đựng do méo biên độ và méo thời gian trễ suốt độ rộng băng tần của kênh. Các méo này tạo nên một độ dư giao thoa giữa các ký hiệu lớn hơn so với việc tăng lượng tạp âm nhiệt của tín hiệu thu. Điều này làm tăng nhanh BER mà không có bất kỳ biểu hiện gì từ tín hiệu thu được do độ dự trữ pha đình phẳng khá lớn. Trước lúc quay trở lại trình bày các pha đình phẳng nhiều tia hoặc pha đình Rayleigh và pha đình lựa chọn nhiều tia do tín hiệu đi qua bầu khí quyển, ta sẽ xem xét vấn đề pha đình phản xạ của mặt đất. Điều này sẽ tạo nên một tính liên tục về tư duy như đã trình bày trong mục 8.2.2.4 và cho phép xử lý các vấn đề pha đình nhiều tia tầng đối lưu được coi là một đề tài riêng. Cách phân loại như trên với điều kiện khoảng hở tuyến phù hợp, để cho tổn hao tạp âm xạ là không đáng kể, và với sự phản xạ đất phản chiếu đơn được hạn chế, nguyên nhân chủ yếu của pha đình trên các tuyến viba tầm nhìn thẳng là sự biến đổi bất đồng đều về chỉ số khúc xạ của khí quyển. Sự biến đổi này tạo nên các điều kiện cho nhiều đường tín hiệu tầng đối lưu (nhiều tia) tồn tại và đó là các điều kiện cho pha đình nhiều tia tầng đối lưu.

8.3.1. Pha đình phản xạ đất

Nếu đường vô tuyến chuyển tiếp đi qua mặt đất hoặc mặt nước có độ phản xạ cao, thì pha đình phụ thuộc nhiều vào phản xạ xuất hiện từ các tia này hơn là vào nhiều tia tầng đối lưu, đặc biệt nếu các đường ngắn. Đó là do phản xạ từ mặt đất làm cho cường độ tín hiệu thu thẳng giáng ngẫu nhiên vì các điều kiện khí tượng gây ra các biến đổi tham số truyền dẫn. Có thể xuất hiện các mức tín hiệu phản xạ nhỏ hơn 10 dB so với mức tín hiệu của đường trực tiếp nếu tuyến đi qua các vùng như biển, hồ, các vùng bằng phẳng và ẩm ướt, đất ướt và các thung lũng ẩm ướt, ngòi hoặc các đầm lầy. Ở đây có thể có sự phản xạ toàn phần trong lớp khí quyển gần mặt đất khi có sương hoặc sương mù bao phủ mặt đất. Các đặc tính của pha đình phản xạ là khác nhau, người ta sử dụng các đặc tính đó để mô tả pha đình nhiều tia. Đặc biệt các kỹ thuật sử dụng để dự đoán pha đình nhiều tia không sử dụng cho pha đình phản xạ, ở đó xuất hiện độ sâu pha đình tương đối nhỏ hoặc tương đối lớn, phụ thuộc vào độ cao của các

anten trên mặt phản xạ và các hệ số bề mặt của phản xạ. Mặc dầu còn ít thông tin một cách tổng quát về các phương pháp dự đoán đối với các đường có phản xạ bề mặt lớn, tuy vậy đến nay đã có một số phương pháp được mô tả. "Phương pháp Majoli" xuất phát từ phương trình (8-50) xét đối với tần số góc sóng mang ω , độ sâu pha đỉnh do phản xạ FAD_r là:

$$FAD_r = -20\lg [H(\omega)] \quad (8-83)$$

Sử dụng định lý Moivre và giả thiết: $(\phi_R - \omega\tau) = \Phi$ và $|R| = b$, phương trình (8-83) trở thành:

$$FAD_r = -10\lg(1 + b^2 + 2b \cdot \cos\Phi) \quad (8-84)$$

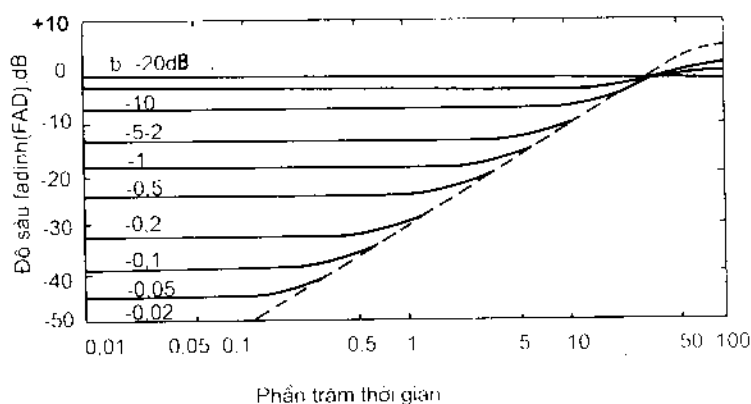
Nếu coi rằng thời gian trễ của tia phản xạ lớn hơn nhiều so với chu kỳ của sóng mang, thì có thể giả thiết rằng sự thăng giáng của τ theo thời gian là đủ lớn để coi nó là một biến ngẫu nhiên phân bố đều trên $1/2$ chu kỳ sóng mang. Giả thiết rằng độ dịch pha liên quan đến sự phản xạ là hằng số thì từ: $(\phi_R - \omega\tau) = \Phi$ sử dụng cùng một mô hình như đối với Φ . Do đó lấy b là hằng số, từ phương trình (8-84) có thể tính sự phân bố của FAD_r , các kết quả chỉ ra trong hình 8.14 với các giá trị b khác nhau.

Từ hình 8.14 có thể nhận thấy rằng đối với hệ số phản xạ 0,96 ($b = -0,175$ dB), biểu thị phản xạ rất mạnh, tiêu hao sẽ lớn hơn khoảng 35 dB trong khoảng 0,5% thời gian. Điều này chỉ ra rằng nếu máy thu có độ dự trữ pha đỉnh 35 dB và tuyến có độ khả dụng 99,98%, lúc đó nếu không có bảo vệ pha đỉnh phản xạ thích hợp thì tuyến không thể thoả mãn mục tiêu khả dụng. Các giả thiết đặt ra để đạt được các đường cong của hình 8.14 không phải luôn đúng vì τ có thể không phải là một biến ngẫu nhiên phân bố đều và vì b không phải luôn luôn là hằng số mà biến thiên theo các điều kiện truyền lan khác nhau, ϕ_R cũng vậy. Báo cáo 338-5 của CCIR nêu rằng trên tất cả các đường đủ phẳng số pha đỉnh (trừ khúc xạ thứ cấp) tăng theo sự tăng khoảng hở của đường. Trên các đường ven bờ biển, số pha đỉnh thực tế lớn hơn so với các đường trên đất liền. Đối với các pha đỉnh đo trên các đường mặt biển, nhận thấy rằng chúng có nhiều hơn 5 lần so với các pha đỉnh trên các đường đất liền trong một vùng bằng phẳng lân cận với điểm phản xạ đất.

8.3.1.1. Các kỹ thuật giảm ảnh hưởng của pha đỉnh nhiều tia bề mặt (pha đỉnh phản xạ đất)

Thông thường chỉ thu và truyền dẫn phân tập không gian với anten đặt cách nhau theo chiều dọc mới đạt được biện pháp chống lại hữu hiệu đối với các tia phản xạ bề mặt, trong khi cách sử dụng một mình phân tập tần số chỉ có

hiệu quả nếu sử dụng phân tập băng tần chéo. Thỉnh thoảng, đặc biệt đối với các đường trên mặt nước, có thể xê dịch điểm phản xạ yếu hoặc mặt đất hấp thụ gần vị trí của anten. Điều này đôi khi có thể đạt được bằng cách tạo các anten có độ cao khác nhau, một anten ở đầu có vị trí cao, còn đầu kia ở vị trí thấp. Nếu phương pháp này không thực hiện được thì có thể thay đổi độ cao của một anten sao cho điểm phản xạ được che chắn khỏi anten kia. Tuy vậy điều này chỉ có thể sử dụng đối với các đường ngắn, còn đối với các đường tương đối dài người ta nhận xét là kỹ thuật này có thể không đạt do siêu khúc xạ của tia phản xạ qua vật chắn làm mờ sự phản xạ.



Hình 8.14- Phần trăm thời gian mà độ sâu pha đỉnh biểu thị trên tọa độ bị vượt quá.
(Theo Telettra S.P.A)

Phương trình (8-32) chỉ ra rằng hệ số phản xạ R phụ thuộc vào các đồ thị bức xạ của anten phát và thu cũng như vào các đặc tính của đất,... Các giá trị của A_T và A_R cũng phụ thuộc vào các góc ψ_1 và ψ_2 như chỉ ra trên hình 8.12. Nếu sử dụng 2 anten ở tại vị trí thu hoặc vị trí phát, hoặc cả 2 vị trí, có thể bố trí sao cho đồ thị bức xạ tạo thành có điểm (không) trùng với hướng của điểm phản xạ. Sự sắp xếp bố trí anten như vậy gọi là "hệ thống chống phản xạ". Sử dụng các anten này theo cách sắp xếp vậy cũng cho phép tăng hệ số tăng ích anten lên 3 dB. Hình 8.15 minh họa cách bố trí như vậy. Nếu tia trực tiếp tới theo phương nằm ngang, thì 2 anten đặt trong mặt phẳng thẳng đứng cách nhau s mét. Đầu ra của mỗi một anten được nối đến một cầu sai động thông qua 2 phidơ được cắt theo một độ dài sao cho các tín hiệu thu trực tiếp được cộng với nhau trùng pha ở đầu ra của cầu. Phải sửa pha để đạt được chỉ tiêu chất lượng tối ưu, người ta thường sử dụng một bộ dịch pha ở một trong hai dây phidơ đó. Vì để đến được mỗi một anten, các tia phản xạ phải qua các độ dài đường đi khác nhau nên các pha của nó cộng không trùng pha.

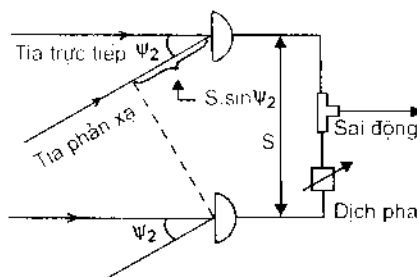
Từ hình 8.15 có thể thấy chênh lệch của đường là $s.\sin\psi_2$, tạo nên độ dịch pha:

$$\sigma = (2\pi s.\sin\psi_2)/\lambda \quad (8-85)$$

Chọn giá trị s sao cho $\sigma = \pi$, tức là:

$$s = \lambda / (2\sin\psi_2) \quad (8-86)$$

tạo nên sự ngược pha và các tín hiệu phản xạ khử lẫn nhau.



Hình 8.15- Hệ thống chống phản xạ
(Theo Telettra S.P.A)

Những cấu trúc thực tế đối với độ chính xác khử tín hiệu phản xạ là: biến thiên chỉ số khúc xạ của khí quyển do biến đổi góc ψ_2 , sự chuyển động của anten do gió, biến đổi độ dài trong các phích do thay đổi nhiệt độ, thay đổi tần số sóng mang so với thiết kế và khó khăn trong việc thi công và hiệu chỉnh. Không thể sử dụng hệ thống này khi ψ_2 rất nhỏ ($\leq 20^\circ$). Đối với hệ thống 2 GHz, $\psi_2 = 1^\circ$, Majoli đã chứng minh rằng trong khoảng 15% thời gian, người ta đã thu được tiêu hao của tia phản xạ là 28,6 dB, trong lúc 80% trường hợp tiêu hao thực chỉ là 15 dB. Người ta hy vọng rằng tăng góc ψ_2 sẽ đạt được sự cải thiện. Một nhận xét thực tế khác là khoảng cách của các anten bị giới hạn vì tần số của sóng mang tăng. Giả thiết là anten tiêu chuẩn 1 m^2 thường sử dụng ở 13 GHz hoặc cũng có thể nói là khoảng cách tối thiểu bị giới hạn 1 m^2 . Từ phương trình (8-86), với $\psi_2 = 2^\circ$, giá trị tối thiểu của λ là 0,08376 m, tương ứng với tần số cực đại 3,58 GHz, hoặc 7,16 GHz nếu $\psi_2 = 1^\circ$.

8.3.2. Pha định nhiều tia hoặc pha định Rayleigh

Đối với một tuyến được thiết kế tốt, sẽ không lệ thuộc vào pha định nhiều xạ hoặc các phản xạ bề mặt, truyền sóng nhiều tia là yếu tố chủ yếu trong pha định dưới 8 GHz. Trên tần số này các ảnh hưởng của mưa có những tăng lên để xác định độ dài của tuyến cho phép thông qua các mục tiêu gián đoạn làm việc

của hệ thống (xem mục 7.5.3). Nói chung người ta chấp thuận là, với khoảng hở đường phù hợp và không có sự phản xạ phản chiếu duy nhất trên một đường thì pha đỉnh rất sâu bởi do truyền lan nhiều tia qua bầu khí quyển, trên một đoạn duy nhất, làm cho biên độ tín hiệu thu được có sự phân bố Rayleigh theo thời gian. Sự phân bố như vậy đặc trưng bởi độ dốc 10 dB/decade với độ sâu pha đỉnh lớn hơn 10 dB trong các chặng tiếp phát bình thường và 20 - 30 dB đối với các chặng tiếp phát dài (> 60 km). Đối với các chặng tiếp phát ngắn, sự giảm tiệm cận này bắt đầu đối với các độ sâu pha đỉnh chỉ vượt vài dB. Nếu pha đỉnh nhiều tia xuất hiện trong một phần của tháng, trong thời gian còn lại, độ sâu pha đỉnh có phân bố ít nghiêm trọng hơn nhiều, tuân theo phân bố chuẩn logarit. Các sự thăng giáng này như chúng ta đã biết là các pha đỉnh nông.

Đối với các độ sâu pha đỉnh ≥ 20 dB, đối với các tuyến 4 GHz và 6 GHz, Barnett đã chỉ ra rằng:

$$P(FAD_m > F) = P_o \cdot 10^{-F/10} \quad (8-87)$$

Ở đây $P(FAD_m > F)$ là xác suất để độ sâu pha đỉnh nhiều tia lớn hơn độ sâu pha đỉnh F dB, và ở đó hằng số P_o từ khoảng 0,001 đến 15 và phụ thuộc vào các tham số khác nhau của các tuyến như tần số công tác, độ dài của chặng, khí hậu và độ gồ ghề của địa hình, cũng như thời gian của ngày và tháng trong năm. Trong các điều kiện truyền lan bình thường với khí quyển dọc tuyến tương đối đồng nhất (nghĩa là các sự thay đổi chỉ số khúc xạ theo phương thẳng đứng hoặc nằm ngang là rất ít hoặc không có), chỉ có một đường chủ yếu duy nhất giữa an ten phát và anten thu. Mức tín hiệu thu được trong các điều kiện này tương đối ổn định và giá trị của nó (gọi là giá trị không gian tự do) có thể được tính một cách tương đối đơn giản, mặc dù có sự lệch chỉ số khúc xạ ngẫu nhiên biến đổi nhỏ theo thời gian gây ra sự nhấp nháy nhỏ trong công suất thu được (bình thường độ lệch chuẩn là 0,6 dB), ngay cả khi giá trị trung bình giữ không đổi. Trạng thái ổn định tương đối này thường xuất hiện trong những giờ giữa trưa, khi đó không khí bị xáo trộn hoàn toàn do xuất hiện các dòng đối lưu và gió. Khi gần tối và đặc biệt trong các tháng mùa hè, lượng gió giảm, nhiệt độ và độ ẩm phân bố không đều, tạo nên các gradient về chỉ số khúc xạ biến đổi. Loại không khí này đem lại các điều kiện truyền lan dị thường, trong đó có thể có 2 hoặc nhiều đường truyền lan. Tùy theo độ dài của chặng và giá trị gradient chỉ số khúc xạ, độ dày và độ cao, có thể có đến 3 đường truyền lan. Người ta đã nghĩ rằng truyền lan nhiều tia xuất hiện theo phương thức 2 tia trong khoảng 80 ÷ 90% thời gian, và truyền lan theo phương thức 3 tia là một ngoại lệ so với sự xuất hiện thông thường trong các điều kiện pha đỉnh nhiều tia.

Như đã nói ở trên, trong hệ thống dung lượng bé pha đình nhiều tia thường tạo ra giao thoa giữa các ký hiệu bé hơn so với hệ thống dung lượng lớn. Điều này nói lên một thực tế là độ rộng băng tần của hệ thống dung lượng thấp nhỏ hơn nhiều. Ở đây $1/\tau$ là nghịch đảo của thời gian trễ nhiều tia lớn nhất. Trong các điều kiện này, độ dự trữ pha đình phẳng là một tham số thiết kế có giá trị.

Trong các hệ thống dung lượng cao có độ rộng băng tần IF lớn hơn nhiều, vì thế các độ tán xạ biên độ trong băng tần có thể đủ để tạo ra gián đoạn thông tin, điều đó không dễ thấy ngay lập tức khi xem xét pha đình nhiều đường không lựa chọn. Một vấn đề đáng lưu ý là pha đình nhiều đường lựa chọn theo tần số, nhưng ở đây chỉ xem xét các đặc tính không lựa chọn.

8.3.2.1. Hệ số xuất hiện pha đình nhiều tia P_o

Có thể sử dụng phương trình (8-87) ở trên để dự đoán xác suất xuất hiện pha đình nhiều tia ở độ sâu lớn hơn một độ sâu ấn định nào đó, nếu tham số P_o có thể xác định. Biểu diễn hệ số xuất hiện pha đình nhiều tia cho tháng xấu nhất P_o bằng hệ số hoạt động nhiều tia xác suất pha đình Rayleigh P_R là:

$$P_o = C(f/4).d^3 \times 10^{-5} = \eta P_R \quad (8-88)$$

Ở đây C là hệ số địa hình và có các giá trị:

$$C = \begin{cases} 1 & \text{địa hình trung bình có khí hậu ôn đới.} \\ 4 & \text{trên mặt nước và bờ biển Gulf hoặc khí hậu ẩm ướt hoặc} \\ & \text{khí hậu biểu thị sự đảo nhiệt mạnh đã có ở các sa mạc.} \\ 0,25 & \text{miền núi và khí hậu khô.} \end{cases}$$

và f tính bằng GHz, d tính bằng km.

Để thích ứng với sự gồ ghề của địa hình, Majoli sử dụng một dạng cải tiến phương trình (8-88) đó là:

$$P_o = 0,3.a.C.(f/4).(d/50)^3 = \eta P_R \quad (8-89)$$

Ở đây C vẫn giữ nguyên như trên nhưng a đặc trưng cho độ gồ ghề của địa hình và biến đổi trong khoảng 0,25 và 4 khi độ gồ ghề giảm. Khi $a = 0,24$ thì các phương trình (8-88) và (8-89) là giống hệt nhau. Đối với các địa hình đồi có độ gồ ghề u , trong khoảng 5 đến 100 m, sử dụng phương trình dưới đây:

$$a = (u/15)^{-1,3} \quad (8-90)$$

8.3.2.2. Độ dự trữ pha đỉnh phẳng và sự gián đoạn thông tin của hệ thống

Giảm độ dài cần thiết của tuyến cùng với sự tăng tần số sóng mang, sẽ giảm sự tác động rất lớn của pha đỉnh nhiều tia. Vì pha đỉnh do mưa và pha đỉnh do các ảnh hưởng nhiều tia là các sự kiện loại trừ lẫn nhau, do đó phải cộng thêm số lần gián đoạn thông tin dự đoán tương ứng đối với mỗi một nguyên nhân pha đỉnh. Nếu tách giữa độ khả dụng (độ sẵn sàng) và chất lượng trong các mục tiêu chất lượng, thì các ảnh hưởng của mưa phân bố chủ yếu cho độ không khả dụng (không sẵn sàng, sự gián đoạn thông tin lớn hơn 10 giây) và pha đỉnh nhiều tia chủ yếu phân bố cho đặc tính chất lượng của hệ thống. Độ dự trữ pha đỉnh là mức tín hiệu thu được có thể sụt đi so với mức của tín hiệu thu được không bị pha đỉnh: trước khi hệ thống không còn làm việc đúng. Cũng có thể sử dụng định nghĩa này cho các hệ thống vô tuyến tương tự và các hệ thống thông tin số dung lượng thấp. Độ dự trữ pha đỉnh F_m dB liên quan đến mức tín hiệu thu được không pha đỉnh W_o dBm, và mức tín hiệu thu được thực tế thấp nhất W dBm, trước lúc hệ thống không còn hoạt động đúng, theo biểu thức:

$$F_m = 10 \lg (W_o/W) \text{ dB} = (W_o \text{ dBm} - W \text{ dBm}) \quad (\text{dB}) \quad (8-91)$$

Từ phương trình (8-87) ta có phương trình xác suất gián đoạn thông tin của hệ thống $P(FAD_m > F_m)$:

$$\text{Xác suất gián đoạn thông tin} = P(FAD_m > F_m) = P_o \cdot 10^{-F_m/10} \quad (8-92)$$

Ở đây P_o lấy từ (8-89). Mục tiêu gián đoạn thông tin thời gian ngắn (xem mục 7.3.3.2) trong khi có pha đỉnh là:

Thời gian gián đoạn thông tin cực đại:

$$= (0,054d/2500)\% \text{ của tháng, đối với } 280 < d < 2500 \text{ km} \quad (8-93a)$$

$$= 0,006\% \text{ của tháng bất kỳ, đối với } d < 280 \text{ km} \quad (8-93b)$$

Ở đây sự gián đoạn thông tin có thể xem như khi $BER \geq 10^{-3}$ với thời gian tổng cộng 1 giây. Nếu η là một phân số của thời gian trong đó xuất hiện truyền lan nhiều tia Rayleigh (hệ số hoạt động nhiều tia), thì $(1 - \eta)$ là phân số khoảng thời gian trong đó xuất hiện pha đỉnh không Rayleigh hoặc pha đỉnh phân bố chuẩn logarit. Do đó trong tháng xấu nhất, η là khoảng thời gian trong đó xuất hiện sự hoạt động của pha đỉnh nhiều tia xấu nhất, Majoli đã cho mối quan hệ giữa η và P_o :

$$\eta = \begin{cases} 1 & \text{với } P_o > 10 \\ 0,812 \cdot P_o^{0,7} & \text{với } 0,1 < P_o < 10 \\ 1,44 P_o & \text{với } P_o < 10^{-2} \end{cases} \quad (8-94)$$

Giá trị này của η được tính như thế, bản thân nó không biểu thị pha đình nhiều tia có độ sâu lớn hơn so với giá trị của độ dự trữ pha đình, nhưng chỉ ra lượng hoạt động nhiều tia trong tháng xấu nhất. Do đó như chúng ta đã biết là hệ số hoạt động nhiều tia.

Ví dụ 1

Xác định lượng hoạt động nhiều tia bằng % của tháng xấu nhất, có thể dự kiến trên tuyến 6 GHz cự ly 60 km đi qua địa hình trung bình với độ gồ ghề bề mặt là 10 m.

Giải

Từ phương trình (8-89), giá trị của P_o được tính là 1,317; do đó, từ phương trình (8-94) $\eta = 0,221$ hoặc 22%. Điều này chỉ ra rằng hoạt động nhiều tia xuất hiện trong 580369 giây trong tháng xấu nhất. Tuy nhiên điều này không có nghĩa rằng hoạt động nhiều tia sẽ xuất hiện suốt trong toàn bộ tháng xấu nhất.

Xác định phần trăm của tháng xấu nhất, trong đó xảy ra gián đoạn thông tin, khoảng thời gian hoạt động pha đình nhiều tia trong tháng xấu nhất cần phải nhân với xác suất pha đình nhiều tia Rayleigh đã vượt quá độ dự trữ pha đình. Từ phương trình (8-91), ta có:

Phần trăm thời gian gián đoạn thông tin

$$= 100 P(FAD_m > F_m) = 100.P_o.10^{-F_m/10} \quad (\%) \quad (8-95)$$

Nếu sử dụng mục tiêu thời gian gián đoạn thông tin cực đại đã cho trong phương trình (8-93), thì có thể xác định được độ dự trữ pha đình tối thiểu. Cân bằng phương trình (8-93) với (8-95), chúng ta có:

$$F_m \geq 10\lg[(4,63 \cdot P_o/d) \cdot 10^6] \quad (\text{dB}) \quad \text{với } 280 < d < 2500 \text{ km} \quad (8-96a)$$

$$F_m \geq 10\lg[(16,54 \cdot P_o) 10^3] \quad (\text{dB}) \quad \text{với } d < 280 \text{ km} \quad (8-96b)$$

Ví dụ 2

Xác định độ dự trữ pha đình chỉ với các ảnh hưởng nhiều tia, yêu cầu phải thỏa mãn mục tiêu chất lượng của CCIR, nếu thiết kế một tuyến 50 km trong khí hậu ôn đới, qua địa hình đồi có độ gồ ghề 30 m và hoạt động ở 6 GHz.

Giải

Từ phương trình (8-89), P_o được xác định là 0,183. Từ phương trình (8-94), giá trị của η được xác định là 0,055 và từ phương trình (8-96b) giá trị độ dự trữ pha đình tối thiểu F_m được xác định là 34,79 dB.

PHƯƠNG PHÁP CCIR ĐỂ XÁC ĐỊNH ĐỘ DỰ TRỮ PHA ĐÌNH PHẪNG F_m

Sử dụng phương trình của CCIR đã cung cấp (Báo cáo 338-5 của CCIR) để xác định gần đúng phân số thời gian pha đình trung bình của tháng xấu nhất nhỏ hơn 1% thời gian:

$$\text{Phần trăm thời gian gián đoạn thông tin} = KQ.f^B.d^C.10^{-F_m/10} \times 100 \quad (\%) \quad (8-97)$$

Ở đây bảng 8.3 cung cấp các giá trị của các hệ số KQ , B và C . Nếu phương trình (8-97) đúng với mục tiêu gián đoạn thông tin cho trong phương trình (8-93), thì phương trình để xác định độ dự trữ pha đình tối thiểu có thể như trước đây:

$$F_m(\text{CCIR}) \geq 10\lg[4,63.10^6.KQ.f^B.d^C] \quad (\text{dB}) \quad \text{với } 280 < d < 2500 \text{ km} \quad (8-98a)$$

$$F_m(\text{CCIR}) \geq 10\lg[16,54.10^3.KQ.f^B.d^C] \quad (\text{dB}) \quad \text{với } d < 280 \text{ km} \quad (8-98b)$$

Ví dụ 3

Sử dụng các số liệu giống như cho trong ví dụ 2, xác định khoảng giá trị tối thiểu đối với độ dự trữ pha đình, chỉ xét đối với sự hoạt động pha đình phẳng nhiễu tia Rayleigh. Giả thiết tuyến ở Anh.

Giải

Bảng 8.3 cho 2 giá trị của KQ và các giá trị đối với B và C . Từ bảng, chúng ta tìm được giá trị cao nhất của KQ là:

$$8,1.(1/30^{1,4}).10^{-7} = 6,926.10^{-9}; B = 0,85; C = 3,5.$$

Do đó từ phương trình (8-98b), giá trị của F_m tính được là 26,67 dB. Giá trị thấp hơn của KQ tìm thấy là:

$$4,0.(1/30^{1,4}).10^{-6} = 3,421.10^{-8}; B = 0,85; C = 3,5.$$

Do đó từ phương trình (8-98b), giá trị F_m tính được là 33,60 dB. Do đó khoảng dự trữ pha đình tối thiểu là từ 26,67 dB đến 33,60 dB. Đối với Tây Nam châu Âu, kết quả sẽ là 38,4 dB, nằm trong phạm vi đã dự kiến. Kết quả này có độ phòng vệ hơn kết quả thu được theo phương trình Majoli (34,79 dB).

Các giá trị của các tham số cho trong bảng 8.3 có thể bị sai lệch do gồm một số liệu đối với có các tia có phản xạ bề mặt và / hoặc pha đình nhiễu xạ lớn. Các giá trị này có thể thấp đi do khoảng hở trung bình của tuyến, góc

ngang của tuyến và độ rộng búp sóng anten. Mặc dù như vậy, việc dùng phương trình (8-96) hay (8-98) cũng biểu thị được độ dự trữ pha định cần thiết nếu như thoả mãn đặc tính gây lỗi trầm trọng, theo CCIR.

Bảng 8.3 Các giá trị thực nghiệm của các tham số đối với phương trình (8-97) (theo CCIR-338-5)

Đề nghị của	Nhật Bản	Tây Bắc Âu	Anh	Mỹ	Liên Xô (cũ)	Bắc Âu
Chuẩn	Morita 1970		Doble 1979	Barnett 1972 Vigants 1975	Nadenen 1980	Laine 1979 Danielson 83 Tarem 85
B	1,2	1,0	0,85	1,0	1,5	1,0
C	3,5	3,5	3,5	3,0	2,0	3,0
KQ đối với nhiệt độ gồm biển, địa hình trung bình, bờ biển hoặc các miền độ ẩmcao và khí hậu ôn đới				$\frac{4,1 \times 10^{-5}}{S_1^{1,3}}$	2×10^{-5}	
KQ đối với các miền cận nhiệt đới gần biển				$\frac{3,1 \times 10^{-5}}{S_1^{1,3}}$		
KQ đối với các khí hậu ôn đới lục địa hoặc các miền khí hậu đảo vì độ giữa có địa hình đối trung bình	10^{-9}	$1,4 \times 10^{-8}$	$\frac{8,1 \times 10^{-7}}{S_1^{1,4}}$ đến $\frac{4,0 \times 10^{-6}}{S_1^{1,4}}$	$\frac{2,1 \times 10^{-5}}{S_1^{1,3}}$	$4,1 \times 10^{-6}$	$\frac{2,3 \times 10^{-5}}{S_1^{1,3}}$

KQ đối với các khí hậu ôn đới, các vùng biển có địa hình phẳng	$9,9 \times 10^{-8}$ $\sqrt{h_1 + h_2}$				$2,3 \times 10^{-5}$ đến $4,9 \times 10^{-5}$	$6,5 \times 10^{-5}$ $S_i^{1,3}$
KQ đối với các vùng khí hậu núi khô	$3,9 \times 10^{-10}$			10^{-5} $S_i^{1,3}$		10^{-8}
KQ đối với các vùng khí hậu ôn đới, các vùng đảo có địa hình phẳng					$7,6 \times 10^{-6}$ đến 2×10^{-5}	$3,3 \times 10^{-5}$ $S_i^{1,3}$
Độ chính xác của phương trình 8,97 với các hệ số đã cho	$\bar{\epsilon} = -2,9\text{dB}$ $\sigma = 6,6\text{ dB}$ 47 đường ở Anh/Pháp 7,5 - 95km 2 - 37GHz		$\bar{\epsilon} = 1,3\text{ dB}$ $\sigma = 5,0\text{ dB}$ 28 đường 7,5 - 75km 2 - 37GHz		$\bar{\epsilon} = -0,04\text{dB}$ $\sigma = 2,0\text{ dB}$ 26 đường 36 - 75km 3,7 - 8GHz	

Ghi chú:

- Số liệu của Nhật Bản sử dụng cho mùa xấu nhất.
- Các hệ số dựa vào các số liệu của Phần Lan và Thụy Điển cho các vùng không núi, và số liệu của Na Uy cho các vùng núi.

Chú ý:

h_1, h_2 : Các độ cao của anten, tính bằng mét.

S_1 : Độ gồ ghề của địa hình đo bằng mét bởi độ lệch của độ nâng địa hình chuẩn ở khoảng 1 km ($6\text{m} \leq S_1 \leq 42\text{ m}$). Độ cao các vị trí vô tuyến không cho vào.

S_2 : được xác định là giá trị RMS của các độ dốc (1/1000 radian) đo giữa các điểm cách nhau 1 km dọc đường truyền dẫn, nhưng trừ khoảng km đầu tiên và cuối cùng ($1 < S_2 < 80$).

Có thể là có một số tham số này đã bị lệch do bao các số liệu từ các đường truyền dẫn mà chúng bị ảnh hưởng của phản xạ bề mặt và hoặc pha đỉnh khúc xạ.

$\bar{\epsilon}$: giá trị trung bình của các sai số (tiên đoán - đo độ sâu pha đỉnh), bằng dB.

σ : độ lệch chuẩn của các lỗi, tính bằng dB.

8.3.3. Pha đỉnh lựa chọn

Pha đỉnh lựa chọn chủ yếu ảnh hưởng đến các hệ thống viba số chuyển tiếp dung lượng trung bình (82 Mbit/s, 34 Mbit/s, 45 Mbit/s) và các hệ thống dung lượng cao (98 Mbit/s, 140 Mbit/s và có thể cao hơn).

Gián đoạn thông tin xuất hiện trong các hệ thống này thấp hơn độ dự trữ pha đỉnh phẳng chủ yếu do méo biên độ và méo trễ nhóm trong suốt độ rộng băng tần của kênh. Các kết quả thực nghiệm đã chứng minh rằng pha đỉnh nhiều tia đi kèm lựa chọn tần số có ảnh hưởng sâu sắc đến chỉ tiêu chất lượng truyền dẫn của tuyến.

Tác động này đã có trong hệ thống có độ dự trữ pha đỉnh phẳng 46,3 dB với $BER = 10^{-3}$. Những kết quả thực nghiệm đã chứng minh rằng không có pha đỉnh nào vượt quá độ sâu pha đỉnh phẳng này, thế nhưng ở đây có $BER > 10^{-3}$ đã xuất hiện vì nhiều lý do. Do quan niệm nhầm lẫn về độ dự trữ pha đỉnh phẳng trong các hệ thống dung lượng tương đối cao, người ta đã tìm ra một biện pháp hay hơn để dự đoán đặc tính chất lượng tỷ lệ lỗi bit, trong đó bao gồm việc đo độ tán xạ biên độ đỉnh - đỉnh (đáp tuyến tần số) tại đầu vào đến bộ giải điều chế số. Các pha đỉnh không biểu hiện độ tán xạ kênh để đáp ứng BER đã dự đoán do độ dự trữ pha đỉnh phẳng. Barnett đã chỉ ra rằng các độ sâu pha đỉnh cường độ trung bình tương ứng với $BER \geq 1,2 \times 10^{-3}$ nằm trong khoảng từ 15 đến 40 dB với giá trị trung điểm 28 dB. Các kết quả cũng chỉ ra rằng xác suất tán xạ tìm ra được với một kênh bị pha đỉnh tăng đáng kể theo độ sâu pha đỉnh. Giger và Barnett cũng đã chỉ ra rằng $BER = 10^{-3}$ đã thu được kéo dài trước lúc có độ sâu pha đỉnh 41dB tương ứng với độ dự trữ pha đỉnh phẳng với $BER = 10^{-3}$. Trong một số trường hợp $BER = 10^{-3}$ đã đạt được sau lúc xuất hiện pha đỉnh 19 dB. Từ đó có thể kết luận rằng nguồn suy giảm chất lượng chủ yếu là giao thoa giữa các ký hiệu do các hiệu ứng của kênh tán xạ. Nhiều công trình đã được công bố vào đầu những năm 60 về sự phát triển của mô hình kênh thích hợp có thể giúp cho ta hiểu và dự đoán được các ảnh hưởng của pha đỉnh lựa chọn nhiều đường.

8.3.3.1 Các mô hình truyền dẫn nhiều đường

Sau đây là một bảng liệt kê các mô hình kênh đã được xây dựng từ những thiết bị đã có trên thị trường (Báo cáo 784-2 của CCIR):

- Mô hình 2 tia
- Mô hình 2 tia có tiêu hao phẳng (tương ứng với mô hình 3 tia đã đơn giản)
- Mô hình 3 tia

- Mô hình đẳng thức với các đặc tính biên độ và nhóm theo tần số.
- Tiêu hao "không-cực" của mặt phẳng S đơn.
- Mô hình miền thời gian của nhiều tia hồi âm.

Đặc tính liên kết của cặp kênh phân tập không gian với mô hình 3 tia đã đơn giản hoá. CCIR công bố rằng sử dụng các phương pháp tính gần đúng này đơn giản hơn so với các phương pháp khác, dẫn tới một công thức lý thuyết tham khảo duy nhất về méo kênh đơn giản.

Trước lúc tập trung vào mô hình 2 tia mô tả một cách đầy đủ một kênh có độ rộng băng tần hữu hạn với 80-90% của tất cả các điều kiện truyền lan nhiều đường, cần xem lại các mô hình đã liệt kê ở trên (Báo cáo 718-2 của CCIR).

MÔ HÌNH NHIỀU TIA HỒI ÂM

Trong thực tế số các tia vật lý đạt đến máy thu lớn hơn 3 nhiều. Nhưng 3 là số lượng dùng để tạo nên một mô hình mô tả được một cách chính xác quá trình truyền dẫn của kênh. Nếu xét một mô hình N tia, $H_A(\omega)$, hàm truyền đạt của mô hình được biểu thị:

$$H_A(\omega) = \sum_{i=1}^N A_i \cdot \exp(-j\omega T_i) \quad (8-99)$$

Ở đây A_i và T_i là biên độ tuyệt đối và thời gian trễ của tia thứ i. Tuy nhiên, vì khó mà đo được A_i và T_i , nên người ta đã đề xuất một mô hình N tia đã chuẩn hoá:

$$H_A(\omega) = H_0 + \sum_{i=1}^N a_i \cdot \exp(-j\omega \tau_i) \quad (8-100)$$

Ở đây lấy một tia H_0 làm chuẩn, a_i và τ_i tương ứng với biên độ và thời gian trễ tương đối của tia thứ i.

MÔ HÌNH 3 TIA TỔNG QUÁT

Người ta đã chứng minh rằng phương trình (8-100) với $N = 2$ có thể phù hợp với các kết quả thực nghiệm khi lấy tia chuẩn $H_0 = 1$ hoặc tia chuẩn nhỏ hơn 1.

MÔ HÌNH 2 TIA DỊCH PHA CÓ TIÊU HAO PHẪNG

(MÔ HÌNH 3 TIA ĐƠN GIẢN)

Hàm truyền đạt của mô hình:

$$H(\omega) = a [1 - b \cdot \exp [\pm j(\omega - \omega_M)\tau]] \quad (8-101)$$

Trong mô hình vị trí khía hình V có thể bị chuyển dịch tương ứng với tần số trung tâm ω_M . Mô hình có 4 tham số (a, b, ω, τ) có thể qui thành 3 tham số nếu τ là hằng số. Mô hình này với τ cố định biểu thị đúng hàm truyền đạt đã đo được đối với các độ rộng băng tần đến 55 MHz, với qui định là $\tau = 1/(6B)$, ở đây B là độ rộng băng tần. Thống kê các tham số của mô hình này đã thu được đối với tuyến 42 km ở tần số 6 GHz và sử dụng độ rộng băng tần 26,6 MHz, đối với chúng τ đã cố định ở 6,31 ns. Đối với các tuyến 37 km và 50 km ở tần số 11 GHz, cũng tạo nên những thống kê giống nhau đối với băng tần 55 MHz, bằng cách sử dụng giá trị τ , cố định ở 3,03 ns. Người ta đã chứng minh rằng, đối với các tuyến này, ω_M là độc lập thống kê đối với 2 tham số kia và phân bố đồng đều suốt băng tần 55 MHz.

MÔ HÌNH 2 TIA ĐÃ CHUẨN HOÁ

Hàm truyền đạt của mô hình 2 tia đã chuẩn hoá được biểu thị bằng phương trình (8-101) với $a = 1$. Mô hình này có 3 tham số (b, ω, τ). Mô hình biểu thị đúng hàm truyền đạt đã đo được trong băng tần 55 MHz. Ba tham số là độc lập thống kê với nhau và b được phân bố đều. Phương trình (8-50) chỉ ra phương trình cuối cùng ở đó $|R| = b$ và $\phi_R = \omega_M \tau - \pi$. Nếu $\omega_M = 0$, mô hình 2 tia đã chuẩn hoá có thể giảm xuống 2 tham số. Vị trí khe sau đó được cố định và nằm ở trung tâm băng tần của kênh.

CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐA THỨC

Người ta biểu diễn biên độ và thời gian trễ nhóm là một hàm của tần số dưới dạng một đa thức tổng quát sau:

$$p(\omega) = C_0 + C_1\omega + C_2\omega^2 + \dots + C_N\omega^N \quad (8-102)$$

Một đa thức cho hàm truyền đạt dưới dạng tổng quát sau:

$$H(\omega) = A_0 + \sum_{k=1}^N (A_k + jB_k) \cdot (j\omega)^k \quad (8-103)$$

Đa thức phức đã triển khai bậc nhất khá phù hợp với các số liệu thực nghiệm thu được trên một chặng dài 42,5 km ở 6 GHz trong dải tần 26 MHz và phù hợp với các số liệu trên chặng 37 và 50 km ở 11 GHz trong dải tần 55 MHz.

8.3.3.2. Mô hình 2 tia

Hàm truyền đạt của kênh pha định nhiều tia (MPF) cho trong phương trình (8-100) có thể biểu thị một trạng thái thực tế. Tuy vậy, với N_{22} và tia trực

tiếp hoặc tia chuẩn H_0 lấy bằng đơn vị và $\tau_2 = \tau$ thì nó biến thành mô hình 3 tia tổng quát. Hàm truyền đạt là:

$$H(\omega) = 1 + a_1 \exp(-j\omega\tau_1) + a_2 \exp(-j\omega\tau)$$

Vì $a_1 \exp(-j\omega\tau_1)$ là một véc tơ quay theo chiều kim đồng hồ với bán kính a_1 ; đối với ω cố định (tại 1 thời điểm) và τ_1 cố định, thì hàm tuyến đạt này có thể biểu thị dưới dạng kết quả của 1 và $a_1 \exp(-j\omega\tau_1)$, và kết quả này lại tổng hợp với véc tơ $a_2 \exp(-j\omega\tau)$ sẽ cho ta toàn bộ kết quả. Điều này chỉ ra trên hình 8.16(c). Nếu lấy τ_1 đủ nhỏ, pha $\omega\tau_1$ chỉ thay đổi một lượng nhỏ khi pha đỉnh tối thiểu hoặc tần số góc ω của khe thay đổi và nó chuyển động trong độ rộng băng của sóng mang. Điều này có nghĩa rằng véc tơ $1 + a_1 \exp(-j\omega\tau_1)$ sẽ không thay đổi nhiều. Véc tơ tổng đối với τ_1 nhỏ được chỉ ra trên hình 8.16(a). Như vậy:

$$1 + a_1 \exp(-j\omega\tau_1) = a \exp(-j\phi) \quad (8-104)$$

Nếu cho tần số khe bằng ω_0 và τ là hiệu thời gian trễ trong kênh giữa đường của tia gián tiếp và đường của tia trực tiếp, thì $\omega_0\tau$ có thể coi như sự biến đổi về pha do sự phụ thuộc tần số của tia gián tiếp gây ra cho hàm truyền đạt tổng. Tuy vậy sự thay đổi theo pha này là ngược với tia trực tiếp và có pha ϕ ở trung tâm của kênh là:

$$\phi = \omega_0\tau + \pi \quad (8-105)$$

Thay phương trình (8-104) và (8-105) vào (8-103); và giả sử $b = a_2/a$, hàm truyền đạt trở thành (nhớ rằng $\exp(j\pi) = -1$):

$$H(\omega) = a \exp(-j\phi) [1 - b \exp \{-j(\omega - \omega_0)\tau\}]$$

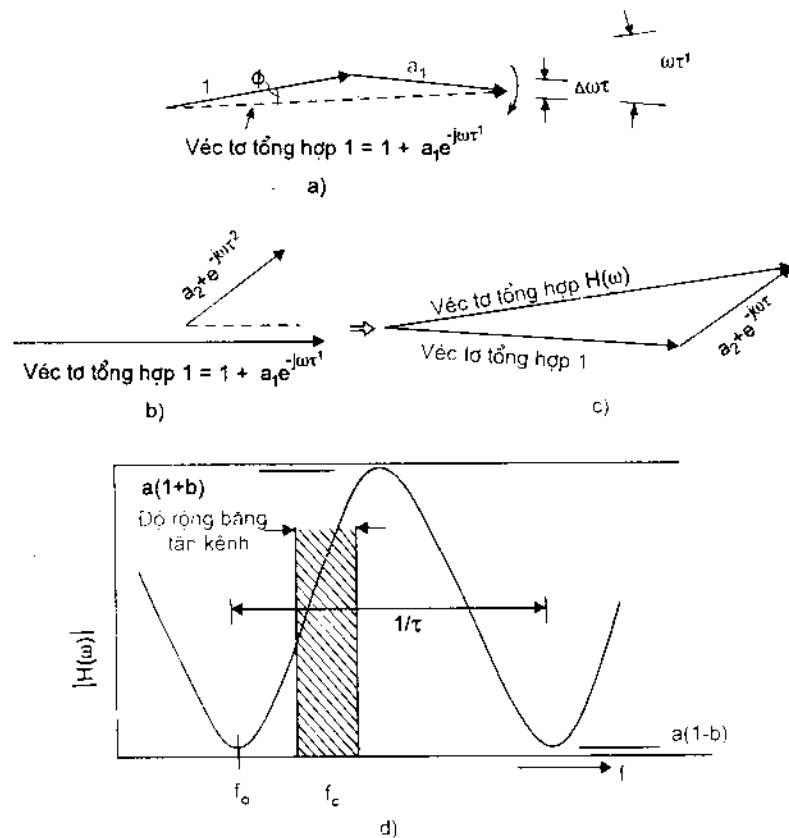
Vì $\omega\tau_1$ rất nhỏ, như chỉ ra trong hình 8.16(a), góc tổng ϕ cũng rất nhỏ. Do đó: $\exp(j\phi) \approx 1$. Hàm truyền đạt của pha đỉnh nhiều tia, cuối cùng sẽ là:

$$H(\omega) = a [1 - b \exp \{-j(\omega - \omega_0)\tau\}] \quad (8-106)$$

Phương trình (8-106) chỉ ra rằng $H(\omega)$ là một hàm tuần hoàn của f ; ở đây $\omega = 2\pi f$ với chu kỳ bằng $1/\tau$. Biên độ của nó thay đổi giữa giá trị cực tiểu $a(1 - b)$, xuất hiện khi $f = f_0 + k/\tau$, ở đây $k = \dots, -1, 0, 1, \dots$ và giá trị cực đại $a(1 + b)$, xuất hiện tại các giá trị:

$$f = f_0 + 1/(2\tau) + k/\tau$$

Nếu giả thiết rằng tần số sóng mang f_c là cố định, thì biến số f_0 là tần số gần với sóng mang nhất, tại đó xuất hiện khe và nó có thể biến thiên trong khoảng $(-1/2|\tau|, 1/2|\tau|)$. Hình 8.16(d) minh họa đáp tuyến tần số của $|H(\omega)|$.



Hình 8.16- Véc tơ pha định 3 tia và đáp tuyến tần số của hàm chuyển đổi kênh pha định nhiều tia.

(a) Hàm số $1 + ae^{-j\omega\tau}$; (b) và (c) Hàm của $H(\omega)$, (d) Đáp tuyến tần số

TRẠNG THÁI PHA CỰC TIỂU

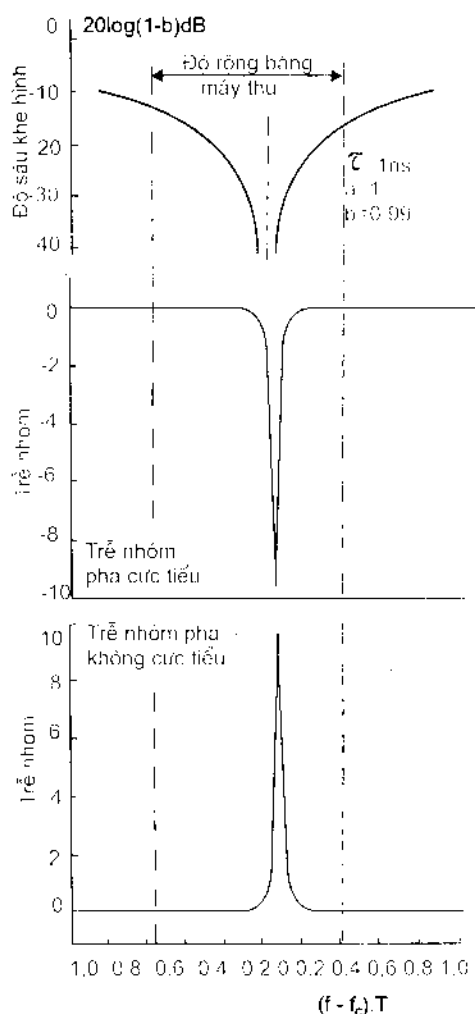
Giá trị số mũ trong phương trình (8-106) cho bởi: $[-j(\omega - \omega_0)\tau]$. Điều này có nghĩa rằng kênh ở trạng thái pha cực tiểu. Trong trường hợp này, người ta nhận thấy rằng thời gian trễ của tia gián tiếp lớn hơn thời gian trễ của tia trực tiếp và lấy $\tau > 0$ và biên độ của tia gián tiếp nhỏ hơn tia trực tiếp ($b < 1$). Ngoài điều kiện này thường xảy ra nhiều điều kiện khác nữa, mà vẫn tạo nên điều kiện pha cực tiểu, đó là tia phản xạ (tia gián tiếp) đạt đến máy thu nhanh hơn tia trực tiếp, do đó tạo ra thời gian trễ âm ($\tau < 0$) và biên độ của tia phản xạ lớn hơn so với biên độ của tia trực tiếp ($b > 1$). Nói cách khác, đối với các điều kiện này tia phản xạ đóng vai trò tia trực tiếp và nó biểu hiện các đặc điểm mong đợi của tia trực tiếp. Tóm lại các điều kiện để pha cực tiểu là:

* Tia phản xạ đến máy thu sau tia trực tiếp và có biên độ nhỏ hơn biên độ tia trực tiếp:

$$\tau > 0 ; b < 1 \quad (8-107)$$

* Tia trực tiếp đến máy thu sau tia phản xạ và biên độ nhỏ hơn biên độ của tia phản xạ:

$$\tau < 0 ; b > 1$$



Hình 8.17- Các loại méo biên độ và trễ nhóm của pha định mô hình 2 tia điển hình

TRẠNG THÁI PHA KHÔNG CỰC TIỂU

Nếu giá trị của số mũ trong phương trình (8-106) là $(+j(\omega - \omega_0)\tau)$ thì kênh ở trạng thái pha không cực tiểu. Trong tình trạng này, tia phản xạ có thể bị chậm một thời gian τ ($\tau > 0$) nhưng biên độ lại lớn hơn biên độ tia trực tiếp ($b > 1$). Tương tự, tia trực tiếp có thể chậm so với tia phản xạ ($\tau < 0$) nhưng biên

độ lại lớn hơn biên độ của tia phản xạ. Tóm lại, các điều kiện để pha không cực tiểu là:

* Tia phản xạ đến máy thu sau tia trực tiếp, nhưng biên độ lớn hơn biên độ tia trực tiếp:

$$\tau > 0 ; b > 1 \quad (8-108)$$

* Tia trực tiếp đến máy thu sau tia phản xạ, nhưng biên độ lớn hơn biên độ tia phản xạ:

$$\tau < 0 ; b < 1$$

MÉO TRỄ NHÓM

Nếu trong phương trình (8-106) thay tập các tham số (a, b, ω_0, τ) bằng tập $(-ab, 1/b, \omega_0, -\tau)$ trừ hệ số nhân $\exp(-j(\omega - \omega_0)\tau)$, sẽ được một hàm truyền đạt không thay đổi. Điều này cho phép dấu của τ thay đổi cùng với các tham số a và b mà nó vẫn có hiện tượng truyền lan không thay đổi được biểu thị trong cùng một cách. Nếu giả thiết rằng để xảy ra $\tau > 0$, thì điều kiện pha cực tiểu xuất hiện khi $b < 1$ và điều kiện pha không cực tiểu xuất hiện khi $b > 1$. Thay $1/b$ vào phương trình (8-106), sẽ được hàm truyền đạt mức $H'(\omega)$ liên quan đến liên hiệp phức ban đầu $H^*(\omega)$ như sau:

$$\begin{aligned} H(\omega) &= a [1 - (1/b) \cdot \exp \{-j(\omega - \omega_0)\tau\}] \\ &= -(1/b) \cdot \exp \{-j(\omega - \omega_0)\tau\} \cdot H^*(\omega) \end{aligned} \quad (8-109)$$

Đặc tính biên độ của môi trường truyền dẫn chỉ biến đổi hệ số nhân $(1/b)$, trong khi đặc tính trễ nhóm $\tau_{g(\omega)}$ thay đổi dấu và cộng với một hằng số τ , đó là:

$$\tau'_{g(\omega)} = -\tau_{g(\omega)} + \tau \quad (8-110)$$

Ở đây:

$$\tau'_{g(\omega)} = -d(\arg H'(\omega))/d\omega$$

và:

$$\tau_{g(\omega)} = -d(\arg H(\omega))/d\omega \quad (8-111)$$

là các đặc tính trễ nhóm liên quan với $H'(\omega)$ và $H(\omega)$ tương ứng. Giá trị argument của $H(\omega)$ có tên là $\arg H(\omega)$ tìm được như sau:

$$\arg H(\omega) = \arctg[(b \cdot \sin(\omega - \omega_0)\tau) / (1 - b \cdot \cos(\omega - \omega_0)\tau)]$$

và:

$$|H(\omega)| = a [1 + b^2 - 2b \cdot \cos(\omega - \omega_0) \tau]^{1/2} \quad (8-112)$$

Như vậy:

$$\tau_{g(\omega)} = -(\tau b) \cdot [b - \cos(\omega - \omega_0) \tau] / [1 + b^2 - 2b \cdot \cos(\omega - \omega_0) \tau] \quad (8-113)$$

Sử dụng phương trình (8-110), có thể tìm được giá trị trễ nhóm $\tau'_{g(\omega)}$.

Như đã nói ở trên, đặc tính biên độ biến đổi giữa giá trị cực tiểu $a(1-b)$ và giá trị cực đại $a(1+b)$. Giá trị cực tiểu của đặc tính trễ nhóm tìm thấy là: $-\tau \cdot b / (1-b)$, và giá trị cực đại là $\tau \cdot b / (1+b)$. Giá trị cực đại luôn luôn là một giá trị dương, trong khi đó giá trị cực tiểu là âm hoặc dương phụ thuộc vào hàm truyền đạt là pha cực tiểu hoặc pha không cực tiểu. Hình 8.17 chỉ ra méo biên độ pha đỉnh 2 tia điển hình và méo trễ điển hình đối với trễ nhóm pha cực tiểu và pha không cực tiểu. Méo trễ nhóm pha không cực tiểu là một dạng nghịch đảo của méo trễ nhóm, nhưng mặt khác chính là sự méo của pha cực tiểu. Đáp ứng của thiết bị đối với mỗi loại, thực tế có thể coi là khác nhau, đặc biệt những nơi có tỉ lệ sử dụng các bộ cân bằng để làm mất tác dụng các ảnh hưởng của pha đỉnh lựa chọn nhiều tia. Với lý do này, một vấn đề quan trọng là phải đánh giá được đáp ứng cho cả 2 điều kiện pha cực tiểu và pha không cực tiểu.

CÁC DẤU ẤN

Một dấu ấn của máy thu vô tuyến số là độ đo độ dung sai của máy thu đối với pha đỉnh lựa chọn. Đó là đồ thị về độ sâu tới hạn B_c của khe đo được do bộ mô phỏng tạo nên với trễ xác định τ (thường là 6,3 ns) tạo ra một tỷ số lỗi xác định ở đầu ra của máy thu với tần số khe tương đối ω_0 ($\omega_0 = \omega_c - \omega_n$; ở đây ω_c là tần số trung tâm của kênh, ω_n là tần số của khe thực tế). Các điểm nằm trong dấu ấn thường tương ứng với tỷ số lỗi lớn hơn 10^{-3} và do đó tương ứng với điều kiện gián đoạn thông tin. Có thể sử dụng dấu ấn cùng với các thống kê méo nhiều tia xuất hiện để tính lượng thời gian gián đoạn thông tin chịu đựng được trung bình. Khi nghiên cứu hình dạng dấu ấn của thiết bị, phải chú ý như sau:

- * Diện tích của dấu ấn càng nhỏ thì độ nhạy của thiết bị đối với méo nhiều tia càng kém.
- * Độ rộng W của dấu ấn gần như độc lập với τ đã sử dụng.
- * Độ cao của dấu ấn $\lambda(\tau)$ nhạy với thời gian trễ nhiều tia τ
- * Các dấu ấn của hệ thống bị suy giảm khi có tạp âm hoặc nhiễu, điều đó, làm tăng độ rộng và độ cao của nó. Do đó diện tích trong dấu ấn tăng lên.
- * Dạng lý tưởng của dấu ấn là một hình chữ nhật, nhưng thực tế nó xuất hiện như đường cong có dạng M hoặc W.

* Diện tích của dấu ấn càng lớn, thì miền gián đoạn thông tin càng lớn và máy thu sẽ càng có thiên hướng gián đoạn thông tin do pha đình lựa chọn gây ra.

* Một hệ thống vô tuyến mà dấu ấn của nó hoàn toàn rơi xuống thấp, hoặc chứa hoàn toàn bên trong dấu ấn của một hệ thống thứ hai (cả hai có thời gian trễ tương đối của tia đội là 6,3 ns) sẽ làm việc ngoài hệ thống thứ 2.

Thường độ sâu khe (1 - b) là biên độ của tia trực tiếp trừ đi biên độ của tia phản xạ, được biểu thị bằng giá trị logarit của nó và đối với giá trị tới hạn, ở đó hệ thống vô tuyến với $BER = 10^{-3}$ được ký hiệu bằng B_c là:

$$B_c = -20\lg(1 - b) \quad (8-114)$$

Như đã nói ở trên, thường sử dụng giá trị thời gian trễ $\tau = 6,3$ ns. Không mất tính tổng quát bằng cách cố định τ , khi tỷ số τ đối với khoảng thời gian của ký hiệu nhỏ. Đôi khi trong bộ mô phỏng người ta sử dụng τ khác 6,3 ns. Khi điều này xuất hiện, thì có thể sử dụng qui luật xác định tỷ xích đơn giản trong một khoảng hữu hạn để được đường cong tới hạn B_c ($\tau = 6,3$ ns). Sử dụng qui luật xác định tỷ xích này, vì chỉ có độ cao của dấu ấn phụ thuộc vào τ , và không phụ thuộc vào độ rộng. Thường người ta tạo ra 2 loại dấu ấn cho một hệ thống, tùy theo pha đình lựa chọn là loại pha cực tiểu hoặc loại pha không cực tiểu. Các dấu ấn này thường được đặt tên là: dấu ấn loại M cho các điều pha cực tiểu; và dấu ấn loại W cho các điều kiện pha không cực tiểu.

Trong hầu hết các dấu ấn, người ta tìm thấy một chỗ trùng ở trung tâm băng tần. Điều này chỉ ra rằng thiết bị có khả năng cảm nhận nhỏ hơn đối với các pha đình trung tâm băng tần so với các pha đình xuất hiện ngoài trung tâm. Các pha đình trung tâm băng tần gây ra sự trải rộng xung cực đại, điều đó dẫn đến giao thoa giữa các ký hiệu trùng pha, trái lại các pha đình ngoài trung tâm không gây ra lượng trải rộng xung như vậy, nhưng gây ra sự giao thoa giữa các ký hiệu xuyên âm. Giao thoa giữa các ký hiệu xuyên âm là tồi tệ nhất trong 2 loại nói trên, và tăng khả năng cảm nhận của thiết bị đối với pha đình ngoài trung tâm. Như sẽ trình bày dưới đây, có thể sử dụng các dấu ấn để giúp tiên đoán sự gián đoạn thông tin. Ngoài ra, chúng cũng có thể sử dụng để so sánh chỉ tiêu chất lượng đã cải thiện của một máy thu vô tuyến khi sử dụng và không sử dụng các bộ cân bằng tự thích nghi IF và các bộ cân bằng băng cơ bản, nhất là các bộ cân bằng thường được thiết kế đặc biệt cho các điều kiện pha cực tiểu và pha không cực tiểu. Hình 8.18 chỉ ra dấu hiệu điển hình đối với các điều chế khác nhau.

Để so sánh tỷ lệ độ cao của dấu ấn (dấu ấn 2) tạo ra với thời gian trễ đã cho (τ_2 ns) trong đường của bộ mô phỏng, đối với độ cao của dấu ấn khác (dấu ấn 1) với thời gian trễ khác (τ_1 ns, ở đây τ_1 có thể có giá trị 6,2 ns), có thể sử dụng phương trình dưới đây:

$$\text{Dấu ấn 1} = \text{Dấu ấn 2} - 20\lg(\tau_1/\tau_2) \quad (\text{dB}) \quad (8-115)$$

Phương trình (8-115) chỉ ra rằng độ cao của dấu ấn bị giảm vì thời gian trễ tăng. Đó là do $B_c = -20\lg(1-b)$, tạo ra các giới hạn của B_c như: $B_c = \infty$, khi tia phản xạ bằng tia trực tiếp với thời gian trễ bằng 0 (trường hợp xấu nhất) và $B_c = 0$ dB khi $b = 0$, hoặc thời gian trễ là vô hạn (trường hợp tốt nhất). Có một dấu ấn tốt nhất có diện tích dưới các đường cong M hoặc W hầu như bằng 0. Với mục đích giải thích chỉ xét đường cong M (điều kiện pha cực tiểu): một dấu ấn có diện tích dưới đường cong M hầu như bằng 0 chỉ ra rằng máy thu không bị ảnh hưởng bởi sóng phản xạ có thời gian trễ hầu như bằng 0 và biên độ gần như bằng biên độ của sóng trực tiếp. Có một loại dấu ấn xấu nhất hầu như kéo dài đường lên đến trục $B_c = 0$ dB, đã chỉ ra rằng, khi tia phản xạ hầu như bằng 0 và có thời gian trễ rất dài, sẽ vẫn gây ra hiện tượng gián đoạn thông tin của máy thu.

Trước lúc sử dụng quá trình xác định tỷ lệ xích theo phương trình (8-115), cần phải xét 2 khía cạnh quan trọng:

1. Phương trình (8-115) chỉ đúng đối với các khe sâu, các khe đó chỉ có một phần nhỏ mẫu giao thoa rơi vào trong kênh. Điều này có nghĩa là cần phải có mối quan hệ tuyến tính giữa các sự thay đổi thời gian trễ và độ sâu khe và lượng méo sinh ra trong kênh vô tuyến.
2. Kênh đang hoạt động trong môi trường không có tạp âm và nhiễu.

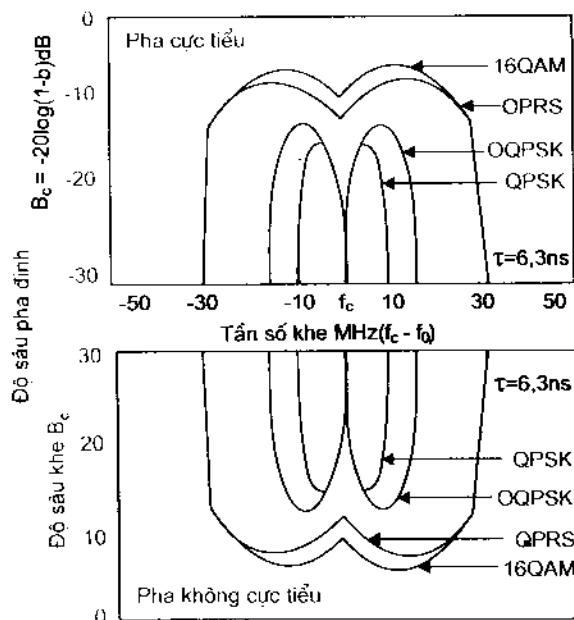
Trong khi pha đỉnh nhiễu tia không chỉ giảm mức tín hiệu thu, mà còn có tổn hao tương đương của sự lựa chọn phân cực chéo (xem dưới đây trong chương này về các ảnh hưởng nhiễu tia đến sự phân cực chéo). Ảnh hưởng này hầu hết được biểu hiện khi các thời gian trễ của kênh là ngắn nhất.

Hơn nữa, các thời gian trễ ngắn cũng làm mất hiệu lực qui luật xác định tỷ lệ xích. Qua thực nghiệm các ảnh hưởng của các thời gian trễ khác nhau đối với kênh, và giao thoa giữa các kênh lân cận là:

- * Thời gian trễ ngắn: suy giảm do sự phân biệt (tách) lựa chọn phân cực chéo chiếm ưu thế.
- * Thời gian trễ trung bình: Cả sự phân biệt (tách) lựa chọn phân cực chéo (XPD) và méo tín hiệu đều xuất hiện.

* Thời gian trễ dài: méo trong kênh là chủ yếu.

Có thể xem xét các ảnh hưởng này khi tiên đoán chỉ tiêu chất lượng của một hệ thống vô tuyến bằng phương pháp đo dấu ấn của nó.

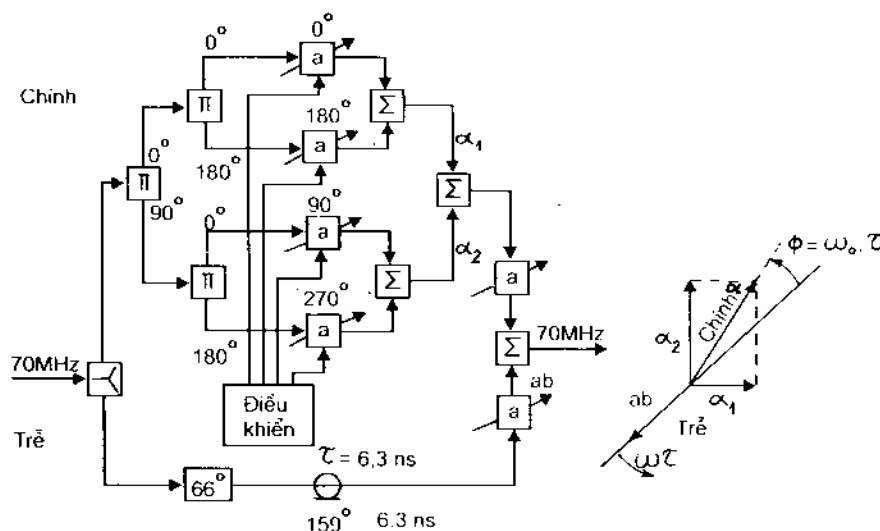


Hình 8.18- Các dấu ấn điển hình đối với các điều chế khác nhau.

Quan hệ giữa độ sâu pha định và phần trăm pha định pha cực tiểu như sau:

- Các độ sâu của khe 19 dB dưới mức tín hiệu không bị pha định xuất hiện trong vùng khoảng 100% thời gian.
- Các độ sâu của khe giữa 19 dB và 37 dB dưới mức tín hiệu không pha định xuất hiện với tỷ lệ tuyến tính giảm 2,8% dB gần 100% thời gian ở 19 dB xuống đến 50% ở 37 dB.
- Các độ sâu khe > 37 dB xuất hiện chỉ trong 50% thời gian.

Độ pha định sâu được xem như trong đó các thành phần của tia trực tiếp và tia phản xạ có biên độ như nhau. Một sự thay đổi dù ít nào đó của biên độ tương đối sẽ tạo nên một xác suất thay đổi cao giữa 2 trạng thái pha. Do đó, đối với các pha định sâu, mỗi một trạng thái pha phải có xác suất như nhau. Đối với pha định nhẹ, khả năng thay đổi trạng thái không lớn và điều kiện pha tối thiểu là trạng thái pha chủ yếu. Ngoài ra trạng thái pha không cực tiểu có thể xuất hiện trong lúc xảy ra các pha định nông, nếu hệ thống đã bị chặn ở trạng thái pha định pha không cực tiểu trong lúc pha định sâu, và vẫn bị chặn ở trạng thái này khi độ sâu pha định giảm.



Hình 8.19- Bộ mô phỏng pha đình IF

CÁC BỘ MÔ PHÒNG NHIỀU TIA

Hình 8.19 minh họa một bộ mô phỏng pha đình IF điển hình. Mặc dù có thể sử dụng một bộ mô phỏng pha đình RF, nhưng loại IF cho phép mức tín hiệu và mức nhiễu dễ điều chỉnh đối với các thí nghiệm lặp. Tín hiệu vào ở tần số trung tâm 70 MHz được chia ra: thành phần chính có thể điều chỉnh, pha bất kỳ và thành phần trễ với thời gian trễ cố định (τ ns) nhưng có thể điều chỉnh độ lớn. Sau này thành phần chính được phân tích thành các thành phần trực giao, bằng cách sử dụng các mạng băng rộng biểu thị hệ số tăng ích đều (phẳng) và thời gian trễ hợp lý. Một véc tơ đặc biệt được cấu trúc bằng cách điều chỉnh các thành phần trực giao để tạo nên một tần số khe pha đình mô phỏng: trong thực tế, việc cảm nhận pha của các thành phần 0° và 90° là có thể đảo chiều được một cách độc lập, bằng cách sử dụng một mạch điều khiển để đưa vào một tiêu hao đủ trong đường không mong muốn để tạo hở mạch một cách hữu hiệu. Điều này cho phép lựa chọn tần số khe một cách linh hoạt. Thời gian trễ cố định 6,3 ns cộng vào đường trễ sẽ cho độ dịch pha 159° đối với tần số trung tâm IF 70 MHz. Điều này chứng tỏ rằng sử dụng một mạng băng rộng 66° cùng loại có thể tạo ra sự dịch pha 225° đối với đường truyền dẫn 0° . Véc tơ trễ cố định theo hướng ngược với véc tơ chính có thể điều chỉnh được ở vị trí khoảng giữa, tương ứng với pha đình của kênh trung tâm ($\phi = 0^\circ$). Vì $1/\tau = 1/6,3 \text{ ns} = 158,4 \text{ MHz}$, thay đổi 1° hướng của véc tơ chính tương ứng với dịch chuyển tần số vị trí khe pha đình 0,44 MHz. Với $\phi = -45^\circ$, vị trí khe bị dịch 19,8 MHz dưới trung tâm của kênh ($f_0 = -19,8 \text{ MHz}$). Sau đó biên độ của thành phần trễ

được điều chỉnh để đạt được độ sâu khe mong muốn. Vấn đề chính thường xuất hiện với loại mô phỏng nhiều tia này là lỗi khi tạo ra khe, tức là sự khác nhau giữa tần số khe và độ sâu được tạo nên, khi so sánh với các giá trị thực mong muốn.

Cũng như đã trình bày ở trên, tần số khe ω_0 là tần số ở đó các véc tơ tín hiệu của 2 tia là ngược pha nhau. Tần số này phụ thuộc vào thời gian trễ và các giá trị dịch pha được sử dụng. Độ chính xác của dự đoán tần số khe được xác định bằng lỗi lệch pha giữa hai đường của bộ mô phỏng, cùng với độ chính xác định chuẩn của bộ dịch pha.

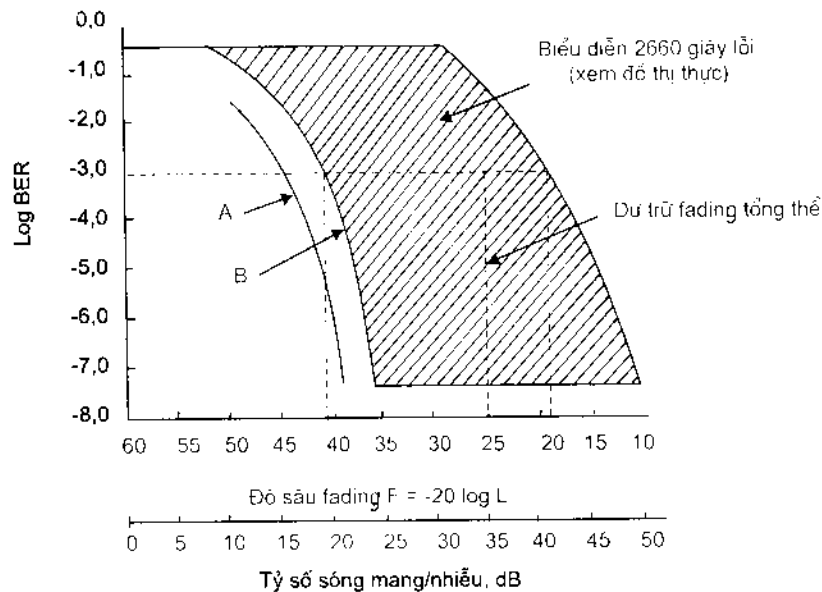
8.3.3.3. Các sự gián đoạn thông tin do pha định lựa chọn

Việc sử dụng “độ dự trữ pha định phẳng” là vô nghĩa khi nghiên cứu tác động gián đoạn thông tin của một hệ thống vô tuyến số. Đó là vì tác động lựa chọn tần số của tiêu hao nhiều tia tạo nên một tỷ số lỗi lớn hơn so với tỷ số lỗi do tiêu hao không lựa chọn cùng một biên độ trung bình. Điều này đã được Giger và Barnett chứng minh rõ ràng và súc tích những kết quả đo trường điện từ thực hiện được trong vòng 2 ÷ 2,5 tháng từ một chặng tiếp phát vô tuyến truyền tín hiệu 8-PSK 45 Mbit/s với băng tần 20 MHz ở 4 GHz. Hệ thống đã được thiết kế để không có giao thoa giữa các ký hiệu bằng cách sử dụng hệ số uốn cắt $\alpha = 0,5$ đối với phổ Nyquist cosin tăng. Hình 8.20 chỉ ra đồ thị của BER đối với độ sâu pha định ở tần số trung tâm của kênh. Mỗi một điểm biểu thị khoảng thời gian một giây đã quan sát trong 2660 giây có lỗi trên luồng 45 Mbit/s. Đường cong 8-PSK lý thuyết như trên hình 6.5, cũng được chỉ ra trong hình 8.20, cùng với độ dự trữ pha định phẳng đo bằng thực nghiệm, đạt được bằng cách sử dụng một bộ tiêu hao biến đổi pha định nhân tạo của tín hiệu thu. Với pha định phẳng, sẽ đạt được tỷ số lỗi 10^{-3} khi độ sâu pha định 41 dB, đó là độ dự trữ pha định phẳng. Tuy vậy, kết quả trong hình 8.20 chỉ ra rằng trong thực tế, điều này hãn hữu mới xảy ra, vì hệ thống đã có sự gián đoạn thông tin hoặc tỷ số lỗi $>10^{-3}$, mà trước đó khá lâu đã từng đạt được độ sâu độ dự trữ pha định phẳng 41 dB. Trong một số trường hợp sự gián đoạn thông tin chỉ xảy ra ở độ sâu pha định 19 dB. Từ các kết quả này rút ra kết luận như sau:

- * Nguồn suy giảm chất lượng chủ yếu là giao thoa giữa các ký hiệu.
- * Trong một hệ thống vô tuyến số, khái niệm độ dự trữ pha định phẳng là vô nghĩa.
- * Việc tăng công suất của máy phát để cố gắng và giảm thời gian gián đoạn thông tin sẽ không tạo ra bất cứ sự cải thiện nào cả, vì điều đó chỉ

tăng độ dự trữ pha đỉnh phẳng hoặc giảm công suất tạp âm nhiệt thu được, mà không có một tác động nào đến các ảnh hưởng của pha đỉnh lựa chọn.

Mức độ mà độ dự trữ pha đỉnh phẳng của hệ thống thông tin số mất thích ứng khi có pha đỉnh lựa chọn tần số, phụ thuộc vào các đặc tính như: phương pháp điều chế đã được sử dụng, dung lượng, độ rộng băng tần, hiệu dụng của phổ..., và cũng phụ thuộc vào mức độ các ảnh hưởng chọn lọc tần số xuất hiện trên đường vô tuyến đã cho. Sự kiện này phụ thuộc vào các yếu tố như: độ dài của tuyến, các điều kiện khí quyển, vị trí, khoảng hở, độ gồ ghề của địa hình, và các loại anten được sử dụng. Khái niệm độ dự trữ pha đỉnh "tinh" hoặc "hữu hiệu" đã được đưa vào đối với các hệ thống thông tin số (còn được gọi là độ dự trữ pha đỉnh tán xạ). Độ dự trữ pha đỉnh này được định nghĩa là độ sâu pha đỉnh vượt quá trong cùng một số giây khi tỷ lệ lỗi ngưỡng ví dụ bằng 10^{-3} . Trong hình 8.21 độ dự trữ pha đỉnh biểu thị bằng đường gạch gạch, cho một độ dự trữ pha đỉnh tinh 29 dB đối với chằng tiếp phát không được phòng vệ và 33 dB đối với chằng tiếp phát có bộ cân bằng tự thích nghi. Độ dự trữ pha đỉnh phẳng của hệ thống này là 46 dB.



Mỗi điểm biểu thị một khoảng đo 1 giây.

Tần số: 4 GHz;

Tốc độ bit: 45 Mbit/s

Điều chế: 8-PSK (hệ số uốn cong $\alpha = 0,5$); Khoảng cách kênh: 20 MHz

Độ dài chằng: 42,5 km.

A: 8-PSK lý tưởng;

B: đo với pha đỉnh phẳng.

Hình 8.20- Đồ thị phân tán tỉ lệ lỗi trên tuyến viba 4 GHz, 45 Mbit/s, 8-PSK.

CÁC MÔ HÌNH DỰ ĐOÁN SỰ GIÁN ĐOẠN THÔNG TIN

Người ta đã đề xuất một số kỹ thuật sử dụng dấu ấn của hệ thống vô tuyến để đánh giá xác suất gián đoạn thông tin. Dựa vào công trình của Lundgren và Rummler đã được đề xuất từ những giá trị thực nghiệm thu được trên một chặng tiếp phát 26,4 dặm không được phòng vệ ở Palmetto, Georgia năm 1977 trong băng tần 6 GHz, bằng cách sử dụng một hệ thống viba số 8-PSK là một máy dò đo kênh có độ rộng băng tần kênh 30 MHz, thì xác suất gián đoạn thông tin P_{os} , do pha định lựa chọn, có thể biểu thị bằng:

$$P_{os} = \int_{-\pi}^{\pi} \int_{B_c}^{\infty} p_{\phi}(\phi) p_B(X) dX d\phi \quad (8-116)$$

Ở đây $p_{\phi}(\phi)$ là hàm mật độ xác suất của góc tia giao thoa ở trung tâm của kênh, đã tìm ra bằng thực nghiệm là:

$$p_{\phi}(\phi) = \begin{cases} 1/(216) & |\phi| < 90^\circ \\ 1/(1080) & 90^\circ \leq |\phi| \leq 180^\circ \end{cases} \quad (8-117)$$

Và $p_B(X)$ là hàm mật độ xác suất của độ sâu khe với B lớn hơn độ sâu khe X dB nào đó, được xác định bằng thực nghiệm là:

$$p_B(X) = (1/3,8) \cdot \exp(-X/3,8) \quad (8-118)$$

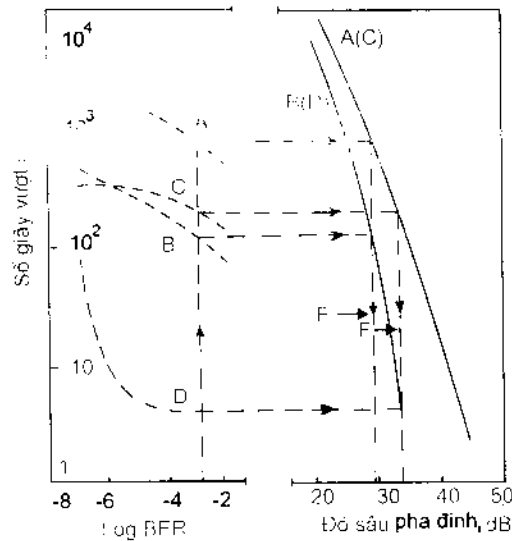
Đối với hệ thống đã nghiên cứu với $BER = 10^{-3}$, B_c hữu hạn chỉ đạt với $|\phi_i| < 90^\circ$. Do đó đối với cả hai điều kiện pha cực tiểu và pha không cực tiểu, thì xác suất gián đoạn thông tin P_{os} sẽ là:

$$P_{os} = (2\Delta\phi / 216) \sum_{i=1}^{10} \exp(-B_c / 3,8) \quad (8-119)$$

Từ phương trình (8-119) sự gián đoạn thông tin do chỉ một mình pha định lựa chọn phụ thuộc vào mối tương quan giữa B_c và góc ϕ của khe, cũng giống như khi nói về tần số tương đối ω_o của khe (xem phương trình (8-105)). Kết luận rút ra từ công trình này là xác suất gián đoạn thông tin là xác suất tìm thấy các giá trị B_c và ω_o trong miền dưới các đường cong M hoặc trên các đường cong W. Giger và Barnett đã dùng khái niệm này để tiến hành so sánh các hệ thống khác nhau. Nếu 2 hệ thống đặt cùng một chỗ, thì hàm mật độ xác suất

của góc tới đối với mỗi một hệ thống sẽ giống nhau, do đó nếu sử dụng phương trình (8-116) chỉ để so sánh thì nó trở thành:

$$P_{o_{rel}} = \int \exp[-B_c(f_o)/3,8] df_o = \int \lambda_c^{2,28}(f_o) df_o \quad (8-120)$$



Tần số: 6 GHz; Tốc độ bit: 78 Mbit/s; Điều chế: 8PSK (hệ số uốn $\alpha = 0,5$);
Khoảng cách kênh: 30 MHz; Độ dài chặng: 42,5 km

Các đường cong: A: Anten có bộ phản xạ loa 3m (10 phút đơn vị chiều dài Anh, 1 phút = 0,3048m) chặng chuyển tiếp không bảo vệ.

B: Phân tập không gian có bộ tổ hợp IF.

C: Bộ cân bằng có độ dốc biên độ IF tự thích ghi.

D: với B và C.

E: Độ dự trữ pha đỉnh tổng thể đối với trường hợp A.

F: Độ dự trữ pha đỉnh tổng thể đối với trường hợp C.

Hình 8.21- Ví dụ về pha đỉnh tích lũy và phân bố BER trên tuyến
6 GHz - 78Mbit/s - 8PSK

Khoảng tích phân đối với $f_o(\omega_o/2\pi)$, lấy trên toàn bộ dấu ấn. Từ dạng thứ 2 của phương trình (8-120), giá trị gián đoạn thông tin tương đối so sánh với một hệ thống đã biết có thể xác định bằng bình phương của dấu ấn $\lambda_c(f_o)$ và sau đó xác định diện tích dưới đường cong này. Nói chung, có thể nói rằng một dấu ấn rơi hoàn toàn dưới dấu ấn đầu tiên sẽ có sự gián đoạn thông tin ít hơn so với sự gián đoạn đã có từ hệ thống thứ nhất. Nếu dấu ấn rất "thấp" hoặc cách xa giá trị 0 dB (không gian tự do), thì phương trình (8-120) không phải là phương tiện

đánh giá tốt về sự gián đoạn thông tin tương đối toàn bộ; và độ dự trữ pha định và tạp âm nhiệt thường là các cơ cấu gián đoạn thông tin chủ yếu. Khả năng có thể so sánh các hệ thống khác nhau nói riêng, vượt quá bài toán xác định xác suất gián đoạn thông tin tuyệt đối, nhất là lấy ra biểu thức đối với giá trị tuyệt đối, cho nên nói chung khó có thể sử dụng cho tất cả các sơ đồ điều chế và môi trường. Tuy vậy, Campbell và Coutts, những người đã đưa ra xác suất gián đoạn thông tin P_{os} của pha định lựa chọn đã cho, đã cố gắng vượt qua điều này trong điều kiện giới hạn thời gian trễ trung bình τ_o của tia dội, chu kỳ baud T của hệ thống và hằng số K . Hằng số K là một tham số tỷ lệ với diện tích dưới dấu ấn chuẩn, ở đó chu kỳ baud và thời gian trễ của tia dội cùng đơn vị tính. Vì vậy K có thể coi là diện tích "dưới đường dấu ấn chuẩn của hệ thống" và dự kiến sẽ phụ thuộc vào phương pháp điều chế và loại cân bằng được sử dụng. Để tính P_{os} , cần phải lấy một số giả thiết về các phân bố xác suất đối với thời gian trễ của tia dội tương đối, biên độ tia dội tương đối và sự dịch tần số khe. Cũng cần tính đến các tỷ lệ điều kiện pha định pha cực tiểu và pha không cực tiểu khác nhau.

Nếu giả thiết phân bố của thời gian trễ tương đối của tia dội là hàm mũ âm xén (giá trị trung bình là τ_o) và phân bố đối với cả biên độ tương đối của tia dội và độ dịch tần của khe là phân bố đều, thì:

$$P_{os} = (2K) \cdot [\tau_o/T]^2 \quad (8-121)$$

Ở đây, đối với các kỹ thuật điều chế khác nhau, K có các giá trị:

$$K = \begin{cases} 15,4 & \text{đối với 64-QAM} \\ 5,5 & \text{đối với 16-QAM} \\ 7,0 & \text{đối với 8-PSK} \\ 1,0 & \text{đối với 4-PSK} \end{cases} \quad (8-122)$$

Ruthroff đã xác định biểu thức τ_{max} là:

$$\tau_{max} = 14 (d/50)^3 \quad (\text{ns}) \quad (8-123)$$

Ở đây d là độ dài của tuyến tính bằng km.

Jakes đã bổ sung các kết quả phân tích cho các độ đo gián đoạn thông tin của hệ thống trên tuyến 40 km, và xác định rằng $\tau_o = 0,07 \cdot \tau_{max}$. Điều này dẫn đến phương trình:

$$\tau_o = (d/50)^3 \quad (\text{ns}) \quad (8-124)$$

Vì τ_o phụ thuộc bậc 3 vào d , cực đoan lấy một biểu thức đối với τ_o như sau:

$$\tau_o = 0,7 (d/50)^{1,5} \quad (8-125)$$

Như vậy, thay phương trình (8-125) vào phương trình (8-121), biểu thị nghịch đảo của chu kỳ baud là tốc độ baud, và sử dụng tốc độ baud $\times \log_2 M =$ tốc độ bit r_b , thì xác suất gián đoạn thông tin P_{os} sẽ là:

$$P_{os} = (2K) \cdot [2d^{1.5} \cdot (r_b / \log_2 M) \cdot 10^{-6}]^2 \quad (8-126)$$

Ở đây r_b là tốc độ bit của hệ thống biểu thị bằng Mbit/s, d là độ dài khoảng cách tính bằng km và M là số mức trong sơ đồ điều chế (4, 8 hoặc 64). Giá trị của K tính theo phương trình (8-122).

Nếu phân số thời gian xuất hiện pha đỉnh nhiều tia là η thì thời gian gián đoạn thông tin trung bình có thể được tính bằng cách nhân η với phương trình (8-126), tức là:

Phần trăm thời gian gián đoạn thông tin đối với pha đỉnh lựa chọn

$$= 200 \eta \cdot K \cdot [2d^{1.5} (r_b / \log_2 M) \cdot 10^{-6}]^2 \quad (\%) \quad (8-127)$$

và η được tính theo phương trình (8-94) sau khi xác định được hệ số xuất hiện nhiều tia của fading phẳng theo phương trình (8-89).

Ví dụ 1

Tính thời gian gián đoạn thông tin trung bình do pha đỉnh nhiều tia lựa chọn đối với một chặng 26,4 dặm (42,47 km), sử dụng thiết bị viba số 8-PSK, 6 GHz có tốc độ bit 78 Mbit/s. Khí hậu ôn đới và hệ số gồ ghề của địa hình C lấy bằng 1.

Giải

Xác định hệ số xuất hiện pha đỉnh từ phương trình (8-89), tính được 0,276. Từ phương trình (8-94), η được xác định là 0,074. Từ phương trình (8-127) và (8-122), phần trăm thời gian gián đoạn thông tin trung bình là 0,0215%. Điều này biểu thị số liệu trong 564 giây có lỗi trong tháng xấu nhất, nhỏ hơn 1000 giây có lỗi đã quan sát được.

Ví dụ 2

Tính thời gian gián đoạn thông tin trung bình do pha đỉnh lựa chọn đối với một chặng 55 km sử dụng hệ thống QPSK hoạt động ở 11 GHz và với dung lượng kênh 140 Mbit/s. Giả thiết địa hình bằng phẳng trong miền khí hậu ôn đới.

Giải

Hệ số xảy ra pha định được xác định từ phương trình (8-89) là 1,1. Như vậy, từ phương trình (8-89), ta có $\eta = 0,194$ và từ phương trình (8-127) tính được thời gian gián đoạn thông tin trung bình đối với tháng xấu nhất là 0,127% lớn hơn khoảng 1,8 lần so với giá trị đã tìm thấy từ những công bố khác nhau đối với hệ thống viba số 140 Mbit/s trong băng tần 11 GHz với cự ly chặng 50 km.

Ví dụ 3

Tính thời gian gián đoạn thông tin trung bình đối với viba số 8-PSK dung lượng 90 Mbit/s hoạt động ở 6 GHz, trên chặng 47,8 km. Giả thiết rằng hệ số gồ ghề của địa hình là 18,76 m và tuyến hoạt động trong khí hậu ôn đới.

Giải

Giá trị của P_0 được xác định từ phương trình (8-89) là 0,295. Từ phương trình (8-94) tìm được $\eta = 0,077$. Do đó từ phương trình (8-127) tính được thời gian gián đoạn thông tin trung bình là 0,0425% trong tháng xấu nhất, cho sự gián đoạn thông tin 1112 giây trong khoảng thời gian này. Từ các thực nghiệm trên tuyến này, giả thiết rằng pha định nặng xuất hiện trong khoảng thời gian 2 tháng trong đó đã ghi được 3000 giây có $BER = 10^{-3}$. Như vậy trung bình 1500 giây có thể xảy ra sự gián đoạn thông tin của tháng xấu nhất, có thể hợp với giá trị được tính toán.

Phương trình (8-127) chỉ cho số liệu thô, nhưng nếu kết hợp với các phương pháp khác và các kết quả thực nghiệm thì hy vọng có thể cho một hình ảnh rõ hơn về sự gián đoạn thông tin trung bình của các hệ thống vô tuyến số khác nhau. Ưu điểm của việc sử dụng phương pháp này là không cần đường cong dấu ấn của hệ thống vô tuyến.

PHƯƠNG PHÁP MAJOLI DỰ ĐOÁN XÁC SUẤT GIÁN ĐOẠN THÔNG TIN DO PHA ĐỊNH LỰA CHỌN.

Để sử dụng phương pháp Majoli cần một dấu ấn tương đương của hệ thống, vì phương pháp này thay thế dấu ấn hệ thống bằng một hình chữ nhật có diện tích tương đương với diện tích của dấu ấn. Hình chữ nhật này trải từ 0dB trên trục B_c đến một vị trí gần đỉnh của dấu ấn. Vì diện tích dưới dấu ấn có liên quan (nhưng không trực tiếp) với xác suất gián đoạn thông tin, sau đó Majoli xác định các hệ số bổ sung cần thiết, để liên kết các tham số của dấu ấn với xác suất gián đoạn thông tin. Một trong những tham số T_1 này được đưa ra khi sử dụng giả thiết là có một mối tương quan tuyến tính giữa thời gian trễ τ

của các tia khác nhau và độ cao của dấu ấn $h(\tau)$. Hệ số tỷ lệ trong mối tương quan này là T_1 , liên quan đến một dấu ấn chuẩn (thông thường $\tau_1 = 6,3$ ns). Tham số khác là mối tương quan giá trị trung bình thời gian trễ τ_0 của tia được rút ra từ phương trình (8-125). Vì diện tích dưới đường cong dấu ấn trong phạm vi này là: độ rộng băng tần của kênh $\times h(\tau_1) \times$ hệ số chuẩn hoá $1/\tau_1$ ns. Để được một đại lượng không thứ nguyên (như xác suất) thì diện tích đã chuẩn hoá này phải nhân với bình phương của thời gian trễ trung bình và một hệ số tỷ lệ tính được là 4,3. Hằng số tỷ lệ này liên quan đến hàm mật độ xác suất của độ sâu khe (1-b). Biểu thức đối với xác suất gián đoạn thông tin sẽ là:

$$P_{os(Majoli)} = 4,3 W \cdot \tau_0^2 / T_1 \quad (8-128)$$

Ở đây W là độ rộng băng tần của kênh tính bằng GHz, τ_0 là thời gian trễ trung bình của sóng phản xạ tính bằng ns lấy từ phương trình (8-125), T_1 là hằng số tỷ lệ tính bằng ns và tính theo:

$$T_1 = \tau_1 / h(\tau_1) = 6,3 / (\text{độ cao của dấu ấn so với 0 dB}) \quad (\text{ns}) \quad (8-129)$$

Độ cao của dấu ấn có thể cho bằng $B_c(\tau_1)$ dB phía trên trục 0 dB, nếu đây là trường hợp:

$$h(\tau_1) = \text{đối của } \lg[-B_c(\tau_1) / 20] \quad (8-130)$$

Như đã nói ở trên, giá trị dấu ấn chuẩn hoá τ_1 lấy bằng 6,3 ns. Để xác định xác suất gián đoạn thông tin, cần tìm hệ số hoạt động η của pha đỉnh nhiều tia từ phương trình (8-94) sau khi rút ra hệ số xuất hiện pha đỉnh nhiều tia phẳng P_0 từ phương trình (8-88). Do đó, xác suất gián đoạn thông tin trung bình là:

$$\text{Xác suất gián đoạn thông tin trung bình} = 4,3\eta \cdot W \cdot \tau_0^2 / T_1 \quad (8-131)$$

Ví dụ 4

Xác định xác suất gián đoạn thông tin của hệ thống viba số 90 Mbit/s hoạt động ở 6 GHz và sử dụng điều chế 64 QAM. Độ dài tuyến được xác định là 50 km. Dấu ấn hệ thống cho trong hình 8.22.

Giải

Từ dấu ấn hệ thống không có cân bằng, $h(\tau_1)$ được xác định là đối $\lg[-(7,5/20)] = 0,422$. W đã tìm được là 70 MHz (độ rộng hình chữ nhật tương đương của dấu ấn). Giá trị τ_0 được tính từ phương trình (8-125) là 0,7 ns. Do đó từ phương trình (8-129), giá trị T_1 là 14,93 ns, và từ phương trình (8-128),

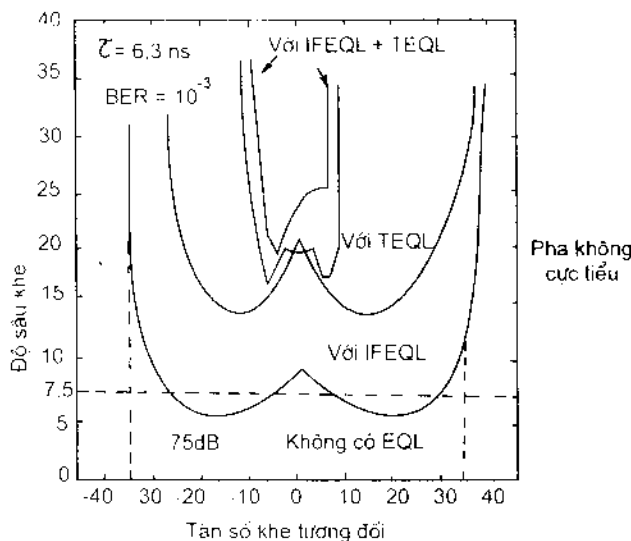
$P_{os(Majoli)} = 9,88 \times 10^{-3}$ (Bằng cách sử dụng phương trình (8-126) trong phương pháp đã nói ở trên, không cần đến dấu ấn, đáp số là: $4,99 \times 10^{-3}$).

Ví dụ 5

Tính thời gian gián đoạn thông tin trung bình do pha đình trên chặng 55 km khi sử dụng hệ thống QPSK hoạt động ở tần số 11 GHz và với dung lượng kênh 140 Mbit/s. Giả sử địa hình chủ yếu là phẳng ở khí hậu ôn đới.

Giải

Từ hình (8-23), giá trị $h(\tau_f)$ dB đối với dấu ấn 6 ns là 9 dB, tức là $h(\tau_f)$ bằng 0,355. Do đó, từ phương trình (8-129), $T_1 = 16,9$ ns và từ phương trình (8-125), τ_o được tính là 0,807. Độ rộng của đồ thị dấu ấn W GHz tìm được là 0,07 GHz. Do đó, từ phương trình (8-128) xác suất gián đoạn thông tin tính được là 0,0116. Sử dụng giá trị η trong ví dụ 2 là 0,194, giá trị thời gian gián đoạn thông tin trung bình được xác định là 0,225%. Giá trị này lớn hơn 3 lần so với giá trị đã được xác định bằng thực nghiệm.



Hình 8.22- Dấu ấn sử dụng trong ví dụ 4.

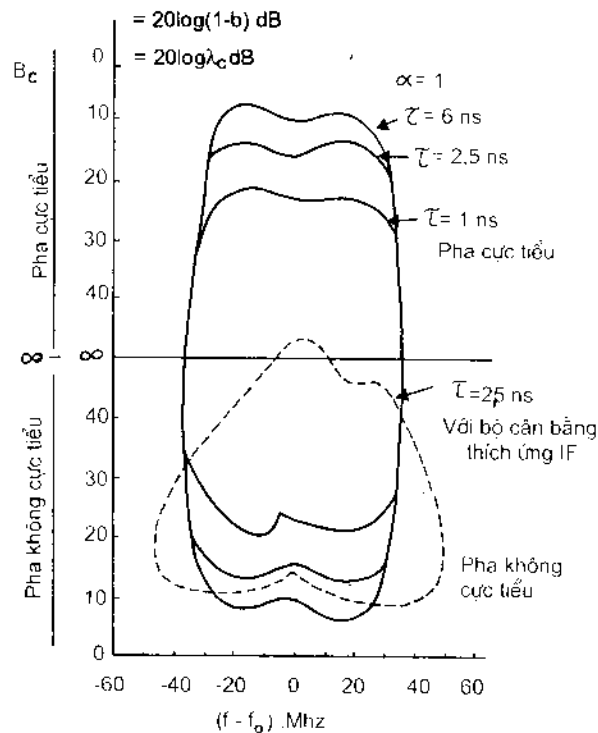
Cần lưu ý rằng, loại gián đoạn thông tin do pha đình lựa chọn mới có thể được đánh giá từ các tính toán gián đoạn thông tin bất kỳ dựa vào các dấu ấn. Hơn nữa, việc dự đoán sự gián đoạn thông tin xuất phát từ các phương pháp này chỉ có ý nghĩa khi mô hình truyền lan đã giả thiết trong dấu ấn là biểu thị đúng các điều kiện hoạt động. Các điều kiện này phụ thuộc nhiều vào các tham số của chặng (vị trí, độ dài và độ gồ ghề ...). Các kết quả thực nghiệm đã chỉ ra rằng tán xạ biên độ là một sự chỉ báo tốt của chỉ tiêu chất lượng BER và có thể sử dụng để dự đoán sự gián đoạn thông tin. Độ tán xạ biên độ được xác định:

$$\Delta A = |20 \lg R_1/R_2| \quad (8-132)$$

Ở đây R_1 và R_2 biểu thị biên độ các tín hiệu âm, thường nằm ở các rìa băng tần, cách nhau một khoảng: $\Delta f = (f_2 - f_1)$ GHz.

CÁC ĐƯỜNG CONG S, ĐỘ DỰ TRỮ ĐỘ SÂU PHA ĐỈNH 50%, ĐỘ DỰ TRỮ HỮU HIỆU THỰC VÀ ĐỘ PHA ĐỈNH TÁN XẠ F_d

Trong mục này sẽ nói đến một phương pháp khác về dự đoán chỉ tiêu chất lượng của hệ thống dễ hơn so với phương pháp đã nói ở trên khi sử dụng các khái niệm dự trữ pha đỉnh, đó là phương pháp “Các mô hình dự đoán gián đoạn thông tin”. Một loại dự trữ pha đỉnh, tại đó 50% pha đỉnh xuất hiện trên và dưới một mức đã cho. Một loại khác là dự trữ pha đỉnh hữu hiệu trong đó độ sâu pha đỉnh bị vượt trong cùng một số giây như tỷ lệ lỗi ngưỡng 10^{-3} , cần phải chỉ ra rằng đây là 2 khái niệm hoàn toàn khác nhau.



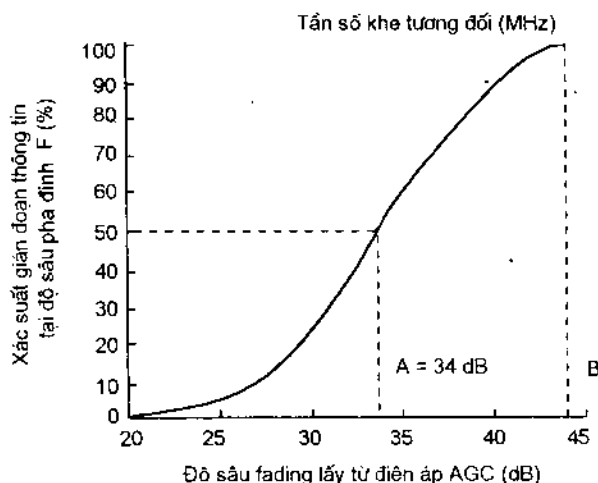
Hình 8.23- Dấu ấn sử dụng trong ví dụ 5.
(Theo tham khảo Radio and Electronic Engineer)

Các đường cong S và độ dự trữ độ sâu pha đình 50%.

Hình 8.24 chỉ ra phân bố xác suất liên kết, có thể sử dụng để xác định xác suất mà pha đình ở một độ sâu nào đó sẽ tạo nên sự gián đoạn thông tin. Đường cong chỉ ra rằng sự xói mòn độ dự trữ pha đình là thay đổi, ngay trên cùng một chặng, và phụ thuộc vào các đặc tính của các điều kiện pha đình: ví dụ 50% sự gián đoạn thông tin tổng cộng gây ra do độ sâu pha đình 34 dB hoặc nhỏ hơn, và 10% tất cả sự gián đoạn thông tin gây nên bởi các độ sâu pha đình 27 dB hoặc ít hơn. Mặc dù vậy, hình 8.24 ngụ ý nói rằng tất cả sự gián đoạn là do các pha đình ≤ 41 dB, độ dự trữ pha đình hệ thống khoảng 46 dB vẫn cần được xem xét để tối thiểu hoá phạm vi ảnh hưởng gián đoạn thông tin do pha đình mưa. Để được đường cong như trên hình 8.24, cần phải ghi lại tập tính của hệ thống trong suốt một thời gian dài trong các điều kiện tiêu biểu. Thật may mắn, hàm của đường cong S đã tìm thấy là độc lập một cách tương đối với các đặc tính của chặng, điều đó cho phép cùng với thông tin về xác suất xuất hiện pha đình trong tháng xấu nhất P_{os} , là một phương tiện để dự đoán sự gián đoạn thông tin của tháng xấu nhất trên hầu hết các chặng trong một vị trí đã cho. Nói một cách khác, giá trị của P_{os} được xác định trực tiếp từ đường cong S và η từ phương trình (8-94), giá trị trung bình được tìm thấy từ $\eta.P_{os}$.

Độ dự trữ pha đình hữu hiệu hoặc độ dự trữ pha đình thực F_e và độ dự trữ pha đình tán xạ.

Khái niệm độ dự trữ pha đình hữu hiệu, còn được gọi là độ dự trữ pha đình thực, đã được đưa vào các hệ thống thông tin số và được định nghĩa là độ sâu pha đình bị vượt quá trong cùng một số giây như tỷ số ngưỡng của lỗi 10^{-3} . Trong hình 8.20, độ dự trữ pha đình thực được xác định bằng đường thẳng đứng, bên trái hầu hết các điểm một giây đầu ở trên đường nằm ngang xác định bởi tỷ số lỗi 10^{-3} . Trong hình 8.21, điều đó thể hiện bằng đường gạch, cho độ dự trữ pha đình thực 29 dB đối với chặng không có bảo vệ, và 33 dB đối với chặng có bộ cân bằng tự thích nghi. Độ dự trữ pha đình phẳng của hệ thống này là 46 dB (Báo cáo 784-1 của CCIR). Độ dự trữ pha đình thực có thể coi là sự hợp thành của các ảnh hưởng tạp âm nhiệt, giao thoa giữa các ký hiệu do tán xạ nhiều tia và tạp âm do các hệ thống vô tuyến khác ở bộ tách sóng của máy thu vô tuyến trong khi pha đình 3 nguồn này tạo nên 3 giá trị công suất độc lập mà do sự độc lập của chúng, hoặc sự không tương quan sẽ cộng lại để tạo nên sự gián đoạn thông tin. Thành phần tán xạ được xác định bằng độ dự trữ pha đình tán xạ, phản ánh sự tác động của méo nhiều tia vào việc thiết kế hệ thống. Có thể xác định độ dự trữ pha đình tán xạ theo độ dự trữ pha đình thực đã được đo bằng cách hiệu chỉnh pha đình thực đối với các đóng góp của bất kỳ tạp âm nhiệt hoặc giao thoa, nếu cần thiết.



Tần số: 11 GHz; Tốc độ bit: 14 Mbit/s; Điều chế: QPSK; Độ dài chặng: 54 km.

A: Pha đỉnh 34 dB có xác suất gây mất thông tin 50%.

B: Độ dự trữ pha đỉnh phẳng = 41 dB.

Hình 8.24- Ví dụ một đường cong S hoặc sự phân bố xác suất liên kết chỉ ra các ảnh hưởng của truyền sóng nhiều tia đối với dự trữ pha đỉnh.

Có thể xác định giá trị tối thiểu của độ dự trữ pha đỉnh tán xạ đối với một hệ thống xác định xuất phát từ dấu ấn. Một khi đã biết giá trị dB của bất kỳ tiêu hao phẳng nào đưa vào trong tuyến, thì một đường nằm ngang cắt qua dấu ấn tại giá trị tương ứng của B_c trên trục tung và đo được độ lệch ΔF dB giữa đường nằm ngang này và đường nằm ngang tạo nên đỉnh của hình chữ nhật có cùng diện tích như dấu ấn. Tổng giá trị của tiêu hao pha đỉnh phẳng α dB và giá trị lệch ΔF cho ta giá trị độ dự trữ pha đỉnh tán xạ F_d :

Độ dự trữ pha đỉnh tán xạ $F_d = (\text{tiêu hao pha đỉnh phẳng } \alpha \text{ dB} + \text{độ lệch giữa tiêu hao pha đỉnh phẳng và đỉnh của hình chữ nhật diện tích tương đương } \Delta F)$.

$$F_d = \alpha + \Delta F \text{ dB} \quad (8-133)$$

Dấu ấn thường được lấy là dấu ấn có thời gian trễ 6,3 ns, có giá trị B_c tương ứng với $BER = 10^{-3}$. Tuy nhiên, một số nhà chức trách đã xác định sự gián đoạn thông tin của họ ở giá trị B_c với $BER = 10^{-4}$. Nếu như vậy, thì dấu ấn tương ứng được lấy với $BER = 10^{-4}$. Giá trị độ dự trữ pha đỉnh tán xạ có thể được tính bằng cách giả thiết rằng xác suất xuất hiện gián đoạn thông tin ($BER > 10^{-3}$), P_{os} do pha đỉnh lựa chọn (xem phương trình 8-126), điều chỉnh hệ số $10^{-F_d/10}$ sẽ bằng xác suất mà độ sâu pha đỉnh tán xạ F_d vượt quá trong cùng số giây (xem phương trình (8-87)), tức là:

$$F_d = 17,15 + 10\lg I_e - 10\lg K - 20\lg[r_b / (1401g_2M)] - 30\lg(d/50) \quad (\text{dB}) \quad (8-134)$$

Ở đây F_d là độ dự trữ pha đình tán xạ tính bằng dB, r_b là tốc độ bit tính bằng Mbit/s, d là độ dài của chằng tính bằng km, I_e là hệ số cải thiện (nâng cao chất lượng) do cân bằng tự thích nghi và M là số mức trong sơ đồ điều chế.

Mối liên quan đến độ dự trữ độ sâu pha đình phẳng 50% và độ dự trữ pha đình thực.

Báo cáo 338-5 của CCIR nêu lên đối với một tuyến đã cho, nhận thấy giá trị độ dự trữ pha đình thực, thực tế bằng tiêu hao của tần số sóng mang, có tỷ lệ lỗi bị vượt quá trong khoảng một nửa thời gian. Trong mô hình 2 tia, giá trị này là tiêu hao có thời gian trễ giữa 2 tia bằng giá trị trung bình của nó. Điều này có nghĩa là độ dự trữ pha đình tán xạ cho bởi phương trình (8-134) cộng với một lượng do các ảnh hưởng nhiệt, có khả năng xác định được độ dự trữ pha đình thực và bằng 50% độ sâu pha đình, tức là:

Độ dự trữ độ sâu pha đình 50% như chỉ ra trong hình 8.24 bằng độ dự trữ pha đình hiệu dụng.

Tính thời gian gián đoạn thông tin

Có thể xác định được giá trị gần đúng của thời gian gián đoạn thông tin bằng cách thay giá trị độ dự trữ pha đình thực hoặc độ dự trữ pha đình tán xạ vào biểu thức sử dụng để tính sự gián đoạn thông tin đối với pha đình phẳng.

$$\text{Thời gian gián đoạn trung bình} = KQ.f^B.d^C.10^{F_d/10} \times 100 \quad (\%) \quad (8-135)$$

Ở đây KQ , B và C đã được xác định từ bảng 8.3, f là tần số sóng mang tính bằng GHz, d là độ dài của tuyến tính bằng km, F_d là độ dự trữ pha đình thực, hoặc khi không có F_d thực thì F_d là độ dự trữ pha đình tán xạ (tính bằng dB).

Ví dụ 6

Xác định thời gian gián đoạn thông tin trung bình, đối với một hệ thống 8-PSK không phân tập hoạt động ở tốc độ bit 78 Mbit/s trên chằng 42,47 km với sóng mang 6 GHz trong khí hậu ôn đới ở Mỹ. Có giá trị độ dốc RMS của địa hình $S = 15\text{m}$.

Giải

Từ phương trình (8-122), $K = 7$, và từ phương trình (8-134), với $M = 3$, độ dự trữ pha đình tán xạ $F_d = 25,45 \text{ dB}$. Từ bảng 8.3, cột 5, với $S = 15 \text{ m}$, $KQ = 6, 21 \times 10^{-7}$, $B = 1$ và $C = 3$. Như vậy từ phương trình (8-135), thời gian

gián đoạn được xác định là 0,081%. Điều này tương đương với 2141 s, hoặc gấp 2 lần giá trị đã quan sát.

Có thể lấy một số giả thiết khi thiết lập mô hình gián đoạn thông tin và để giúp phân biệt với một số quá trình khác là:

- Thành phần pha đỉnh phẳng có hàm phân bố xác suất chuẩn logarit và nó không bị ảnh hưởng của phân tập.
- Thành phần pha đỉnh lựa chọn sẽ có hàm phân bố xác suất Rayleigh đối với các ứng dụng không phân tập và hàm mật độ phân bố xác suất bậc 3 đối với các trường hợp sử dụng phân tập không gian.
- Các thành phần pha đỉnh phẳng và pha đỉnh lựa chọn được coi là độc lập thống kê.
- Hệ số hoạt động η định mức xác suất gián đoạn thông tin liên kết toàn bộ.
- Các thời gian trễ τ trong mô hình 2 tia có hàm mật độ phân bố xác suất là hàm mũ kém, phụ thuộc vào độ dài của tuyến.
- Các kênh lân cận, đồng phân cực hoặc phân cực chéo, không bị ảnh hưởng bởi pha đỉnh trong kênh đang xét.
- Tạp âm từ các kênh lân cận và từ kênh cùng tần số phân cực chéo được xem là tạp âm cộng thêm làm xói mòn độ dự trữ pha đỉnh của hệ thống.
- Cách ly phân cực chéo (XPI) đã trình bày ở mục 8.3.4.1, giả thiết là suy giảm trong lúc pha đỉnh.
- Môi trường pha đỉnh có thể biểu thị trong dạng các phân bố đo được của pha đỉnh phẳng và pha đỉnh lựa chọn từ các phép đo trong thời gian lựa chọn, hoặc các dạng giả thiết của các phân bố được sử dụng với độ sâu pha đỉnh bị vượt quá trong 0,10% của tháng xấu nhất.

Trước lúc xem xét một số phép tính đối với các ảnh hưởng của pha đỉnh lựa chọn chúng sẽ được trình bày một cách nghiêm túc, sao cho một số điểm đã đưa ra trong các mục trước có thể được xét lại dưới một tiêu đề.

8.3.4. Các ảnh hưởng của pha đỉnh nhiều tia

8.3.4.1. Giao thoa giữa các ký hiệu

Trong các sơ đồ điều chế cầu phương (xem chương 6), có thể phân các méo tín hiệu thành 2 loại: "méo đồng pha" xuất hiện từ các méo liên quan đến kênh hoặc méo liên quan đến truyền lan, nhưng không ảnh hưởng đến tính đối xứng

của các đặc tính biên độ và đặc tính trễ nhóm; và “xuyên âm” hoặc méo cầu phương xuất hiện từ tính bất đối xứng trong kênh. Độ dốc của biên độ là nguyên nhân chủ yếu của BER trong các hệ thống không có cân bằng tự thích nghi. Giao thoa đối với các tín hiệu đồng pha do độ nghiêng biên độ không sinh ra méo tín hiệu, nhưng với tín hiệu trực giao, méo tỷ lệ với đạo hàm bậc nhất theo thời gian của độ dốc. Các ảnh hưởng của thời gian trễ nhóm cũng như vậy, trừ méo đối với tín hiệu cầu phương tỷ lệ với đạo hàm bậc 2 theo thời gian. Tuy vậy, sự không hoàn hảo của parabol biên độ và thời gian trễ nhóm trong kênh sẽ ảnh hưởng đến kênh trung pha, nhưng không ảnh hưởng đến kênh cầu phương. Đối với các ảnh hưởng này của kênh tăng tốc độ ký hiệu cùng với tăng nhanh độ nhạy đối với méo nhiều tia. Các sơ đồ điều chế 2 pha không bị ảnh hưởng của méo như đối với các sơ đồ điều chế cầu phương; do đó nghiên cứu vấn đề này có cơ sở vững chắc hơn. Mặt khác, sử dụng không hữu hiệu băng tần làm cho việc áp dụng chúng bị hạn chế.

Khi trong máy thu sử dụng giải điều chế sóng mang kết hợp, các ảnh hưởng nhiễu tia có thể gây ra giảm chất lượng rõ rệt đối với lỗi pha của sóng mang, ảnh hưởng này sẽ được xem xét khi so sánh các kỹ thuật khôi phục sóng mang luân phiên. Tương tự như vậy đối với việc khôi phục đồng hồ từ tín hiệu vào máy thu. Trong trường hợp này, pha đình nhiễu tia ảnh hưởng đến các thời điểm lấy mẫu và tạo ra sự khép kín đồ thị hình mắt của luồng bit thông tin được khôi phục.

8.3.4.2. Sự phân biệt phân cực trực giao trong hệ thống số trùng kênh

Hiện nay, hiệu suất phổ của các hệ thống viba số chỉ đạt tới 1/2 so với các hệ thống tương tự FDM-FM. Để tăng gấp đôi hiệu suất phổ của một hệ thống vô tuyến số chẳng hạn sử dụng các vô tuyến số QPRS để thu được hiệu suất 4,5 bit/s/Hz, có thể sánh được với hiệu suất mà các hệ thống tương tự đạt được bằng cách sử dụng phân cực giao nhau; một sóng mang được truyền theo phân cực ngang, còn sóng mang kia từ máy vô tuyến khác truyền theo phân cực đứng. Một lý do khác để nói tại sao sử dụng phân cực giao nhau, đó là để tăng tính cách ly của các hệ thống vô tuyến số hoặc các hệ thống vô tuyến tương tự hoạt động trên các kênh RF lân cận. Vấn đề khi sử dụng hệ thống phân cực giao thoa là các ảnh hưởng nhiễu tia có thể gây ra sự biến đổi phân cực sóng mang RF của kênh vì lan truyền qua khí quyển. Một số năng lượng lan truyền trong một phân cực được truyền sang phân cực trực giao và tạo ra một tín hiệu giao thoa trong máy thu của kênh phân cực trực giao. Ảnh hưởng này như mọi người đều biết là giao thoa phân cực trực giao. Như vừa mới trình bày trong

chương này, ảnh hưởng này biểu hiện rõ ràng nhất trong các thời kỳ mưa hoặc mưa đá và cũng có thể xuất hiện do các đặc tính của các hệ thống anten ở mỗi đầu cuối. Thường thường các hệ thống số đo tính "chặt chẽ" của nó, cho phép tỉ số sóng mang trên giao thoa cùng kênh (C/I) là dưới 15 dB, không có gián đoạn thông tin qua thực nghiệm, tuy vậy, sự hiểu biết về độ lớn và nguyên nhân xuất hiện khử phân cực chủ yếu nhằm để thiết kế một cách có hiệu quả các hệ thống như vậy và đảm bảo rằng nếu có suy giảm phân biệt phân cực giao nhau, thì tín hiệu trong phân cực trực giao không gây ra giao thoa quá mức và giảm chỉ tiêu chất lượng của hệ thống. Báo cáo 722-2 của CCIR định nghĩa độ phân cách của phân cực giao nhau và độ phân biệt.

ĐỘ PHÂN CÁCH CỦA PHÂN CỰC GIAO NHAU (XPL)

Xét 2 phân cực trực giao V và H, được truyền đi cùng một mức, tỉ số của tín hiệu cùng phân cực V_c hoặc H_c trong kênh thu đã cho (đó là tín hiệu dự định thu được) trên tín hiệu phân cực giao nhau V_x hoặc H_x trong kênh đó (tín hiệu thu không mong muốn), được xem là độ phân cách của phân cực trực giao (XPI). Hai tỉ số V_c/H_x và H_c/V_x không cần phải giống nhau. XPI thường được đo bằng dB, tính theo $20\lg(V_c/H_x)$ hoặc $20\lg(H_c/V_x)$.

ĐỘ PHÂN BIỆT CỦA PHÂN CỰC GIAO NHAU (XPD)

Độ phân biệt của phân cực giao nhau (XPD) là tỉ số của tín hiệu cùng phân cực thu được V_c trên tín hiệu phân cực giao nhau thu được V_x chỉ khi một phân cực V được truyền đi. Như vậy tín hiệu cùng phân cực V_c và tín hiệu phân cực giao nhau V_x mỗi cái được đo độc lập với nhau và khi không có tín hiệu phát phân cực giao nhau nào cả; XPD thường được đo bằng dB, tính theo $20\lg(V_c/V_x)$.

Khi có phân cực giao nhau sinh ra do mưa, thì $V_c/H_x = H_c/V_x = V_c/V_x$. Trong các điều kiện khí hậu trong lành, thì gần như tất cả các sự nghiên cứu về tác động nghiêm trọng của XPD được kết hợp với pha đỉnh sâu của tín hiệu cùng phân cực do pha đỉnh nhiều tia gây ra. Tín hiệu phân cực giao nhau đã quan sát trong nhiều tuyến, tương quan nhiều với tín hiệu cùng phân cực trong khi xuất hiện các pha đỉnh nông (độ sâu pha đỉnh < 10 dB), nhưng không tương quan nhiều với pha đỉnh sâu hơn. Việc giảm XPD có thể do sự khử phân cực của tín hiệu gây ra do các biến đổi về chỉ số khúc xạ dọc theo đường truyền dẫn, về sự phản xạ từ một lớp khí quyển nghiêng, hoặc tán xạ hoặc phản xạ từ đất hoặc nước. Ngoài các nguyên nhân do môi trường truyền lan ra, thì sự suy giảm XPD có thể do các đặc tuyến phân cực giao nhau của anten gây ra làm cho các thành phần tín hiệu phản xạ đất hoặc các thành phần tín hiệu gián

tiếp phản xạ từ khí quyển ghép vào nó. Tia trực tiếp có thể bị uốn cong đi do sự uốn khúc xạ, như vậy nó đi vào anten ở góc trực cắt. Nhu cầu để tối thiểu hoá phân cực giao nhau trong khi pha đình nhiều tia là làm sao cho các đặc tuyến biên độ và pha phân cực giao nhau giống như các đặc tuyến cùng phân cực trong phạm vi góc tới của các tia nhiều đường.

8.3.5. Kỹ thuật để giảm các ảnh hưởng của pha đình nhiều tia đến gián đoạn thông tin

Các kỹ thuật được sử dụng để chống lại các ảnh hưởng của pha đình phẳng và pha đình lựa chọn nhiều tia là phân tập theo không gian về tần số, có tác dụng để nâng cao chất lượng của tín hiệu thu, và các bộ cân bằng kênh tự thích nghi hiệu chỉnh các biến đổi của tín hiệu thu dù lớn hoặc bé do môi trường truyền dẫn gây ra. Phân tập theo không gian cùng với các bộ khử giao thoa phân cực giao nhau, cũng giúp để nâng cao XPD trong các khoảng thời gian có pha đình lựa chọn. Hiệu quả của kỹ thuật giảm gián đoạn thông tin bất kỳ thường được biểu thị bằng một "hệ số nâng cao", là tỉ số của thời gian gián đoạn thông tin khi không có kỹ thuật giảm gián đoạn thông tin trong khi hệ thống hoạt động trên một đường thử duy nhất, trên thời gian gián đoạn thông tin khi sử dụng kỹ thuật giảm gián đoạn thông tin đưa vào hoạt động. Bình thường thời gian gián đoạn thông tin phải giảm sao cho các chỉ tiêu chất lượng của tuyến hoặc của hệ thống có thể thoả mãn.

8.3.5.1. Phân tập theo không gian

Định nghĩa phân tập theo không gian là "truyền dẫn đồng thời cùng một tín hiệu trên một kênh vô tuyến bằng cách sử dụng 2 anten để thu (hoặc nhiều hơn) và/ hoặc để phát". Giống như tên gọi, người ta sử dụng 2 anten bố trí cách nhau một khoảng nào đó để phát và thu cùng một thông tin từ nguồn tin đến nơi nhận tin. Khoảng cách của các anten trong dàn thu và dàn phát được chọn sao cho các tín hiệu riêng biệt được thu không tương quan nhau. Trong thực tế, không bao giờ đạt được hệ số tương quan bằng 0 (các tín hiệu không tương quan), hoặc thậm chí với một giá trị rất thấp, nhưng rất may mắn, điều này không làm giảm giá trị lợi ích thiết thực đã thu được khi sử dụng phân tập. Đối với pha đình khí quyển trong một hệ thống thông tin tầm nhìn thẳng, người ta đã đưa ra một công thức bán kinh nghiệm, biểu thị hệ số tương quan không gian và theo khoảng cách trực đứng s tính bằng mét của anten, tần số f tính bằng GHz, và độ dài d của đường tính bằng km.

$$\rho_s = \exp[-0,0021.s.f(0,4d)^{1/2}] \quad (8-136)$$

Trong phương trình này đã giả thiết rằng bỏ qua sóng phản xạ đất. Có sự thay đổi đáng kể các hiệu quả lợi ích của phân tập không gian khi hệ số tương quan không gian nằm trong khoảng $0,6 \div 1$ (tương quan rộng rãi đối với các tín hiệu hoàn toàn tương quan), nhưng các tác dụng hầu như là không đổi khi hệ số nằm trong khoảng $0 \div 0,6$. Do đó, Báo cáo trong 376-4 của CCIR hình như là hợp lý để chọn khoảng cách giữa các anten sao cho hệ số tương quan không gian không vượt 0,6, như vậy có thể sử dụng một hệ số để làm ngưỡng cho việc sử dụng phân tập.

Trong các hệ thống thông tin tầm nhìn thẳng trong thời gian pha đỉnh nhiều tia các tín hiệu thu được bằng 2 anten cách nhau theo trục đứng rất ít khi bị pha đỉnh như nhau đồng thời khi có pha đỉnh sâu. Khả năng cải thiện do một cặp anten như vậy được xác định bằng độ lợi phân tập I_{os} , là tỷ số phần trăm thời gian đối với tín hiệu có mức độ pha đỉnh đã cho bị vượt quá đối với một kênh đơn, hoặc phần trăm thời gian mà tín hiệu từ một anten thu chính ở dưới độ dự trữ pha đỉnh $p_1\%$, so với phần trăm thời gian của một hệ thống phân tập, hoặc phần trăm thời gian các tín hiệu từ 2 anten thu ở dưới độ dự trữ pha đỉnh đồng thời $p_2\%$. Hai tham số này có thể rút ra từ các thống kê pha đỉnh có phân bố tích lũy, trong đó quan hệ của độ sâu pha đỉnh với không gian tự do (trục tung) được vẽ đối với phần trăm thời gian độ sâu pha đỉnh bị vượt quá (trục hoành) và bao gồm các đường cong đối với trường hợp kênh đơn và đối với trường hợp phân tập. Bằng cách lựa chọn một độ sâu pha đỉnh đặc biệt tương ứng với độ dự trữ pha đỉnh F_m , có thể trực tiếp đọc các giá trị p_1 và p_2 và có thể xác định được độ lợi phân tập I_{os} . Nói cách khác, I_{os} đối với pha đỉnh phẳng có thể xác định theo phương trình sau:

$$I_{os} = 100(s/9)^2 \cdot (f/4) \cdot a_r^2 [10^{-4+F_m/10}] / (d/40) \quad (8-137)$$

Ở đây, s : Khoảng cách từ tâm này đến tâm kia của anten tính bằng m.

f : Tần số sóng mang, GHz.

a_r : Hệ số khuếch đại diện áp tương đối của anten thứ cấp so với anten chính $= 10^{(A_d - A_m)/20}$ ở đây A_d là hệ số khuếch đại công suất của anten phân tập tính bằng dBi, A_m là hệ số khuếch đại công suất của anten phân tập hoặc anten thứ cấp tính bằng dBi.

d : Độ dài chặng, km.

F_m : độ dự trữ pha đỉnh phẳng, tính bằng dB.

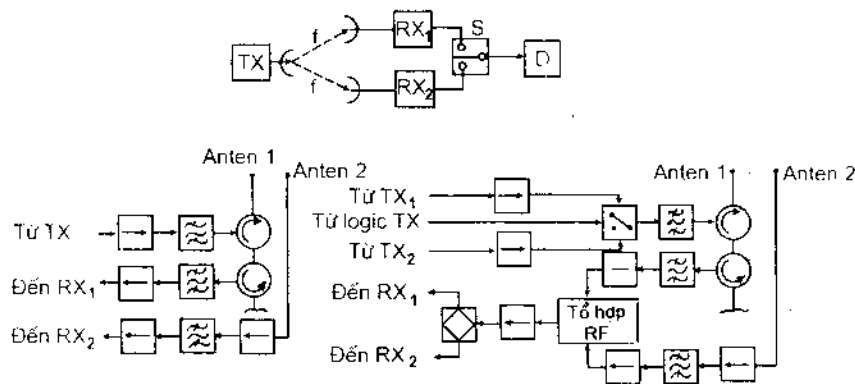
Nếu P là một phần thời gian trong tháng trong đó tín hiệu thu được trong kênh vô tuyến không bảo vệ có giá trị nhỏ hơn tập dự trữ pha đỉnh F_m của hệ

thống cho phép (tức là độ sâu pha đình lớn hơn độ dự trữ pha đình), phân bố của một tháng có hoạt động pha đình cao, trong khi tín hiệu trong 1 kênh vô tuyến trên tuyến được bảo vệ phân tập không gian nhỏ hơn giá trị dự trữ pha đình F_m cho phép là P/I_{os} . Điều này giả thiết rằng người ta sử dụng một chuyển mạch thích hợp, sẽ luôn luôn lựa chọn được tín hiệu khỏe hơn trong 2 tín hiệu thu được. Do đó thời gian gián đoạn thông tin giảm xuống một lượng I_{os} :

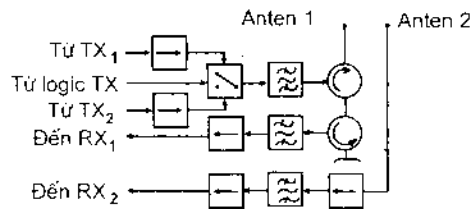
$$\text{Thời gian gián đoạn thông tin do pha đình phẳng có phân tập không gian} \\ = (\text{thời gian gián đoạn thông tin không phân tập}) / I_{os} \quad (8-138)$$

Thời gian gián đoạn thông tin khi không có phân tập có thể xác định được theo phương trình (8-95) hoặc (8-97). Hình 8.25 chỉ ra một hệ thống phân tập không gian điển hình, cùng với các cấu hình rẽ nhánh khác nhau có thể sử dụng.

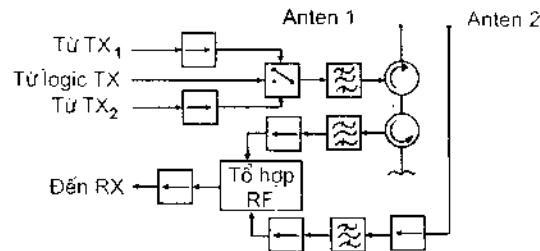
Việc giảm thời gian gián đoạn thông tin khi sử dụng phân tập không gian, được chỉ ra bởi phương trình (8-138), chứng tỏ rằng phân tập không gian là biện pháp có hiệu quả đối với các ảnh hưởng của pha đình nhiễu tia. Trong các hệ thống vô tuyến số, thường khó nhất là đáp ứng các mục tiêu trong giai đoạn ngắn, vì các loại méo do pha đình lựa chọn gây ra được làm giảm nhẹ do hình thức phân tập này. Trong các trường hợp ở đó các mục tiêu chỉ tiêu chất lượng không thỏa mãn trên một tuyến không có bảo vệ, thì trước hết người ta nghĩ ngay đến cân bằng tự thích nghi, và sau đó là phân tập không gian kết hợp với cân bằng tự thích nghi. Cấu hình thứ hai thường cho độ cải thiện tương đối đầy đủ để thỏa mãn các mục tiêu chất lượng, và hệ số cải thiện thu được lớn hơn so với tích của các hệ số cải thiện riêng lẻ (hiệu ứng tăng cường). Như đã nói ở mục 8.3.4.2, trong thời gian có pha đình sâu xuất hiện thì XPD bị giảm. Khi giảm phạm vi ảnh hưởng của pha đình sâu bằng cách sử dụng phân tập không gian, ảnh hưởng giao thoa trong thời gian ngắn do các kênh phân cực giao nhau đến các tần số giống nhau hoặc các tần số lân cận bị giảm xuống. Và sự giảm này quay lại cho phép việc sử dụng phổ tốt hơn. Giống như vậy, phân tập không gian làm giảm giao thoa từ các hệ thống khác đưa đến, vì công suất số ở đầu ra có thể giảm xuống. Sự phân biệt của anten có thể được giảm nhẹ so với thu không phân tập, điều này có hiệu quả trong việc cho phép tăng dung lượng nút hoặc tăng mật độ các hệ thống vô tuyến cùng hoạt động từ một nút vô tuyến và cho phép tăng hiệu suất phổ. Dung lượng của nút có thể được đặc trưng bằng tổng số Mbit có thể được truyền đi trong một giây từ một điểm nút. Như vậy nó bằng tích của tốc độ bit truyền đi trên một kênh RF và số kênh có thể trên một tuyến, và số tuyến cực đại có thể xuất phát từ một điểm nút (nó là một hàm của sự tách góc).



Dự phòng nóng bởi RX phân tập không gian
TX tổ hợp RF có RX dư



Dự phòng nóng bằng RX phân tập không gian TX



Dự phòng nóng bằng RX phân tập không gian TX có tổ hợp RF

a)

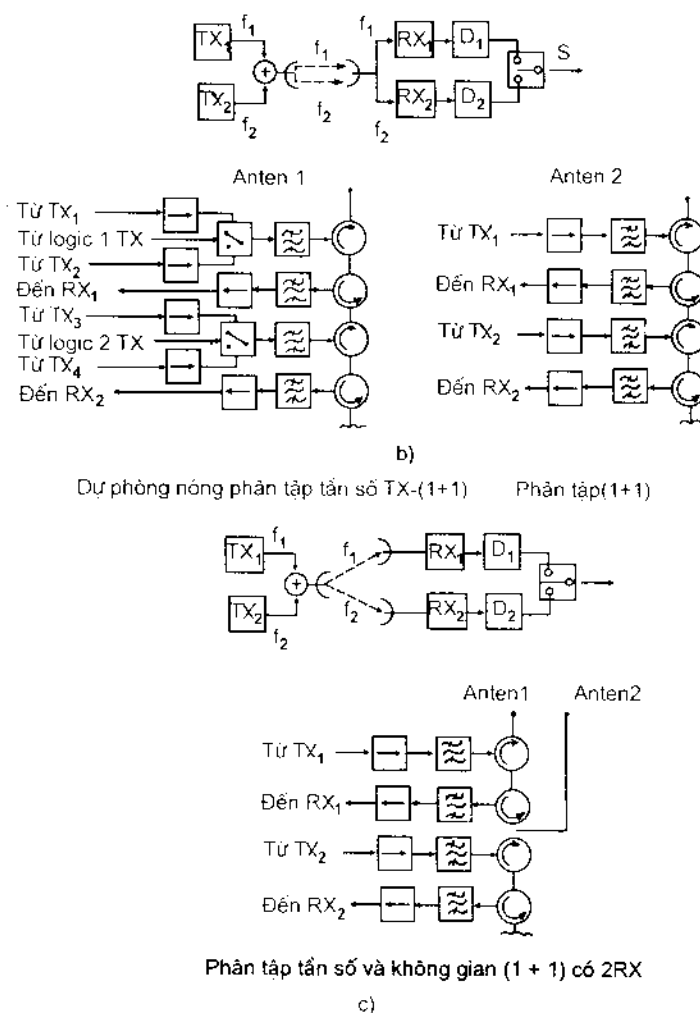
Hình 8.25- Các hệ thống phân tập không gian, tần số và các cấu hình khác nhau.

a) Phân tập không gian.

CÁC BỘ TỔ HỢP ĐỐI VỚI CÁC HỆ THỐNG PHÂN TẬP KHÔNG GIAN

Hình 8.25 chỉ ra rằng các tín hiệu thu được của một hệ thống phân tập không gian cần phải được tổ hợp lại. Điều này được tiến hành bằng cách sử dụng một bộ tổ hợp công suất cực đại tổ hợp các tín hiệu thu được để cực đại hoá các mức tín hiệu thu được, hoặc bằng cách sử dụng một bộ tổ hợp có độ phân tán bé nhất, tổ hợp các tín hiệu thu được làm san phẳng đáp tuyến tần số

biên độ và hoặc đáp ứng tần số thời gian trễ nhóm của tín hiệu tổng hợp, hoặc bằng cách sử dụng một chuyển mạch băng cơ bản phù hợp, lựa chọn tín hiệu có tỷ số lỗi bit tương đối thấp. Nếu bộ chuyển đổi được khởi động bằng một độ đo tỷ số lỗi nhanh nhất, thì loại tổ hợp này rất là hữu hiệu. Hình 8.21 minh họa ưu việt của phân tập không gian có sử dụng một bộ tổ hợp IF so với hệ thống không có bảo vệ. Các bộ tổ hợp được sử dụng ở tại các tần số RF, IF và băng cơ bản. Các bộ tổ hợp công suất cực đại có thể là các thiết bị RF hoặc IF.



Hình 8.25- (tiếp)

b) Phân tập tần số, c) Phân tập không gian và tần số.

Các bộ tổ hợp công suất cực đại

Bộ tổ hợp công suất cực đại là một thiết bị hoạt động ở RF, nó dịch pha tín hiệu đi vào qua Anten phụ và cộng tín hiệu dịch pha này với tín hiệu đi vào qua Anten chính. Lượng dịch pha thích hợp là một giá trị thế nào để làm trùng pha,

- Cần phải có một hệ điều khiển vi xử lý, vì việc tối ưu hoá một hàm là rất phức tạp. Điều này lại dẫn đến giới hạn chỉ tiêu chất lượng động của thiết bị nói chung ít hơn so với bộ tổ hợp trùng pha đơn giản.

Tổ hợp IF trùng pha tự thích nghi

Chuyển mạch phân tập không gian tại IF hoặc tại RF, thường không thích hợp cho một hệ thống vô tuyến số vì lượng gián đoạn vượt quá mà thiết bị tạo ra trong lúc pha đỉnh. Sử dụng các chuyển mạch bằng cơ bản có thể tạo ra đúng mục đích hơn, nhưng nó rất đắt vì cần 2 bộ giải điều chế thu phức tạp. Tuy vậy, để thay thế người ta có thể dùng một bộ tổ hợp IF trùng pha tự thích nghi để tổ hợp tại IF. Bộ tổ hợp này phù hợp hơn và chỉ yêu cầu gấp đôi bộ tiền khuếch đại của bộ trộn và bộ lọc rẽ kênh. Bộ tổ hợp bao gồm một chuyển tiếp tổng, một bộ dịch pha điện tử, và một hệ thống điều khiển điện tử để duy trì 2 tín hiệu vào IF đồng pha nhau. Vì các tín hiệu mong muốn được cộng kết hợp, bộ tổ hợp mang lại một tỷ số tín hiệu trên tạp âm tốt hơn so với phân tập không gian chuyển mạch, bất cứ lúc nào sự chênh lệch các mức tín hiệu cũng ít hơn so với một mức cho trước. Ưu điểm về điều chỉnh pha là tỷ lệ thuận với điều chỉnh độ trễ của tín hiệu vào tốt hơn độ rộng băng của hệ thống tỷ lệ nghịch với độ trễ thời gian tuyệt đối giữa các tín hiệu.

Điều này có thể tạo ra méo đáng kể nếu hiệu thời gian trễ động giữa các anten trong lúc pha đỉnh là lớn. Tổ hợp phân tập không gian pha tự thích nghi là hữu hiệu trong việc chống lại các ảnh hưởng của pha đỉnh nhiều tia. Bộ tổ hợp trùng pha làm cực đại công suất nhưng không làm cực tiểu méo biên độ trong băng, là nhược điểm hàng đầu đối với các hệ 8-PSK.

Chuyển mạch bằng cơ bản

Khối này thường được thiết kế cho tốc độ bit đặc biệt của hệ thống vô tuyến và tạo ra chuyển mạch không có lỗi, hoặc không trùng hợp, xem mục 11.3.3. Điều này có nghĩa rằng chuyển mạch hoạt động không làm mất tính nguyên vẹn của bit và không thêm bất cứ bit nào cả trong khi chuyển đổi. Đặc điểm này cho phép chuyển đổi không xuất hiện lỗi trong lúc chuyển tiếp từ hệ thống đang hoạt động sang hệ thống dự phòng khi xuất hiện pha đỉnh hoặc sự cố thiết bị, vì thiết bị cũng có khả năng bù trừ tự động sự dịch pha lên đến ± 4 bit giữa kênh có sự cố và kênh dự phòng. Phương thức hoạt động không trùng hợp tránh mất đồng bộ thiết bị ghép kênh được hồi đến hệ thống vô tuyến, vì trong lúc chuyển mạch thì tình trạng nguyên vẹn của tổng số bit vẫn giữ nguyên. Điều này được tiến hành bằng cách cung cấp các thiết bị để tạo ra sự

đánh giá nhanh tỷ lệ lỗi của kênh bằng cách chèn vào bit chẵn - lẻ. Sau đó chuyển mạch không trùng hợp thực thể lựa chọn máy thu có độ mở của hình mắt lớn hơn. Sự duy trì lượng bit thực, các đặc trưng hoặc các khung, bao gồm một bản tin gốc, hoặc được phát đi trong một đơn vị thời gian, như chúng ta đã biết đó là tính nguyên vẹn của lượng bit. Các đặc điểm khác của thiết bị có trên thị trường là: giao tiếp bằng cơ bản thường tương ứng với các giao tiếp phân cấp như đã xác định trong Khuyến nghị G.703 của CCITT (xem chương 5). Bộ xử lý bằng cơ bản tổ hợp tín hiệu chính với các bit nghiệp vụ khác, như các bit phụ trợ, các kênh nghiệp vụ số, các bit chẵn lẻ và những lệnh chuyển mạch, thành một tín hiệu không phân bậc kết hợp lại sẵn sàng để truyền đến đầu cuối xa. Bộ này cũng cho các điểm giám sát đánh giá chất lượng và làm hoạt động chuyển mạch tự động dựa vào các cảnh báo thu được từ thiết bị truyền dẫn. Một hệ thống chuyển mạch bảo vệ nhiều đường cho phép đến $N + 1$ tải tin vô tuyến số được chuyển mạch ở băng cơ bản. Điều này có nghĩa rằng có N hệ thống vô tuyến hoạt động được sử dụng, chúng có thể công tác không chỉ theo phương thức phân tập không gian, mà cả phương thức phân tập tần số (điều này nghĩa là ở đây sử dụng các tần số tải tin khác nhau để mang cùng một thông tin), và sử dụng một kênh để làm dự phòng. Nếu kênh bị pha đỉnh thì có thể chuyển thông sang kênh bảo vệ trước lúc tỷ lệ lỗi xấu hơn mức qui định, và có thể đạt được độ nâng cao chất lượng nào đó.

Chuyển mạch nhiều đường $N + 1$, một loại điển hình là $7 + 1$ đối với thiết bị có sẵn trên thị trường hoạt động theo phương thức không trùng hợp $1 + 1$ là như chuyển mạch $1 + 1$ đã mô tả ở trên. Độ nâng cao chất lượng của chuyển mạch nhiều đường $N + 1$ không tốt bằng hệ $1 + 1$ vì độ dư không phải 100% với kênh dự phòng được phân trong số N hệ thống khác.

SỰ GIÁN ĐOẠN THÔNG TIN DO PHA ĐỈNH LỰA CHỌN NHIỀU TIA ĐỐI VỚI CÁC HỆ THỐNG SỬ DỤNG PHÂN TẬP KHÔNG GIAN.

Xác suất xuất hiện sự gián đoạn thông tin do pha đỉnh lựa chọn đã được trình bày trong mục 8.3.3.3 (Các mô hình dự đoán gián đoạn thông tin), với chuẩn đặc biệt đối với các phương trình (8-121) và (8-122), có thể mở rộng cho các hệ thống phân tập không gian khi sử dụng tổ hợp bit băng cơ bản (BBC) hoặc tổ hợp trùng pha. Với điều kiện phân bố xác suất giống như đã chỉ ra ở mục 8.3.3.3, xác suất gián đoạn thông tin ($BER > 10^{-3}$) được tính theo:

$$P_{os(space)} = 13.K^2.[\tau_o/T]^4 \quad (8-140)$$

Ở đây:

$$K = \begin{cases} 15,4 & \text{với 64-QAM} \\ 5,5 & \text{với 16-QAM} \\ 7,0 & \text{với 8-PSK} \\ 1,0 & \text{với 4 PSK} \end{cases} \quad (8-122)$$

So sánh các dự đoán với các kết quả thực nghiệm ở hiện trường đã chỉ ra rằng khi sử dụng cả BBC và cân bằng, sự phân bố đối với biên độ tia dội trung bình càng thích hợp chừng nào thì chúng sẽ cho sự tiên đoán chỉ tiêu chất lượng càng chính xác. Sử dụng phân bố đối với τ_0 giống như trước đây (phương trình (8-125)), biểu thức đối với xác suất gián đoạn thông tin trở thành:

$$P_{os(space)} = 3,25.(P_{os})^2 = 13.K^2.[2d^{1,5}.(r_b/\log_2 M).10^{-6}]^4 \quad (8-141)$$

Ở đây K cho bởi phương trình (8-122), d là độ dài của đường (tính bằng km), r_b là tốc độ bit (tính bằng Mbit/s), M là số mức trong sơ đồ điều chế, và P_{os} là xác suất gián đoạn thông tin khi không có bảo vệ, theo phương trình (8-126).

Sử dụng phân bố thời gian khi suất hiện pha định nhiều tia hoặc hệ số hoạt động nhiều tia (phương trình (8-94) và (8-88)), có thể tìm được thời gian gián đoạn thông tin dự kiến:

$$\text{Phần trăm gián đoạn thông tin} = 1300.\eta.K^2.[2d^{1,5}.(r_b/\log_2 M).10^{-6}]^4 \quad (\%) \quad (8-142)$$

Ví dụ 7

Tính thời gian gián đoạn thông tin dự kiến đối với hệ thống trong ví dụ 2, nếu sử dụng phân tập không gian. So sánh các kết quả và bình luận.

Giải

Sử dụng phương trình (8-141), xác suất xảy ra gián đoạn thông tin do pha định lựa chọn là $(1,38.10^{-4})$. Do đó, với $\eta = 0,194$, có thể tìm được thời gian gián đoạn thông tin trung bình là 0,00268% hoặc 70s trong tháng pha định xấu nhất. Giá trị của Hart cho là 80s so sánh là thích hợp.

Ví dụ 8

Tính thời gian gián đoạn thông tin trung bình nếu sử dụng phân tập không gian như trong ví dụ 3.

Giải

Trở lại sử dụng phương trình (8-141), $P_{os(space)} = 99,01.10^{-6}$ với $\eta = 0,077$;

thời gian gián đoạn thông tin trung bình cho bởi $7,62 \cdot 10^{-6}$ hoặc 20 s trong tháng xấu nhất. Allen đã tìm được giá trị trung bình là 5 trong tháng xấu nhất nếu sử dụng bộ tổ hợp IF và 4 nếu sử dụng chuyển mạch bằng cơ bản. Các kết quả tương đối phù hợp với 20 lần tính. Điều này có nghĩa rằng hệ số cải thiện I_{os} là 55,8.

Hệ số cải thiện hoặc độ lợi phân tập I_{os} có thể tính được từ phương trình (8-138) và (8-141);

$$I_{os} = 0,308 (1/P_{os}) = 38,46 \cdot 10^9 \cdot [K \cdot d^3 \cdot (r_l / \log_2 M)^2]^{-1} \quad (8-143)$$

8.3.5.2. Phân tập tần số

Phân tập tần số có thể được định nghĩa: "Truyền đồng thời cùng một tín hiệu trên 2 hoặc hơn 2 kênh tần số vô tuyến được bố trí trong cùng một dải tần". Hình 8.25 chỉ ra một hệ thống phân tập tần số mẫu và có thể sử dụng cấu hình rẽ nhánh.

Trong sơ đồ này cũng chỉ ra các hệ thống hỗn hợp, trong đó có thể tổ hợp phân tập không gian và phân tập tần số (phân tập chập 4). Một dạng khác của phân tập tần số, là phân tập băng tần giao nhau, trong đó các sóng mang RF được bố trí trong các dải tần khác nhau. Mặc dù người ta đã chứng minh rằng các hệ thống vô tuyến số phân tập tần số có thể cho các hệ số cải thiện tốt, và tốt hơn so với các hệ số tiên đoán bởi vô tuyến tương tự, nhưng việc sử dụng thường bị hạn chế vì hiệu suất sử dụng phổ tần đã có không có hiệu quả cao. Hệ số cải thiện phân tập tần số có thể tính theo:

$$I_{of} = 0,8 \cdot (1/f_d) \cdot (\Delta f/f) \cdot 10^{F/10} \quad (8-144)$$

Ở đây f là tần số trung tâm của băng tần (tính bằng GHz), d là độ dài của đường truyền (bằng km), $(\Delta f/f)$ là khoảng cách tần số tương đối biểu thị bằng %, và F là độ sâu pha đỉnh (dB).

Phương trình (8-144) đúng đối với các phạm vi tham số sau:

$$2 \leq f \leq 11 \text{ GHz} ; 30 \leq d \leq 70 \text{ km} ; \Delta f/f \leq 5\% ; I_{of} \geq 5.$$

Trong một cấu hình nhiều kênh ($N + 1$), trong đó có kênh bảo vệ dự phòng đơn, độ cải thiện phân tập tần số bổ sung có thể đạt được hơn kênh không có bảo vệ không có tổn hao vượt quá trong hiệu suất phổ, nhưng vì số kênh hoạt động tăng hơn 1, nên hệ số cải thiện giảm so với giá trị thu được từ phương trình (8-144). Để đạt được hệ số cải thiện (phương trình (8-144)), khi sử dụng trong hệ thống số, thì hệ thống chuyển mạch cần phải hoạt động theo phương thức không trùng hợp (xem mục 11.3.3), sao cho không xảy ra việc giảm đáng

kể kênh thông tin. Thời gian thích hợp được coi là phù hợp với thời gian chuyển mạch là 10 ms.

8.3.5.3. Cân bằng tự thích nghi

Các loại cân bằng và hoạt động cơ bản của chúng đã được trình bày ở mục 5.4, làm cơ sở cho bộ cân bằng tự thích nghi. Mục này tiếp tục trình bày, đặc biệt muốn nhấn mạnh việc sử dụng các bộ cân bằng trong một máy thu vô tuyến số, sao cho có thể giảm được các ảnh hưởng của pha đỉnh lựa chọn nhiều tia. Để chống lại pha đỉnh nhiều tia có 2 loại tổng quát:

- Cân bằng miền tần số, làm việc ở IF của máy thu .
- Cân bằng miền thời gian, làm việc ở băng cơ bản.

Mỗi một loại này có thể phân thành 3 nhóm:

- Nhóm hoạt động tốt nhất đối với các điều kiện pha đỉnh nhiều tia pha lựa chọn không cực tiểu.
- Nhóm hoạt động tốt nhất đối với pha đỉnh pha cực tiểu.
- Nhóm hoạt động tốt trong cả hai điều kiện pha đỉnh.

Các nhóm trên lại có thể phân thành:

- Nhóm hoạt động tốt nhất với các điều kiện pha đỉnh trong băng.
- Nhóm hoạt động tốt nhất đối với các điều kiện pha đỉnh ngoài băng.

Vấn đề nghiên cứu giá trị của mỗi loại cân bằng khi áp dụng mỗi loại vào sơ đồ điều chế khác nhau nằm ngoài phạm vi quyển sách này.

Tuy nhiên vấn đề được chú ý ở đây là mô tả một số loại cân bằng sử dụng đối với các sơ đồ điều chế tìm thấy trong các thiết bị trên thị trường và phải ghi nhớ các ưu, khuyết điểm của chúng. Báo cáo 784-2 của CCIR đã cung cấp 2 bảng liệt kê các kết quả nghiên cứu khác nhau trong lĩnh vực này. Bảng 8.4 và 8.5 ghi lại các bảng liệt kê này.

Đối với các hệ thống số, việc xử lý tín hiệu miền thời gian có thể là loại tốt hơn trong 2 loại kỹ thuật cân bằng, vì nó xử lý trực tiếp với giao thoa giữa các ký hiệu. Thông tin điều khiển có thể lấy ra căn cứ vào sự tương quan giao thoa mà nó xuất hiện tại các thời điểm quyết định với các ký hiệu lân cận khác nhau tạo ra nó. Sau đó, thông tin điều khiển này được sử dụng để điều khiển các mạng đường dây trễ và do đó tạo ra tín hiệu thích hợp để khử giao thoa. Ưu điểm của loại cân bằng này là có khả năng bù trừ các loại méo pha cực tiểu và không cực tiểu, xuất hiện do các sự lệch biên độ và lệch thời gian trễ nhóm

trong kênh pha đỉnh. Trong các hệ thống điều chế cầu phương các ảnh hưởng có hại quan trọng của pha đỉnh như ta đã biết liên quan đến xuyên âm do tính bất đối xứng của kênh gây ra. Hình 8.26 chỉ ra các ảnh hưởng của pha đỉnh cực tiểu và không cực tiểu đối với xung đi vào kênh trùng pha I, của một hệ thống điều chế cầu phương, cùng với ảnh hưởng đối với kênh Q.

Bảng 8.4 Các đặc tính của bộ cân bằng
(theo CCIR, Báo cáo 784-2)

Loại	Mô tả bộ cân bằng	Tính phức tạp	Các đặc tính pha đỉnh và vị trí tiêu hao cực đại			
			Pha cực tiểu		Pha không cực tiểu	
			Ngoài băng	Trong băng	Ngoài băng	Trong băng
Các bộ cân bằng miền tần số	F1 Biên độ nghiêng	S	2	1	2	1
	F2 F1 + Biên độ parabol	S	2	2	2	2
	F3 F2 + Nghiêng thời gian trễ	C(M)	3	2	3(1)	2(1)
	F4 F3 + Thời gian trễ nhóm parabol (đối với F3 và F4, đặt trong dấu ngoặc, sử dụng để điều khiển pha cực tiểu)	C(M)	3	3	3(1)	3(0)
	F5 Mạch điều chỉnh đơn giản	S	3	3	1	0
Các bộ cân bằng miền thời gian	T1 Bộ lọc ngang tuyến tính 2 chiều	M/C	3	2	3	2
	T2 Bộ lọc phản hồi quyết định phép chéo	M	3	3	2	1
	T3 T1+T2 cân bằng hoàn toàn miền thời gian	C	3	3	3	2

Tính phức tạp thực hiện

S: Đơn giản

M: Phức tạp vừa phải

C: Phức tạp

Hiệu quả cân bằng

3. Tạo ra đáp ứng cân bằng tốt

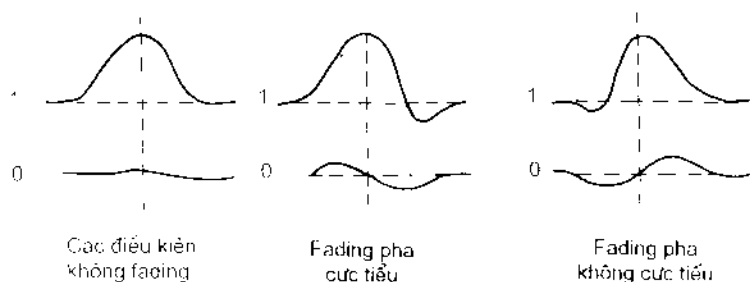
2. Tạo ra đáp ứng cân bằng vừa phải

1. Tạo ra đáp ứng cân bằng từng phần

0. Không có hiệu quả.

Như đã chỉ ra trong bảng 8.5, độ cải thiện đạt được trong môi trường pha đỉnh lựa chọn, khi các bộ cân bằng được sử dụng tách riêng, là không lớn lắm. Nhưng nếu sử dụng các bộ cân bằng kết hợp với phân tập không gian cho độ cải thiện đáng kể. Các hệ số cải thiện sự gián đoạn thông tin đo được có khi lớn đến 800: 1, nhưng cũng có khi thấp bằng 8: 1, và ngoài ra, tổ hợp thường lớn

hơn tích các hệ số cải thiện riêng biệt thu được từ phân tập và cân bằng riêng rẽ (hiệu ứng tăng cường tác dụng). Các giải thích về hiện tượng này có thể khác nhau, nhưng chúng vẫn giúp chúng ta hiểu được quá trình bao gồm trong đó.



Hình 8.26- Các dạng méo xung pha cực tiểu và pha không cực tiểu đối với kênh I của bộ giải điều chế cầu phương.

Có một cách giải thích phổ biến là trong lúc pha đỉnh nhiều tia đối với phổ của tín hiệu không pha đỉnh từ anten chính được xét và đồng thời đối với một khe trong băng ở anten phân tập (hoặc ngược lại), xử lý tín hiệu từ 2 anten bằng bộ tổ hợp trùng pha tạo nên tín hiệu tổng với độ dốc biên độ gần như là tuyến tính và sự tán xạ đỉnh-đỉnh khá nhỏ. Mặc dù độ méo còn lại này vẫn có thể gây ra sự gián đoạn thông tin, nhưng hầu như nó hoàn toàn được loại trừ bằng một bộ cân bằng biên độ đơn giản.

Một cách giải thích khác đó là bộ tổ hợp trùng pha giảm một phần các đặc tính thời gian trễ pha không cực tiểu; vì vậy, khi sử dụng bộ tổ hợp với một bộ cân bằng được thiết kế cho pha đỉnh pha cực tiểu, lượng thời gian gián đoạn thông tin được giảm xuống. Việc giảm thời gian trễ pha đỉnh pha không cực tiểu đạt được tốt hơn khi sử dụng một bộ tổ hợp "lệch pha". Khi bố trí kết hợp phân tập theo không gian và bộ cân bằng, có thể hệ số cải thiện bằng tích của hệ số cải thiện phân tập không gian I_{of} và bình phương hệ số cải thiện của bộ cân bằng đó là:

$$I_{se} = I_{os} \cdot I_c^2 \quad (8-145)$$

Ở đây I_{se} là hệ số cải thiện của cơ cấu tổ hợp phân tập theo không gian và bộ cân bằng, I_{os} là hệ số cải thiện phân tập theo không gian và I_c là hệ số cải thiện của bộ cân bằng. Từ bảng 8.5, đối với trường hợp phân tập chuyển mạch, thì điều này cũng xảy ra như vậy. Dù thế nào thì lý do đối với hiệu quả tăng cường tác dụng, hoặc nằm trong các giải thích ở trên hoặc các giải thích khác, hoặc do hệ số cải thiện của cân bằng - thực tế khẳng định rằng việc sử dụng

cân bằng tự thích nghi trong tổ hợp với tổ hợp phân tập không gian là một phương pháp rất hoàn hảo để vượt qua các ảnh hưởng của méo truyền lan nhiều tia đối với các tín hiệu số băng rộng.

Bảng 8.5- Các độ cải thiện sự gián đoạn thông tin bằng cách sử dụng các loại bộ cân bằng khác nhau
(Theo CCIR, Báo cáo 784-2)

Loại bộ cân bằng (chú ý 1)	Loại điều chế	Tốc độ thông tin Mbit/s	Loại phân tập	Các hệ số cải thiện gián đoạn thông tin (chú ý 2)		Thời kỳ đo (chú ý 8)	Chuẩn	
Chung Đặc biệt								
A	16-QAM	90	Trùng pha	1 3,6	6	Khoảng 2 tháng	69	
A	16-QAM	90	Tần số $\Delta f = 59,3$ MHz ở 6 GHz	1 1	100 (chú ý 10) 48 (chú ý 11)	1 tháng 1 tháng	67	
A	8-PSK	90	Chuyển mạch Hitless điều Khiến độ hở mắt	1 3 - 5	6 175	Khoảng 5 tuần	70	
A	QPRS	91	Trùng pha	1 2	40 800	Tổng số 3 năm	64	
Miền tần số	B	8-PSK	Trùng pha phân Tập không gian	1 1	50 (chú ý 3)	13 tháng (2 mùa hè)	71	
			Băng chứa phân tập tần số (7/11 GHz)	1	200 (chú ý 4)		72	
			Phân tập tần số F = 56 MHz (ở 7 GHz)	1	25 (chú ý 5)	3 tháng	73	
	C	16-QAM	200	Trùng pha	1 1,5	7		74
	C	16-QAM	200	Tán xạ tối thiểu	1 1 1	30 - 40 60 - 400 20 60	2 hiện tượng pha đỉnh trong 2 tháng và 1 tháng từ 4 tháng đo	63 75
C	16-QAM	140	Trùng pha	1 2	12 67	Khoảng 5 tuần	76	

	C	16-QAM	140	Trùng pha	1	3	Tháng xấu nhất ngoài 5 tháng	76
					2	4		
Miền thời gian	E	RB4-PSK	140	Trùng pha	1	40-60 (chú ý 7)	2 tháng	77
Miền tần số và miền thời gian	B+E	16-QAM	140	Trùng pha phân tập không gian	1	100 (chú ý 7)	8 tháng	78
	C+D	16-QAM	200	Tán xạ tối thiểu	1	30-40	2 hiện tượng pha định trong 2 tháng và trong 1 tháng từ 4 tháng thử	63
						>180		
					1	70		
						300		
	C+D	16-QAM	140	Trùng pha	1	3 (chú ý 9)	Tháng xấu nhất ngoài 5 tháng	76
						16		
	16-QAM		140	Chuyển mạch Hitless điều khiển lỗi chắn lẻ	1	3	Tháng xấu nhất ngoài 5 tháng	76
	4-SPK		140	Trùng pha	1	1 - 20	2 năm	52

Chú ý:

- Các loại bộ cân bằng đặc trưng là:
 - A: Bộ cân bằng độ dốc biên độ miền tần số
 - B: Như A, với khe ở trung tâm dải tần
 - C: Khe có thể thay đổi.
 - D: Bộ cân bằng ngang tuyến tính.

2. Các hệ số cải thiện gián đoạn thông tin được biểu thị bằng một ma trận, phù hợp với sắp xếp sau:

(A_{11}) Hệ thống cơ bản	(A_{12}) Hệ thống có phân tập không gian
(A_{21}) Hệ thống cơ bản có thêm các bộ cân bằng	(A_{22}) hệ thống có cả phân tập không gian và cân bằng

Trong mỗi một trường hợp phần tử ma trận ấn định giá trị đơn vị nó biểu thị tất cả các sắp xếp khác đối với hệ thống thích hợp. Chú ý rằng khi $A_{11} = 1$ và $A_{22} > A_{21}, A_{12}$ chỉ ra các ảnh hưởng đối xứng (ảnh hưởng tổng hợp nói chung lớn hơn tổng các ảnh hưởng cá biệt).

- Độ dự trữ pha định phẳng / thực đã là 45/31 dB ở 7 GHz.
- Độ dự trữ pha định phẳng / thực đã là 48/35 dB ở 11 GHz (1981) và 43/33 ở 11 GHz (1982)
- Độ dự trữ pha định phẳng / thực đã là 45/31 dB ở 7 GHz.

6. Số liệu đối với RB4-PSK là tạm thời ; các số liệu cuối cùng sẽ ấn hành sau.
7. Độ dự trữ pha đỉnh phẳng / thực đã là 46/36 dB.
8. Một số nước đã yêu cầu các chi tiết phụ có liên quan đến các thời kỳ đo.
9. Độ dự trữ pha đỉnh phẳng/thực đã là 46/20 dB
10. Độ dự trữ pha đỉnh phẳng/thực đã cho 42/35 dB (1980)
11. Độ dự trữ pha đỉnh phẳng/thực đã cho 42/30 dB (1982)

8.4. TIÊU HAO DO MƯA

Tiêu hao do mưa và pha đỉnh nhiều tia là các ảnh hưởng truyền lan chủ yếu nhất đối với các tuyến vô tuyến tầm nhìn thẳng trên mặt đất làm việc ở các tần số trong dải tần GHz, vì chúng quyết định các biến đổi tổn hao truyền dẫn và do đó quyết định khoảng cách lặp cùng với toàn bộ giá thành của một hệ thống vô tuyến chuyển tiếp. Cũng như đã nói trong mục (8-3), pha đỉnh nhiều tia tăng lên vì độ dài của đường truyền tăng, nhưng nó không phụ thuộc nhiều vào tần số, tuy nhiên, tiêu hao do mưa tăng lên khi tần số tăng, và biến thiên không nhiều theo độ dài của đường.

Nói chung, tiêu hao do mưa ở các tần số dưới 7 GHz có thể bỏ qua, ngay cả khi các chặng tiếp phát lớn hơn 50 km. Trên 15 GHz hoặc cao hơn nữa, khi có tiêu hao do mưa để đảm bảo thì các khoảng cách lặp phải giữ dưới 20 km. Và lại giảm độ dài đường truyền sẽ giảm các ảnh hưởng của pha đỉnh nhiều tia, do đó nó chỉ có ý nghĩa thứ yếu. Trong miền giữa 7 và 15 GHz cả pha đỉnh nhiều tia và pha đỉnh mưa xác định các thống kê của tiêu hao. Việc phân biệt giữa sự xuất hiện pha đỉnh nhiều tia và pha đỉnh mưa không khó khăn lắm, vì pha đỉnh nhiều tia và pha đỉnh mưa không xảy ra đồng thời. Từ đây, sự phân bố tiêu hao tổng cộng có thể được xác định bằng cách cộng các phần trăm thời gian riêng biệt trong khi một trong hai hoặc cả hai ảnh hưởng vượt quá một mức tiêu hao cá biệt nào đó. Do đó có thể xác định thời gian gián đoạn dự kiến đối với một tuyến trong đó dự kiến xuất hiện cả 2 ảnh hưởng. Người ta đã chỉ ra rằng: đối với các đường truyền dài và các tần số thấp, pha đỉnh nhiều tia là chủ yếu, trái lại, đối với các đường truyền ngắn, với các tần số hoạt động tương đối cao, tiêu hao do mưa ảnh hưởng chủ yếu. Khi đặt kế hoạch các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số, một điều quan trọng là phải có các thống kê tiêu hao đối với cả pha đỉnh nhiều tia (pha đỉnh phẳng và pha đỉnh lựa chọn) và pha đỉnh mưa, chúng xuất hiện trong tháng xấu nhất của năm, sao cho tháng xấu nhất này có thể xác định phần trăm thời gian mà nó có thể vượt một ngưỡng đã chọn trước. Bây giờ chúng ta xét định nghĩa của CCIR về tháng xấu nhất, có tầm quan trọng đối với các tính toán tiêu hao nhiều tia, cũng như các tính toán đối với tiêu hao do mưa.

8.4.1 Tháng xấu nhất

Báo cáo 723-2 của CCIR đề cập đến các thống kê của tháng xấu nhất. Khái niệm tháng xấu nhất được hiểu: "là tháng mà trong đó xác suất vượt một ngưỡng đã chọn trước là lớn nhất"; tức là nếu X_{ij} là xác suất vượt một ngưỡng j trong tháng thứ i , thì tháng xấu nhất đối với mức j là tháng có giá trị X_{ij} cao nhất, X_{hj} . Do đó một tháng xấu nhất có thể được xác lập đối với một mức ngưỡng. Khi thống kê cần quan tâm là xác suất của tháng cao nhất vượt một ngưỡng chọn trước trong tháng bất kỳ của một năm. Thống kê của tháng xấu nhất này yêu cầu phải xác định được ngưỡng. Dĩ nhiên tháng xấu nhất này sẽ thay đổi từ ngưỡng này đến ngưỡng khác, ví dụ, ngưỡng mưa, hoặc ngưỡng pha định nhiều tia...

Phân bố tháng xấu nhất đối với một năm đặc biệt cho bởi X_{hj} là một hàm của j và là đường bao giá trị xác suất tháng cao nhất của tất cả các phân bố tích lũy hàng tháng từ năm đó. Các thống kê tháng xấu nhất có thể rút ra từ các giá trị X_{hj} của tháng xấu nhất đã quan sát được lấy từ các số liệu đã ghi được qua nhiều năm và ở đó có thể chúng được xác định từ một tập đầy đủ các giá trị xác suất hàng tháng X_{ij} đối với mỗi một năm này. Cuối cùng sự phân bố tháng xấu nhất trung bình hàng năm được xác định là trung bình của tất cả các phân thời gian tháng xấu nhất riêng lẻ vượt quá j qua một số năm. Trong thực tế, hầu hết các khoảng thời gian pha định nhiều tia hoặc pha định mưa được giới hạn ở trong một số tháng trong một năm. Nếu chỉ xét một số tháng hữu hạn M , thì xác suất vượt một ngưỡng (X_{hj}) trong tháng bất kỳ của M tháng là $P(X_j)$ xác suất mà giá trị tháng xấu nhất (X_{hj}) vượt cùng một ngưỡng X_j được tính theo:

$$P(X_{hj} > X_j) = 1 - (1 - P(X_j))^M \quad (8-146)$$

8.4.2. Các khái niệm cơ bản .

Mưa lớn trên một tuyến vô tuyến hấp thụ và phản xạ công suất phát đi ở các tần số khoảng trên 7 GHz và làm cho tín hiệu bị pha định nặng. Pha định theo phân cực ngang xấu hơn so với phân cực đứng. Trên toàn cầu, tiêu hao gây ra do các hạt cát và bụi không quan trọng lắm và rất ít ảnh hưởng đến truyền lan. Ở các tần số khoảng 20 GHz, đối với cường độ mưa 100 mm/h thì tiêu hao có thể là 10 dB/km, sẽ làm suy giảm trầm trọng chỉ tiêu chất lượng chỉ trừ khi các độ dài chặng tiếp phát giảm đến vài kilômét. Vì giá thành của một hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số tăng theo số lượng các trạm lặp, đó là vấn đề quan trọng đối với việc sử dụng khoảng cách cho phép dài nhất giữa các trạm lặp và tất nhiên là giữ sự gián đoạn thông tin trong các giới hạn đã định, theo

các mục tiêu. Độ dài đường truyền giữa các trạm lặp, chỉ có thể xác định chính xác nếu có thể tiên đoán được sự gián đoạn thông tin pha đình do tiêu hao mưa.

Để tiến hành các tiên đoán này cần phải biết các phân bố xác suất của tiêu hao mưa là một hàm của khoảng cách trạm lặp tại các vị trí địa lý khác nhau. Dựa vào định lý tiêu hao mưa của Ryde người ta đã đề xuất nhiều đánh giá về các thống kê pha đình đối với tuyến viba mặt đất. Qua nhiều năm nghiên cứu, khi tần số công tác, tăng lên các độ dài của đường truyền trở nên ngắn hơn, người ta đã đưa ra những đánh giá chính xác hơn. Bây giờ chúng ta sẽ đề cập đến một số thuật ngữ cơ bản được sử dụng trong tài liệu.

8.4.2.1. Định nghĩa đường truyền vô tuyến

Đường truyền vô tuyến được định nghĩa là thể tích của miền Fresnel thứ nhất và tiêu hao mưa được coi là tỷ lệ với số hạt mưa trong thể tích của đường này. Người ta lấy miền Fresnel thứ nhất, vì chỉ có năng lượng chứa trong thể tích của nó đóng góp phần lớn vào năng lượng tổng cộng mà anten thu nhận được. Khi nghiên cứu vấn đề mưa rơi vào đường vô tuyến, điều đó có nghĩa là mưa rơi qua thể tích này.

8.4.2.2. Cường độ mưa

Cường độ mưa là một véc tơ, có thể được viết bằng tích của mật độ mưa và tốc độ của các giọt mưa rơi. Cường độ mưa tỷ lệ với số hạt mưa trên một đơn vị thể tích. Tiêu hao mưa trên một đường vô tuyến phụ thuộc vào số lượng và kích thước của hạt mưa và không phụ thuộc rõ ràng vào tốc độ và hướng của nó. Tuy vậy, đại lượng đo thường là cường độ mưa, không phụ thuộc vào tốc độ và hướng của hạt mưa. Cường độ mưa điểm là cường độ mưa được đo tại một điểm bằng cách sử dụng một vũ lượng kế đơn, ngược với việc đo trên toàn bộ độ dài. Cho nên cần phải có trình tự tính toán phân bố tiêu hao do mưa từ phân bố cường độ mực điểm, nếu việc dự đoán đã được tiến hành một cách chính xác hợp lý.

Những kết quả đo của một mạng vũ lượng kế đã chứng tỏ rằng các phân bố cường độ mưa điểm trong một thời gian đo ngắn thay đổi một cách đáng kể từ vũ lượng kế này sang vũ lượng kế khác. Điều này nhằm để chứng minh rằng sự tương quan giai đoạn ngắn giữa phân bố tiêu hao mưa của đường và phân bố cường độ mưa đã đo bằng một vũ lượng kế đơn là không giống nhau. Việc dự đoán phân bố cường độ mưa điểm chỉ có ý nghĩa nếu cơ sở thời gian là đủ dài để mang lại các thống kê biểu thị ổn định.

Do đó, sự hiểu biết đặc tính thống kê giai đoạn dài của cường độ mưa điểm và tiêu hao mưa của đường là một vấn đề thiết yếu để thiết kế đường truyền vô tuyến. Nếu sự phân bố của N_D hạt mưa trên 1 cm^3 không gian giữa 2 anten là đồng đều và các hạt mưa là hình cầu có đường kính D và vận tốc v_D , thì phần khối lượng của D ước chiếm được xác định bằng mật độ mưa ρ_D , tức là:

$$\rho_D = (\pi/6) \cdot N_D \cdot D^3 \quad (8-147)$$

Mật độ mưa là một đại lượng không thứ nguyên, thực và không âm. Cường độ mưa R_D đối với các hạt có đường kính D và vận tốc v_D là:

$$R_D = \rho_D \cdot v_D \quad (8-148)$$

Hướng của tốc độ mưa là hướng đi của các hạt mưa. Nói chung, một trận mưa giông thì các hạt có nhiều đường kính khác nhau và cường độ mưa tổng cộng R là tổng cường độ mưa lấy trên tất cả các đường kính của hạt mưa có mặt:

$$R = \sum_D \rho_D \cdot v_D \quad (8-149)$$

Ngưỡng cắt dưới trong hầu hết các số liệu mưa đã có là khoảng $0,25 \text{ mm/h}$, vì thấp hơn giá trị này, thì các cường độ mưa ảnh hưởng không đáng kể đến các tuyến thông tin vô tuyến ở các tần số dưới 60 GHz .

8.4.2.3. Thể tích lấy mẫu của cường độ mưa

Mật độ mưa và gradient của tiêu hao mưa dB km chỉ có ý nghĩa nếu thể tích lấy mẫu của vũ lượng kế là đủ lớn chứa đủ các hạt mưa để ghi lại các đại lượng trung bình của thể tích ổn định. Các đo lường chứng tỏ rằng mật độ mưa điển hình ở cường độ mưa 1 mm/h thay đổi từ 50 đến 100 hạt trên 1 m^3 , phụ thuộc vào các vị trí địa lý. Điều này có nghĩa rằng, nếu sử dụng một thể tích $0,1 \text{ m}^3$, thì nó chỉ chứa 2 giọt mưa ở cường độ mưa $0,25 \text{ mm/h}$. Như vậy, đối với độ đo trung bình cường độ mưa dưới 1 mm/h , thì thể tích lấy mẫu ít nhất là 1 m^3 . Nếu thể tích của vũ lượng kế quá lớn, thì mật độ mưa không thể coi là đồng đều trong thể tích liên quan; do đó chuyển cường độ mưa điểm thành gradient tiêu hao mưa sẽ không đúng. Các thử nghiệm đã chỉ ra rằng mưa lớn có cấu trúc mịn khoảng 1 m . Điều này chứng tỏ rằng thể tích lấy mẫu không nên lớn hơn 1 m^3 , tức là:

$$\Delta V = 1 \text{ m}^3 \quad (8-150)$$

8.4.2.4. Thời gian hợp thành cường độ mưa

Thời gian hợp thành tối ưu, hoặc thời gian trong đó mưa được tập hợp lại, nhằm để xác định cường độ mưa, được hiểu là thời gian hợp thành cường độ mưa. Thời gian hợp thành tối ưu là một hàm của bước sóng, độ dài đường truyền và khí hậu trên đường truyền.

LIN đã xác định thời gian hợp thành của vũ lượng kế thích hợp t_i là:

$$t_i = \Delta V / (A_g \cdot v_D) \quad (8-151)$$

Ở đây A_g là diện tích khẩu độ thu thập mưa của một vũ lượng kế, v_D là vận tốc rơi xuống trung bình của mưa, và t_i là thời gian hợp thành thích hợp. Các thời gian hợp thành của hầu hết các số liệu mưa điểm có thể thường nằm trong khoảng $1,5 \text{ s} \leq t_i \leq 120 \text{ s}$.

8.4.3. Các phương pháp dự đoán

Ta có thể phân các phương pháp dự đoán xác định gradient của tiêu hao A dB/km thành 2 nhóm, cả hai đều sử dụng qui luật hàm mũ để biến trực tiếp cường độ mưa điểm thành tiêu hao đường truyền xác định, và cả hai đều cùng sử dụng các hằng số k và α như đã xác định trong các phương trình (8-153) và (8-154):

Các phương pháp biến đổi trực tiếp:

Các phương pháp này sử dụng các hệ số α hồi qui được lấy từ sự biến đổi trực tiếp các cường độ mưa đã phân bố từ các cường độ mưa điểm.

Các phương pháp tham số:

Các phương pháp này sử dụng các phương pháp gần đúng giải tích đối với phân bố cường độ điểm và từ đó rút ra cường độ mưa trung bình của đường truyền các suy luận hầu hết dựa vào các mô hình phân bố không gian của mưa và được đặc trưng bằng nhiều hằng số.

8.4.3.1. Phương pháp biến đổi trực tiếp tiêu hao dự đoán do mưa

Phương pháp dự đoán này được dựa trên cơ sở sử dụng các hệ số hồi qui để xác định độ dài đường truyền hiệu dụng, sao cho có thể xác định được tiêu hao vượt với 0,01% thời gian.

BƯỚC 1

Thu nhận cường độ mưa vượt đối với 0,01% thời gian (thời gian hợp thành

1 phút), đo tại mặt đất ở nơi cần quan tâm. Nếu thông tin này không có sẵn từ các nguồn địa phương trong thời gian dài, thì có thể thu được sự đánh giá cần cứ vào thông tin cho ở trong mục 4, Báo cáo 563-3 của CCIR.

BƯỚC 2

Tính toán ban đầu để xác định tiêu hao đặc trưng γ_R xuất phát từ tốc độ mưa vượt 0,01% thời gian đối với thời gian hợp thành 1 phút. Điều này được xác định từ hệ thức hàm mũ, cho bởi:

$$\gamma_R = k \cdot R^\alpha \quad (\text{dB/km}) \quad (8-152)$$

Ở đây R là cường độ mưa tính trung bình mm/h với thời gian hợp thành t_p , các tham số k và phân cực sóng vô tuyến, cho bởi:

$$k = [k_H + k_V + (k_H - k_V)\cos^2\theta.\cos 2\tau]/2 \quad (8-153)$$

$$\alpha = [k_H.\alpha_H + k_V.\alpha_V + (k_H.\alpha_H - k_V.\alpha_V).\cos^2\theta.\cos 2\tau]/2k \quad (8-154)$$

Ở đây θ là góc ngẩng của đường và τ là góc nghiêng phân cực đối với phân cực ngang ($\tau = 45^\circ$ đối với phân cực vòng, 0° đối với phân cực ngang, và 90° đối với phân cực thẳng đứng). Người ta đã tính toán các giá trị k và α đối với sự phân bố hạt mưa theo quy luật Laws và Parsons và nhiệt độ của hạt mưa là 20°C và giả thiết là các hạt mưa tựa hình cầu dẹt có trục quay đứng và kích thước liên quan đến các giọt mưa hình cầu có khối lượng tương đương.

Bảng 8.6- Các hệ số hồi qui để tính toán các tiêu hao đặc trưng trong phương trình (8-152)

Tần số, GHz	k_H	k_V	α_H	α_V
7	0,00301	0,00265	1,332	1,312
8	0,00454	0,00395	1,327	1,310
10	0,0101	0,00887	1,276	1,264
12	0,0188	0,0168	1,217	1,200
15	0,0367	0,0335	1,154	1,128
20	0,0751	0,0691	1,099	1,065
25	0,124	0,113	1,061	1,030
30	0,187	0,167	1,021	1,000
35	0,263	0,233	0,979	0,963
40	0,350	0,310	0,939	0,929

Ghi chú: Để có đầy đủ các giá trị từ 1÷ 400 GHz, người đọc có thể tham khảo Báo cáo 721-2 của CCIR.

Bảng 8.6 cho các giá trị của k_H , k_V và α_H , α_V như vậy k và α có thể thu được từ phương trình (8-153) và (8-154). Ở các tần số khác với các tần số đã liệt kê này, thì sử dụng phép nội suy theo tỷ lệ logarit đối với tần số và k , theo tỷ lệ tuyến tính đối với α , và như vậy có thể thu được các giá trị của k và α . Báo cáo 721-2 của CCIR khuyến nghị rằng, các phương trình (8-152), (8-153) và (8-154) có thể sử dụng cùng với các giá trị của k và α trong bảng 8.6, để tính toán các đặc tính thống kê của tiêu hao mưa.

BƯỚC 3

Độ dài đường truyền hiệu dụng d_e của tuyến được định nghĩa là độ dài của một đường tương đương mà đường đó tiêu hao đặc trưng không đổi sẽ gây ra cùng một tiêu hao như tiêu hao vượt 0,01% thời gian trên đường thực. Nó phụ thuộc vào mô hình đã giả thiết đối với cấu trúc không gian của giọt mưa và được tính bằng cách nhân độ dài đường thực d với hệ số hồi qui r .

Giá trị r cho bởi:

$$r = (1 + 0,045.d)^{-1} \quad (8-155)$$

BƯỚC 4

Đánh giá tiêu hao đường truyền vượt trong 0,01% thời gian cho bởi:

$$A_{0,01} = \gamma_R \cdot d_e = \gamma_R \cdot r \cdot d \quad (\text{dB}) \quad (8-156)$$

BƯỚC 5

Tiêu hao vượt trong 1; 0,1; 0,01; và 0,0001% cho các hệ số 0,12; 0,39; 1; 2,14 và 3,76 tương ứng, bằng cách sử dụng phương trình (8-157), có giá trị trong khoảng 0,001 đến 1%.

$$A_p = 0,12 (A_{0,01}) \cdot p^{[-(0,546 + 0,043 \lg p)]} \quad (\text{dB}) \quad (8-157)$$

Ở đây A_p là tiêu hao (dB), vượt trong $P\%$ thời gian.

BƯỚC 6

Xác suất trung bình hàng năm Q vượt mức tiêu hao đã cho X_j có thể suy ra từ xác suất của tháng xấu nhất $P(X_{hj} > X_j)$ để dễ viết ta viết lại là P_w . Vậy:

$$Q = 0,3 \cdot P_w^{1,15} \quad (\%) \quad (8-158)$$

Xem chi tiết hơn trong Báo cáo 723-2 của CCIR, mục 5.

Ví dụ 9

Xác định tiêu hao do mưa chỉ vượt trong 0,001% thời gian đối với chằng tiếp phát 53 km, đặt ở Anh và hoạt động ở tần số 15 GHz với sự phân cực ngang. Giả sử rằng lượng mưa vượt trong 0,01% thời gian là 28 mm/h (thời gian hợp thành một phút), và anten ở cùng độ cao với mực nước biển trung bình.

Giải

Từ bước 1, giá trị của k và α đã được đưa ra trong bảng 8.6 và phương trình (8-153), (8-154). Như vậy, từ $k_H = 0,0367$, $k_V = 0,0335$, $\alpha_H = 1,154$ và $\alpha_V = 1,128$, chúng ta tìm được $k = 0,0367$ và $\alpha = 1,154$. Từ phương trình (8-152), độ suy hao chỉ định $\gamma_R = 1,717$ dB/km. Độ dài đường truyền hiệu dụng được chỉ ra bởi phương trình (8-155) là $d_e = 0,29542$. Do vậy, suy hao đường truyền vượt trong 0,01% thời gian được tính từ phương trình (8-156) là 26,88 dB. Để chỉ ra suy hao vượt trong 0,001% thời gian, từ phương trình (8-157) tính được hệ số nhân là 2,14; và suy hao vượt trong khoảng 0,001% thời gian là 57,53 dB. Giá trị này là quá lớn và chỉ ra rằng độ dự trữ pha định phẳng có thể nhỏ hơn giá trị này nếu đường truyền không bị gián đoạn lớn hơn 0,001% thời gian.

LẬP THANG TẦN SỐ

Đối với việc lập thang tần số đơn trong vùng có lượng mưa thấp (<50 mm/h) có thể đạt được trên dải tần số 7-50 GHz. Với lượng mưa cao hơn, phương pháp này giới hạn ở tần số 30 GHz. Được chỉ ra bởi:

$$(A_1/A_2) = g(f_1)/g(f_2) \quad (8-159)$$

ở đây A_1 và A_2 là giá trị suy hao (tính bằng dB) tại tần số f_1 và f_2 (tính bằng GHz), và lớn hơn xác suất suy hao, ở đây:

$$g(f) = f^{1,72} \cdot [1 + 3 \times 10^{-7} \cdot f^{3,44}]^{-1} \quad (8-160)$$

giá trị suy hao tại tần số khác f_1 đã biết, có thể chỉ ra từ f_1 và suy hao A_2 đã biết.

Ví dụ 10

Từ giá trị tiêu hao không vượt trong 0,001% thời gian đã tính trong ví dụ 9, tìm giá trị tiêu hao không vượt trong 0,001% thời gian, với cùng các tham số, nhưng sử dụng tần số 11 GHz.

Giải

Từ phương trình (8-160), giá trị $g(15)$ được tìm thấy là 105,06 và $g(11)$ là

61,76. Do $A(15) = 57,53$ dB, từ phương trình (8-159), giá trị tiêu hao không vượt trong 0,001% thời gian đối với chằng tiếp phát 11 GHz độ dài 53 km là 33,82 dB. Điều này ngang hàng với giá trị $35 \div 40$ dB đối với độ dự trữ pha đỉnh thường tìm thấy trên các chằng tiếp phát như vậy. Nếu so sánh điều này với bài tập 8 ở cuối chương, ta nhận thấy rằng độ dự trữ pha đỉnh phẳng đối với một tuyến tương tự là 35 dB. Vì pha đỉnh nhiều tia ít khi xuất hiện lúc trời mưa, trong trường hợp này nên thiết kế giá trị 35 dB đối với dự trữ pha đỉnh, để thoả mãn cả 2 mục tiêu gián đoạn thông tin và mục tiêu khả dụng.

LẬP THANG PHÂN CỰC

Khi biết tiêu hao đối với một phân cực, thì có thể xác định được tiêu hao tương đương đối với phân cực giao nhau xuất phát từ:

$$A_V = 300 A_H / (335 + A_H) \text{ dB} \quad (8-161)$$

$$A_H = 335 A_V / (300 - A_V) \text{ dB} \quad (8-162)$$

Các đo lường truyền lan đã xác nhận rằng các sóng phân cực ngang bị tiêu hao do mưa nhiều hơn so với các sóng phân cực đứng.

8.4.3.2. Phương pháp tham số

Như với “phương pháp chuyển đổi trực tiếp”, đối với tiêu hao đặc trưng γ_R , người ta sử dụng cùng một quy luật hàm mũ như đã cho trong phương trình (8-125) thường liên quan đến cường độ mức R. Sự khác nhau trong trường hợp này là bằng cách đưa ra một hệ số hồi qui. Không giống như phương pháp chuyển đổi trực tiếp, nó phụ thuộc vào cấu trúc không gian của mưa và thời gian hợp thành. Mặc dù có thể có sự phụ thuộc rõ rệt của hệ số hồi qui r vào tần số, ta giả thiết rằng sự phụ thuộc tần số của tiêu hao mưa chỉ được biểu thị trong các hệ số k và α . Các giá trị của k và α được đưa ra cùng một cách như đối với phương pháp chuyển đổi trực tiếp. Sử dụng cấu trúc sau đối với hệ số hồi qui:

$$r = [u + \{d(vR + xd + y)/z\}]^{-1} \quad (8-163)$$

Với các hệ số u , v , x , y và z phụ thuộc vào thời gian hợp thành. Vì cấu trúc không gian của mưa có thể khác nhau trong các vùng địa lý khác nhau, tức là kích cỡ của mưa (thường bé hơn 15 km) có thể lớn hơn trong các vùng khác nhau. Với cùng một cường độ mưa, các hệ số cũng sẽ phụ thuộc vào vùng địa lý. Sử dụng các giá trị hệ số đã được sử dụng rộng rãi ở châu Âu đối với các thời gian hợp thành ≤ 1 phút, giá trị r tính theo:

$$r = [0,98 + \{d(40,2R - 3d + 200)/28200\}]^{-1} \text{ [châu Âu].} \quad (8-164)$$

Từ các kết quả thu được đối với các độ dài đường truyền khác nhau và đối với 21 tuyến khác nhau ở châu Âu, phương pháp này đòi hỏi đối với các phần trăm thời gian thấp liên quan tới tính khả dụng và chất lượng của các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp chính xác hơn phương trình (8-155) của CCIR.

Phương pháp cho một độ chính xác rất thấp đối với 0,1% thời gian và đối với độ dài các đường truyền lớn hơn 9 km. Ở Mỹ và Nhật, giá trị hệ số hồi qui r của đường truyền là:

$$r = [0,85 + \{d(1,14R - 3d + 200)/3929\}]^{-1} \text{ [Mỹ, Nhật Bản]} \quad (8-165)$$

Cũng như đối với phương trình (8-164), phương pháp dự đoán có độ chính xác cao đối với các phần trăm thời gian thấp ($< 10^{-3}\%$) và có độ chính xác thấp đối với 0,1% thời gian; phương pháp này được coi là chính xác hơn so với phương pháp CCIR theo phương trình (8-155).

Phương pháp sử dụng các kết quả này để xác định lượng tiêu hao đường truyền vượt đối với phần trăm thời gian nào đó giống như đã làm trong các bước 1 đến 6 của mục 8.4.3.1, với ngoại lệ là phương trình (8-155) trong bước 3 được thay bởi phương trình (8-164) hoặc (8-165)

Ví dụ 11

Sử dụng các tham số giống như trong ví dụ 9, với phương pháp tham số, hãy xác định tiêu hao do mưa ở châu Âu, vượt đối với 0,01% thời gian.

Giải

Giá trị r được xác định từ phương trình (8-164) là 0,3152. Vì $\gamma_R = 1,717$ dB/km, và $d = 53$ km, giá trị tiêu hao vượt chỉ đối với 0,01% thời gian là 28,68 dB. Phương pháp CCIR đã cho là 26,88 dB.

8.4.4. Ảnh hưởng vòm che ẩm ướt đến các số liệu tiêu hao do mưa

Khi khẩu độ tiếp sóng của một anten parabol không bảo vệ bị ẩm ướt, hoặc có một lớp nước hoặc các giọt nước, thì tại các tần số khoảng 11 GHz sẽ xuất hiện một vấn đề. Đó là do nước đã gây nên cả tổn hao lẫn dịch pha xung quanh 11 GHz. Sự hiện diện của nó ở khẩu độ tiếp sóng, nơi mà mật độ công suất của tín hiệu phát cao, gây nên sự suy giảm đáng kể về chỉ tiêu chất lượng của anten như tổn hao, phản xạ và méo pha của mặt sóng. Để khắc phục vấn đề này đồng thời tránh chim chóc đậu trên phần tử tiếp sóng, người ta sử dụng một vòm che để phủ bề mặt phát của anten. Trong các điều kiện khí hậu trong

sáng, thì vòm che này chỉ gây nên một tổn hao nhỏ. Tuy nhiên, khi trời ẩm ướt thì lại gây ra một tổn hao đáng kể. Vì cần phải có một cái vòm thứ hai ở đầu cuối xa nên các tổn hao tăng lên gấp đôi.

Kinh nghiệm sử dụng các vòm che dạng hình chóp hoặc dạng bán cầu có thể gây ra tổn hao do mưa khoảng 0 đến 14 dB, trên một cặp vòm che. Sự biến đổi tổn hao phụ thuộc vào tần số, cường độ mưa và lão hoá của mặt vòm che. Ở tần số 20 GHz đối với một đoạn vòm 30 m, thuộc về một tuyến thông tin vệ tinh mặt đất, đã tìm được tổn hao truyền dẫn $2 \div 3$ dB ở cường độ mưa 10 mm/h, khi vòm che còn mới. Sau 6 tháng sử dụng tiếp xúc với thời tiết, tổn hao truyền dẫn đã tăng lên đến 8 dB ở cùng cường độ mưa 10 mm/h. Đối với các tuyến mặt đất ở các tần số $11 \div 18$ GHz, dự kiến tổn hao truyền dẫn do các vòm che ẩm ướt sẽ thấp hơn, do vòm che nhỏ hơn, nhưng cũng cần phải chú ý đến, nhất là vì thường sử dụng một cặp vòm che.

8.4.5. Các ảnh hưởng của mưa đến các hệ thống phân cực trực giao

Đối với các hệ thống phân cực ngang và đứng kép, có hoặc không có phân tập, thì nguyên nhân chủ yếu của sự suy giảm do tính lựa chọn phân cực trực giao (XPD) (xem dưới đây trong mục này) với phân trầm thời gian bé, là do mưa trên các tuyến ngắn (< 20 km). Kinh nghiệm cho thấy, đối với một độ dự trữ pha đỉnh đã cho, một hệ thống trong đó có một kênh khác đang làm việc trên cùng một tần số (trùng kênh), nhưng có phân cực trực giao thì sẽ có thời gian gián đoạn thông tin lớn hơn so với một hệ thống chỉ sử dụng một kênh một tần số ảnh hưởng này trở nên rõ rệt hơn vì độ dự trữ pha đỉnh tăng lên. Cũng như đã nói ở mục 8.4.4, nước hoặc tuyết trên hệ thống tiếp sóng của anten gây ra sự suy giảm chất lượng của anten một cách trầm trọng, một trong những suy giảm này là do kết quả của phân cực trực giao. Có thể giảm ảnh hưởng này bằng cách sử dụng một vòm che. Tỷ số của tín hiệu thu mong muốn và không mong muốn được xem như độ phân cách phân cực giao nhau (XPI) và là nghịch đảo của hệ số khử phân cực luôn luôn dương biểu thị bằng dB.

Thuật ngữ “khử phân cực” đôi khi được sử dụng liên quan với phân cực giao nhau, nhưng thông thường hơn nó mang một ý nghĩa là đã có một sự biến đổi về trạng thái phân cực gốc. Tỷ số các mức công suất cùng phân cực trên phân cực giao nhau khi chỉ sử dụng một tần số, là độ lựa chọn phân cực trực giao (XPD). Nó bằng XPI nếu mưa là nguyên nhân của sự suy giảm tín hiệu. Trong mục 8.3.4.2 đã cho đầy đủ các định nghĩa này.

Các ảnh hưởng của mưa rơi dưới dạng tựa hình cầu phẳng, gây ra tiêu hao và dịch pha khác nhau đối với các sự phân cực khác nhau, sẽ gây ra sự khử phân cực, do đó tạo ra phân cực giao nhau. Nhưng, nếu mưa rơi theo hướng cùng với một trong các trục phân cực, thông thường là trục đứng, thì sẽ không xuất hiện phân cực giao nhau. Tuy vậy, trong thực tế, thường có một góc vênh nghiêng trung bình, hạn định vì các hạt mưa rơi dưới tác dụng thổi chéo của gió. Các góc vênh nghiêng có thể được mở rộng về độ trung bình này do sự hỗn loạn, như vậy sẽ có sự phân cực giao nhau đáng kể dọc theo đường truyền ở những nơi xuất hiện mưa. Sự dịch pha khác nhau xuất hiện là một yếu tố có ảnh hưởng lớn đến phân cực giao nhau do mưa gây ra tại các tần số thấp hơn 10 GHz, nhưng trái lại sự tiêu hao khác nhau trở nên càng quan trọng ở những tần số cao hơn. Sự lựa chọn phân cực giao nhau (XPD) giảm khi tăng tiêu hao cùng phân cực (CPA) do mưa rơi. Trong hầu hết các ứng dụng thực tế theo dự đoán trên cơ sở các thống kê tiêu hao mối tương quan giữa XPD và CPA là quan trọng. Thế nhưng một mối tương quan tổng quát giữa 2 tham số này vẫn chưa được thiết lập một cách đầy đủ, nhưng những đo lường trong một thời gian dài trong khoảng tần số 3 ÷ 37 GHz là phù hợp với mối tương quan bán kinh nghiệm có dạng tổng quát:

$$\text{XPD} = U - V \cdot \lg(\text{CPA}) \quad (\text{dB}) \quad (8-166)$$

Ở đây các hệ số U và V chủ yếu phụ thuộc vào tần số f(GHz), góc ngẩng θ của đường truyền và góc nghiêng τ của phân cực đối với phân cực tuyến tính theo phương nằm ngang. Báo cáo 722-2 của CCIR cung cấp thêm các chi tiết và các chuẩn tham chiếu về vấn đề này. Có thể tìm được cách tính sơ bộ giá trị XPD đối với các đường vô tuyến tầm nhìn thẳng với các góc ngẩng nhỏ và phân cực trục giao, bằng cách sử dụng các giá trị sau đây của các hệ số U và V:

$$U = 15 + 30 \lg f \quad \text{dB} \quad (8-167a)$$

$$V = 20 \quad (8-167b)$$

với: $8 \leq f \leq 35 \text{ GHz}$

Băng có thể gây ra sự khử phân cực. Vì các tinh thể của băng xuất hiện có trục chính của nó nằm trong mặt phẳng nằm ngang, nên sự khử phân cực được tối thiểu hoá đối với cả phân cực ngang và đứng. Đối với các phần trăm thời gian nhỏ, trong đó điều này không xảy ra, vì khi có chớp sẽ gây ra sự điều chỉnh tinh thể băng có thể xuất hiện sự khử phân cực. Tuyết khô gần mặt đất xuất hiện, có cùng đặc tính phân cực giống như các đặc tính phân cực của các tinh thể băng theo các đường xiên gây ra sự dịch pha vì sai lệch nhưng tiêu hao

vì sai lại nhỏ. Nó cũng gây ra sự khử phân cực lớn hơn so với mưa vì tuyết khô tạo ra các mức tiêu hao đặc trưng thấp. Tuyết ướt xuất hiện tạo ra tiêu hao vì sai hơn là lệch pha vì sai, và là môi trường phân cực ít có ý nghĩa hơn so với mưa. Chỉ tiêu chất lượng của các hệ thống phân cực trực giao có thể được cải thiện bằng cách tăng công suất ra để giảm các ảnh hưởng của tạp âm nhiệt.

Các thống kê XPD trong thời gian dài đã thu được ở một tần số có thể định cỡ cho tần số khác bằng cách sử dụng công thức bán thực nghiệm:

$$XPD_2 = XPD_1 - 20\lg(f_2/f_1); \quad 4 \leq f_1, f_2 \leq 30 \text{ GHz} \quad (8-168)$$

Ở đây XPD_1 và XPD_2 là các giá trị của XPD không vượt đối với cùng một phần trăm thời gian tại các tần số f_1 và f_2 .

8.4.6. Tán xạ do mưa

Ngoài tiêu hao do mưa sinh ra, các tính thể của nước có thể làm cho tia vô tuyến bị tán xạ. Nếu sự tán xạ này là nằm ngang và vuông góc với hướng của tia vô tuyến, tức là trong hướng phụ có thể xuất hiện sự giao thoa giữa các đường vô tuyến. Mặc dầu nguyên nhân chính của vấn đề này là mưa, nhưng sự tán xạ từ các đám mây có những hạt băng, từ tuyết ướt hoặc mưa đá cũng không kém phần quan trọng.

Sự tán xạ gây ra do mưa có thể được thiết lập do cách ghép giữa các anten, với điều kiện là các búp sóng phát xạ của các anten này chấn một thể tích chung trong không gian và mưa chiếm trong một phần của thể tích chung này.

Độ ghép giữa các anten bị giảm do tiêu hao tín hiệu dọc theo hai đường giữa thể tích chung và các anten. Do đó độ ghép cực đại được tạo ra do sự xuất hiện đồng thời sự tán xạ mạnh trong khối thể tích chung và tiêu hao thấp ở phía ngoài. Ở các tần số dưới 8 GHz, ở đâu có tiêu hao nhỏ thích hợp với tán xạ Rayleigh. Trong trường hợp này, độ ghép tăng gần như theo mũ 4 của tần số. Ở các tần số cao hơn, thì sự tán xạ do khối thể tích chung của các búp sóng phụ anten tăng chậm hơn và độ ghép thực bị giảm nhanh do tiêu hao ở bên ngoài khối thể tích chung.

Đối với các tần số trên 8 GHz, thì cần phải áp dụng định lý tán xạ Mie thay vì tán xạ Rayleigh bằng cách đưa vào đặc tính tán xạ trung bình của các phân tử trong thể tích tán xạ. Tỷ số công suất thu được trên công suất phát có thể tìm thấy trong Báo cáo 882-1 và 569-3 của CCIR.

8.4.7. Các kỹ thuật để giảm các ảnh hưởng của tiêu hao do mưa

Việc sử dụng phân tập không gian, phân tập tần số, các bộ cân bằng tự thích nghi và rút ngắn độ dài đường truyền không làm thế nào để giảm được các ảnh hưởng của pha đình do mưa. Chỉ còn một cách hữu hiệu để giảm các ảnh hưởng của mưa là giảm tần số hoặc tránh khỏi đường của nó. Khi biến đổi phân cực từ ngang sang đứng hoặc giảm độ dài của chặng tiếp phát có thể làm giảm nhẹ đi phần nào. Độ giảm tiêu hao này có thể được xác định từ phương trình (8-155) và (8-164) hoặc (8-165).

8.4.7.1. Phân tập đường truyền

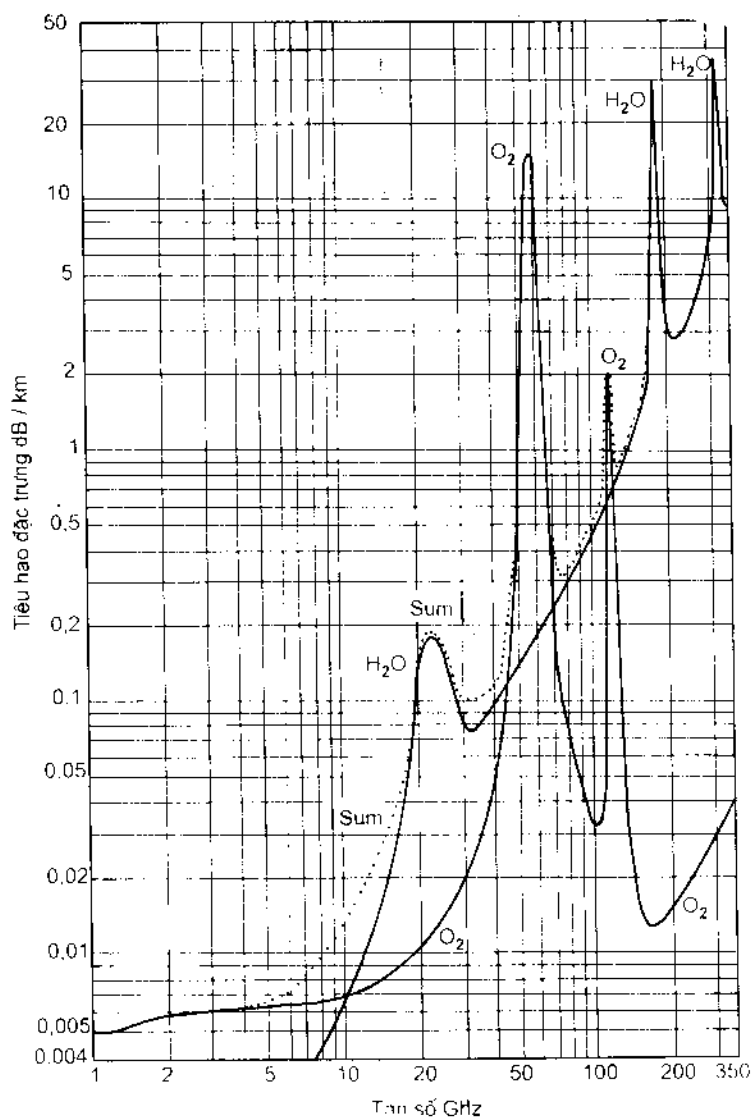
Chọn các đường truyền cách nhau vài kilomet có thể giảm các ảnh hưởng của tiêu hao mưa. Có thể xác định độ lợi phân tập là hiệu giữa tiêu hao (tính bằng dB) vượt đối với phần trăm thời gian đặc trưng đối với một tuyến đơn và tiêu hao vượt đồng thời đối với 2 tuyến song song cách nhau vài kilomet. Độ lợi của phân tập này có khuynh hướng giảm nếu độ dài của đường truyền tăng vượt quá 12 km đối với khoảng tần số 20 ÷ 40 GHz, nhưng nói chung đối với khoảng cách 8 km lớn hơn so với khoảng cách 4 km (đối với 0,01% thời gian ở 8 km là 2,8 dB, trong khi ở 4 km là 1,8 dB). Việc tăng khoảng cách từ 8 đến 12 km không đưa lại bất kỳ sự cải thiện nào. Độ lợi phân tập đường truyền không phụ thuộc vào tần số nằm trong khoảng 20 ÷ 40 GHz đối với cấu trúc hình học phân tập đường truyền đã cho.

8.5. HẤP THỤ CỦA CÁC CHẤT KHÍ

Trong mục này chúng ta sẽ xem xét một cách vắn tắt tiêu hao do các chất khí của bầu khí quyển. Hình 8.27 biểu thị tiêu hao đặc trưng của nước và oxy, cùng với tiêu hao đặc trưng tổng cộng theo tần số. Oxy không trở thành nguyên nhân chủ yếu của suy hao cho đến các tần số trên 50 GHz. Tại 118,74 GHz tồn tại một đường hấp thụ, tách ra, xuất hiện một tiêu hao đặc trưng γ_o khoảng 1,9 dB/km, trong lúc đó giữa 50 và 70 GHz xuất hiện một loạt đường rất gần nhau có một tiêu hao đặc trưng khoảng 16 dB/km ở mức mặt đất (áp suất 1013 mb và nhiệt độ 15°C). Có thể tìm thấy tiêu hao đặc trưng tại mức mặt đất, theo công thức sau:

$$\gamma_o = [7,19 \times 10^{-3} + 6,09/(f^2 + 0,227) + 4,81/[(f - 57)^2 + 1,50]].f^2.10^{-3} \text{ (dB/km)}$$

với $f < 57 \text{ GHz}$ (8-169)



Hình 8.27- Tiêu hao đặc trưng do các chất khí trong khí quyển
(Theo Báo cáo 719-2, CCIR)

Có một phương trình tương tự đối với tần số $f > 63$ GHz, nhưng không nêu ra ở đây vì các tuyến vô tuyến số tầm nhìn thẳng hiện nay không hoạt động lên đến tần số đó (xem Báo cáo 719-2 của CCIR). Hơi nước có 3 đường hấp thụ, tại các tần số 22,3 GHz, 183,3 GHz và 323,8 GHz. Các giá trị tiêu hao đặc trưng đối với nhiệt độ 23°C là 0,45 dB/km với tần số 22,2 GHz với hơi nước $19,1 \text{ g/m}^3$ và 0,15 dB/km với hơi nước $6,4 \text{ g/m}^3$. Tại 35 GHz các giá trị là 0,24 dB/km đối với $19,1 \text{ g/m}^3$ và 0,06 dB/km đối với $6,4 \text{ g/m}^3$. Tổng tiêu hao đặc trưng đối với

oxy và nước cung cấp tư liệu cần thiết để xác định giá trị tiêu hao thực tế đối với độ dài của đường truyền vô tuyến:

$$A_a = \gamma_a \cdot d = (\gamma_o + \gamma_w) \cdot d \quad (\text{dB}) \quad (8-170)$$

Ở đây A_a là tiêu hao tổng gây ra do oxy và nước trên đường truyền dài d (km), γ_o và γ_w là tiêu hao đặc trưng của oxy và nước tương ứng (dB/km). Các giá trị tiêu hao đặc trưng có thể tìm thấy từ hình 8.27, cho các mục đích thực hành.

Ví dụ 12

Xác định tiêu hao dự kiến cho hấp thụ khí đối với một chằng tiếp phát 53 km hoạt động ở 15 GHz.

Giải

Từ hình 8.27, ở 15 GHz tổng tiêu hao đặc trưng tìm được xấp xỉ là 0,029 dB/km; do đó tiêu hao bổ sung do hấp thụ khí là 1,54 dB. Thật ngạc nhiên, đó không phải là một lượng không có ý nghĩa.

8.6. TÍNH TOÁN CHỈ TIÊU CHẤT LƯỢNG CỦA HỆ THỐNG

Nội dung ở mục (8.2) đủ cho phép thiết kế đúng các độ cao anten để khắc phục bất cứ vấn đề nào về pha đình khúc xạ và phản xạ có thể xuất hiện dưới những dạng khác nhau. Với những số liệu về tổn hao bổ sung bất kỳ cùng với các tổn hao đường truyền bổ sung có thể xảy ra do pha đình và hấp thụ của chất khí (xem mục 8.3.8.4 và 8.5) ta có thể xác định được tổn hao tổng cộng trung bình đối với một hệ thống. Một khi đã biết các số liệu đó, có thể sử dụng một số phương pháp đã có để giảm tổn hao này đến một mức cho phép. Các phương pháp này bao gồm việc tăng độ dự trữ pha đình bằng cách tăng công suất ra máy phát, chọn các anten có hệ số tăng ích cao hơn và chọn máy thu có độ nhạy cao hơn. Tất cả các phương pháp này tựu trung là các tham số có thể thay đổi được để đáp ứng một yêu cầu đặc biệt nào đó.

Sử dụng phân tập cùng với các bộ tổ hợp phân tập thích hợp và các kỹ thuật cân bằng tự thích nghi là những biện pháp bổ trợ khả dụng cho người thiết kế hệ thống để có thể giảm được pha đình lựa chọn. Kết quả cuối cùng của việc sử dụng những số liệu rút ra từ các tính toán và từ việc chấp nối cùng một hệ thống trên giấy là phải đáp ứng các yêu cầu chỉ tiêu chất lượng đã xác định cho hệ thống. Đôi khi lúc khởi đầu là những vấn đề lớn nhất khi phải đối phó với một tập các chỉ tiêu chất lượng có quá nhiều yếu tố cần phân tích đến.

Điểm xuất phát thường là việc bố trí tần số. Với phổ đã được tận dụng như vậy thì thường không có thể lãng phí tùy tiện lựa chọn tần số theo cách lựa chọn của chúng ta. Bình thường đã có một dải tần khả dụng để lập dự án ngay, và do sử dụng lại trong suốt hệ thống, nên việc lựa chọn là rất hẹp. Sau đó tìm thiết bị nào khả dụng nằm trong dải tần, và cần phải tính đến dung lượng. Điều này cho phép có thể chọn một số sơ đồ điều chế khác nhau có thể thích hợp. Giai đoạn tiếp theo là xác định tuyến. Chọn các vị trí thích hợp, có khả năng sẽ bị giới hạn. Khi có khái niệm về vị trí các trạm ta bắt đầu sử dụng các tư liệu trong chương này.

Cần phải vẽ mặt nghiêng của tuyến, xác định các hệ số k , vẽ các chỗ lồi của mặt đất, xác định các độ cao anten, và tính toán tổn hao khúc xạ do các vật chắn, v.v... Sau đó phải tính toán tổn hao tổng của đường truyền. Nếu mức tín hiệu thu không thấp một cách đáng ngạc nhiên sau các phép tính này (hoặc phải tính lại) thì xác định độ dự trữ pha đỉnh phẳng từ pha đỉnh phẳng do nhiều tia và mưa cũng như các tổn hao hấp thụ và các tổn hao khác của hệ thống, sao cho các hệ số gián đoạn thông tin đã xác định không được vượt quá, và có thể đạt được tiêu chuẩn về độ khả dụng. Có thể phải tính lại các kích thước của anten, cũng như công suất ra của máy phát. Cũng có thể xem xét các vấn đề liên quan đến pha đỉnh lựa chọn tại điểm này. Để đáp ứng đầy đủ các yêu cầu về gián đoạn thông tin có thể nghĩ ngay đến việc sử dụng các bộ cân bằng tự thích nghi. Nếu vẫn không đủ thì sau đó yêu cầu đến phân tập không gian. Trong chương sau ta sẽ đưa vào các yếu tố này bằng cách lấy từ các chỗ khác. Trong sách này để đi đến một điểm ở đó có thể thiết kế, vấn đề giao thoa vẫn cần phải được xem xét, vì đó là một điều bắt buộc cần phải có để thiết kế lại đầy đủ ngay từ đầu và bắt đầu lại từ đầu với một tập tần số mới. Khía cạnh này sẽ được trình bày trong chương 10.

BÀI TẬP

1. Cho áp suất khí quyển là 1015 mb ở nhiệt độ 14°C và áp suất hơi nước là 11,2 mb, xác định chỉ số khúc xạ trung bình n của khí quyển ở độ cao tiến hành các phép đo này. (Trả lời: 1,000325)
2. Xác định tổn hao khúc xạ đối với một tuyến phân cực ngang dài 100km qua mặt biển ở vùng khí hậu ôn đới. Các độ cao của anten ở các đầu cuối của tuyến là 60m và 120m trên mực nước biển. Giả sử tần số sóng mang là 4 GHz và hệ số k là 4/3. (Trả lời: 46 dB)
3. Sử dụng phân cực nào tốt hơn trên tuyến đã miêu tả ở trong bài tập 2? (Trả lời: So sánh với ví dụ đã cho ở trong mục 8.2.2.2)

4. Giả thiết một đường truyền vô tuyến 50 km có vật chắn hình nêm cách một đầu cuối của tuyến 30 km. Nếu tần số công tác là 4 GHz, xác định độ cao hình nêm để đạt được độ tăng ích khúc xạ 1,2 dB.
(Trả lời: hình nêm sẽ nằm dưới búp sóng chính 265 m)
5. Giả thiết rằng hệ số $k = 4/3$ đã sử dụng trong ví dụ mục 8.2.2.3. Tính độ dự trữ pha đình yêu cầu cho máy thu và so sánh kết quả với kết quả của bài tập 2 ở trên.
(Trả lời: 43 dB)
6. Sử dụng phương pháp Majoli xác định lượng hoạt động pha đình nhiều tia bằng % của tháng xấu nhất, dự kiến đối với tuyến 6 GHz dài 30 km vượt qua một dãy núi có độ gồ ghề bề mặt 100 m.
(Trả lời: 0,206%).
7. Một tuyến 54 km đã được thiết lập trong vùng khí hậu ôn đới làm việc ở 11GHz. Địa hình đồi có độ gồ ghề 30 m. Xác định độ dự trữ pha đình phẳng cần thiết bằng phương pháp Majoli, chỉ để bù trừ các hiệu ứng pha đình nhiều tia Rayleigh.
(Trả lời: 38,44 dB).
8. Dùng các số liệu như bài tập 7, sử dụng phương pháp CCIR xác định giá trị độ dự trữ pha đình. Giả thiết rằng tuyến ở Tây - Bắc châu Âu.
(Trả lời: 34,7 dB).
9. Tính xác suất gián đoạn thông tin do một mình pha đình lựa chọn (P_{os}), đối với đường vô tuyến 200 Mbit/s 16-QAM, hoạt động ở 5 GHz trên một độ dài chặng tiếp phát 63 km. Sử dụng phương trình (8-126).
(Trả lời: 2,75%).
10. Tính khoảng cách giữa các anten của một hệ thống phân tập không gian làm việc ở tần số 6 GHz, trên chặng tiếp phát 50 km, nếu các tín hiệu thu có hệ số tương quan 0,5.
(Trả lời: 12,3 m)
11. Xác định phân tập đối với hệ thống đã cho trong ví dụ 10, nếu độ dự trữ pha đình F_m là 35 dB và các anten chính và phân tập có cùng kích thước.
(Trả lời: 70, 88)
12. Nếu hệ thống không được bảo vệ như hệ thống đã cho trong ví dụ 9, ở điều kiện khí hậu ôn đới có độ gồ ghề đường truyền 15 m chỉ chịu đựng pha đình phẳng, xác định độ gián đoạn thông tin trung bình với độ dự trữ pha đình phẳng 30 dB. Nếu hệ thống này được nâng bậc thành hệ thống phân tập không gian trong đó các anten được chọn cùng kích thước, và sử dụng cùng độ dự trữ pha đình phẳng F_m hệ thống có khả năng thoả mãn mục tiêu chỉ tiêu chất lượng CCIR về độ gián đoạn thông tin $< 0,006\%$ của tháng bất kỳ, nếu hệ số tương quan chọn là 0,5 hay không?

Giải: $P(FAD_m > F_m) = 0,75 \times 10^{-3}$, thời gian gián đoạn thông tin do pha đỉnh phẳng = 0,075%, $s = 13,15$ m, $I_{os} = 16,94$, độ gián đoạn thông tin = $4,43 \times 10^{-3}\%$. Khuyến nghị CCIR đến với độ gián đoạn = $6,00 \times 10^{-3}\%$. (Trả lời: Có).

13. Nếu hệ thống không được bảo vệ như đã cho trong ví dụ 9 được nâng cấp thành hệ thống phân tập không gian có bộ tổ hợp trùng pha IF, xác định thời gian gián đoạn thông tin trung bình chỉ do pha đỉnh lựa chọn. (Trả lời: 0,2458%).

14. Một tuyến vô tuyến 8PSK phân cực ngang 12 GHz làm việc ở 90Mbit/s, đặt ở một nơi thuộc vùng California (Mỹ), ở đó địa hình đồi có độ gồ ghề 30 m, trải rộng 40 km. Các anten được đặt chệch một góc 10° so với đường nằm ngang.

Giả thiết rằng cường độ mưa không vượt quá 0,01%, đối với tháng xấu nhất là 70 mm/h ($\tau = 1$ m). Xác định các giá trị của (a) (b) (c) dưới đây, sao cho ở đó có thể sử dụng được đường truyền dẫn làm việc thoả mãn với các chỉ tiêu gián đoạn thông tin của CCIR ($\geq 0,006\%$ trong tháng bất kỳ). Cũng như đối với (d) cho những đề nghị về cách làm thế nào để tuyến này hoạt động thoả mãn các mục tiêu của CCIR.

(a) Độ dự trữ pha đỉnh phẳng yêu cầu để khắc phục được các ảnh hưởng nhiễu tia của pha đỉnh phẳng (sử dụng phương pháp CCIR).

(b) Độ dự trữ pha đỉnh yêu cầu để khắc phục các ảnh hưởng của pha đỉnh do mưa (sử dụng phương pháp tham số).

(c) Độ gián đoạn thông tin (dự kiến) trung bình do pha đỉnh lựa chọn.

(Trả lời: (a) 35,06 dB; (b) từ $\alpha = 1,21677$, $k = 0,01877$, $\gamma_R = 3,3$ dB/km, và $r = 0,4037$, $F_m(0,01\%) = 53,29$ dB với 0,001%, $F_m(0,001\%) > 114$ dB. (c) từ $\eta = 0,0563$, giá trị gián đoạn thông tin trung bình là 0,018%. (d) để khắc phục vấn đề lớn nhất về các ảnh hưởng của pha đỉnh do mưa, có giải pháp duy nhất là phân tập tuyến, và để đảm bảo pha đỉnh phẳng không có vấn đề, độ dự trữ pha đỉnh yêu cầu là 55 dB. Nếu sử dụng phân tập tuyến thì giá trị này có thể nhỏ hơn. Vì vấn đề liên quan với pha đỉnh lựa chọn không quá lớn, nên sử dụng một bộ tổ hợp trùng pha liên kết với một bộ cân bằng ngang băng cơ bản (trong miền thời gian) có thể đầy đủ. Trong trường hợp này không cần sử dụng phân tập không gian. Các đáp số đã cho đều với giả thiết rằng các hiệu ứng nhiễu tia và mưa không xuất hiện đồng thời.

CHƯƠNG 9

KỸ THUẬT TUYẾN VÔ TUYẾN TẦM NHÌN THẲNG

9.1. CÁC LOẠI TÍNH TOÁN

9.1.1 Các tính toán đường truyền

Mục tiêu của các tính toán đường truyền dẫn nhằm xác định tất cả các tổn hao và các tăng ích trong một hệ thống và từ đó xác định các độ dự trữ pha đỉnh, các xác suất vượt độ dự trữ pha đỉnh, xác suất gián đoạn thông tin, các yêu cầu phân tập và các loại anten cũng như độ cao của các anten v.v...

Các tính toán đường truyền tương tác hữu cơ và có thể trải qua nhiều giai đoạn tiền thiết kế trước khi đi đến thực hiện các tính toán cuối cùng. Điều này tiến hành sao cho không vượt quá độ dự trữ pha đỉnh đối với một lượng thời gian không trái với chỉ tiêu chất lượng thích hợp và các mục tiêu khả dụng. Độ dự trữ pha đỉnh đồng đều là hiệu giữa mức tín hiệu thu được không bị pha đỉnh và giá trị mức tín hiệu thu được thấp nhất với tỷ số lỗi bit không lớn hơn 10^{-6} và 10^{-3} đo ở đầu ra băng cơ sở của máy thu trên kênh 64 kbit/s trong những khoảng thời gian 1 phút và 1 giây tương ứng. Sự tồn tại 2 BER có ý nghĩa là sẽ có 2 độ dự trữ pha đỉnh đồng đều được quan tâm trong các tính toán. Mục 9.2 sẽ trình bày kỹ hơn về các tính toán đường truyền.

9.1.2. Các tính toán chỉ tiêu chất lượng

Mục đích các tính toán chỉ tiêu chất lượng nhằm xác định xác suất vượt các chỉ tiêu BER, bằng cách sử dụng các giá trị của các xác suất được tìm ra trong các tính toán đường truyền. Các chỉ tiêu BER được sử dụng sao cho BER không lớn hơn các giá trị sau đối với mạch bậc cao:

- 1×10^{-6} trong khi hơn 0,4d/2500% của tháng bất kỳ đối với thời gian hợp thành một phút, với $280 < d < 2500$ km.
- 1×10^{-6} trong khi hơn 0,045% của tháng bất kỳ đối với thời gian hợp thành một phút, với $d < 280$ km.

- 1×10^{-3} trong khi hơn 0,054d/2500% của tháng bất kỳ với thời gian hợp thành một giây, với $280 < d < 2500$ km.
- 1×10^{-3} trong khi hơn 0,006% của tháng bất kỳ với thời gian hợp thành một giây, với $d < 280$ km.

9.1.3. Các tính toán nhiễu (giao thoa)

Các tính toán này hình thành nhằm để kiểm tra tỷ số sóng mang trên nhiễu tại ngưỡng của máy thu và độ suy giảm ngưỡng gây nên tuân theo các giá trị được sử dụng trong tính toán đường truyền. Các tính toán này sẽ được trình bày trong chương 10.

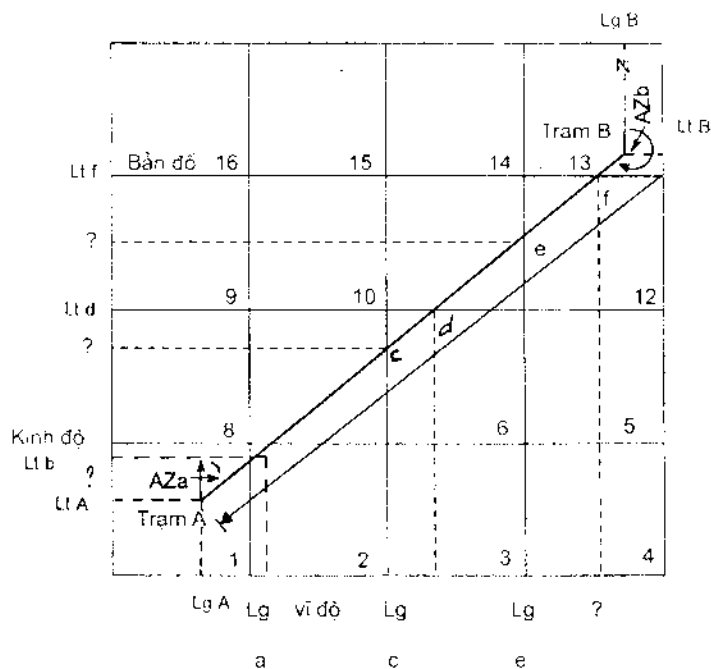
9.2. CÁC TÍNH TOÁN ĐƯỜNG TRUYỀN

Các tính toán đường truyền là hoàn toàn bao trùm nhiều vấn đề đã được giải quyết trong các chương trước. Để tiến hành các tính toán này một cách hợp lý có nhiều công việc ban đầu cần phải làm. Việc này đòi hỏi phải thu được một cặp tần số trong băng tần CCIR đã cho, xác định tuyến, tạo nên các bản đồ mặt cắt nghiêng của đường truyền cần thiết xuất phát từ các bản đồ địa chính và tạo ra các bản đồ hiện trường. Điều này được thực hiện sẽ hình thành một số quan điểm về thiết lập hệ thống. Trong tất cả các công việc này có thể phải tiến hành nhiều tháng và không sự kiện nào giải quyết một cách nhẹ nhàng cả. Một sai sót trong quá trình này sẽ phải trả giá bằng một lượng nguồn đáng kể về sau. Giả thiết rằng có thể có một hoặc nhiều cặp tần số và hai điểm đầu cuối vô tuyến là đã biết, vấn đề đầu tiên để lập kế hoạch là bố trí hệ thống vô tuyến giữa hai đầu cuối này như thế nào.

9.2.1. Các mặt cắt nghiêng của đường truyền

Đánh dấu 2 đầu cuối trên bản đồ của sở địa chính, tỷ lệ 1:1000 hoặc lớn hơn. Nếu các đầu cuối nằm trên các bản đồ khác nhau, thường là như vậy, thì đánh dấu các điểm trên các bản đồ tương ứng và ghi vĩ độ, kinh độ của chúng. Một mặt cắt nghiêng của đường truyền được tạo ra nếu một con dao khổng lồ cắt rời quả đất dọc theo hướng của tia vô tuyến. Giai đoạn đầu tiên tạo nên nó là vẽ trên bản đồ liên kết của sở địa chính một đường bút chì mảnh giữa hai vị trí đã đề xuất. Điều này có nghĩa là đường bút chì mảnh phải mở rộng vượt qua một số bản đồ trung gian. Để khắc phục độ không chính xác của phương pháp này do không phối hợp và giảm lượng không gian cần thiết thì có thể sử dụng phương pháp sau để xác định vĩ độ và kinh độ của các điểm mà ở đó tia đi qua các mép của mỗi bản đồ. Như thế phương pháp này cho phép sử dụng một

bản đồ cho một lần và cho phép vẽ một đường ngang qua bản đồ trung gian và không cần chấp nó lại với bất kỳ bản đồ nào khác.



Hình 9.1- Đường truyền xuyên qua trên các bản đồ khác nhau đối với một tuyến viba tầm nhìn thẳng

9.2.1.1. Các chỗ cắt nhau của bản đồ

Hình 9.1 chỉ ra đồ thị của một số bản đồ phải được đặt kế nhau sao cho đường truyền giữa vị trí A và B có thể nối bằng một đường thẳng.

Đường truyền có độ dài d đã được thể hiện giao nhau với mỗi một bản đồ tại các điểm a, b, c, d, e và f. Tại các điểm giao a, c và e là các vĩ độ đã biết, nhưng chưa biết các kinh độ. Tương tự tại các điểm b, d và f đã biết các vĩ độ nhưng chưa biết các kinh độ. Chương trình tính toán HP41 của Hewlett Packard tính được các vĩ độ hoặc kinh độ chưa được biết các chỗ cắt của bản đồ khác nhau qua các kinh độ và vĩ độ đã biết. Ngoài ra chương trình sẽ cung cấp độ dài đường truyền bằng kilômét và phương vị tại điểm A và B. Cả vĩ độ và kinh độ của hai vị trí đầu cuối cần thiết để thực hiện chương trình. Chương trình cung cấp cho máy tính khoa học HP41 hiện nay được viết bằng BASIC, vì đối với bài toán này thì máy tính này dễ làm việc hơn so với máy tính cá nhân.

9.2.1.2. Độ gần đúng của mặt cắt nghiêng của đường truyền

Sau khi tính được các giao điểm khác nhau, người ta vẽ một đường truyền thực lên các bản đồ, xuất phát từ quyết định về điểm A, dọc các đường đồng mức độ cao theo đường bút chì đến điểm B, và vẽ lũy tiến một đồ thị độ cao (tung độ), thường biểu thị bằng mét, đối với khoảng cách tính bằng kilômét. Đường này biểu thị mặt nghiêng đường truyền cơ bản. Trên mặt nghiêng này, gồm có cả các độ cao của cây cũng như các vật chướng ngại bất kỳ đã biết, nhưng chúng không có trong các bản đồ địa chính. Các ảnh hưởng của chỗ lồi mặt đất cũng có ở đây. Điều này có nghĩa rằng cần phải biết các giá trị cực đại và cực tiểu của hệ số k .

Phương trình đối với chỗ lồi mặt đất được cho bởi phương trình (8-8) là:

$$h = (4/51) \cdot d_1 \cdot d_2 / k \quad (m)$$

Ở đây d_1 là khoảng cách từ điểm A đã quyết định và d_2 là khoảng cách từ điểm B tính bằng kilômét, k là hệ số bán kính của quả đất và h là độ lồi thực ở khoảng cách d_1 tính từ vị trí A, đo bằng mét.

Với giá trị cực tiểu của hệ số k (trường hợp xấu nhất) đã dự tính đối với độ dài đường truyền, như đã xác định từ hình 8.11 hoặc từ các nguồn khác (xem mục 8.2.2.3), độ lồi của quả đất được vẽ ra. Trong một số trường hợp, có thể sử dụng một cách thuận lợi giấy mặt cắt nghiêng được chuẩn bị sẵn đã vẽ độ lồi quả đất với $k = 4/3$.

Ưu điểm của việc sử dụng giá trị k tối thiểu là có thể xác định được trường hợp xấu nhất đối với pha đình do nhiễu xạ hoặc bị vật chướng ngại với 99,9% của tháng xấu nhất. Nếu mặt cắt đó của đường truyền chứng tỏ rằng các vật chướng ngại có mặt trên đường truyền với hệ số k bé nhất này, có thể tính được lượng tổn hao khúc xạ với các độ cao anten đã cho trong khoảng cực đại 0,01% thời gian và do đó có thể đưa vào xem xét khi xác định độ dự trữ pha đình phẳng yêu cầu. Khi vẽ các mặt cắt nghiêng trên giấy đồ thị chữ nhật bao gồm một số xấp xỉ:

1. Bề mặt quả đất được vẽ như một cung parabol chính xác hơn là một cung tròn, vì phương trình (8-8) là một phương trình parabol. Biết rằng $d_2 = (d - d_1)$, phương trình (8-8) có thể được viết lại như sau:

$$h - d^2/51k = -4(d_1 - d/2)^2/51k$$

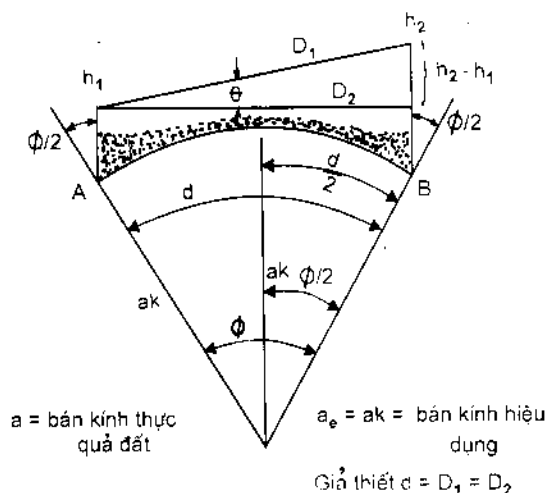
Tiêu cự của parabol là $1/51k$ và đã có sự tịnh tiến dọc trục x một lượng $d/2$ và dọc trục y một lượng $d^2/51k$. Tuy nhiên, lỗi tồn tại trong phép gần đúng này bé hơn 0,3%.

2. Độ nâng được vẽ dọc các đường thẳng đứng và không đi dọc theo đường bán kính xuất phát từ tâm quả đất. Trong hình 9.2, góc $\phi/2$ được cho một cách gần đúng:

$$\phi/2 = (d/2) \cdot (1/a_e) = (d/2)/(ka) = 0,5397(d/2) \cdot (1/k) \quad (\text{phút}) \quad (9-1)$$

Với $k = 4/3$ và đường truyền 30 km, góc $\phi/2$ được tìm thấy là 6 giây. Trong khi vẽ bình thường có thể xuất hiện lỗi lớn hơn.

3. Độ dài thực của đường truyền d không phải là khoảng cách đo được dọc bề mặt quả đất. Độ dài của đường truyền sử dụng trong các tính toán thường được đo từ một bản đồ, hoặc được tính từ các tọa độ của bản đồ và không đúng đối với hiệu độ nâng $(h_2 - h_1)$. Nhưng sai số bé vì góc θ ít khi lớn hơn 2° . Theo như kết quả, ta đã giả thiết rằng $D_2 = D_1 = d$.



Hình 9.2- Các lỗi khi vẽ các mặt cắt nghiêng của đường truyền dẫn trên giấy đồ thị tuyến tính

Bước tiếp theo được tính đến trong mặt cắt nghiêng của đường truyền là miền Fresnel thứ nhất. Giả thiết rằng, các độ cao của anten ở giai đoạn này chưa xác định, một ý định đúng đắn là làm thế nào để có thể xác định các vật chắn đường truyền dẫn sẽ ảnh hưởng đến độ hở của miền Fresnel thứ nhất dọc đường truyền, bằng cách vẽ miền Fresnel thứ nhất trên một mẫu giấy can. Có thể dịch lên và dịch xuống tờ giấy này dựa theo các độ cao của anten khác nhau để xác định trong các điều kiện xấu nhất ($k = k_{\min}$) của các hệ số khoảng hở. Các hệ số khoảng hở đã được trình bày ở mục 8.2.2.3 và sẽ được sử dụng ở điểm này. Phương trình được sử dụng để vẽ miền Fresnel thứ nhất cho bởi:

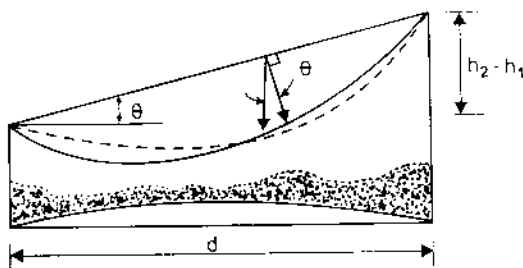
$$F_1 = 17,32 [d_1 d_2 / (f \cdot d)]^{1/2} \quad (\text{m})$$

Ở đây d_1 và d_2 là các khoảng cách từ các đầu cuối (tính bằng km), $d = d_1 + d_2$, f là tần số sóng mang (tính bằng GHz) và F_1 là bán kính của miền Fresnel thứ nhất (tính bằng mét).

4. Hình 9.3 chỉ ra một lỗi chung khác cũng xuất hiện do độ lệch các tỷ lệ. Đối với một đường truyền nghiêng trực tiếp nó có thể đi qua bán kính của miền Fresnel thứ nhất sẽ được vẽ ở các góc bên phải đối với đường truyền trực tiếp hoặc đường thẳng giữa hai anten như được chỉ ra bởi mũi tên đứt nét. Trong thực tế, và cũng như vậy sẽ được chỉ ra dưới đây, một điều hoàn toàn đúng là các bán kính được vẽ dọc theo các đường thẳng đứng (được chỉ ra bằng mũi tên đậm). Từ hình 9.3 chúng ta có:

$$\begin{aligned} \theta &= 60 \cdot (h_2 - h_1) \cdot (180/\pi) \cdot [1/(1000d)] \\ &= 3,4377 \cdot (h_2 - h_1)/d \quad (\text{phút}) \end{aligned} \quad (9-2)$$

Ở đây d là độ dài của đường truyền (tính bằng km), $(h_2 - h_1)$ là hiệu các độ cao của anten (tính bằng mét) và θ là góc giữa đường vuông góc với đường truyền trực tiếp và đường vuông góc với đường cơ sở của mặt xiên ($k = \infty$). Sai số thường không có ý nghĩa lắm vì θ ít khi lớn hơn 2° .

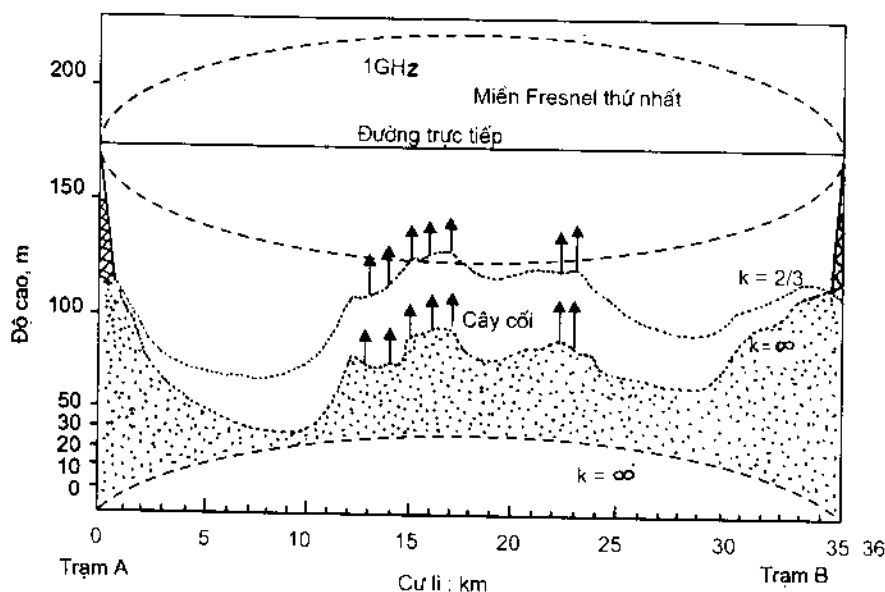


Hình 9.3- Các lỗi xuất hiện do sự chênh lệch của độ cao của anten

Đối với thang tỷ lệ phóng đại của mặt cắt, dù như thế nào, lỗi sẽ xuất hiện lớn hơn nhiều. Ví dụ đối với một đường truyền 36 km như thể hiện trong hình 9.4, nếu giả thiết rằng hiệu độ cao không thông thường giữa hai anten ($h_2 - h_1$) là 1000 m (không chỉ ra trong hình 9.4), θ sẽ chỉ bằng 1,6 phút. Với mặt nghiêng này được vẽ trên tỷ lệ ngang và đứng 12 cm $\approx$ 36 km, và 32,5 cm $\approx$ 1000 m, thì θ sẽ tính được gần bằng $67,7^\circ$. Vẽ bán kính của miền Fresnel thứ nhất ở các góc bên phải

đối với đường nhìn thẳng không phải là một giá trị bất kỳ và sẽ xuất hiện các lỗi lớn. Chỉ khi $h_1 = h_2$ sẽ không xuất hiện các lỗi bằng cách vẽ các bán kính ở các góc bên phải so với đường truyền dẫn của tia trực tiếp.

5. Các lỗi khác có thể xuất hiện khi vẽ các mặt cắt từ các bản đồ là: đường thẳng vẽ trên một bản đồ không biểu thị đường truyền vô tuyến thực, nó đi theo một đường tròn lớn, và là khoảng cách ngắn nhất trên một hình cầu nối hai điểm trên hình cầu đó. Mặt của hình tròn lớn luôn luôn đi qua tâm của quả cầu.
6. Rất khó xác định chính xác một vị trí trên bản đồ. Tương tự, khó xác định một vị trí nằm trong đường thẳng trực tiếp của đường truyền vô tuyến.
7. Do các điều kiện môi trường luôn luôn thay đổi, như sự lớn lên của cây, xây dựng toà nhà,... các bản đồ trở nên lỗi thời trong một thời gian ngắn.



Hình 9.4 Mặt cắt chằng có độ lồi quả đất và miền Fresnel thứ nhất

8. Các đường truyền đi ngang qua các sườn đồi, hoặc bất kỳ một toà nhà nào làm cho việc đánh giá các độ cao của các vật chướng ngại kỳ khó khăn v.v... Nếu chú ý các cấu trúc như vậy trong một số phương pháp khi biểu thị trên mặt xiên thì điều đó có lợi hơn.

9. Giá trị của hệ số k được giả thiết là giống nhau suốt toàn bộ đường truyền. Đây không phải là trường hợp thường xuyên xảy ra. Sự thay đổi xuất hiện, đặc biệt nếu các độ ngả của các vị trí khác nhau nhiều, hoặc đặc điểm của địa hình dọc đường truyền thay đổi nhanh. Trong thực tế người ta đã chứng minh rằng giả thiết k là hằng số thì việc thực hiện sẽ tốt hơn.

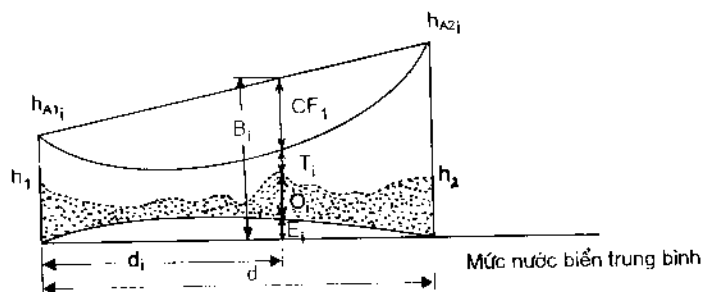
9.2.1.3 Xác định các độ cao anten bằng tính toán

Xem hình vẽ 9.5, độ cao cực đại B_i của tia vô tuyến cần phải có điểm d_i dọc theo đường truyền được cho bởi tổng của độ lồi mặt đất E_i , độ cao vật chắn O_i , độ cao của cây T_i và bán kính F_i của miền Fresnel nhân với hệ số hở C liên quan đến nó. Đó là:

$$B_i = E_i(k) + (O_i + T_i) + C.F_i \quad (9-3)$$

$$= (4/51).(d - d_i).d_i/k + (O_i + T_i) + 17,32[d_i(d - d_i)/d.f]^{1/2}$$

Ở đây d là độ dài của đường truyền dẫn (tính bằng km), d_i là khoảng cách từ vị trí A (km), k là hệ số bán kính của quả đất, C là hệ số khoảng hở, f là tần số (GHz).



Hình 9.5- Xác định độ cao tối thiểu B_i của tia đối với độ hở của một vật chắn

Hình 9.6 chỉ ra hai biểu đồ mà sử dụng hình học đơn giản có thể xác định mối tương quan hình học giữa độ cao anten và B_i . Đó là:

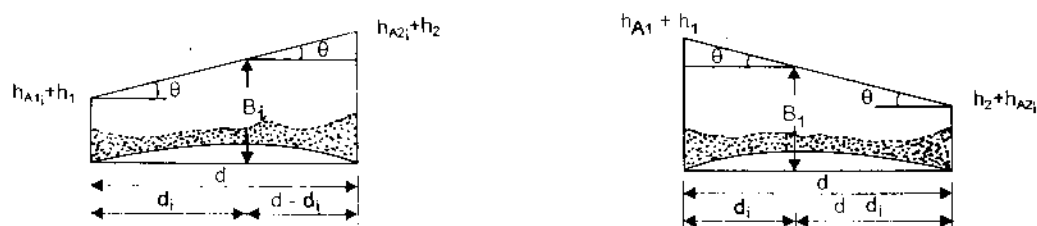
$$h_{A2i} = h_1 + h_{A1} + [B_i - (h_1 + h_{A1})].(d/d_i) - h_2 \quad (9-4)$$

Và:

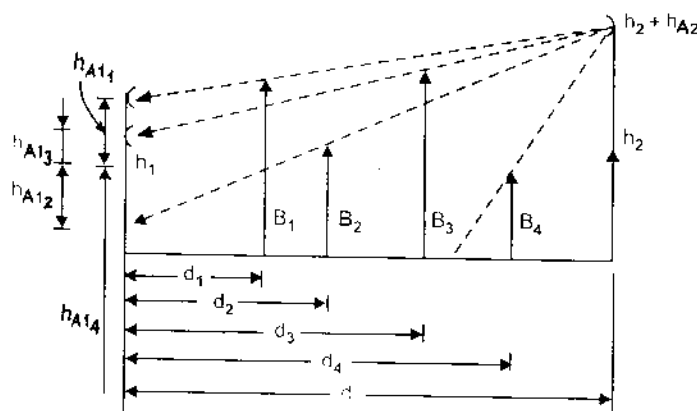
$$h_{A1i} = h_2 + h_{A2} + [B_i - (h_2 + h_{A2})] (d/d_i - d_i) - h_1 \quad (9-5)$$

Ở đây B_i là độ cao của tia cho bởi phương trình (9-3), h_1 và h_2 là các độ cao của anten vị trí trên mức nước biển (tính bằng mét) và h_{A1} và h_{A2} là các độ cao

cố định của anten ở một trong hai vị trí tương ứng (mét). Các phương trình này cho một độ cao yêu cầu h_{A2i} hoặc h_{A1i} (mét) của anten tại mỗi một đầu nhằm để làm hở một vật chắn nếu vẫn cố định anten kia.



Hình 9.6- Đồ thị sử dụng để tính độ cao anten h_{A1} và h_{A2} nếu cố định anten đầu xa



Hình 9.7- Các ảnh hưởng của các vật chắn B_1 đến B_4 đối với độ cao h_{A1i} anten

Hình 9.7 chỉ ra các ảnh hưởng tia cần phải đi như thế nào khi độ cao anten cố định h_{A2} , nếu tia được làm hở khỏi các vật chắn B_1 đến B_4 được định vị tại các điểm khác nhau dọc đường truyền (d_1 đến d_4).

Đối với h_{A12} và h_{A13} , anten yêu cầu đặt trên mức mặt đất ở vị trí h_1 , nếu hai vật chắn được biểu thị bởi B_1 và B_3 đã được làm hở. Đối với trường hợp các vật chắn biểu thị bởi B_2 và B_4 , anten có thể được bố trí ở mức mặt đất, ngay cả dù các giá trị h_{A12} và h_{A14} biểu thị là độ cao mặt đất h_1 không cần thiết. Nói một cách khác, anten sẽ cho phép độ hở đúng của các vật chắn biểu thị bởi B_2 và B_4 , bằng cách đặt nó bên kia sườn đồi hoặc ở một độ nâng thấp hơn thích hợp khác. Thường các phương trình (9-4) và (9-5) được đưa vào chương trình

máy tính, trong đó có tất cả các độ cao và vị trí của vật chắn dọc theo đường truyền. Chương trình có thể xử lý sao cho với các hệ số hở C khác nhau và với các hệ số k khác nhau, hai phương trình được tính toán để tạo ra một độ cao anten tối thiểu ở cả hai đầu cuối mà độ cao đó làm hở tất cả các vật che dọc đường truyền. Có thể thu được cùng một kết quả bằng cách tính toán thủ công, khi cố định độ cao một anten ở một đầu cuối và lựa chọn trong tất cả các tính toán đã làm đối với mỗi một vật chắn, giá trị độ cao anten cực đại cần thiết ở đầu cuối kia để làm hở các vật chắn. Sau đó lập lại các tính toán này đối với hệ số k khác nhau và đối với giá trị độ cao anten cố định khác nhau. Sự tính toán được lập lại bằng cách cố định anten ở đầu cuối kia và thay đổi độ cao của anten cố định trước. Một hệ số khác đã được xem xét đưa vào tính toán, đó là hệ số của điểm phản xạ. Một điều có thể xảy ra, đối với việc tính toán giá trị các độ cao tối thiểu của anten, là miền phản xạ đất trở nên đặc biệt quan trọng. Nếu các hồ, các đầm lầy v.v... được biểu thị trên mặt xiên của đường truyền, thì đảm bảo tránh được miền phản xạ không mong muốn trong quá trình tính toán các độ cao của anten, việc tính toán điểm phản xạ thường cũng được hoàn thành đồng thời. Vấn đề tính điểm phản xạ được trình bày ở mục 8.2.2.4.

9.2.1.4. Độ hở cận cảnh của anten

Đối với các miền gần anten ở đầu cuối của tuyến, cần yêu cầu một độ hở đặc biệt của miền Fresnel thứ nhất. Điều này vì trường gần của anten có các đặc tính khác so với trường xa. Phạm vi trường gần được chỉ ra trên hình 9.8. Nói chung, có yêu cầu độ hở hành lang theo vòng tròn bán kính 10 m đối với yêu cầu trường gần và độ hở bổ sung 10 m để làm hở trường gần của anten một cách thích hợp. Miền tổng cộng mở rộng đến L_1 m trong mặt phẳng ngang và L_2 m trong mặt phẳng đứng xuất phát từ anten. Khoảng cách L_1 có thể được xác định từ:

$$L_1 = (d/2) - [(d/4)(d - 4f/3)]^{1/2} \quad (m) \quad (9-6)$$

Ở đây d là độ dài đường truyền (km) và f là tần số sóng mang (GHz).

Nếu L_1 âm hoặc ảo thì sẽ lấy giá trị 10m. Khoảng cách L_2 có thể coi gần đúng là nghiệm của phương trình sau:

$$[300L_2(d - L_2)/fd]^{1/2} + (h_1 - h_2)L_2/d + L_2(d - L_2)/(12,75k) - 10 = 0 \quad (9-7)$$

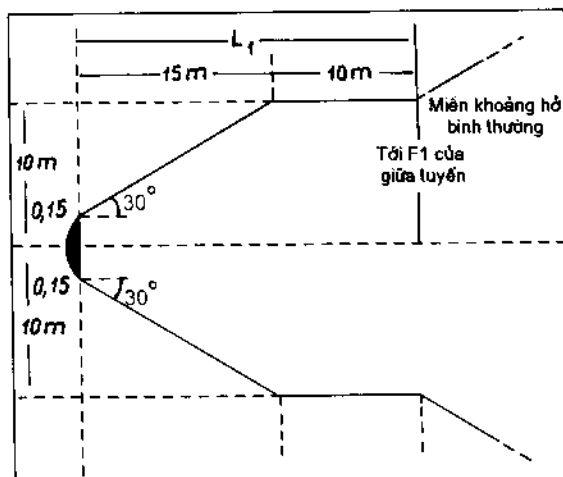
Ở đây L_2 lấy bằng mét, h_1 và h_2 là các độ cao anten trên mực nước biển trung bình (tính bằng mét); k là hệ số; L_2 sẽ là khoảng $2L_1/3$.

Khác với phần trên, vì không xem xét miền Fresnel, khoảng cách trường gần mở rộng trong hướng truyền dẫn đối với một anten đặc biệt có thể được

tính theo:

$$\text{Khoảng cách trường gần} = D^2/2\lambda = 1,5.D^2.f \quad (9-8)$$

Ở đây D là đường kính của đĩa anten (tính bằng mét); f là tần số sóng mang (GHz). Độ hở phải bằng 2 lần giá trị cho bởi phương trình (9-8), đảm bảo là các vật cản bất kỳ sẽ hợp lý và đúng trong trường xa. Độ mở rộng miền trong mặt phẳng đứng của anten sẽ nằm trong trường gần cho bởi $\sqrt{2}D$.



Hình 9.8- Các yêu cầu khoảng hở của trường gần anten

CÁC SỐ LIỆU MẶT CẮT NGHIÊNG CỦA ĐƯỜNG TRUYỀN

Đường vô tuyến:

Trạm A

Tên trạm.....Địa chỉ trạm.....

✓ Tham khảo của sở địa chính.....Đông.....Bắc.....

Vĩ tuyến.....(độ, phút, giây), Kinh tuyến.....(độ, phút, giây)

Độ cao mặt đất.....mét trên mực nước biển trung bình (masl)

Độ cao anten.....mét trên mực mặt đất (magl)

Độ cao cột /tháp/toà nhà.....mét trên mực mặt đất (magl)

Trạm B

Tên trạm.....Địa chỉ trạm.....

Tham khảo của sở địa chính.....Đông.....Bắc.....

Vĩ tuyến.....(độ, phút, giây), Kinh tuyến.....(độ, phút, giây)
 Độ cao mặt đất.....mét trên mực nước biển trung bình(masl)
 Độ cao anten.....mét trên mức mặt đất (magl)
 Độ cao cột /tháp/toà nhà.....mét trên mức mặt đất (magl)

SỐ LIỆU VẬT CHẮN

Ghi chú: Khoảng cách từ vị trí A = d_i km;

Độ cao trên mực nước biển trung bình = h_i m

	d_i km	h_i , m	Chú ý		d_i km	h_i , m	Chú ý
1				10			
2				11			
3				12			
4				13			
5				14			
6				15			
7				16			
8				17			
9				18			
Bắt nguồn từ.....						Ngày, tháng, năm.....	
Quyển.....						In.....	

9.2.1.5. Các tổn hao nhiễu xạ

Mục 8.2.2.2 đã trình bày về nhiễu xạ và các loại tổn hao khác nhau do nó gây ra. Mục 8.2.2.2 sẽ được sử dụng khi các giá trị tham số đã thu được từ mặt cắt xiên của đường truyền cần cho tính toán các tổn hao gây ra bởi một mép, mặt đất phẳng, hoặc một vật chắn tròn đơn. Trong thực tế các tổn hao nhiễu xạ do mỗi một loại vật chắn tạo ra có thể xuất hiện, nếu các độ cao của anten không được nâng đủ cao, đều có thể coi như nguyên nhân các vật chắn tiếp tục xuyên sâu vào miền Fresnel thứ nhất hơn mong muốn. Trong các điều kiện này cần phải biết các lượng tổn hao bổ sung vượt lượng suy giảm của không gian tự do, do một vật chắn hoặc nhiều vật chắn gây ra để sao cho có thể tính được giá trị độ dự trữ pha đỉnh phẳng đúng. Các tính toán tổn hao nhiễu xạ này sẽ được hoàn thành bằng cách sử dụng giá trị hệ số k , đó là $k_{\min}$ và hệ số k trung bình, và các hệ số khoảng hở như đã xác định ở mục 8.2.2.1, sao cho có thể xác định được tổn hao nhiễu xạ hy vọng xuất hiện trong 0,01% thời gian và đối với ít nhất 50% thời gian.

9.2.2. Các tham số sử dụng trong tính toán đường truyền

Mục này được mở rộng để giải thích các bước cần thiết của việc tính toán đường truyền riêng lẻ và có thể sử dụng làm một phần của thiết kế đường vô tuyến. Mỗi bước sẽ được đánh dấu và những nơi cần thiết thì mô tả tóm tắt về bước đã tiến hành. Ở giai đoạn cuối cùng sẽ đưa ra một bản kê tính toán đường truyền mẫu cùng với một tờ biểu đồ hoàn thành mẫu đối với một thiết kế giả định. Các tham số được sử dụng trong tính toán là các giá trị kế hoạch mong muốn trong các điều kiện làm việc bình thường. Giả thiết rằng các điều kiện tiên quyết chính sau đây đã được xác định trước lúc đi vào các tính toán:

- Các tần số hoạt động.
- Đo đạc hiện trường.
- Các vị trí của các trạm đầu cuối.
- Các độ cao anten.
- Loại thiết bị và các tham số của nó (tốc độ bit, điều chế,... xem mục 6.7).

Các loại anten và phích cũng có thể xác định trước các tổn hao rẽ nhánh tổn hao bộ nối, tổn hao bộ phối hợp nếu có. Tại giai đoạn này nếu không thể làm được điều đó thì có thể sử dụng các giá trị dự tính mẫu từ các tờ số liệu.

Mô tả tuyến

Mô tả tuyến là một mục tổng quát và bao gồm các trạm đầu cuối đường dây, số chặng tiếp phát, loại thiết bị, dải tần, dung lượng (Mbit/s), phân cực, ngày tháng, và tên của người tổ chức.

1. Số của chặng tiếp phát:

Đây có thể là một con số đặt tên trong phạm vi hệ thống để nhận dạng chặng tiếp phát nhanh. Điều này đặc biệt hữu ích nơi mà số các chặng tiếp phát khác nhau được thiết kế hoặc ở những nơi hiện tại đã có các số của chặng tiếp phát.

2. Loại thiết bị:

Một hệ thống vô tuyến có thể gồm nhiều loại thiết bị khác nhau. Ở những nơi mà biểu đồ truyền sóng của tất cả các tuyến đã được thể hiện thì đồng nhất hoá thiết bị là cần thiết.

3. Các tên trạm:

Tên của các trạm này có thể viết tắt hoặc viết đầy đủ. Trạm được ký hiệu là trạm "A" hoặc đánh dấu vị trí một cách rõ ràng. Tương tự trạm

ở đầu cuối kia của chặng tiếp phát ký hiệu là trạm "B". Để dễ đọc bản tính toán đường truyền, thì cần phải chia thành hai nửa. Nửa bên trái giới hạn các tham số của trạm "A" và nửa bên phải giới hạn các tham số của trạm "B".

4. *Các tần số:*

Tần số phát chỉ được cho đối với mỗi một vị trí, vì tần số thu ở trạm A sẽ là tần số phát của trạm B và ngược lại.

5. *Sự phân cực:*

Sự phân cực dùng cho chặng tiếp phát phải được vạch rõ.

6. *Dung lượng của kênh:*

Dung lượng dùng cho tuyến được biểu thị bằng Mbit/s.

7. *Loại điều chế của thiết bị vô tuyến:*

Điều này bao gồm cho thiết bị được đặt cả ở hai vị trí.

8. *Chuẩn bản đồ của sở địa chính hoặc chuẩn lưới quốc gia (U.K):*

Dùng đối với mỗi một vị trí để dễ so sánh với công việc sau này.

9. *Độ nâng của vị trí:*

Độ nâng của mặt đất trên mức nước biển trung bình (amsl) đối với mỗi một vị trí.

10. *Vĩ độ và kinh độ:*

Điều này bao gồm cho mỗi một vị trí sao cho có thể hoàn thành được các tính toán khoảng cách cũng như các góc phương vị. Sử dụng các góc phương vị để điều chỉnh anten tại mỗi một vị trí, bằng một la bàn đơn giản.

11. *Độ dài của đường truyền:*

Là khoảng cách giữa A và B dọc một đường cong lớn tính bằng km.

12. *Độ cao của anten:*

Bao gồm các độ cao của anten đối với mỗi một vị trí. Các độ cao của anten giúp để tính các tổn hao phỉơ. Đối với tất cả mục đích thực hành trong trường hợp thiếu thông tin chính xác có thể coi độ dài của phỉơ bằng 1,5 lần độ cao của anten.

13. Độ cao của anten phân tập:

Nếu sử dụng phân tập theo không gian, thì độ cao của anten phân tập trên mức đất (agl) bao gồm cho cả hai vị trí.

Các tổn hao

Phần này xem xét tất cả các tổn hao có thể có trên tuyến. Nó được sử dụng chủ yếu để xác định độ dự trữ pha đỉnh phẳng.

14. Tổn hao đường truyền không gian tự do A_0 :

Điều này đã cho trong mục 8.2.3.3. là:

$$A_0 = 92,5 + 20 \cdot \lg f(\text{GHz}) + 20 \cdot \lg d(\text{km})$$

Ở đây f là tần số sóng mang tính bằng GHz, như đã cho ở trong bước 4. Trong tính toán này thường sử dụng tần số trung tâm của dải tần, và d là độ dài của đường truyền tính bằng km, như đã cho ở trong bước 11.

15. Loại phỉơ:

Thông thường nó được cho trong các bản tham số kỹ thuật. Các giá trị của tổn hao phỉơ thường được biểu diễn bằng dB/100 m hoặc dB/100 ft. Giá trị thông thường đối với ống dẫn sóng ellip của công ty Andrew Antenna EW 127A: 10,0 - 13,25 GHz được cho là 11,32 dB/100 m hoặc 3,45 dB/100 ft.

16. Độ dài của phỉơ:

Chỉ trừ khi được nói một cách chi tiết còn bình thường thì nó được đánh giá bằng cách lấy độ cao của anten tại mỗi một vị trí và nhân với 1,5. Ở những nơi mà anten được đặt trên nóc nhà nhiều tầng và thiết bị vô tuyến được đặt ở tầng ngầm hoặc là trên một tầng nào đó khác nóc nhà, thì đánh giá sẽ dựa trên cơ sở hiệu khoảng cách của nóc nhà và tầng đặt thiết bị cộng với 20 m. Đánh giá này chỉ phục vụ cho mục đích tính toán. Ống dẫn sóng không bị cắt tương ứng với qui tắc khống chế này.

17. Tổn hao phỉơ:

Tổn hao này được tính dựa vào những thông tin đã cho trong các bước 15 và 16. Ví dụ: Nếu độ cao anten đến một tháp đặt trên mặt đất là 100m, thì độ dài của cáp là 150m, và khi sử dụng số hiệu 11,32 dB/100 m, thì tổn hao phỉơ sẽ là 16,98 dB. Sẽ lấy là 17 dB. Cần phải tính tổn hao phỉơ tại cả hai vị trí.

18. *Tổn hao rẽ nhánh:*

Tổn hao rẽ nhánh được coi là các tổn hao trong các bộ lọc RF (máy phát và máy thu), các bộ xoay vòng và các bộ lọc RF bên ngoài có thể, chúng cho phép nối một vài hệ thống vô tuyến đến cùng một anten. Khoảng giá trị tổn hao nhánh thông thường là 2 - 8 dB.

19. *Các tổn hao của bộ phối hợp và bộ đầu nối:*

Chúng là các tổn hao trong các chuyển tiếp ống dẫn sóng, các bộ phối hợp, hệ thống nén ống dẫn sóng và phần của hệ thống phidơ bao gồm các bộ nối. Khoảng giá trị thường là 0,5 - 1,0 dB.

20. *Tổn hao của bộ suy giảm hoặc vật chắn:*

Cũng như đã trình bày ở trên, tổn hao nhiễu xạ hoặc vật chắn có thể được tính xuất phát từ các thông tin đã cho ở mục 8.2.2.2, nếu mặt cắt của đường truyền chỉ ra rằng một tính toán như vậy được phép. Đôi khi độ dài của đường truyền ngắn đến nỗi mà công suất đầu ra của một máy phát lớn so với công suất yêu cầu để thỏa mãn yêu cầu độ dự trữ pha đỉnh. Đúng hơn là khi máy phát phát hết công suất và làm xuất hiện vấn đề giao thoa đối với các tuyến bố trí gần trong tương lai, điều đó dẫn tới phải giảm công suất phát xuống. Bộ suy giảm được sử dụng để giảm công suất đầu ra của máy phát nằm ở giai đoạn định mức tổn hao này.

21. *Tổn hao hấp thụ của khí quyển:*

Điều này được trình bày ở mục 8.5 và tổn hao được tính bao gồm ở đoạn này vì nó là một tổn hao không đổi (không giống như suy giảm mưa hoặc pha đỉnh nhiễu xạ). Thường thường, trong không gian có một suy giảm đặc trưng (dB/km) và tổn hao được tính cho một tuyến hoàn chỉnh. Tổn hao này không phụ thuộc vào vị trí và là một vấn đề trọng tâm của bản tính toán đường truyền, giống như tổn hao đường truyền của không gian tự do.

22. *Tổng các tổn hao:*

Tính toán này là tổng của các bước 14, 17, 18, 19, 20 và 21.

Các tăng ích

Trong hệ thống đã tìm thấy các tăng ích công suất anten và công suất của máy phát.

23. *Tăng ích của anten:*

Đây là tổng các tăng ích của các anten ở mỗi một đầu cuối của tuyến cũng như của các bộ lặp thụ động bất kỳ hoặc của các hệ thống tiềm vọng. Thường biểu thị tăng ích của anten là tăng ích trên một bộ phát xạ đẳng hướng như trình bày ở mục 8.2.3.2. Mức tăng ích của anten được biểu thị trên tăng ích của một ngẫu cực nửa bước sóng, sau đó biến thành tăng ích trên bộ phát xạ đẳng hướng, nhân tăng ích với 1,64 và cộng với 2,15 dB.

24. *Công suất phát (P_t):*

Đúng như tên gọi, đây là công suất ở đầu ra chính máy phát mà không phải sau bất kỳ mạch rẽ nhánh hay bộ lọc nào. Nó thường được đo theo dB, nhưng cũng có khi bằng dBW.

25. *Tổng các tăng ích:*

Tính toán này là tổng cộng các bước 23 và 24.

Các hiệu ứng thực

26. *Tổn hao tổng A_t :*

Đây là tỷ số công suất cung cấp ở đầu ra của máy phát trước các mạch rẽ nhánh và công suất đưa đến máy thu tương ứng sau các mạch rẽ nhánh, trong các điều kiện thiết lập, truyền lan và hoạt động của một hệ thống thực. Nó là hiệu dB giữa các bước 22 và 23, và có thể biểu thị bằng:

$$\begin{aligned} A_t &= P_t - [P_t - (\text{tổng các tổn hao}) + (\text{tổng các tăng ích của anten})] \\ &= (\text{tổng các tổn hao}) - (\text{tổng các tăng ích của anten}) \text{ dB} \end{aligned} \quad (9-9)$$

Điều này có nghĩa rằng tổng các tổn hao là kết quả suy giảm giữa máy phát (trước bộ lọc của mạch phát RF) và máy thu (sau bộ lọc của máy thu RF). Các tên khác thay thế cho tổn hao tổng là tổn hao thực hoặc tổn hao của đường truyền thực.

27. *Mức đầu vào của máy thu P_r (dBm hoặc dBW):*

Nó bằng công suất đầu ra của máy phát P_t (dBm hoặc dBW) như đã cho trong bước 24, trừ đi suy giảm tổng A_t đã cho trong bước 26:

$$P_r = P_t - A_t \quad (\text{dBm hoặc dBW}) \quad (9-10)$$

Mức vào của máy thu được tính tại điểm chuẩn sau bộ lọc rẽ nhánh của máy thu.

28-29. Các mức ngưỡng của máy thu:

RX_a và RX_b là hai giá trị mức ngưỡng thu thực tế, nó tương ứng với các tỷ lệ lỗi bit 10^{-3} và 10^{-6} . Các giá trị này được đưa vào tính toán lập kế hoạch chỉ tiêu chất lượng tuyến phù hợp với Khuyến nghị 594 của CCIR (mục 7.3.3.1 và 7.3.3.2). Mức ngưỡng 10^{-3} đưa vào tính toán độ suy giảm lý thuyết tỷ số sóng mang trên tạp âm để tạo ra một lượng giao thoa giữa các ký hiệu không thể chấp nhận đối với mạch đo 64 kbit/s (các giây lỗi trầm trọng) và mức ngưỡng 10^{-6} được đưa vào tính toán độ suy giảm tỷ số C/N để tạo ra mục tiêu các phút suy giảm chất lượng.

30. Độ suy giảm chất lượng do giao thoa tần số vô tuyến (RFI):

Sự giao thoa tần số vô tuyến và các ảnh hưởng của nó đối với mục tiêu BER 10^{-6} cần phải được tính toán riêng rẽ. Điều này đã được trình bày trong chương 7. Các tính toán độ suy giảm được tiến hành sau lúc chọn các tần số của chặng tiếp phát bằng cách hạn chế các tần số có thể, hoặc bằng các tính toán suy giảm giao thoa sơ bộ. Trong tất cả các trường hợp cho phép độ suy giảm tối thiểu mức vào của máy thu là 1 dB. Thông thường yêu cầu tối thiểu có thể chấp nhận là tỷ số C/I = 15dB.

Các độ dự trữ pha đỉnh đồng đều (phẳng)

31-32. Giá trị thô của độ dự trữ pha đỉnh:

FM_a và FM_b là các hiệu giữa mức vào của máy thu không pha đỉnh đã được tính toán P_r như đã xác định từ bước 27 và các mức ngưỡng của máy thu cho trong các bước 28 và 29. Chúng tương ứng với các độ dự trữ pha đỉnh phẳng, tức là:

$$FM_a = P_r \text{ (bước 27)} - RX_a \text{ (bước 28) dB đối với BER} = 10^{-3} \quad (9-11)$$

$$FM_b = P_r \text{ (bước 27)} - RX_b \text{ (bước 29) dB đối với BER} = 10^{-6} \quad (9-12)$$

Các ảnh hưởng pha đỉnh phẳng

33. Xác suất pha đỉnh phẳng nhiều tia P_o :

Một cách khác để mô tả P_o là hãy coi nó là một hệ số xuất hiện pha đỉnh nhiều tia. Điều này được xác định từ mục 8.3.2. Giá trị của P_o có

thể được xác định theo bảng 8.3, ở đó:

$$P_o = KQ.f^{\beta_3}.d^C \quad (9-13)$$

Phương pháp xác định P_o của Majoli sử dụng phương trình (8-89) có thể thay thế phương pháp CCIR. Như đã trình bày trước, cả hai phương pháp được đưa về tính toán tích hệ số hoạt động nhiều tia η nhân với xác suất pha đỉnh Rayleigh P_R .

34-35. Xác suất đạt tới các ngưỡng RX_a và RX_b (P_a và P_b):

Đây là xác suất của pha đỉnh phẳng đạt tới hai mức ngưỡng vào của máy thu RX_a và RX_b vượt các độ dự trữ pha đỉnh FM_a và FM_b tương ứng.

Hai phương trình sử dụng các giá trị đã cho trong các bước 31 - 32 là:

$$P_a = 10^{-FM_a/10} \quad (9-14)$$

$$P_b = 10^{-FM_b/10} \quad (9-15)$$

36-37. Khoảng thời gian pha đỉnh T :

Báo cáo 338-5 của CCIR đưa ra một phương trình đối với độ sâu pha đỉnh đã cho, khoảng thời gian của nó phân bố theo quy luật chuẩn logarit và giá trị trung bình của nó T' (giây) được cho bởi:

$$T' = C_2 10^{[-\alpha_2 F/10]} f^{\beta_2} \quad (9-16)$$

Ở đây F là độ sâu pha đỉnh $\geq$ các độ dự trữ pha đỉnh cho trong bước 31-32, và f là tần số trung tâm của băng tần tính bằng GHz được xác định theo mục 4. Trong bảng 9.1 cho các giá trị đối với các hằng số α_2 , β_2 , C_2 , tham số d là độ dài của đường truyền tính bằng km. Các hằng α_1 , β_1 và C_1 liên quan đến số pha đỉnh trên một giờ, N , đối với độ sâu pha đỉnh lớn hơn 15 dB, ở đây trong phương trình (9-16) T' được biểu diễn bởi N và C_2 được biểu diễn bởi C_1 , α_2 bởi α_1 và β_2 bởi β_1 . Điều này được chỉ ra trong phương trình (9-28).

Đối với hai độ dự trữ pha đỉnh riêng biệt FM_a và FM_b cho bởi các bước 31-32, các giá trị của các khoảng pha đỉnh T_a và T_b là:

$$T_a = C_2.10^{[-\alpha_2.FM_a/10]} f^{\beta_2}, \quad BER > 10^{-3} \quad (9-17)$$

$$T_b = C_2.10^{[-\alpha_2.FM_b/10]} f^{\beta_2}, \quad BER > 10^{-6} \quad (9-18)$$

Bảng 9.1- Các tham số dùng cho tính toán đối với các thay đổi pha định

Một số nước	α_1	α_2	β_1	β_2	$\beta_1 + \beta_2$	C_1	C_2
Pháp	0,5	0,5	1,4	-1	0,4	-	-
Đan Mạch	0,67	0,33	-	-	-	-0,7 (#)	-
Mỹ	0,5	0,5	1,32	-0,50	0,82	-	56,6 ($\sqrt{d}$)
Thụy Sĩ	0,41	0,59	1,38	-1,38	0	-	-

Chú ý:

(#) Dựa vào giá trị giả thiết của $\beta_1 = 1,4$. (Theo Báo cáo 338-5 của CCIR)

38-39. Xác suất pha định phẳng dài hơn 10s:

Đối với tuyến, khoảng thời gian pha định có giá trị F theo phân bố chuẩn logarit với độ lệch chuẩn 5,6 dB. Giá trị T_a cho bởi phương trình (9-17) và giá trị T_b cho bởi phương trình (9-18). Ở Mỹ, cho giá trị C_2 là giá trị trung điểm và không phải là trung bình. Từ phương trình (2-32), xác suất $P(10)$ của độ sâu pha định F có khoảng thời gian lớn hơn 10 s đối với các chỉ tiêu đặc tính không sử dụng được, thì tốt nhất là tính toán chỉ tiêu chất lượng có thể tiến hành theo:

$$P(T_a \geq 10) = P(10) = 0,5 [1 - \text{erf}(Z_a)] = 0,5 \text{erfc}(Z_a) \quad (9-19)$$

Và đối với xác suất $P(60)$ của độ sâu pha định F có khoảng thời gian lớn hơn 60s:

$$P(T_b \geq 60) = P(60) = 0,5 [1 - \text{erf}(Z_b)] = 0,5 \text{erfc}(Z_b) \quad (9-20)$$

Z có thể được tính toán theo biểu thức liên quan đến giá trị trung điểm chuẩn logarit đối với trung bình chuẩn logarit và phương sai Gauss cho bởi phương trình (2-32a) và coi rằng độ lệch chuẩn của phân bố chuẩn logarit σ_y cho bởi logarit tự nhiên của độ lệch chuẩn Gauss σ_x , tức là:

$$\sigma_y = \ln \sigma_x.$$

Biểu thức đối với Z_a và Z_b trở thành:

$$Z_a = \ln(10 / T_a) / [\sqrt{2} \ln[10^{(5,6/10)}]] = 0,548 \ln(10/T_a) \quad (9-21)$$

Tương tự:

$$Z_b = 0,548 \ln(10/T_b) \quad (9-22)$$

Ở đây T_a và giá trị tương quan của nó C_2 đối với Mỹ đã thu được từ bước 36 với $BER > 10^{-3}$ và T_b từ bước 37 đối với $BER > 10^{-6}$.

40. *Xác suất BER vượt 10^{-3} :*

Đây là xác suất sẽ xuất hiện sự gián đoạn thông tin, không có nghĩa rằng sự gián đoạn thông tin này sẽ kéo dài trong 10s hoặc hơn. Xác suất có thể tính theo P_o như đã xác định từ bước 33 và P_a như đã xác định từ bước 34, tức là:

$$\text{Xác suất } BER > 10^{-3} = P_o \cdot P_a = P_o \cdot 10^{(-FM_a/10)} \quad (9-23)$$

41. *Xác suất mạch trở nên không thể sử dụng do pha đỉnh phẳng P_u :*

Đây là xác suất mạch sẽ có $BER > 10^{-3}$ trong khoảng thời gian lớn hơn 10s Điều này được xác định từ tích của $P(10)$ như đã xác định trong bước 38 và xác suất $BER > 10^{-3}$ cho ở bước 40, tức là:

$$\text{Xác suất mạch trở nên không sử dụng được: } P_u = P_o \cdot P_a \cdot P(10) \quad (9-24)$$

42. *Khả năng sử dụng tuyến:*

Điều này được biểu thị bằng phần trăm và được cho bằng P_u xác định ở bước 41, tức là:

$$\text{Khả năng sử dụng} = 100 (1 - P_u) \% \quad (9-25)$$

43. *Xác suất mạch có $BER > 10^{-6}$:*

Xác suất này được tính bằng tích của P_o như đã xác định ở bước 33, và xác suất P_b cho ở bước 35 tức là:

$$\text{Xác suất } BER > 10^{-6} = P_o \cdot P_b = P_o \cdot 10^{(-FM_b/10)} \quad (9-26)$$

44. *Xác suất mạch có $BER > 10^{-6}$ trong hơn 60 s do pha đỉnh phẳng:*

Điều này được cho bởi tích xác suất $BER > 10^{-6}$ như cho trong bước 43 và xác suất độ sâu pha đỉnh lớn hơn độ dự trữ pha đỉnh FM_b có khoảng thời gian kéo dài hơn 60s, như cho trong bước 39, tức là:

$$\text{Xác suất của mạch có } BER > 10^{-6} \text{ trong khoảng } > 1 \text{ phút} = P_o \cdot P_b \cdot P(60) \quad (9-27)$$

45. *Fading dự tính trên một giờ:*

Đối với các pha đỉnh lớn hơn 15 dB, Báo cáo 338-5 của CCIR cho một phương trình sử dụng các giá trị của bảng 9.1 (xem các bước 36-37) để tính toán số pha đỉnh trên một giờ N , tức là:

$$N = C_1 \cdot 10^{-\alpha_1 F / 10} \cdot f^{\beta_1} \quad (9-28)$$

Vì bảng không đầy đủ, Đan Mạch lấy giá trị $\alpha_1 = 0,67$, $\beta_1 = 1,4$ và $C_1 = -0,7$. Có thể lấy giá trị F là các giá trị độ dự trữ pha đỉnh FM_a hoặc FM_b . Tích của N và T_a hoặc N và T_b cho một giá trị khoảng thời gian pha đỉnh tổng cộng tỷ lệ với giá trị P_o thu được trong bước 33. Bước này chỉ để lưu ý chứ không đưa vào bản tính toán đường truyền.

46. Hệ số cải thiện phân tập không gian I_{os}

Điều này đã được trình bày trong mục 8.3.5.1 và ở đây chỉ có một phần tính toán đường truyền để chứng tỏ cần phải phân tập. Sử dụng phương trình (8-136) và (8-137) thì độ lợi phân tập là:

$$I_{os} = 7 \times 10^{2+(FM_a/10)} \cdot [(a_r/d) \cdot \ln(1/\rho)]^2 / f \quad (9-29)$$

Ở đây FM_a là độ dự trữ pha đỉnh phẳng với $BER > 10^{-3}$, đã xác định trong bước 31, f là tần số trung tâm của dải (GHz), đã xác định ở bước 4; d là độ dài của đường truyền (km) cho ở bước 1, ρ là hệ số tương quan yêu cầu để xác định khoảng cách anten. Nó thường nằm trong khoảng 0 - 0,6 với 0,6 là giá trị lớn nhất cho phép để phân tập có hiệu quả, và a_r là tăng ích điện áp tương đối của anten thứ hai hoặc anten phân tập so với anten chính và cho bởi $10^{(A_d - A_{10})/20}$, ở đây A_d và A_m là các tăng ích (dBi) của anten phân tập và anten chính, so với anten đẳng hướng.

HỆ THỐNG VÔ TUYẾN CHUYỂN TIẾP SỐ SIÊU CAO TẦN:
CÁC TÍNH TOÁN ĐƯỜNG TRUYỀN

	Trạm A	Trạm B
<i>Mô tả tuyến</i>		
1. Số chạng tiếp phát	_____	
2. Số loại thiết bị	_____	_____
3. Tên trạm	_____	_____
4. Tần số GHz,	Trạm A _____	Trạm B _____
	Trung tâm băng _____	
5. Phân cực	_____	
6. Dung lượng kênh Mbit/s	_____	
7. Loại điều chế của máy phát	_____	
8. Tham khảo sơ đồ sở đo đạc	_____	
9. Độ nâng của vị trí (amsl), m	_____	_____
10. Vĩ độ/kinh độ (độ, phút, giây)	_____	_____
11. Độ dài của đường truyền dẫn km	_____	
12. Độ cao của anten (agl), m	_____	_____
13. Độ cao của anten phân tập (agl), m	_____	_____
<i>Các tổn hao</i>		
14. Tổn hao đường truyền dẫn của không gian tự do A_o , dB	_____	
15. Loại phidơ A: _____ B: _____		
16. Độ dài phidơ A: _____ B: _____		
17. Tổn hao phidơ, dB	_____	_____
18. Tổn hao rẽ nhánh, dB	_____	_____
19. Tổn hao của bộ phối hợp và bộ nối, dB	_____	_____
20. Tổn hao của bộ suy giảm hoặc vật rắn, dB	_____	
21. Tổn hao của hấp thụ khí quyển dB	_____	
22. Tổng tổn hao của tất cả các cột	_____ + _____ + _____ = _____	_____ dB
<i>Tăng ích</i>		
23. Tăng ích của anten so với anten đẳng hướng, dBi	_____	_____
24. Máy phát A, (giả thiết = B), dBm	_____	

25. Tổng các tăng ích của tất cả các cột	+	+	=	dBm
26. Tổng suy giảm A_i , dB (22)–(25)				
27. Mức vào của máy thu, dBm				
28. Mức ngưỡng thu được RX_a , dBm				
29. Mức ngưỡng thu được RX_b , dBm				
30. Độ suy giảm RFI, dB				
31. Độ dự trữ pha đỉnh phẳng FM_a , dB				
32. Độ dự trữ pha đỉnh phẳng FM_b , dB				
<i>Các hiệu ứng pha đỉnh phẳng</i>				
33. Xác suất pha đỉnh nhiễu tia P_o				
34. Xác suất đạt RX_a , P_a				
35. Xác suất đạt RX_b , P_b				
36. Khoảng thời gian pha đỉnh T_a , s.				
37. Khoảng thời gian pha đỉnh T_b , s.				
38. Xác suất khoảng $fdg > 10s$, $P(10)$				
39. Xác suất khoảng $fdg > 60s$, $P(60)$				
40. Xác suất BER vượt 10^{-3}				
41. Xác suất để mạch trở nên không dùng được P_u				
42. Độ sử dụng của đường, %				
43. Xác suất $BER > 10^{-6}$				
44. Xác suất $BER > 10^{-6}$ trong khoảng $> 60s$				
46. Hệ số cải thiện phân tập không gian I_{os}				

Ví dụ 1

Xem xét thiết kế một tuyến vô tuyến siêu cao tần như đã nói trong đoạn mô tả tuyến với bản tính toán tuyến như sau:

HỆ THỐNG VÔ TUYẾN CHUYỂN TIẾP SỐ SIÊU CAO TẦN CÁC TÍNH TOÁN ĐƯỜNG TRUYỀN

	Trạm A	Trạm B
<i>Mô tả tuyến</i>		
1. Số chặntiếp phát	DN1/EG - B/I	
2. Số loại thiết bị	NEC TRP-13GD34MB-500A	NEC TRP-13GD34MB-500A
3. Tên trạm	Epping Green	Barkway
4. Tần số, GHz	Trạm A 13,130750	Trạm B 12,864750
	Tần số trung tâm 13GHz	
5. Phân cực	Đứng	
6. Dung lượng kênh Mbit/s	34	
7. Loại điều chế của máy phát	QPSK	
8. Tham khảo sơ đồ sở đo đạc	TL 2917 0607	TL 3720 3645
9. Độ nâng của vị trí (amsl)	122	155
10. Vĩ độ/kinh độ (độ, phút, giây)	51°44'30" N/0°07'54"E	52°00'07" N/0°00'17"E
11. Độ dài của đường truyền dẫn km	30,26	
12. Độ cao của anten (agl), m	40	44
13. Độ cao của anten phân tập (agl), m		
<i>Các tổn hao</i>		
14. Tổn hao đường truyền dẫn của không gian tự do A _o , dB	144,30	
15. Loại phidơ A: WC109 B: WC109		
16. Độ dài phidơ, A: 60 m B: 66 m		
17. Tổn hao phidơ, dB	3,0	3,3
18. Tổn hao rẽ nhánh, dB	4,4	4,9
19. Tổn hao của bộ phối hợp và bộ nối, dB	0,5	0,5
20. Tổn hao của bộ suy giảm hoặc vật rắn, dB	0	
21. Tổn hao của hấp thụ khí quyển dB	0,6	

22. Tổng tổn hao của tất cả các cột	$7,9 + 144,91 + 8,7 = 161,51$ dB
<i>Tăng ích</i>	
23. Tăng ích của anten vượt trên anten đẳng hướng, dBi	44
24. Máy phát A, (giả thiết = B), dBm	30
25. Tổng các tăng ích của tất cả các cột	$44 + 44 + 30 = 118$ dBm
26. Tổng suy giảm A_i , dB (22)–(25)– P_i	$73,5$
27. Mức vào của máy thu, dBm	$43,51$
28. Mức ngưỡng thu được RX_a , dBm	-79 dBm (BER = 10^{-4})
29. Mức ngưỡng thu được RX_b , dBm	$-76,9$ (0-50°C)
30. Độ suy giảm RFI, dB	2 dB cho 15 dB C/I
31. Độ dự trữ pha đỉnh phẳng FM_a , dB	$35,49$
32. Độ dự trữ pha đỉnh phẳng FM_b , dB	$33,39$
<i>Các hiệu ứng pha đỉnh phẳng</i>	
33. Xác suất pha đỉnh nhiều tia P_o	$27,74 \times 10^{-3}$
34. Xác suất đạt RX_a , P_a	$282,49 \times 10^{-6}$
35. Xác suất đạt RX_b , P_b	$485,14 \times 10^{-6}$
36. Khoảng thời gian pha đỉnh T_a , s.	$1,4514$
37. Khoảng thời gian pha đỉnh T_b , s.	$1,8483$
38. Xác suất khoảng $fdg > 10s$, $P(10)$	$0,0635$
39. Xác suất khoảng $fdg > 60s$, $P(60)$	$0,0045$
40. Xác suất BER vượt 10^{-3}	$7,8363 \times 10^{-6}$
41. Xác suất để mạch trở nên không dùng được P_u	$4,9760 \times 10^{-7}$
42. Độ sử dụng của đường%	$100(1 - 4,98 \times 10^{-7})$
43. Xác suất $BER > 10^{-6}$	$12,7 \times 10^{-6}$
44. Xác suất $BER > 10^{-6}$ trong khoảng > 60 s	$5,72 \times 10^{-8}$
46. Hệ số cải thiện phân tập không gian I_{os}	cho $p = 0,5$, $I_{os} = 100$

Hình 9.9 chỉ ra mặt cắt nghiêng đường truyền đối với một chặng tiếp phát vô tuyến số sử dụng trong ví dụ trên. Có thể nhìn thấy từ mặt cắt nghiêng này, đối với hệ số $h = 0,6$ và hệ số $k(\min) = 0,7$, thì miền Fresnel thứ nhất không bị chắn trong bất kỳ trường hợp nào. Vì đây là trường hợp xấu nhất dự tính với 99,99% thời gian, độ tổn hao vật chắn có thể coi là 0 dB.

Dưới đây mô tả tóm tắt các tính toán để đưa các giá trị vào bản tính toán đường truyền với số bước tính toán đường truyền liên quan mà việc tính toán cần tham khảo.

Bước 14: Sử dụng phương trình (8-79), A_0 được tính là 144,30 dB.

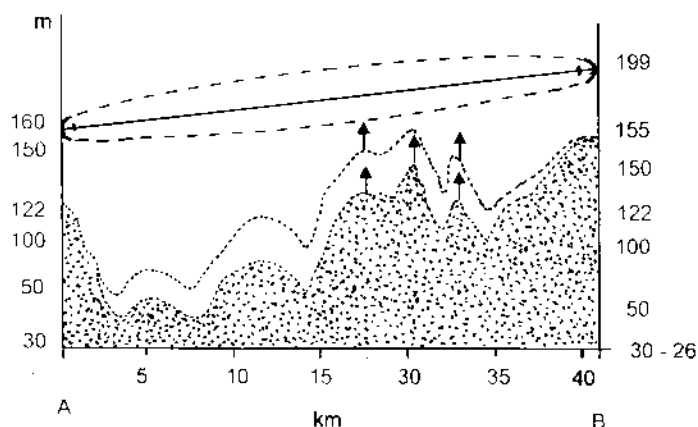
Bước 17: Sử dụng ống dẫn sóng tròn (Andrews WC 109) có suy giảm 4,5 dB/00 m cộng với tổn hao 0,3 dB đối với vòng tròn để chuyển tiếp ống dẫn sóng elip (EW 127) cho một hệ thống kín:

Tổn hao phỉơ của máy phát = $(40 \times 1,5 \times 4,5 / 100) + 0,3 = 3$ dB

Tổn hao phỉơ của máy thu = $(44 \times 1,5 \times 4,5 / 100) + 0,3 = 3,3$ dB

Bước 18: Từ các số liệu của nhà máy (NEC), tổn hao rẽ nhánh đối với hệ thống dự phòng nóng được bảo vệ là 4,4 dB đối với bên phát và là 4,9 dB đối với bên thu.

Bước 19: Tổn hao của bộ phối hợp và bộ nối lấy 0,5 dB ở mỗi một đầu cuối của chặng tiếp phát. Mặc dù thực tế là không cần thiết vì chỉ có các nước chế tạo thiết bị đã cho trong bước 18 là cần xem xét. Thậm chí có thể coi tổn hao này là tổn hao hệ số an toàn.



Hình 9.9- Mặt cắt nghiêng của tuyến sử dụng trong ví dụ 1

Bước 20: Từ mặt nghiêng của đường truyền chỉ ra trong hình 9.9, tổn hao vật chắn là 0 dB, với hệ số hở bằng 0,6 lần bán kính Fresnel thứ nhất và ở hệ số k (min) = 0,7.

Bước 21: Từ hình 8.27 tìm thấy tổn hao hấp thụ khí quyển là 0,02 dB/km ở tần số 13 GHz. Như vậy với 30 km, tổn hao là 0,6 dB.

Bước thứ 31: Độ dự trữ pha đỉnh phẳng:

$$FM_a = P_r - RX_a = -43,51 - (-79) = 35,49 \text{ dB}$$

Bước 32: Độ dự trữ pha đỉnh phẳng:

$$FM_b = P_r - RX_b = -43,51 - (-76,9) = 33,39 \text{ dB}$$

Bước 33: Sử dụng phương trình (9-13) và $KQ = 1,4 \times 10^{-8}$, $B = 1$ và $C = 3,5$, $P_o = 27,74 \times 10^{-3}$.

Bước 36: Sử dụng $C_2 = 56,6 \sqrt{d}$, $\alpha_2 = 0,5$ và $\beta_2 = -0,5$, $T_a = 1,4514 \text{ s}$.

Bước 37: Tương tự bước 36, cũng sử dụng các hằng số, $T_b = 1,8483 \text{ s}$.

Bước 38: Sử dụng phương trình (9-21) và (9-22), các giá trị Z_a và Z_b được tính tương ứng là 1,0577 và 0,9252. Nó tạo nên $P(T_a \geq 10)$ hoặc $P(10)$ và $P(T_b \geq 60)$ hoặc $P(60)$ tương ứng là 0,00635 và 0,0045.

Bước 46: Sử dụng hệ số tương quan $\rho = 0,5$ và anten phân tập cùng kích thước như anten chính, độ lợi phân tập I_{os} đối với FM_a được tìm thấy từ phương trình (9-29) là 100.

9.3. CÁC TÍNH TOÁN CHỈ TIÊU CHẤT LƯỢNG

Bản tính toán chỉ tiêu chất lượng cho các về chi tiết chỉ tiêu chất lượng dự tính đối với một chặng tiếp phát vô tuyến cũng như đối với cả hệ thống. Độ dự trữ liên quan đến mục tiêu xác định cũng được tính toán. Cả hai chỉ tiêu chất lượng và các tính toán đường truyền dựa trên các tham số kế hoạch của hệ thống trong các điều kiện làm việc bình thường mong muốn. Dưới đây mô tả từng bước tính toán chỉ tiêu chất lượng cũng như các tính toán mặt cắt nghiêng của đường truyền:

1. Độ dài của đoạn:

Đây là tổng tất cả các độ dài của chặng tiếp phát tính bằng km. Nếu chỉ xét một chặng thì đây là độ dài của chặng tiếp phát.

2. Số chặng tiếp phát - trong đoạn.

3. Số bộ lặp:

Số bộ lặp bằng số chặng tiếp phát khi tái sinh tín hiệu số diễn ra ở mỗi một trạm lặp.

4-5. Xác suất vượt BER:

Đây là các xác suất tổng đối với các chặng tiếp phát khác nhau tương ứng với mỗi xác suất BER. Điều này có nghĩa rằng sẽ có hai tổng. Một là tổng xác suất BER > 10⁻³ trong đó mỗi một xác suất được xác định một cách riêng rẽ từ bước 40. Còn lại là tổng tất cả các xác suất BER > 10⁻⁶ trong đó mỗi xác suất cho trong bước 43. Tức là:

$$\text{Xác suất tổng BER} > 10^{-3} = \sum_{i=1}^H P_{oi} \cdot 10^{-(FM_{ai}/10)}; i = 1, 2, \dots, H \quad (9-31)$$

$$\text{Xác suất tổng BER} > 10^{-6} = \sum_{i=1}^H P_{oi} \cdot 10^{-(FM_{bi}/10)}; i = 1, 2, \dots, H \quad (9-32)$$

Ở đây H là số chặng tiếp phát trong tuyến.

6. Gián đoạn do pha đỉnh lựa chọn trong tháng xấu nhất:

Điều này được tính toán bằng cách sử dụng phương pháp Majoli đã mô tả trong mục 8.3.3.3 hoặc bằng cách sử dụng phương trình (8-127), là:

Xác suất BER > 10⁻³ đối với pha đỉnh lựa chọn

$$= 2 \sum_{i=1}^H \eta_i K_i \left[2 \cdot d_i^{1.5} \cdot (r_{bi} \log_2 M) \cdot 10^{-6} \right]^2$$

Ở đây η là phân số thời gian xuất hiện pha đỉnh nhiều tia và được cho bởi phương trình (8-94), tức là:

$$\eta = \begin{cases} 1 & \text{với } P_o > 0 \\ 0,182 \cdot P_o^{0.7} & \text{với } 0,1 < P_o < 2 \\ 1,44 \cdot P_o & \text{với } P_o < 10^{-2} \end{cases} \quad (8-34)$$

Giá trị P_o được xác định trong bước 33 của các tính toán đường truyền.

7. Gián đoạn tổng:

Đây là tổng phần trăm của bước 4 và 6 của tính toán chỉ tiêu chất lượng.

8. *Mục tiêu* của CCIR với mạch bậc cao đối với các giây lỗi trầm trọng là:

- a) BER sẽ không vượt giá trị 1.10^{-3} trong hơn 0,054L/2500% của tháng bất kỳ đối với thời gian hợp thành một giây. Độ dài của mạch hoặc tuyến L nhỏ hơn 2500 km nhưng lớn hơn 280 km.
- b) BER sẽ không vượt giá trị 1.10^{-3} trong hơn 0,006% tháng bất kỳ đối với thời gian hợp thành một giây, độ dài của mạch hoặc tuyến nhỏ hơn 280km.

Trong thực tế chỉ có thể xét một chặng tiếp phát nhỏ hơn 280 km, mặc dù không hoàn toàn đúng với các khuyến nghị của CCIR, nhưng có thể xem như độ dài phân thành từng đoạn trực tiếp. Như vậy:

$$\text{Chỉ tiêu đối với } d < 280\text{km} = 0,006 \times d/280 \text{ \%}$$

Đề nghị của CCIR đối với chỉ tiêu chất lượng bậc nội hạt sử dụng cho mỗi hướng và mỗi kênh 64 kbit/s là:

- BER không vượt giá trị 1.10^{-3} trong hơn một phân số A của tháng bất kỳ với thời gian hợp thành một giây. Giá trị A đề nghị trong khoảng 0,005 - 0,015.

Chỉ tiêu này có thể so sánh đối chiếu với chỉ tiêu đã tính trong bước 4 và 6 của các tính toán chỉ tiêu chất lượng (phương trình (9- 31)).

9. *Chỉ tiêu* của CCIR đối với một mạch bậc cao trong các phút suy giảm chất lượng là:

- a) BER không vượt giá trị 1.10^{-6} trong hơn 0,4 L /2500% của tháng bất kỳ đối với thời gian hợp thành 1 phút, ở đó độ dài của tuyến L nhỏ hơn 2500 km nhưng lớn hơn 280 km.
- b) BER sẽ không vượt giá trị 1.10^{-6} trong hơn 0,045% của tháng bất kỳ đối với độ dài tuyến < 280 km.

Tương tự như đối với đề nghị ở trên (không phải của CCIR) đối với các giây lỗi trầm trọng, với độ dài một chặng tiếp phát d, chỉ tiêu các phút suy giảm có thể được coi là:

$$\text{Chỉ tiêu các phút suy giảm đối với } d < 280 \text{ km} = 0,045 \times d/280 \text{ \%}$$

Đề nghị của CCIR đối với chỉ tiêu đặc trưng bậc nội hạt có thể áp dụng cho mỗi một hướng và mỗi kênh 64 kbit/s là:

- BER sẽ không vượt giá trị 1.10^{-6} trong hơn B% của tháng bất kỳ với thời gian hợp thành một phút. Giá trị B đề nghị nằm trong khoảng 0,5 - 1,5.

Chỉ tiêu này có thể so sánh đối chiếu với chỉ tiêu đã tính trong bước 5 của các tính toán chỉ tiêu chất lượng (phương trình (9-32)).

10. Có thể xác định độ dự trữ đối với chỉ tiêu xuất phát từ:

Độ dự trữ chỉ tiêu chất lượng

$$= 10\lg[(\text{phần trăm chỉ tiêu})/(\text{phần trăm tính toán})] \quad (\text{dB}) \quad (9-33)$$

11. Đối với mỗi chạng tiếp phát, chỉ tiêu chất lượng với hệ số cải thiện của bộ cân bằng I_c có thể được tính bằng cách chia xác suất $\text{BER} > 10^{-3}$ như trong bước 40 của các tính toán đường truyền dẫn cho hệ số cải thiện.
12. Đối với mỗi chạng tiếp phát, chỉ tiêu chất lượng khi có bộ cân bằng và phân tập không gian có thể được tính bằng cách chia bước 9 của các tính toán chỉ tiêu chất lượng với hệ số cải thiện phân tập I_{os} như đã cho trong bước 46. Biết rằng hiệu ứng tăng cường sẽ tạo ra một kết quả tốt hơn, chúng ta sử dụng bảng 8.5 để thu được một số liệu tổng hợp của hệ số cải thiện khi bộ cân bằng, bộ tổ hợp phân tập và phân tập đều được sử dụng.
13. Đối với mỗi chạng tiếp phát, chỉ tiêu chất lượng khi có hệ số cải thiện của bộ cân bằng I_c có thể được tính toán bằng cách chia xác suất của $\text{BER} > 10^{-6}$ như đã cho trong bước 43 của các tính toán đường truyền cho hệ số cải thiện.
14. Có thể xác định xác suất đã được nâng cao vượt $\text{BER} > 10^{-6}$ như đối với bước 10 của các tính toán chỉ tiêu chất lượng, đối với trường hợp ở đó sử dụng bộ cân bằng tự thích nghi, bộ tổ hợp phân tập và phân tập không gian.

9.4. CÁC TÍNH TOÁN KHẢ NĂNG SỬ DỤNG

Cũng như đã trình bày trong mục 7.5, chỉ có thể dự đoán các nguyên nhân không thể sử dụng được bằng thống kê và dự tính trước được, cần phải sử dụng các yếu tố của thiết bị vô tuyến, cấp nguồn, truyền lan, giao thoa các tác động của thiết bị phụ trợ và con người để đánh giá sơ bộ đặc tính không thể sử dụng được. Đặc tính không thể sử dụng được được định nghĩa là $\text{BER} > 10^{-3}$ trong hơn 10s, và/hoặc tín hiệu số bị ngắt (tức là mất đồng chỉnh hoặc mất tín hiệu định thời).

15. *Độ không sử dụng của thiết bị:*

Từ mục 7.8 (phương trình (7-33)) độ không sử dụng được của hệ thống

được xác định là $(100 - \text{độ sử dụng của hệ thống})\%$.

16. *Độ không sử dụng được do mưa:*

Từ phương trình (8-157) xác định thời gian gián đoạn thông tin trung bình đối với độ dự trữ pha đỉnh $FM_a = A_p$ tức là phương trình:

$$[FM_a/0,12(A_{0,01})] = p^{-(0,546+0,043)_{gp}} \quad (9-34)$$

Giải phương trình đối với nghiệm p , phần trăm thời gian gián đoạn thông tin. Vì mưa thường kéo dài hơn 10s, nên giá trị p thu được sẽ biểu thị đặc tính không sử dụng trong tháng xấu nhất.

17. *Đặc tính không sử dụng được do pha đỉnh nhiều tia (phẳng):*

Mặc dù thời gian không sử dụng này thường không xuất hiện khi mưa, nhưng nó sẽ đóng góp vào đặc tính không sử dụng ở thời điểm khác. Giá trị P_u có thể được tính toán đối với một đoạn bằng cách tính cho mỗi chặng tiếp phát riêng biệt như đã xác định trong bước 41 (phương trình (9-24)) và lấy tổng các giá trị. Nếu nhân giá trị này với 100, sẽ cho phần trăm thời gian không thể sử dụng, tức là:

Phần trăm xác suất của một tuyến trở nên không thể sử dụng được:

$$= 100 \sum_{i=1}^H P_{ui} = 100 \sum_{i=1}^H P_{oi} \cdot P_{ai} \cdot P(10)_i \quad (9-35)$$

Ở đây $i = 1, 2, \dots, H$ và H là số chặng tiếp phát trên tuyến.

18. *Đặc tính không sử dụng được do pha đỉnh nhiều tia (lựa chọn):*

Điều này có thể xác định bằng tích của độ gián đoạn pha đỉnh nhiều tia, như đã xác định ở bước 6 khi tính chỉ tiêu chất lượng và $P(10)$, như đã xác định trong bước 38 khi tính toán đường truyền:

$$\begin{aligned} \text{Độ không sử dụng được} &= \\ &= 100 \cdot P(10). (\text{Xác suất để lựa chọn } BER > 10^{-3}) \end{aligned} \quad (9-36)$$

19. *Lỗi do con người:*

Điều này thường được cho một giá trị là 0,3% của thời gian, nhưng với trạm không có người thì không được tính.

20. *Tổng thời gian không sử dụng:*

Đây là tổng của các bước 15, 16, 17 và 18 của tính toán chỉ tiêu chất lượng.

21. Chỉ tiêu:

Chỉ tiêu không sử dụng được của CCIR đưa ra là 0,2% đối với một mạch vô tuyến từ đầu cuối này đến đầu cuối kia dài 2500 km, nó bao gồm các đầu cuối nội hạt, nhưng không có lượng lỗi của con người. Khi xem xét mục 7.5.3 thì đặc tính không sử dụng được của một mạng đường trục được dự tính phân là 0,06% của tổng số độ không sử dụng 0,2%; hệ thống hành trình ngược ở mỗi một đầu cuối đóng góp 0,0225%, và mạng phân bố nội hạt đóng góp 0,0325%. Các giá trị có thể coi như là các giá trị yêu cầu đối với mạng 2500 km. Đối với một nước nhỏ, thì độ dài của tuyến 2500 km có thể là một giá trị không thực tế, ví dụ nó chỉ có độ dài từ đầu cuối này đến đầu cuối kia là 1200km. Một giá trị gần đúng thực tế hơn có thể được sử dụng là 0,06% dành cho các mạch đường trục vô tuyến chuyển tiếp số, với một tỷ lệ của độ dài cực đại này mà chỉ có thể sử dụng nó đối với một hệ thống vô tuyến. Ví dụ, nó có thể chỉ 600 km. Còn 600 km khác có thể là khoảng cách lớn nhất dự tính sử dụng cho sợi quang. Như vậy việc bố trí một đường trục vô tuyến chuyển tiếp 600 km có thể lấy 0,06% và đối với các mạch hoặc các chặng tiếp phát ngắn hơn 600 km thì có thể lấy tỷ lệ phần trăm độ không sử dụng cho phù hợp. Việc bố trí 0,2% con số không sử dụng cho các phần tử mạch khác nhau (mạch hành trình ngược, nội hạt...) phụ thuộc vào nhà chức trách, người quản lý hệ thống. Đối với sự thảo luận này chúng ta chấp thuận các giá trị sau:

Chỉ tiêu không sử dụng được của đường trục $L < 600$ km:

$$= 0,0600.L / 600 \% / \text{km}$$

Mục tiêu không sử dụng được của hành trình ngược (mỗi một đầu cuối):

$$= 0,0225\%.$$

Độ không sử dụng được của mạng nội hạt (mỗi một đầu cuối):

$$= 0,0325\%.$$

Các hệ thống khác (cáp quang) $L < 600$ km = 0,0300.L / 600 % / km

Tổng ($L = 600$ km) = 0,200%

Việc định tỷ lệ phần trăm độ không sử dụng được theo khoảng cách là một cách có khả năng thực tế nhất để khắc phục những vấn đề khó khăn trong thiết kế hệ thống liên hợp với một mạng đường trục có tuyến thay thế. Cuộc gọi đến một nơi nào đó trong một nước có thể đến

đích thông qua nhiều tuyến khác nhau. Mỗi tuyến sẽ có một độ dài đường truyền khác nhau và do đó sẽ bố trí độ không sử dụng được khác nhau. Tuy nhiên, tuyến dài nhất sẽ được coi là trường hợp xấu nhất, do đó nó được phân bố giá trị không sử dụng được tổng cộng là 0,06%. Mặc dù phương pháp này thực tế có thể đắt, đặc biệt đối với các trạm tiếp phát ngắn, ở đó phần trăm độ không sử dụng được là cực kỳ nhỏ. Để thoả mãn các chỉ tiêu nhỏ này nghĩa là phải xét một thiết kế tương đối đắt. Đối với trường hợp ở đó không dự tính tuyến thay thế và một cuộc gọi được thiết lập phải đi qua một số chặng tiếp phát cố định có trên tuyến vô tuyến, lúc nó xuất hiện một phương pháp hiệu quả kinh tế nhất để phân bố 0,06% cho độ dài tổng cộng của mạch và chia 0,06% cho số chặng tiếp phát để cho phần trăm độ không sử dụng được phân bố cho mỗi chặng tiếp phát. Vấn đề phải đề cập xem xét trong trường hợp này là khi có một lý do ngẫu nhiên mở rộng tuyến hoặc cải tạo nó theo một cách nào đó, lúc đó vì phạm phân bố độ sử dụng cho tuyến đường trực. Dù sao chăng nữa cách chọn phụ thuộc vào một số chỉ số về sử dụng và cấu hình cũng như trên cơ sở chính sách của các nhà chức trách mà chủ hệ thống có liên quan. Trong một ví dụ đã sử dụng, coi độ dài nhất của một tuyến vô tuyến chuyển tiếp là 600 km, và đã phân bố độ không sử dụng được là 0,06%, thì một tuyến dài 30 km, độ không sử dụng là $0,06 \times 30/600 = 0,003\%$. Ví dụ 1 chỉ ra đối với bản tính toán hoàn thiện đường truyền xác suất trở nên không sử dụng P_u (bước 41) được tính là 0,000678%. Do đó chặng tiếp phát này sẽ thoả mãn chỉ tiêu độ không sử dụng nhưng không kinh tế vì tăng cỡ của anten từ 1,2m (41 dBi) đến 18m (44 dBi) và thay đổi phễu từ loại elip (EW 127A) có suy giảm 11,32 dB/100 m sang loại tròn (WC 109) có suy giảm 4,5 dB/100 m. Chú ý rằng dBi nghĩa là tăng ích của 1 anten thực tế vượt anten đẳng hướng, cho trong phương trình (8-66). Nếu sử dụng một anten nhỏ, ống dẫn sóng elip thì rẻ hơn, nhưng xác suất P_u của mạch trở nên không sử dụng và có thể được tính bằng 0,002%, nó rất lớn. Lý do tại sao coi giá trị này là rất lớn, nghĩa là độ không sử dụng do pha đỉnh mưa thường thường lớn hơn nhiều so với độ không sử dụng do pha đỉnh phẳng nhiều tia gây ra, tuy thế nó vẫn chưa được xem xét và chỉ là 0,001% còn lại (0,002 - 0,003%), trước lúc phân bố phần trăm độ không sử dụng bị vượt.

HỆ THỐNG VÔ TUYẾN CHUYỂN TIẾP SỐ SIÊU CAO TẦN:
CHỈ TIÊU CHẤT LƯỢNG VÀ CÁC TÍNH TOÁN KHẢ NĂNG CÔNG TÁC

Các tính toán chỉ tiêu chất lượng

1. Độ dài đoạn, km
2. Số chặng trong một đoạn
3. Số bộ lặp
4. Xác suất BER $> 10^{-3}$
6. Xác suất BER $> 10^{-3}$ (pha đình lựa chọn)
7. Tổng gián đoạn thông tin (BER $> 10^{-6}$)
8. Chỉ tiêu (các giây lỗi trầm trọng)
10. Độ dự trữ vượt chỉ tiêu, dB (BER $> 10^{-6}$)
11. Độ cải thiện của độ cân bằng (BER $> 10^{-6}$)
12. Độ cải thiện của độ cân bằng và phân tập
5. Xác suất BER $> 10^{-6}$
6. Xác suất BER $> 10^{-6}$ (Fading lựa chọn)
Tổng BER $> 10^{-6}$
9. Chỉ tiêu (các phút suy giảm)
Độ dự trữ trên chỉ tiêu, dB (BER $> 10^{-6}$)
13. Độ cải thiện của độ cân bằng BER $> 10^{-6}$
14. Độ cải thiện của bộ cân bằng và phân tập BER $> 10^{-6}$

Các tính toán về khả năng sử dụng

15. Độ không sử dụng được của thiết bị, %
16. Độ không sử dụng được do mưa, %
17. Độ không sử dụng được do pha đình nhiều tia phẳng
18. Độ không sử dụng được do pha đình nhiều tia lựa chọn.
20. Tổng độ không sử dụng được, %
21. Chỉ tiêu, %

Ví dụ 1

Các tính toán chỉ tiêu chất lượng và khả năng công tác được liệt kê trong bản tính toán dưới đây đối với ví dụ 1 ở trang 178, nó đã đề cập những tính toán đường truyền cùng với lời giải thích về độ sai lệch các giá trị tương ứng với bước 1-14 và 15-21 ở trên. Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số siêu cao tần:

**HỆ THỐNG VÔ TUYẾN CHUYỂN TIẾP SỐ SIÊU CAO TẦN:
CHỈ TIÊU CHẤT LƯỢNG VÀ CÁC TÍNH TOÁN KHẢ NĂNG CÔNG TÁC**

Các tính toán chỉ tiêu chất lượng

1. Độ dài đoạn, km	30,26
2. Số chặng trong một đoạn	1
3. Số bộ lặp	0
4. Xác suất $BER > 10^{-3}$	$7,8363 \times 10^{-6}$
6. Xác suất $BER > 10^{-3}$ (pha đỉnh lựa chọn)	$2,5590 \times 10^{-6}$
7. Tổng gián đoạn thông tin ($BER > 10^{-6}$)	$10,395 \times 10^{-6}$
8. Chỉ tiêu (các giây lỗi trầm trọng)	$6,4286 \times 10^{-6}$
10. Độ dự trữ vượt chỉ tiêu, dB ($BER > 10^{-6}$)	-2,0 dB, không cân bằng 4,9 dB
11. Độ cải thiện của độ cân bằng ($BER > 10^{-6}$)	$2,0791 \times 10^{-6}$
12. Độ cải thiện của độ cân bằng và phân tập	-
5. Xác suất $BER > 10^{-6}$	$12,7 \times 10^{-6}$
6. Xác suất $BER > 10^{-6}$ (Fading lựa chọn)	$25,144 \times 10^{-6}$
Tổng $BER > 10^{-6}$	$37,844 \times 10^{-6}$
9. Chỉ tiêu (các phút suy giảm)	$48,632 \times 10^{-6}$
Độ dự trữ trên chỉ tiêu, dB ($BER > 10^{-6}$)	1,09 dB
13. Độ cải thiện của độ cân bằng $BER > 10^{-6}$	$5,82 \times 10^{-6}$
14. Độ cải thiện của bộ cân bằng và phân tập $BER > 10^{-6}$	-

Các tính toán về khả năng sử dụng

15. Độ không sử dụng được của thiết bị, %	$0,1473 \times 10^{-3}$
16. Độ không sử dụng được do mưa, %	$5,5436 \times 10^{-3}$
17. Độ không sử dụng được do pha đỉnh nhiều tia phẳng	$0,0054 \times 10^{-3}$
18. Độ không sử dụng được do pha đỉnh nhiều tia lựa chọn.	$0,0163 \times 10^{-3}$

20. Tổng độ không sử dụng được, %	$5,71 \times 10^{-3}$
21. Chỉ tiêu %	3×10^{-3}

Chú thích:

1. Số liệu khả năng làm việc hầu hết là bằng hai lần số liệu cho phép bởi chỉ tiêu khả năng cho phép với chỉ tiêu khả năng công tác đối với một chặng tiếp phát này. Các ảnh hưởng của mưa trên chặng tiếp phát là đóng góp lớn nhất.
2. Nếu khả năng không công tác được của thiết bị giảm đến mức không chấp nhận được thì cần gấp đôi hệ hoạt động theo phương thức dự phòng.
3. Cần một bộ cân bằng cơ bản tự thích nghi để bảo đảm thoả mãn chỉ tiêu các giây lỗi trầm trọng ($BER > 10^{-3}$).

Các tính toán đã sử dụng dẫn suất từ các giá trị đã đưa vào trong bản chỉ tiêu chất lượng và khả năng công tác, chúng được mô tả tóm tắt dưới đây bằng số bước chỉ tiêu chất lượng và khả năng công tác liên quan mà cần cho tính toán.

Bước 1: Đã được tính toán trong bước 11 của các tính toán đường truyền:

Bước 4: Bước này đã được tính toán đối với trường hợp một chặng tiếp phát trong bước 40 của các tính toán đường truyền.

Bước 5: Bước này đã được tính cho một chặng tiếp phát trong bước 43 của các tính toán đường truyền.

Bước 6: Đối với trường hợp một chặng tiếp phát, $i = 1$, và từ phương trình (8-127) với $k = 1$ đối với QPSK, $r_b = 34$ Mbit/s, $M = 2$, và η được tính là 0,039946. Giá trị xác suất gián đoạn thông tin do pha định lựa chọn như vậy được xác định là $2,5590 \times 10^{-6}$.

Vì sự gián đoạn thông tin do pha định lựa chọn và pha định phẳng không vượt quá giá trị mục tiêu, do đó cần một bộ cân bằng dải cơ bản tự thích nghi, nhưng không cần phân tập. Xác suất $BER > 10^{-6}$ do pha định lựa chọn được xác định bằng cách sử dụng phương pháp Majoli vì trong trường hợp này không có phương trình nào để trợ giúp. Điều này có nghĩa rằng cần có một đường dấu ấn $BER > 10^{-6}$. Các số hiệu của nhà máy thay thế vào đường cong dấu ấn là: Độ rộng = 16,5 MHz với độ sâu của khe 19,5 dB. Các số liệu này là với một bộ cân bằng. Đối với độ sâu của khe, giả thiết độ cao 18,5 dB. Từ phương trình (8-128), sử dụng $T_1 = 6,3/[\text{đối logarit } (-18,5/20)] = 53$ ns, $\tau_o = 0,7.(d/50)^{1,5} = 0,33$ ns, $W = 16,5$ MHz và $\eta = 0,0339$, giá trị của xác suất ($BER > 10^{-6}$) = $4,3 \times 0,0399 \times 16,5 \times (0,33) \times (0,33) \times 10^{-3}/53 = 5,8234 \times 10^{-6}$.

Khi không có bộ cân bằng các số liệu của cơ sở chế tạo là: độ rộng của đường dẫn ấn là 30 MHz, độ sâu của dẫn ấn 12 dB, với độ cao đã giả thiết 11 dB. Điều này cho $P_{os} (BER > 10^{-6}) = 25, 14 \times 10^{-6}$.

Bước 11: Giả sử độ cải thiện của bộ cân bằng là 5, độ cải thiện của bộ cân bằng đối với $BER > 10^{-3}$ sẽ là một giá trị xác suất không cân bằng của $BER < 10^{-3}$ chia cho 5, tức là độ dự trữ 4,9 dB quá mục tiêu.

Bước 18: Từ bước 38 của các tính toán đường truyền $P(10)$ tìm được là 0,0635 và từ bước 6 các tính toán chỉ tiêu chất lượng, độ không sử dụng được do pha đỉnh nhiều tia là $1,63 \times 10^{-5\%}$.

Bước 15: Để xác định được độ không sử dụng được của thiết bị, khởi điểm để xác định là thời gian trung bình giữa các sự cố đối với thiết bị liên quan thu được từ một mạch kiểm tra 64 kbit/s. MTBF đối với thiết bị bình thường được cho trong bảng 7.10. Từ hệ thống vô tuyến 34Mbit/s (MTBF: 50 năm), thiết bị ghép kênh có liên quan là một bộ ghép kênh bậc 3 (8 Mbit/s sang 34 Mbit/s), (MTBF = 8,2 năm), một bộ ghép thứ cấp (2 Mbit/s sang 8 Mbit/s), (MTBF = 9,4 năm) và một bộ ghép kênh sơ cấp (64 kbit/s sang 2 Mbit/s), (MTBF = 4,5 năm).

Như vậy MTBF của hệ thống đối với cả hai đầu cuối của chặng tiếp phát cho bởi:

$$1/(\text{MTBF}) = 2(1/50 + 1/8,2 + 1/9,4 + 1/4,5) = 0,941.$$

Do đó MTBF là 1,0626 năm = 9314,5 h = T

Nếu thời gian trung bình để sửa chữa t được cho là 8 giờ, thì hệ số không thể sử dụng đối với hệ thống không bảo vệ cho bởi phương trình (7-28) là:

Hệ số không sử dụng (hệ số không làm việc):

$$= 100 t / (t+T) = 85,814 \times 10^{-3} \quad \%$$

Trị số không sử dụng này là hoàn toàn không thể chấp nhận được. Để cải thiện nó, cần một hệ thống dự đơn bằng cách sử dụng thiết bị vô tuyến và ghép kênh dự phòng nóng. Sử dụng phương trình (7-33), sẽ đạt được hệ số không sử dụng được mới:

$$(100 - \text{hệ số sử dụng}) = 0,1473 \times 10^{-3}$$

Giá trị này có thể chấp nhận được. Thông thường không quan tâm tới thiết bị ghép kênh trong các tính toán này trừ khi chúng được đưa vào là một phần của toàn khối đặc biệt.

Bước 16: Từ mặt chiếu của đường truyền, nhận thấy góc của tia trực tiếp θ với các độ cao của anten khác nhau là $0,108^\circ$. Vì bảng 8.6, không cho các giá trị k_H , k_V , α_H , α_V đối với tần 13 GHz, nên cần phải dùng phép nội suy tuyến tính để xác định giữa các giá trị 12 và 15 GHz, và đối với các giá trị k_H , k_V dùng nội suy logarit giữa 12 và 15 GHz. Như vậy, $k_H = 0,022$, $k_V = 0,019$, $\alpha_H = 1,20$, $\alpha_V = 1,18$. Vì phân cực đứng nên $\tau = 90^\circ$. Do đó, $k = 0,019$ và $\alpha = 1,18$. Tuyến ở nước Anh, có tốc độ mưa 28 mm/h lớn hơn chỉ khoảng 0,01% thời gian (thời gian hợp thành một phút), và từ phương trình (8-152) tìm được suy giảm đặc trưng $\gamma_R = 0,97\text{dB/km}$. Từ phương trình (8-164) giá trị r tìm được là 0,977 và từ phương trình (8-156) suy giảm không vượt trong 0,01% thời gian là $A_{0,01} = 0,97 \times 30,26 \times 0,977 = 28,7\text{ dB}$. Từ các tính toán đường truyền, bước 31, độ dự trữ pha đỉnh $FM_s = 35,49\text{ dB}$ sau khi thay các giá trị này vào phương trình (9-34), phương trình bậc hai:

$$1,013 + 0,546.\lg p + 0,043.(\lg p)^2 = 0$$

Phương trình này cho nghiệm trong trường hợp xấu nhất là:

$$p = 5,5436 \times 10^{-3} \%$$

BÀI TẬP

Xét ví dụ 1. Nếu giá trị tổn hao phỉơ thay đổi thành 11,32 dB/100 m và các anten ở mỗi một đầu cuối tuyến thay đổi để có độ tăng ích 41 dBi thay thế cho hiện tại 44 dBi. Hãy tính khả năng sử dụng của tuyến nếu chỉ xét đến các ảnh hưởng của pha đỉnh nhiều tia. (Trả lời: 99,998%).

CHƯƠNG 10

NHIỀU VÀ PHÂN BỐ TẦN SỐ

10.1. KHÁI NIỆM

Trong một giai đoạn nào đó, các hệ thống vô tuyến số sẽ tồn tại cùng các hệ thống vô tuyến tương tự. Tình trạng này gây ra các vấn đề can nhiễu mà chúng sẽ không xuất hiện nếu trong một vùng đã định chỉ có các hệ thống hoặc tương tự hoặc số. Có ba vấn đề cần được xem xét là:

- + Can nhiễu số đến số
- + Can nhiễu tương tự đến số
- + Can nhiễu số đến tương tự

Một hệ thống số có tính chất chống nhiễu từ các nguồn khác cao hơn hệ thống tương tự cùng tính năng, nên vấn đề chủ yếu là từ hệ thống số đến các bộ phận tương tự của hệ thống. Để hoạt động chính xác, một hệ thống số yêu cầu tỉ số tín hiệu trên nhiễu (C/I) là 15 - 20 dB, tùy thuộc vào lược đồ điều chế. Nhưng trong một mạng phức hợp, vì có nhiều dạng nhiễu khác nhau, nên phần tử mang thông tin số phải giữ mức (C/I) là 15 - 20 dB ngay cả lúc có pha đỉnh, có nghĩa là mức kênh nhiễu thấp hơn ngưỡng thu của kênh bị tạp âm là 15 - 20 dB. Trong thực tế điều đó đạt yêu cầu cho anten, lọc, ghép nối v.v... những yêu cầu của hệ thống số cũng giống như trong hệ thống tương tự. Ví dụ, nếu như mức ngưỡng thu là -79 dBm với $BER > 10^{-3}$, dự trữ pha đỉnh là 36 dB, và để cho dự trữ pha đỉnh 36 dB hoàn toàn có thể dùng cho pha đỉnh đồng đều, thì $C/I = 15$ dB vẫn phải sẵn có ở trong ngưỡng thu này. Do đó, mức nhiễu phải thấp hơn ngưỡng thu 15 dB tức là -94 dBm, và đặt yêu cầu cho phép nối anten phải đạt bằng tổng của độ dự trữ pha đỉnh cộng với C/I, sẽ là $36 + 15 = 51$ dB. Lúc này, ảnh hưởng của phân cực chéo hiển nhiên phải tính đến, khi đó bất kỳ tín hiệu phân cực chéo nhiễu nào cũng phải thấp hơn mức tín hiệu thu bình thường ít nhất là 51 dB.

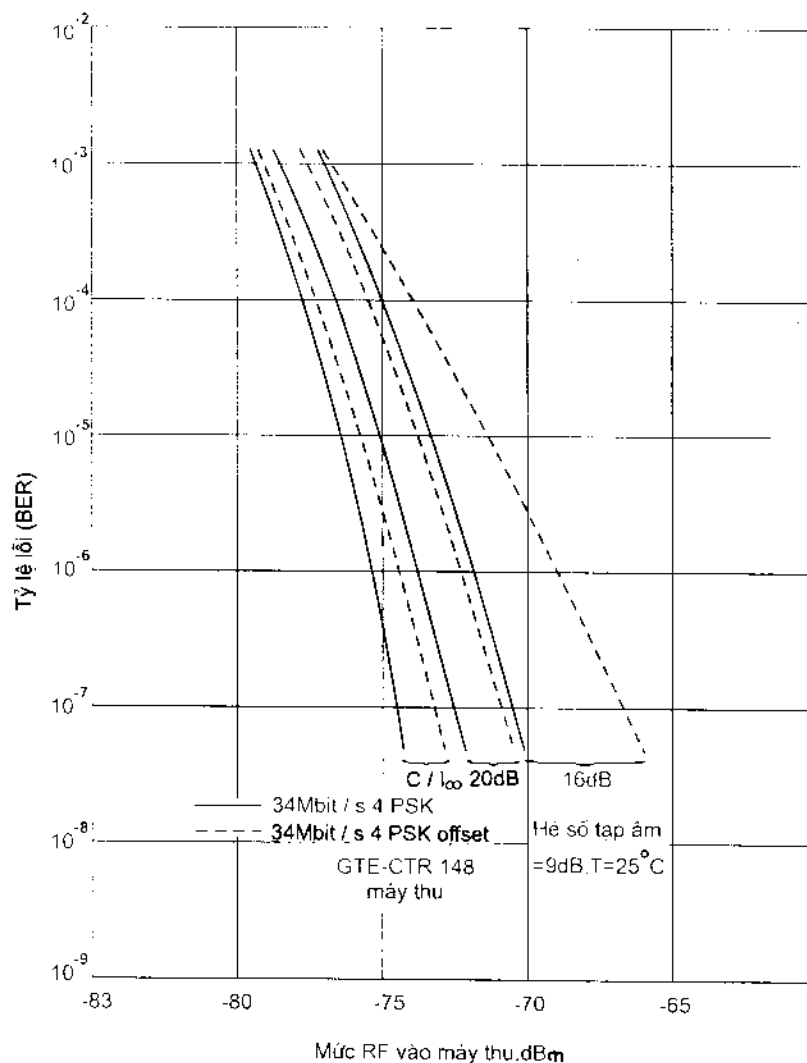
Trong thiết kế mạng tổng thể, các tỉ số C/I giảm xuống bằng cách giữ công suất của những máy phát khác đến ngưỡng cực tiểu, bằng cách chọn hệ thống

anten thích hợp, v.v... sao cho độ dự trữ pha đỉnh cực tiểu đạt được thoả mãn các mục tiêu của CCIR về chất lượng. Như đã nói ở trên, sự chống nhiễu của các kênh số phụ thuộc vào hệ thống điều chế. Một hệ thống điều chế yêu cầu C/N thấp ứng với ngưỡng BER $> 10^{-3}$ nhất định sẽ có tính chống nhiễu cao hơn. Những loại điều chế chống nhiễu cao nhất là 2-PSK, hoặc 4-PSK. Còn O-QPSK hơi nhạy với nhiễu hơn, FM, 8-PSK, 16-QAM, v.v... yêu cầu C/I lớn hơn. Hơn nữa, tính chống nhiễu đối với loại điều chế cũng còn phụ thuộc vào các tham số khác của thiết bị, cho nên giá trị tính toán C/I để đưa ra một độ suy giảm hệ thống cho trước cũng chỉ gần đúng. Đối với vô tuyến số, các hãng chế tạo thường cho một họ đường cong chỉ rõ sự phụ thuộc BER với nhiễu cùng kênh và nhiễu kênh lân cận. Hình 10.1 biểu diễn ảnh hưởng của C/I đối với BER của máy thu 4-PSK (GTE - CTR 148,34 Mbit/s) và 4-OPSK (GTE - CTR 148 offset). Có chung một tình trạng là có nhiều hơn một kênh nhiễu cùng tồn tại, nhất là ở các nút viba bị tắc nghẽn. Ở đó tất cả các tần số nhiễu đều như nhau (làm việc cùng kênh), tín hiệu nhiễu được thêm vào công suất chuẩn được tính là công suất nhiễu tổng.

Để sử dụng một đường cong C/I xác định, như một đường trên hình 10.1, công suất nhiễu tổng I phải được xem xét trong khi tính C/I đối với nhiễu cho phép của máy thu viba số. Ví dụ, nếu trong một hệ thống chỉ có một nhiễu cùng kênh, có giá trị C/I là 15 dB ở lối vào máy thu, sau một thời gian tăng thêm hai nhiễu cùng kênh, nhiễu thứ hai có cùng công suất như nhiễu thứ nhất ở đầu thu, công suất nhiễu sẽ tăng lên 3 dB, làm cho giá trị C/I đo được ở đầu thu lên đến 12 dB. Để vẫn duy trì cùng mức 15 dB ở đầu thu, có nghĩa là cả hai giá trị riêng C/I của các nguồn nhiễu cùng kênh sẽ là 18 dB. Ở những nơi có các dạng tạp âm khác nhau, như nhiễu cùng kênh và nhiễu kênh lân cận, hoặc các tổ hợp khác với hơn hai can nhiễu, vấn đề sẽ trở nên rất phức tạp. Thường các đường cong BER đều do nơi chế tạo cung cấp đối với trường hợp một nhiễu cùng kênh và một nhiễu kênh lân cận, để sao cho áp dụng quy luật cộng công suất đối với mỗi loại tạp âm có dạng như nhau, trong tình huống phức tạp nhất cũng có thể quy về trường hợp một cùng kênh và một kênh lân cận cơ bản. Trong trường hợp tổng quát, ở một trạm có nhiều máy thu, tình trạng can nhiễu được cải thiện nếu như tất cả tín hiệu thu đi vào trạm đó đều có mức như nhau. Có nghĩa là mức thu của mỗi chặng tiếp phát tại trạm được thiết kế cùng mức như bất kì tín hiệu thu khác đi đến trạm đó.

Khi thiết kế hệ thống phải tính đến yếu tố này và cố gắng cân bằng các mức thu bằng cách chọn công suất phát, kích thước anten phát, loại hoặc chiều dài phôi thích hợp và bằng cách đưa xen vào máy phát những bộ suy giảm RF

- thích hợp. Vì C/I không phụ thuộc vào tăng ích anten (cả C và I đều tăng như nhau khi đi qua anten) và cũng không phụ thuộc tổn hao của phễu, nên mức thu trong tính toán can nhiễu phải được xét ở mức thu đo ở đầu vào anten.



Hình 10.1- Quan hệ giữa BER (4-PSK và offset 4-PSK) và mức vào RF đối với C/I khác nhau (Theo Viba số GTE.CTR 148)

Những tính toán đơn giản sau đây chứng minh một điều quan trọng tại sao phải có là ở bất kì một trạm nào, các mức thu từ những nguồn khác nhau có mức công suất như nhau. Nếu như độ dự trữ pha đỉnh phẳng FM_a không bị giảm cấp do C/I thu ở đầu vào anten, thì độ khử ghép của anten hay độ suy giảm công suất của tín hiệu từ anten này đến anten kia V dB là:

$$FM_a + C/I = V \quad (\text{dB}) \quad (10-1)$$

Đối với trường hợp đơn giản của hai anten trên cùng một tháp, trong đó C_1 là mức tín hiệu thu ở anten 1, và C_2 là mức tín hiệu thu ở anten 2, giả sử độ khử ghép anten đối với mỗi anten là như nhau, C/I ở đầu thu của mỗi máy thu 1 và 2 là:

$$(C/I)_1 = C_1 - (C_2 - V) \quad (\text{dB}) \quad (10-2)$$

$$(C/I)_2 = C_2 - (C_1 - V) \quad (\text{dB}) \quad (10-3)$$

Trong đó mức tín hiệu ở mỗi anten như nhau, $C_1 = C_2$, từ phương trình (10-2) và (10-3), ta thấy C/I là như nhau ở mỗi đầu vào máy thu. Tuy nhiên, nếu như các mức tín hiệu thu ở mỗi anten là khác nhau, tức là $C_1 > C_2$, thì C/I ở máy thu 1 lớn hơn C/I ở máy thu 2, có nghĩa là máy thu 2 có thể chịu sự giảm mức độ dự trữ pha đỉnh do thiết kế không đạt.

Ví dụ 1

Đối với một trường hợp thiết kế không đạt yêu cầu, xét ở một trạm thu có hai anten lắp trên cùng một tháp, cả hai anten đều có cùng độ khử ghép. Nếu giá trị cực tiểu của C/I có thể chấp nhận cho mỗi hệ thống là 15 dB, và độ dự trữ pha đỉnh phẳng 35 dB đã chọn cho mỗi máy thu. Hãy xác định giá trị C/I đạt được ở từng máy thu, nếu mức tín hiệu thu ở anten 1 là -38 dBm và ở anten 2 là -75 dBm.

Giải

Từ phương trình (10-2), độ khử ghép V của từng anten tính được là $35 + 15 = 50$ dB. Từ phương trình (10-2), tính được giá trị $(C/I)_1$ ở máy thu 1 là 87 dB, và từ phương trình (10-3), tính được $(C/I)_2$ ở máy thu 2 là 13 dB. Điều đó chứng tỏ rằng, do mức thu ở anten 1 mạnh hơn, C/I ở máy thu 2 bị giảm đến điểm không thể chịu đựng được. Giải pháp đơn giản để khắc phục tình trạng này là giảm công suất phát thuộc máy thu 1 đến một giá trị cho phép tín hiệu thu ở anten 1 là -75 dBm.

Nếu máy phát giảm xuống để đạt -75 dBm và nếu dùng các anten bằng nhau 46 dBi (mặc dù chúng không phải như vậy) và suy hao phễu trong mỗi trường hợp là 10 dB, tín hiệu thu ở mỗi máy thu sẽ là -39 dBm, mặc dù mức tín hiệu thu ở anten đã là -75 dBm. Giá trị C/I ở máy thu đối với mức tín hiệu thu bằng nhau tại hai anten tính được là 50 dB, bằng độ khử ghép của anten V .

10.1.1. Các nguồn và hiệu ứng nhiễu RF

10.1.1.1. Các nguồn nhiễu

Có ba loại nguồn nhiễu chính: từ một kênh phân cực chéo, từ một kênh đồng phân cực lân cận, và từ việc thu tần số của một chặng tiếp phát ngược hướng với chặng tiếp phát bị nhiễu. Kênh được phân cực chéo, mà sự phân biệt phân cực chéo bị suy hao do pha đình nhiễu đường hoặc do mưa có thể gây nên những vấn đề cần chú ý nếu như tần số có phân cực trực giao giống như tần số của chặng tiếp phát bị nhiễu (sóng mang bị nhiễu). Kênh phân cực chéo có cùng tần số được dùng để tăng cường việc sử dụng phổ tần và được hiểu là "sử dụng lại tần số". Với điều kiện truyền sóng bình thường, sự khử ghép giữa hai tín hiệu phân cực sẽ thoả mãn nhiều hơn như nói ở trên, nhưng khi bị suy yếu, thì mức nhiễu cùng kênh sẽ tăng lên tương ứng. Tuy nhiên nói chung ngay cả với điều kiện như vậy, có thể thiết kế một hệ thống thoả mãn yêu cầu độ khả dụng bằng cách chọn cẩn thận khoảng cách giữa các trạm lặp, công suất phát, hệ số tạp âm thu, cỡ anten v.v... Nhiễu kênh lân cận có thể tăng lên giữa hai hệ thống cùng chung trong một vùng, nhưng không chung cùng đường hoặc địa điểm trạm (nhiều giữa các hệ thống) hoặc giữa hai hệ thống chung nhau trong một vùng, nhưng không cùng đường cùng trạm hoặc giữa hai hệ thống không chung trong một vùng nhưng cùng đường, cùng vị trí trạm (nhiều nội bộ hệ thống). Thuật ngữ "lân cận" ngụ ý là các tần số sóng mang không giống nhau, trong khi đó thuật ngữ "cùng kênh" ngụ ý là các tần số sóng mang như nhau.

Các nguồn nhiễu chính và yếu được liệt kê trong bảng 10.1. Tham khảo trên hình vẽ 10.2, trong đó chỉ rõ các loại nguồn nhiễu có thể có. Chúng có thể được chia thành hai nhóm (xem bảng 10.1) như sau:

- S_{1j} : Các nguồn có một phần hoặc toàn bộ đường chung với tín hiệu mong muốn (hệ thống nhiễu nội bộ) và pha đình mức độ lớn đồng thời với tín hiệu mong muốn, ví dụ như suy giảm do mưa.
- S_{2j} : Các nguồn không có đường chung với tín hiệu mong muốn (hệ thống nhiễu lẫn nhau) và nói chung không pha đình đồng thời lên tín hiệu mong muốn, hoặc pha đình ít hơn.

Bảng 10.1
(Báo cáo 779 của CCIR)

Vị trí trên hình 10.2	Ví dụ về các nguồn khác nhau	Công suất	Phân loại
	<i>Các nguồn pha đỉnh với tín hiệu mong muốn</i>		
1	Các kênh phân cực chéo (chú ý 2)	S_{1_1}	Nhiều chính
2	Bức xạ vòng từ trước ra sau	S_{1_2}	Nhiều yếu
4	Vượt chặng (3 chặng)	S_{1_4}	Nhiều yếu
8	Bức xạ vòng và vượt chặng	S_{1_8}	Nhiều yếu
7	Các kênh lân cận cùng phân cực (có thể phụ thuộc vào pha đỉnh lựa chọn tần số)	S_{1_7}	Nhiều yếu hoặc chính
	Tạp âm máy phát	N_t	
	Tổng công suất (chú ý 1)	$S_1 + N_t$	
	<i>Các nguồn không pha đỉnh với tín hiệu mong muốn</i>		
x	Tạp âm máy thu	N_r	Nhiều yếu
6	Máy phát sang thu	S_{2_x}	Nhiều yếu
5	Phản xạ bất nguồn ở ngoài	S_{2_5}	Nhiều yếu
3	Vượt chặng ngược lại (3 chặng)	S_{2_3}	Nhiều chính
D	Bức xạ vòng ngược hướng	S_{2_D}	Nhiều yếu
A	Các hệ thống số khác	S_{2_A}	Nhiều yếu
S	Các hệ thống tương tự khác	S_{2_S}	
	Các vệ tinh	S_{2_S}	
	Tổng công suất (Chú ý 1)	$S_2 + N_r$	

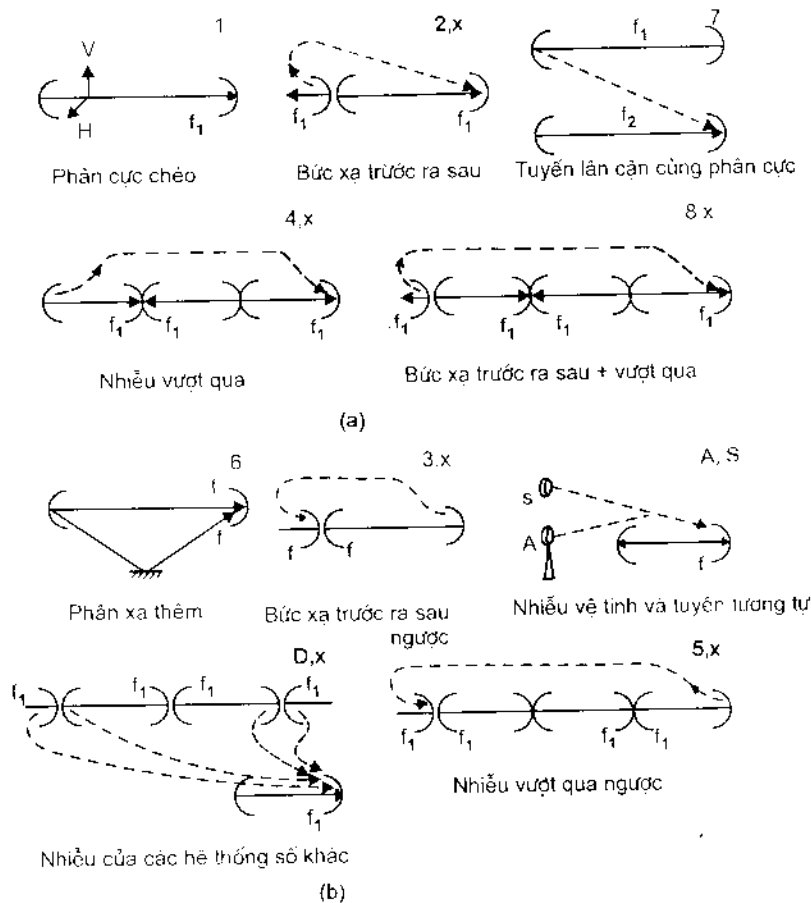
Ghi chú:

- 1) S_1 và S_2 biểu diễn chung cho mỗi nhóm trong 2 nhóm nhiều, được đánh giá theo các điều kiện pha đỉnh. Nó không diễn giải một phép tổng của các công suất nhiều tương đương với tạp âm Gauss hay tạp âm trắng khi dùng để tính toán tỉ số lỗi.
- 2) Sự phân biệt cực hoá chéo được hiểu là hàm của tiêu hao do mưa và truyền sóng nhiều tia.

10.1.1.2. Hiệu ứng nhiễu cao tần RF

Mỗi nguồn tạp âm trong bảng 10.1 làm tăng tỉ số lỗi do suy giảm dự trữ pha đỉnh phẳng. Để vượt qua độ suy giảm này có nghĩa công suất phát, hoặc mức công suất thu phải tăng lên để tạo nên BER cao để cho chỉ tiêu BER có thể vẫn được duy trì. Sự khác nhau giữa các mức công suất sóng mang tương ứng BER xấu nhất khi có và không có nhiễu, xác định độ kém của ngưỡng thu.

Nhiều kênh lân cận hoặc nhiễu từ các kênh cao tần RF lân cận cùng cực tính (nhiều giữa các kênh), có quan hệ chặt chẽ đến việc chọn khoảng cách giữa các kênh. Các nguồn tham gia chủ yếu của nhiễu cùng kênh hoặc dạng nhiễu trong đó năng lượng từ các kênh RF bị nhiễu đều rơi vào trong độ rộng băng thu, tăng từ nguồn 1 đến 3 trong bảng 10.1, và ảnh hưởng chủ yếu của chúng là hạn chế độ dự trữ pha đỉnh có thể sử dụng của những chặng có nhiễu xuất hiện. Bảng 10-2 cho ta hiệu ứng ảnh hưởng chủ quan đến truyền thông thoại theo sự suy giảm BER.



Hình 10.2- Các nguồn nhiễu cao tần

a) Pha đỉnh lên tín hiệu mong muốn b) Không có pha đỉnh lên tín hiệu mong muốn

Trường hợp nhiễu xấu nhất xảy ra khi chặng bị nhiễu đang làm việc trong điều kiện truyền sóng bình thường và máy thu bị nhiễu gần với ngưỡng của nó do trong tình trạng pha đỉnh. Các đỉnh tạp âm Gauss thỉnh thoảng làm cho mạch quyết định nhầm từ mức này sang mức khác gây ra các sai lỗi trong máy thu số. Trong điều kiện không pha đỉnh, tín hiệu thu thường lớn hơn 30 - 50 dB

và tỉ số lỗi nhỏ không đáng. Các nguồn nhiễu có đỉnh giới hạn, thường không làm cho các mạch quyết định bị nhầm trực tiếp, nhưng lại tăng cường khả năng của tạp âm nhiệt để gây ra các lỗi ngẫu nhiên làm giảm một phần trong độ mở hình mắt (mục 5.2.5).

Bảng 10.2

<i>Tỷ số lỗi bit (BER)</i>	<i>Ảnh hưởng chủ quan của giá trị BER</i>
10^{-6}	Không nghe được nhiều
10^{-5}	Nghe được rõ nhiều
10^{-4}	Nghe được nhiều nhưng không ảnh hưởng đến độ nhiễu
10^{-3}	Bị nhiễu loạn, nhưng tiếng nói còn hiểu được
10^{-2}	Hầu như nhiễu loạn, khó hiểu tiếng nói

10.1.1.3 Nhiễu tương tự sang số

Nhiễu kênh lân cận

Giả sử phần đóng góp công suất tạp âm khoảng 1 - 2 pW_{0p} được chấp nhận ở mỗi chặng đối với sự phối sóng tạp âm của mỗi kênh lân cận, có thể cùng tồn tại hỗn hợp của hai hệ thống tương tự và số sau:

+ 300 kênh FM và các tín hiệu (4 pha) 17,152 Mbit/s, cách nhau 14 MHz, sử dụng khử ghép phân cực chéo (XPD $\geq$ 20 dB) giữa các kênh tương tự và kênh số.

+ 960 kênh FM - FDM và tín hiệu 4 pha 34 Mbit/s, cách nhau 28 MHz.

Tại những tần số vô tuyến tương đối thấp, mà các bộ lọc cắt chính xác RF có thể thực hiện được, thì không cần thiết phải phân cực chéo. Những hệ thống 70 Mbit/s 8-PSK và QPR cũng có thể cùng tồn tại khử ghép phân cực chéo (XPD = 20 dB) nếu viba số có trung tần IF = 35 MHz và băng thông của bộ lọc phát RF là 24,5 MHz.

+1800 kênh FDM - FM và các tín hiệu 34 Mbit/s cách nhau 29 MHz khó cùng tồn tại, vì tạp âm từ số sang tương tự rất khó khắc phục, nhưng khi dùng các hệ thống 8-PSK và QPR với 70 Mbit/s và cách nhau 40 MHz với XPD = 20 dB, thì có thể cùng tồn tại.

Sử dụng chỉ số điều chế khoảng 0,2 - 0,3 thì viba số FM 8 mức ở 17 Mbit/s với độ di tần đỉnh - đỉnh từ 7 đến 10 MHz có thể cùng tồn tại với viba tương tự 300 kênh FDM - FM, nếu cách nhau 14 MHz; nếu chọn khoảng

cách 20 MHz, có thể cùng tồn tại với hệ 960 kênh FDM - FM. Độ khủ ghép phân cực chéo yêu cầu phải đủ.

Tương tự, khi sử dụng di tần đỉnh - đỉnh của tần số từ 13 - 16 MHz với khoảng cách 28 MHz hoặc 29,65 MHz, viba tương tự 960 hoặc 1800 kênh FDM - FM có thể cùng tồn tại. Trong trường hợp 1800 kênh cần khủ ghép phân cực chéo.

10.1.2. Điều chỉnh suy hao

Ở nút tập trung nhiều tần số, vẫn thường yêu cầu phải bổ sung thêm chằng viba khác, nên có khả năng xảy ra nhiễu không đối xứng. Có thể đặt lại suy hao vốn nằm trong máy phát để giảm công suất vào trong máy thu, như vậy làm giảm ảnh hưởng nhiễu từ các kênh cùng tần số làm việc vào trong nút. Khi nâng công suất ra từ máy phát của một tuyến mới, một điều cần thiết là không được làm cho giá trị C/I của bất kì tuyến nào khác hiện có bị vượt quá. Điều này cần được xem xét trong tính toán liệu có thể thêm vào hệ thống đang có một tuyến nào nữa không. Nếu giả sử như xét thấy có thể thêm vào tuyến mới, nhưng giá trị C/I của hệ thống đang có chỉ ra rằng không hoạt động thích hợp thì có thể dùng phương pháp sau.

Xét hình 10.3(a) có hai tuyến với suy hao đối xứng, sử dụng các bộ suy giảm $R_1 - R_4$. Đường chấm chỉ đường tín hiệu nhiễu. Chỉ xét máy thu ở vị trí A thì công suất tín hiệu thu được C_2 ở A tính theo:

$$C_2 = P_1 + G_1 + G_2 - A_o - R_1 - R_2 \quad (\text{dB}) \quad (10-4)$$

Công suất nhiễu I_2 tính theo:

$$I_2 = P_4 + G_4 + G_2 - A_o - R_4 - R_2 \quad (\text{dB}) \quad (10-5)$$

Như vậy, tỉ số sóng mang trên nhiễu $(C/I)_2$ ở máy thu 2 là:

$$(C/I)_2 = (P_1 - P_4) + (G_1 - G_4) - (R_1 - R_4) \quad (10-6)$$

Trong đó G_1 đến G_4 là các tăng ích anten, A_o là suy hao không gian tự do, để cho tiện giả sử cả hai tuyến giống nhau. Xét hình 10.3(b), trong đó công suất máy phát ở B không giảm suy hao nữa nhưng suy hao lại chuyển sang mạch máy thu ở A. Công suất thu C_2 bây giờ được tính là:

$$C_2 = P_1 + G_1 + G_2 - A_o - R_2 - R_1 \quad (\text{dB})$$

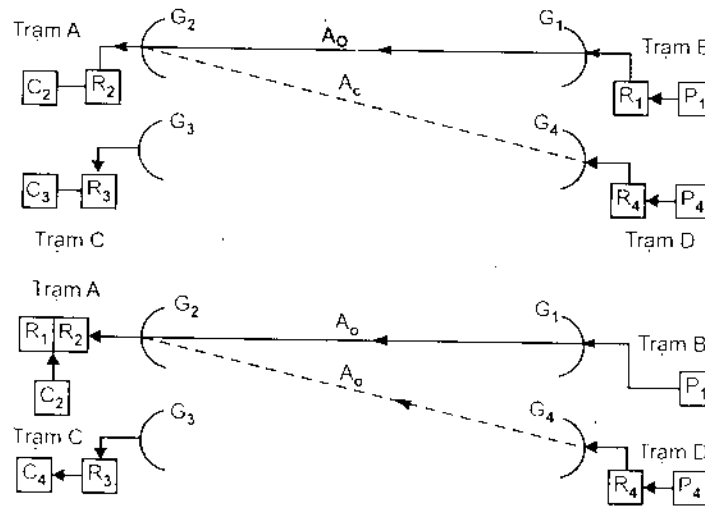
Điều này hy vọng cũng giống như biểu thức (10-4) đã cho. Nhưng công suất tạp âm lúc này lại giảm xuống do có R_1 thêm vào:

$$I_2 = P_4 + G_4 + G_2 - A_o - R_1 - R_2 - R_4 \quad (\text{dB}) \quad (10-7)$$

và ta có $(C/I)_2$ ở A như sau:

$$(C/I)_2 = (P_1 - P_4) + (G_1 - G_4) + R_4 \quad (\text{dB}) \quad (10-8)$$

Điều đó có nghĩa là, khi so sánh biểu thức (10-6) với (10-8). Tỷ số C/I đã được nâng lên một lượng R_1 mà công suất tín hiệu thu được ở A không có suy hao nào cả. Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương (EIRP) ở B đã được nâng lên, sẽ tăng mức nhiễu ở C cao hơn nhưng mức này thấp hơn giá trị giảm cấp cho phép, tuyến giữa các giá trị C và D vẫn có thể làm việc được.



Hình 10.3- Các đường nhiễu để minh họa cho nguyên tắc điều chỉnh suy hao

10.1.3. Tính chất nhiễu của các hệ thống viba số

Như đã nói đến trong mục 6.3.3, giá trị C/N trong các đường cong tỉ số sóng mang trên tạp âm lý thuyết/xác suất lỗi cho các sơ đồ điều chế khác nhau là giá trị của độ rộng băng tạp âm hệ thống là cực tiểu cần để truyền dẫn tín hiệu. Độ rộng băng ký hiệu cực tiểu này được hiểu là độ rộng băng Nyquist hai biên, và băng tốc độ ký hiệu của hệ thống tính bằng Hz. Một tên thay đổi khác của độ rộng băng Nyquist hai biên là độ rộng băng tốc độ ký hiệu. Ví dụ: nếu tín hiệu truyền đi 140 Mbit/s dùng máy phát vô tuyến 64-QAM, thì tốc độ ký hiệu là $140/\lg_2 64 = 23,333$ Mbit/s và độ rộng băng tạp âm hai biên bằng 23,333 MHz. Bởi vì các vấn đề trong thiết kế các bộ lọc, để truyền dẫn ở độ rộng băng này, không bao giờ đạt được độ rộng băng cực tiểu tuyến viba thực tế, ngoại trừ khi dùng đến báo hiệu đáp ứng từng phần.

Định nghĩa một cách chính xác, C/N là tỉ số của công suất sóng mang IF chưa điều chế trên công suất tạp âm IF. Như trong mục 6.3.5 đã nói đến, do một số hệ thống như PSK, APK, v.v... không có thành phần sóng mang có thể nhận dạng và phổ phát thích ứng với phổ $\sin x/x$ bị cắt, C/N có lúc lấy theo công suất sóng mang IF không điều chế, có lúc lấy theo công suất sóng mang IF đã điều chế. Cần phải xác định là lấy theo cái nào, các kết quả phải được so sánh, vì công suất tín hiệu thu IF có điều chế khác với không điều chế. Lượng này thực tế phụ thuộc vào sơ đồ điều chế. Ngược lại, nếu C/N đã được xác định ở đầu ra giải điều chế, giá trị sẽ khác so với giá trị đo tại đầu ra của bộ lọc IF hẹp nhất trong mắt xích máy thu, bởi vì lọc cao tần (radio) sau điểm đo thay đổi độ rộng băng tạp âm hiệu dụng và do đó công suất tạp âm tổng cũng thay đổi. Mặt khác để khắc phục điều này, các kết quả đo C/N nên được ghi đồng thời với độ rộng băng tạp âm đo được nếu công suất sóng mang/mật độ phổ tạp âm không được sử dụng.

Mật độ phổ tạp âm η độc lập với độ rộng băng, như đã nói trong mục 6.3.5 và tính bằng W/Hz . Các ảnh hưởng đối với C/N và xác suất lỗi (lỗi ký hiệu trong các sơ đồ điều chế m mức xem mục 7.7.1) do nhiễu là tương tự như các ảnh hưởng của pha đỉnh phẳng. Bất kỳ tín hiệu nhiễu nào hiện diện tại anten thu có phổ tín hiệu nằm trong băng thông RF và các bộ lọc IF sẽ đi thẳng qua máy thu vào bộ giải điều chế. Nếu phổ nằm ngoài băng thông các bộ lọc này, tín hiệu nhiễu sẽ chịu méo suy hao, tỉ lệ với lượng phổ ngoài băng có mặt. Giả sử rằng không có méo suy hao đối với tín hiệu nhiễu, thì C/I sẽ giữ không đổi khi đi qua các mạch máy thu và các thành phần mong muốn cũng như không mong muốn đều bị xử lý như nhau. Quá trình tái tạo lại ký hiệu có nhiễu trong đó, hoặc tạp âm tăng lên do C/N thấp, do bởi pha đỉnh phẳng, sẽ bị ảnh hưởng bởi các thành phần không mong muốn chồng lên các ký hiệu và một số liên tục các mức sẽ sinh nhiều hơn hai mức cho phép. Do tín hiệu nhiễu có tác dụng như tạp âm trắng, nên sự phân bố của chúng có thể là Gauss, và xác suất lỗi có thể tính đối với mức nhiễu đã cho. Các đường cong lý thuyết đối với mỗi sơ đồ điều chế được giới thiệu trong chương 6, chỉ rõ xác suất của lỗi ký hiệu đối với tỉ số sóng mang trên tạp âm đã cho. Hình 10.4 vẽ các đường cong điển hình (BER theo C/N) cho các máy thu thực tế. Đường cong lý thuyết là các đường đứt nét để so sánh đường cong máy thu được hiệu chỉnh và đồng bộ tốt, và tương tự, so sánh với đường cong của máy thu thực tế hiệu chỉnh, đồng bộ kém.

Đối với máy thu đồng bộ tốt, đường cong chỉ tiêu chất lượng sẽ dịch về bên phải so với đường cong lý thuyết, vì sự không hoàn thiện và tạp âm bên trong máy thu. Sự dịch này gọi là "độ dự trữ bổ sung C/N ". Đường biểu diễn thực tế ở

đầu cuối BER thấp cũng bị nhỏ dần đi, do ISI không kết hợp, tạp âm và các sự không hoàn chỉnh thực tế khác. Tuy vậy, tỷ số BER dư của tuyến viba thực tế đồng bộ tốt là rất thấp, điển hình $< 10^{-10}$. Đối với hệ thống đồng bộ kém, chất lượng toàn bộ bị giảm sút so với hệ thống đồng bộ tốt và tỷ số BER dư sẽ lớn hơn 10^{-10} .

Ảnh hưởng của nhiễu làm dịch các đường cong bổ sung thực tế xa hơn nữa về bên phải. Độ dịch tỉ lệ với C/I . Điều đó có nghĩa là khi tăng độ nhiễu (như C/I giảm xuống) giống như tăng tạp âm nhiệt làm giảm C/N . Để duy trì BER như nhau phải tăng C/N . Nếu tạp âm N được xét ở đầu ra máy thu, có thể biểu thị:

$$N = 10 \lg(kTWF) \quad (\text{dBm})$$

$$= -174 \text{ dBm} + 10 \lg W + F \text{ dB} \quad (10-9)$$

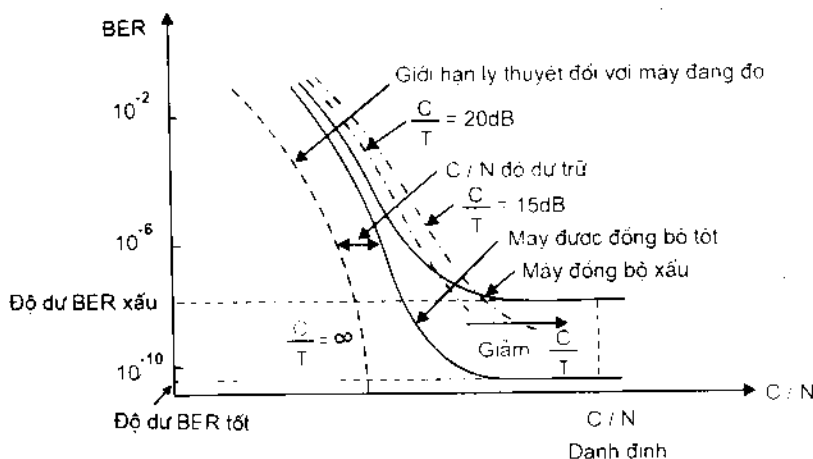
Trong đó, k : hằng số Boltzman ($1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)

T : nhiệt độ tuyệt đối, độ Kelvin

kT : -174 dBm ở $15,34^\circ\text{C}$

W : độ rộng băng IF, Hz.

F : hệ số tạp âm máy thu, dB



Hình 10.4- Ảnh hưởng của tạp âm đối với BER; Các giá trị BER dư của máy thu tốt và kém

Sử dụng biểu thức (10-9), tỷ số C/N có thể được biểu diễn bằng mức đầu vào RF đối với máy thu, như trên hình 10.1. Ví dụ, nếu hệ số tạp âm $F = 9 \text{ dB}$

và độ rộng băng IF là 28 MHz thì $N = -90,53$ dBm. So sánh hình 6.5 với 10.1, ta thấy độ dư trữ bổ sung với $BER = 10^{-7}$ là 0,8 dB. Bảng 10.3 cho các số liệu so sánh những sơ đồ điều chế khác nhau khi có nhiễu sóng mang và trên kênh pha đình Rayleigh.

Bảng 10.3 Đặc tính chất lượng của các sơ đồ điều chế tiêu biểu khi có nhiễu sóng mang và đối với kênh pha đình Rayleigh.

Loại	Sơ đồ điều chế	C/N với $BER = 10^{-4}$		C/N trung bình với $BER = 10^{-2}$
		C/I = 10 dB	C/I = 15 dB	
AM	OOK: tách sóng thích hợp	20	14,5	17*
	OOK: tách sóng đường bao	.	.	19*
	QAM	.	.	14
FM (d=0,5)	FSK: tách sóng không kết hợp (d = 1)	14,7	13,3	20
	CP-FSK: tách sóng kết hợp (d = 0,7)	.	.	13*
	CP-FSK: tách sóng không kết hợp (d = 0,7)	.	.	18*
	MSK: (d=0,5)	.	.	14
	MSK: mã hoá vi sai	.	.	17
PM	BPSK: tách sóng kết hợp	10,5	9,2	14
	DE-PSK	11	9,7	17
	DPSK	12	10,3	17
	QPSK	12,2	9,8	13,5
	DQPSK	> 20	14	20
	8-PSK: tách sóng kết hợp	20	15,8	16,5
	16-PSK: tách sóng kết hợp	.	> 24	21
AM/PM	16-APK	.	.	18

Ghi chú:

* Giả sử khoảng quan sát 3 bit

Giả sử ngưỡng biến thiên tối ưu.

d: Chỉ số điều chế.

Bảng 10.3 minh hoạ ảnh hưởng của nhiễu sóng trong băng (sụt 10 dB hoặc 15 dB công suất so với tín hiệu mong muốn) đối với giá trị C/N yêu cầu khi $BER = 10^{-4}$. Tình trạng này được biểu thị hoặc đối với các búp biên nhiễu do

các kênh lân cận, hoặc đối với búp chính do nhiễu cùng kênh. Trong số các sơ đồ mà số liệu của chúng đã có sẵn, thì FSK và BPSK không phối hợp là thiết thực nhất và chúng tỏ độ giảm cấp so với đặc tính lý tưởng là ít nhất, trong khi đó những sơ đồ điều chế mức cao hơn lại bị giảm cấp nhiều nhất.

10.2 CHỌN TẦN SỐ TRUNG TẦN ĐỐI VỚI HỆ THỐNG VÔ TUYẾN CHUYỂN TIẾP SỐ DUNG LƯỢNG LỚN

Báo cáo 788 của CCIR xét việc chọn tần số trung tần (IF) dựa trên sự ảnh hưởng của nó đến khả năng thực hiện, cỡ, chi phí và độ tin cậy của các hệ thống con như các bộ điều chế, khuếch đại, trộn, giải điều chế. Hơn nữa, đối với các hệ thống viba số làm việc với tốc độ trên 100 Mbit/s, IF có thể tác động đến các đặc tính bức xạ và nhiễu không mong muốn của hệ thống và do đó chúng ảnh hưởng đến các đặc tính của bộ lọc kênh. Trong bộ điều chế phát, đầu ra IF của bộ điều chế có tín hiệu IF điều chế pha mà phổ tần của nó mở rộng xuống đến tần số băng gốc, với các thành phần bao quanh tần số "không" (zero) sinh ra những tín hiệu không mong muốn trong băng thông IF. Các bộ lọc có thể gạt bỏ hết những thành phần băng gốc, nhưng những thành phần bao trùm trong băng khi dùng bộ điều chế chuyển mạch thì không thể lọc ra khỏi và mức có thể đủ lớn để tham gia vào độ méo toàn kênh. Hơn nữa các hài bậc cao hơn có thể xen vào băng thông IF và được truyền đi. Với những giá trị IF cao dễ dàng gạt bỏ những nguồn nhiễu này hơn.

Giá trị IF phát mong muốn nên chọn thỏa mãn:

$$f_{IF} > \text{khoảng } 3r_s \quad \text{trong đó } r_s \text{ là tốc độ của ký hiệu số.} \quad (10-10)$$

IF sử dụng trong các hệ thống FDM - FM được chọn cho phép xen vào các tần số sóng mang và dao động nội để giảm nhiễu một cách đáng kể. Sự sắp xếp này không lợi đối với hệ thống số dung lượng lớn vì tỷ số của độ rộng băng tín hiệu trên khoảng cách kênh là khá cao, và các dao động trong băng có thể đặt ra vấn đề nhiễu.

Tuy nhiên, IF có thể được chọn theo:

$$f_{IF} = (n - 0,5) \cdot \Delta F \quad (10-11)$$

trong đó ΔF là khoảng cách kênh và n là số nguyên.

Do đó, trong việc chọn IF, cần xét can nhiễu đi và đến từ các kênh lân cận, và các máy phát nội, một yếu tố phụ thuộc vào việc loại bỏ ảnh hưởng nhiễu do bộ lọc kênh và chức năng cơ bản của nó là xác định đặc tính kênh số. Những

tần số mà ở đó nhiễu có thể ảnh hưởng đến hệ thống nằm ngoài băng RF đã phân bố là tần số dao động nội máy thu; tần số kênh ảnh của máy thu và IF.

Nói chung, tần số kênh ảnh nhạy nhất trong ba tần số này, và nếu như không có bảo vệ đầy đủ bằng các bộ lọc kênh, có thể cần thiết bảo vệ tần số kênh ảnh bằng cách chọn IF thích hợp. Để bảo vệ toàn bộ cả kênh ảnh và dao động nội khỏi nhiễu ngoài băng, cần thiết phải chọn IF sao cho tần số kênh ảnh và dao động nội rơi vào trong băng tần sử dụng. Nhưng sự phân bố như vậy lại đặt kênh ảnh vào tình trạng nhiễu tăng lên từ các máy phát trong băng cục bộ. Đưa các bộ lọc thích hợp thêm vào có thể giảm tình trạng nhiễu này, làm cho việc chọn IF ít lệ thuộc vào tiêu chuẩn nhiễu.

Những khả năng bức xạ ngoài băng từ: dao động nội máy phát và biên tần không mong muốn của máy phát.

Bộ lọc kênh phát với sự hỗ trợ của các bộ lọc phụ thêm và IF cao có thể loại bỏ những bức xạ này. Một số tần số trung gian được sử dụng là: 140 MHz; 360 MHz; 1,2GHz; 1,25 GHz và 1,7 GHz.

10.3. KHÁI NIỆM VỀ SẮP XẾP TẦN SỐ SIÊU CAO VÀ CÁC TÍNH TOÁN VỀ NHIỄU

Trước đây thiết kế một tuyến viba chủ yếu đề cập tới việc bảo đảm thỏa mãn tiêu chuẩn khoảng hở của chặng, và những tính toán đặc tính, tuyến thỏa mãn bộ mục tiêu của hệ thống. Hiện nay, hầu hết các nước khi thiết kế tuyến viba đều xét đến các yếu tố thêm vào như:

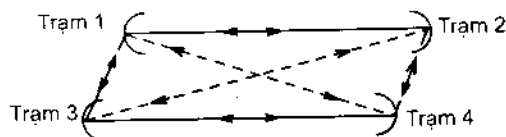
- Các tần số viba khác nhau có thể được sử dụng trong vùng có liên quan.
- Các trạm radar có thể gây nhiễu đến hệ thống.
- Việc thiết lập một tuyến mới không gây nhiễu cho các hệ thống đang có và không bị các hệ thống này nhiễu đến.
- Kiến thức về các trạm vệ tinh mặt đất hiện có nằm trong cự ly sắp xếp yêu cầu đối với trạm viba dự định đặt.
- Những tần số được chọn cho tuyến dự định cho phép phối hợp với các vị trí hiện có ở những điểm đầu nối hoặc các điểm ở đó tuyến mới cắt ngang qua các tuyến khác.
- Khả năng nhiễu của trạm dự định đặt đối với các vệ tinh đồng bộ với trạm hoặc các vệ tinh tương lai trên xích đạo.

Thường cơ quan chủ quản quan tâm đến việc đăng ký tất cả các tần số trong nước hoặc trong vùng có ghi đầy đủ những máy phát viba đang có với những thông tin có liên quan như kinh độ, vĩ độ của mỗi vị trí trạm, công suất phát tính theo dBm hoặc dBW, các loại anten và độ tăng ích của anten, và những tần số kênh.

10.3.1. Tính toán nhiễu để phối hợp sắp xếp

Thủ tục phối hợp một đường truyền dự định hoặc đang nghiên cứu một đường truyền đang có, liệu có nhiễu nghiêm trọng hay không thường bắt đầu bằng cách xét góc phương vị, các cự li đường truyền của tất cả các tuyến đang làm việc trong vùng trực tiếp của chặng dự định thiết lập. Hình 10.5 vẽ những khả năng nhiễu giữa 2 trạm của 2 đường truyền.

Ta sẽ xét trường hợp đơn giản với 2 chặng như trên hình 10.5, mặc dù trong thực tế số chặng thường nhiều hơn. Tuy nhiên cũng áp dụng những nguyên tắc như vậy với bất kỳ số chặng nào trong vùng sắp xếp. Góc phương vị giữa các trạm 1 đến 2, trạm 1 đến 3, trạm 1 đến 4, trạm 2 đến 3, trạm 2 đến 4 đều được tính cùng với suy giảm không gian tự do đối với mỗi đường truyền.



Hình 10.5- Các khả năng nhiễu giữa 2 đường truyền.

Khi biết công suất phát đi từ mỗi trạm cùng với tăng ích của anten thu và phát ta có thể xác định mức thu của mỗi tín hiệu đến từng máy thu riêng biệt. Tại điểm này không bao gồm hệ số khử ghép anten hoặc độ phân biệt của nó đối với các điểm bị nhiễu. Để tiến hành phần tính toán này, đầu tiên phải xác định những góc phân biệt giữa đường truyền bình thường với các đường bị nhiễu và mỗi góc được so sánh với biểu đồ phân cực của mỗi anten mà cho phép xác định được tăng ích của mỗi anten mà mỗi anten này là nguồn có thể gây nhiễu cho trạm thu. Với thông tin này các giá trị C/N được tính cho những đường sau: trạm 1 đến trạm 4 từ trạm 3, trạm 1 đến trạm 3 từ trạm 4, trạm 2 đến trạm 3 từ trạm 4, và trạm 2 đến trạm 4 từ trạm 3. Cũng có thể xét các hàm thuận nghịch để xác định C/N đối với trạm 4 đến trạm 1 từ trạm 2 v.v... Ta có thể xử lý số lượng tính toán chỉ với 2 chặng, còn số lượng tính toán liên quan đến nhiều chặng hơn nữa, chỉ có thể tính bằng máy tính. Mỗi giá trị C/N sau đó

được so sánh đối chiếu để có thể chấp nhận đối với từng trạm riêng. Điều đó có nghĩa là nếu mỗi trạm có loại máy thu khác nhau, C/N cho phép với mỗi trạm có thể khác nhau. Trong máy tính bảng đối chiếu tần số xác định thường đưa vào cơ sở dữ liệu.

Sau khi so sánh với C/I cho phép, chú ý đến các đường nhiễu vượt quá mục tiêu làm việc thích ứng của các chặng hiện có hoặc dự định thiết lập. Chương trình phân tích nhiễu của máy tính thường không xét cụ li sắp xếp có bán kính trên 200 km và kiểm tra trên 10 đường dự kiến đối chiếu với tất cả các đường hiện có cùng một lúc. Một khi các đường nhiễu đã nhận ra, mỗi đường được xét riêng biệt trong điều kiện tầm nhìn thẳng và bất kỳ suy hao nhiễu xạ nào cũng có thể có hệ số k bình thường và cực tiểu. Đối với một đường nhiễu ngắn hơn 120 km từ chặng dự kiến, nếu các điều kiện tầm nhìn thẳng tồn tại mọi lúc với $k = 4/3$ đến $k = \infty$, thì trường hợp được xét là tầm nhìn thẳng cho mục đích nghiên cứu nhiễu. Nếu đường truyền bị mặt đất chắn ở $k = \infty$, có thể tính suy hao tán xạ đối lưu và nhiễu xạ xảy ra ở những tỉ lệ phần trăm thời gian khác nhau.

Sau khi tìm thấy C/I không chấp nhận được do các tuyến viba khác làm việc trong khu vực, nhiệm vụ tiếp theo là xét đường truyền dự kiến bị bất kỳ nhiễu nào gây ra như radar hay các nguồn phát khác; ở những nơi tồn tại nhiễu như thế, sử dụng quá trình tính toán tương tự như trên để xác định C/I cho mỗi trạm và kiểm tra xem giá trị của nó có vượt qua hệ số cho phép hay không. Tương tự, sau khi đã hoàn thành nhiệm vụ này, cần phải xét nhiễu do các vệ tinh. Việc nghiên cứu toàn bộ nhiễu khi thực hiện với một số chặng, thường do Nhà nước quản lý. Ở những nơi tần số phân bố cho những ngành riêng còn ít, có thể thiết lập các dãy số hiệu riêng về các tần số. Tuy nhiên việc đưa vào tất cả các thông tin có liên quan về tần số có thể gặp khó khăn do các lý do quân sự hoặc những lý do khác. Nếu như thấy lượng can nhiễu đối với tuyến dự kiến tăng hơn so với tuyến hiện có, cần thiết kế lại cho bảo đảm. Có thể chỉ là vấn đề thay đổi công suất ra của các máy phát trên tuyến dự kiến, hoặc sắp xếp lại các độ suy hao của chặng (nếu có) như mô tả trong mục 10.1.2. Tuy nhiên có thể phải đổi tần số hoặc dùng thiết bị vô tuyến, anten khác v.v...

Dưới đây là phương pháp từng bước dùng để tính nhiễu vào máy thu viba điển hình số ở điểm nút. Trong chương này gồm những tính toán như vậy, để phục vụ các độc giả muốn tính bằng tay can nhiễu ở từng chặng (hoặc những chặng) nghi ngờ, trong vùng lân cận, có thể làm cho C/I ở ngưỡng và giảm cấp ngưỡng vượt quá những giá trị đã sử dụng trong tính toán chặng ở chương 9. Đối với mỗi nút được xét, các tín hiệu nhiễu do những máy phát ngoài đưa vào

máy thu ở những điểm nút đều được tính. Nhiều do những máy phát của các trạm nút đưa đến máy thu nằm ngoài, mà tín hiệu nhiễu và tín hiệu hữu ích truyền dọc theo cùng tuyến đều có pha định tương quan một diện rộng và không xét đến.

Bước 1: Số chạng của sóng mang hữu ích được dùng trong tính toán tuyến đối với cùng chạng dự kiến.

Bước 2: Số chạng của sóng mang nhiễu được dùng để tính đối với chạng đó.

Bước 3: Mức ngưỡng thu RF với BER đã xác định khi không có nhiễu RF đối với chạng đã xác định trong bước 1.

Bước 4: Công suất ra máy phát của trạm nhiễu đối với chạng chỉ định trong bước 2.

Bước 5: Suy giảm không gian tự do dọc theo tuyến nhiễu.

Bước 6: Suy hao phỉơ ở trạm gây nhiễu.

Bước 7: Suy hao phỉơ ở trạm bị nhiễu.

Bước 8: Tăng ích anten danh định ở trạm gây nhiễu.

Bước 9: Tăng ích anten danh định ở trạm bị nhiễu.

Bước 10: Suy hao rẽ nhánh.

Bước 11: Suy hao đầu nối và phối hợp.

Bước 12: Khoảng vòng cung lớn giữa đường nhiễu và đường thu ở anten thu tại trạm bị nhiễu.

Bước 13: Phân cực tương đối của tín hiệu thu và tín hiệu nhiễu (X: phân cực chéo; C: cùng phân cực).

Bước 14: Độ phân biệt của anten. Đối với các tín hiệu cùng phân cực hình vẽ lấy từ đồ thị bức xạ cùng phân cực của anten thu ở trạm bị nhiễu. Đối với tín hiệu phân cực chéo, hình vẽ lấy từ tổ hợp của:

a) Phân biệt phân cực chéo ở trạm thu với khoảng cách góc cho trong bước 12.

b) Phân biệt cùng phân cực ở trạm thu với khoảng cách góc cho trong bước 12, cộng với suy hao tia sóng của phân cực nhiễu ở trạm nhiễu.

Bước 15: Độ chọn lọc. Đây là ảnh hưởng của độ chọn lọc toàn bộ đối với tỉ số:

$$\frac{(\text{Năng lượng thu được từ phổ hữu ích})}{(\text{Năng lượng thu được từ phổ nhiễu})} \quad (10-12)$$

Giả sử các sóng mang hữu ích và nhiễu được điều chế với các dãy bit ngẫu nhiên.

Bước 16: Tỷ số sóng mang trên nhiễu riêng. Tỷ số này bằng (C-I) dB trong đó C là ngưỡng thu và I tính theo:

$$\begin{aligned} I &= \text{Ra máy phát} - \text{suy hao không gian tự do} - \text{suy hao phôi} \\ &\quad + \text{tăng ích anten} - \text{suy hao rẽ nhánh} - \text{suy hao bộ phối hợp/đầu nối} \\ &\quad - \text{độ phân biệt của anten} - \text{độ chọn lọc} \\ &= \text{Bước 4} - \text{bước 5} - \text{bước 6} - \text{bước 7} + \text{bước 8} + \text{bước 9} - \text{bước 10} \\ &\quad - \text{bước 11} - \text{bước 14} - \text{bước 15}. \end{aligned} \quad (10-13)$$

Bước 17: Hệ số đỉnh nhiễu RF. Hệ số đỉnh của toàn bộ nhiễu do các nguồn nhiễu đồng dạng khác nhau ở cùng máy thu được lấy từ:

$$PF = 10 \lg \frac{[1 + (I_2/I_1)^{1/2} + (I_2/I_1 \times I_3/I_2)^{1/2} + \dots + \dots]^2}{[1 + I_2/I_1 + (I_2/I_1 \times I_3/I_2 + \dots + \dots)]} \quad (10-14)$$

Bước 18: Tỷ số sóng mang trên nhiễu tổng:

$$(C/I)_t = C/(I_1 + I_2 + \dots + I_n) \quad \text{với } n \text{ nguồn nhiễu khác nhau.} \quad (10-15)$$

Bước 19: Sự giảm cấp cuối cùng của ngưỡng BER lấy từ C/I tổng (bước 18) và hệ số đỉnh của nó (bước 17). Bước 19 cũng xét trong mục 10.3.2.1.

10.3.2. Giải thích các phép tính

10.3.2.1. Hệ số đỉnh

Hệ số đỉnh là giá trị đỉnh của đường bao nhiễu R chia cho giá trị RMS của đường bao điều chế. Tham số này dùng để xác định C/I với C/N tại BER đã xác định đối với hệ thống điều chế PSK kết hợp (CPSK). Tín hiệu điều chế góc không lọc có hệ số đỉnh bằng 0. Báo cáo 388 - 5 CCIR minh họa các đường cong của C/I theo C/N với xác suất lỗi bit 10^{-3} , 10^{-5} , 10^{-7} , 10^{-9} tương ứng. Các đường cong áp dụng cho những trường hợp đa nhiễu và đơn nhiễu. Sử dụng các đường cong này có ưu việt là không cần phải xác định chính xác sự phân bố thống kê của tạp âm. Phương pháp này yêu cầu chỉ cần biết giá trị C/N ở đầu vào giải điều chế, giá trị đỉnh-đến-RMS hoặc hệ số đỉnh và tỉ số các công suất của tín hiệu hữu ích và C/I nhiễu. Đối với các hệ thống CPSK có M trạng thái:

$$C/I_{(M \text{ trạng thái})} = C/I_{(2 \text{ trạng thái})} - 10 \lg[\sin^2(\pi/M)] \quad (10-16)$$

Như với hệ QPSK, trong đó $M = 4$, giá trị C/I thay cho C/N riêng và hệ số đỉnh sẽ được xác định trước hết đối với hệ thống 2 trạng thái và sau đó chuyển

đổi sang QPSK. Giá trị xác suất lỗi cũng được định tỉ lệ đối với một C/I xác định với một P_e tương đương cho hệ thống M trạng thái theo:

$$P_{e(M \text{ trạng thái})} \text{ với } (C/N)_1 = 2.P_{e(2 \text{ trạng thái})} \text{ với } (C/N)_1 + 10.\lg[\sin^2(\pi/M)] \quad (10-17)$$

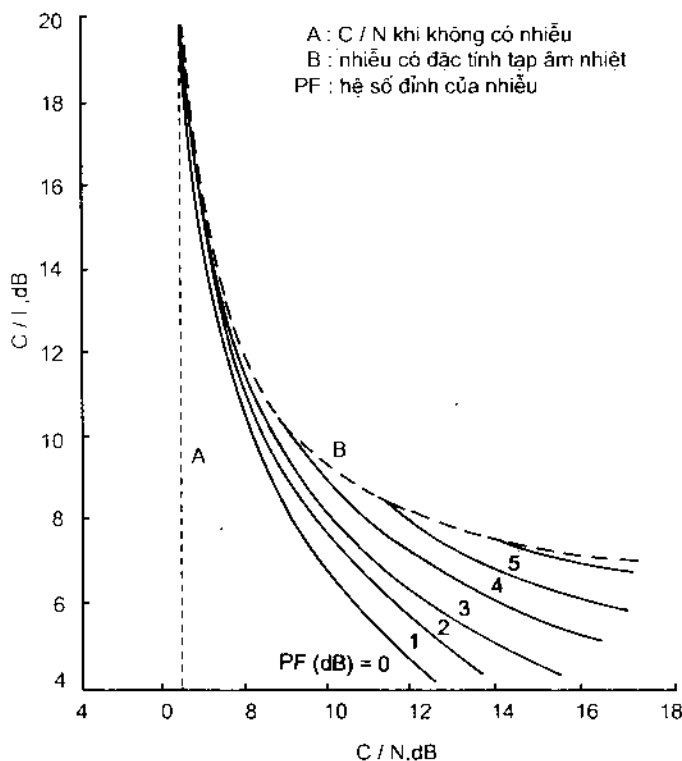
Hình 10.6 minh họa một họ đường cong nói trên cho việc xác định giá trị của C/I khi hệ số đỉnh và C/N ở đầu vào giải điều chế đã biết. Đối với tín hiệu điều chế góc đơn (FM, DM, CPSK hoặc DPSK) can nhiễu với CPSK 2 trạng thái, có thể lấy kết quả trực tiếp từ hình 10.6, hoặc đối với BER khác nhau, cả hai có trong Báo cáo 388 - 5 CCIR khi sử dụng các đường cong đối với hệ số đỉnh zero.

Từ đó ta có thể rút ra kết luận chung sau đây:

- * Khi công suất tín hiệu nhiễu bằng hoặc lớn hơn công suất tạp âm nhiệt, thì ảnh hưởng của nhiễu điều chế góc xem như nhỏ hơn (so với ảnh hưởng của cùng một lượng) công suất tạp âm trắng Gauss.
- * Khi công suất tín hiệu nhiễu nhỏ hơn so với công suất tạp âm nhiệt thì hiệu ứng đối với tỉ lệ lỗi có thể xem như an toàn do cân bằng tín hiệu nhiễu với tín hiệu tạp âm trắng Gauss có công suất tương ứng.
- * Với một C/N đã cho, mức M càng cao, thì hệ thống càng dễ bị nhiễu.

Bước 19: Nói thêm về phương pháp trên (BER của CPSK theo C/I, dùng hệ số đỉnh), một phương pháp có thể được sử dụng với nhiều nguồn nhiễu, đã được Prabhu triển khai sớm hơn. Phương pháp này xác định giá trị C/I đối với CPSK có M trạng thái và cũng cùng với họ đường cong đã được minh họa với một nguồn nhiễu cho 8- và 16-CPSK. Mục đích chủ yếu của tính toán nhiễu là để nhận được giá trị suy giảm trong mức tín hiệu thu do nhiễu gây ra. Sự suy giảm này sẽ tác động trực tiếp đến giá trị của độ dự trữ pha đỉnh hiệu dụng và do đó ảnh hưởng đến chất lượng toàn bộ của chặng. Như đã nói trước đây, khi tính toán đường truyền đã rút ra được hệ số suy giảm đối với giá trị C/I xác định (trường hợp xấu nhất thường là 15 dB). Trong những điều kiện có thể là C/I nhỏ hơn 15 dB, cần phải tính toán những ảnh hưởng của C/I đối với ngưỡng C/N để xác định độ suy giảm của BER. Trong thực tế, do các ảnh hưởng của nhiễu không dễ dàng gì, và kết quả chủ yếu là dựa trên tính toán. Hơn nữa đối với ảnh hưởng của nhiễu, đường cong BER đối với C/N đại diện cho thiết bị xuất xưởng thực tế, có thể đã chịu một sự suy giảm do thiết bị không hoàn hảo và đồng bộ sai. Điều này đã nói trong mục 10.1.3. Độ suy giảm của ngưỡng thu (hoặc C/N) nên lấy theo mức thực tế này hoặc theo mức được đảm bảo của nhà chế tạo. Một trong những bảng dưới đây, giới thiệu các giá trị

đảm bảo của BER đối với C/N đã cho, sao cho bất kỳ việc tính toán nào để xác định độ suy giảm ngưỡng thu thực tế sẽ có giá trị trên hiện trường.



Ghi chú: các đường cong theo lý thuyết

Hình 10.6- Quan hệ giữa C/I và C/N với $BER = 10^{-3}$ và các hệ số đỉnh nhiễu khác nhau.
(Theo Báo cáo 388-s CCIR)

10.3.2.2. Xác suất lỗi với C/I khác nhau của các sơ đồ điều chế khác nhau

QASK

Đối với các tín hiệu QASK, một phương pháp để xác định giới hạn trên của P_e đã được triển khai. Nhưng với $C/I > 25$ dB giới hạn trở nên rất khó sử dụng. Một số giá trị tiêu biểu cho trong bảng 10.4.

DPSK

Với DPSK M trạng thái trong đó $M = 4$, Rosenbaum đưa ra đồ thị của P_e cần đạt theo C/N đối với C/I khác nhau. Bảng 10.5 ghi một số kết quả điển hình từ các đồ thị giới thiệu trong bài báo của Rosenbaum.

**Bảng 10.4 Các giá trị gần đúng của C/N với P_e khác nhau
trong hệ 16-QASK**

P_e	C/I	C/N	P_e	C/I	C/N
10^{-3}	∞ (chính xác)	17,8	10^{-3}	30	19,5
10^{-3}	∞ (thực tế)	18,4	10^{-3}	25	21,9
10^{-4}	∞ (chính xác)	19,0	10^{-4}	30	20,6
10^{-4}	∞ (thực tế)	19,9	10^{-4}	25	24,0
10^{-6}	∞ (chính xác)	20,8	10^{-6}	30	23,0
10^{-6}	∞ (thực tế)	21,7	10^{-6}	25	29,8

QAM

Đối với QAM M trạng thái trong đó $M = 16$, một số đồ thị điển hình có thể ứng dụng với NEC 140 Mbit/s 16-QAM cho trong bảng 10.6.

Ví dụ 1

Xác định độ suy giảm của C/N khi $P_e = 10^{-3}$ đối với NEC 16-QAM, 140 Mbits, 15 GHz trong đó C/I đã xác định là 20 dB do ảnh hưởng nhiễu cùng kênh.

Giải

Từ bảng 10.6, giá trị đảm bảo của C/N với $P_e = 10^{-3}$ khi không có nhiễu ($C/I = \infty$) đã cho là 20,5 dB. Với $C/I = 20$ dB, giá trị C/N ứng với $P_e = 10^{-3}$ tìm được là 21,7 dB. Do đó độ suy giảm của C/N sẽ là $(21,7 - 20,5) = 1,2$ dB lớn hơn C/N đảm bảo đối với $C/I = \infty$.

**Bảng 10.5 Các giá trị gần đúng của C/N với P_e và C/I khác nhau
trong các hệ 4-DPSK**

P_e	C/I	C/N	P_e	C/I	C/N
10^{-3}	∞	12,6	10^{-3}	12	18,2
10^{-3}	15	15,4	10^{-3}	18	14,1
10^{-3}	20	13,6			
10^{-4}	∞	14,2	10^{-4}	12	20,5
10^{-4}	15	17,4	10^{-4}	18	16,2
10^{-4}	20	15,3			
10^{-6}	∞	16,2	10^{-6}	12	23,2
10^{-6}	15	20	10^{-6}	18	{ 19,9 (2 nguồn nhiễu) 19,8 (6 nguồn nhiễu)
10^{-6}	20	17,5			

Ví dụ 2

Xác định độ suy giảm C/N ứng với $BER = 10^{-3}$ đối với NEC 16-QAM, 140 Mbit/s, 15 GHz, trong đó C/I đã được xác định là 6 dB do ảnh hưởng nhiễu của nguồn nhiễu kênh lân cận có sóng mang cách sóng mang bị nhiễu là 40 MHz.

Giải

Từ bảng 10.6, giá trị đảm bảo của C/N với $BER = 10^{-3}$ khi không nhiễu ($C/I = \infty$) đã cho là 20,5 dB. Với $C/I = 6$ dB, tìm được giá trị của C/N với cùng $BER = 10^{-3}$ là 20 dB. Do đó độ suy giảm của C/N là $(20,5 - 20,0) = 0,5$ dB nhỏ hơn C/N đảm bảo đối với $C/I = \infty$.

Bảng 10.6 16-QAM P_e đối với các giá trị gần đúng C/N với các C/I khác nhau

P_e	C/I (cùng kênh)	C/N	P_e	C/I (kênh lân cận)	C/N (cách nhau 40 MHz)
10^{-3}	∞ (chính xác)	17,6	10^{-3}	∞ (chính xác)	17,6
10^{-3}	∞ (thực tế)	18,5	10^{-3}	∞ (thực tế)	18,5
10^{-3}	∞ (đảm bảo)	20,5	10^{-3}	∞ (đảm bảo)	20,5
10^{-3}	30	18,8	10^{-3}	10	18,8
10^{-3}	25	19,5	10^{-3}	6	20,0
10^{-3}	22	21,1	10^{-3}	4	21,2
10^{-3}	20	21,7			
10^{-4}	∞ (chính xác)	19,0	10^{-4}	∞ (chính xác)	19,0
10^{-4}	∞ (thực tế)	20,2	10^{-4}	∞ (thực tế)	20,2
10^{-4}	∞ (đảm bảo)	22,5	10^{-4}	∞ (đảm bảo)	22,5
10^{-4}	30	20,8	10^{-4}	10	20,8
10^{-4}	25	21,7	10^{-4}	6	22,6
10^{-4}	22	23,6	10^{-4}	4	25,7
10^{-4}	20	26,3			
10^{-6}	∞ (chính xác)	20,9	10^{-6}	∞ (chính xác)	20,9
10^{-6}	∞ (thực tế)	23,0	10^{-6}	∞ (thực tế)	23,0
10^{-6}	∞ (đảm bảo)	25,4	10^{-6}	∞ (đảm bảo)	25,4
10^{-6}	30	24,0	10^{-6}	10	24,5
10^{-6}	25	26,4	10^{-6}	6	31,2
10^{-6}	22	34,0	10^{-6}	4	∞
10^{-6}	20	∞			

Ghi chú:

- Mức thu đầu vào (R_x) với băng tần 4 GHz được tính bởi $C/N - 95 = R_x$ dBm.
- Mức thu đầu vào (R_x) với băng tần 15 GHz được tính bởi $C/N - 92,4 = R_x$ dBm. Giá trị BER đảm bảo được đo ở băng gốc và dùng cho hệ thống một chặng (không nhiễu).

Ví dụ 3

Xác định độ suy giảm tổng về độ dự trữ pha đỉnh đối với cùng loại thiết bị viba cho trong ví dụ 1 và 2, nếu nguồn nhiễu cùng kênh và kênh lân cận đều có mức như trong cả hai ví dụ.

Giải

Độ suy giảm tổng sẽ là tổng của độ suy giảm trong ví dụ 1 và 2, tức là $-0,5 + 1,7 = 1,7$ dB vì $-0,5$ dB không thể xem như sự suy giảm. Nếu trong sự suy giảm này, mức tín hiệu thu phải tăng lên 1,7 dB so với trường hợp không có nhiễu xuất hiện thì độ dự trữ pha đỉnh phẳng FM_o phải giảm đi một lượng như vậy, trừ khi đã có dự phòng cho sự suy giảm đó (xem bước 30 của tính toán đường truyền, mục 9.2.2).

10.3.2.3. Anten

KÍCH THUỐC ANTEN

Kích thước anten tức là đường kính của khẩu độ bức xạ đối với anten parabol. Kích thước khẩu độ bức xạ nhỏ hơn đường kính thực của đĩa. Một anten parabol bình thường có lắp đường viền uốn hoặc đường viền phía sau để gia cường hoặc tạo ra một mặt gá để che chắn bộ hấp thụ. Bề dày của đường viền uốn điển hình có thể đến 50 mm và độ dày của đường viền phía sau điển hình có thể 150 - 200 mm.

BĂNG TẦN

Băng tần này được định nghĩa là một dải tần số liên tục mà anten sẽ làm việc. Nói chung một anten chỉ làm việc với một băng tần. Những yêu cầu cao hơn trong việc lắp đặt tháp anten hiện nay đã khẳng định một vấn đề quan trọng trong thiết kế anten là cần có một anten làm việc được với nhiều băng tần. Thường những băng này cách xa nhau, và anten lúc này được hiểu như một anten "băng kép". Ngoài trang bị hai băng, có thể thiết kế cùng một anten để làm việc theo phân cực chéo. Trong trường hợp này anten sẽ được cấu tạo với 4 cửa ra vào. Các yếu tố ảnh hưởng đến băng tần số cuối cùng của một anten dựa trên nền tảng yêu cầu về chỉ tiêu chất lượng của anten. Với băng tần rộng, rất khó đạt được hệ số sóng đứng (VSWR) tốt hoặc hệ số sóng đứng thấp. Các đặc tính vật lý như thay đổi trở kháng của ống dẫn sóng theo tần số hoặc phương thức làm việc cơ bản của ống dẫn sóng sẽ làm cho khó đạt được VSWR tốt trong toàn băng tần rộng. Thậm chí nếu như có thể thiết kế một

anten có băng tần rộng, thực tế việc cách ly các kênh thu và phát trong mạng phân nhánh ống dẫn sóng, sẽ dẫn đến làm kém độ cách ly giữa các kênh. Vì lý do này hay lý do khác, băng tần làm việc của anten viba do ống dẫn sóng cung cấp, không vượt quá ± 6 đến 7% tần số trung tâm.

TĂNG ÍCH ANTEN

Tăng ích thu và phát của anten là khả năng của anten phát ra năng lượng RF (cao tần) theo một hướng xác định, hoặc thu năng lượng theo một hướng xác định. Đối với các tuyến tầm nhìn thẳng ngược với hệ thống vô tuyến nhiều điểm, như vô tuyến di động, v.v... yêu cầu anten phát chỉ phát năng lượng về một hướng duy nhất, là hướng thẳng về trạm tiếp theo trong hệ thống vô tuyến chuyển tiếp. Tăng ích anten đang xét là hiệu của mật độ công suất cũng tại ở điểm trường xa của anten đang xét và mật độ năng lượng tại cùng một điểm nếu anten này được thay bằng anten giả mà bức xạ năng lượng như nhau theo mọi hướng (đẳng hướng). Một anten như vậy không thể thực hiện trong thực tế, nhưng thường được dùng để làm chuẩn. Tăng ích anten chủ yếu lệ thuộc vào tần số làm việc và đường kính của nó. Tăng ích theo lý thuyết của anten parabol tính theo công thức:

$$G_{\max} = 20 \cdot \lg D - 20 \cdot \lg \lambda + 10 \cdot \lg n + 9,943 \quad (\text{dB}) \quad (10-18)$$

Trong đó: D là đường kính đĩa anten.

λ là bước sóng của tần số trung tâm.

n là hiệu suất khẩu độ của anten tính bằng:

$$n = S_e / S \quad (10-19)$$

với: S_e là diện tích hiệu dụng của anten thu hướng về máy phát.

S là diện tích vật lý (thực tế) của anten.

Đơn vị tính của D và λ như nhau.

Đơn vị tính của S_e và S là bình phương của đơn vị D và λ .

Hiệu suất khẩu độ chỉ ra rằng tăng ích thực tế nhỏ hơn lý tưởng, đối với trường hợp lý tưởng là khi diện tích khẩu độ bằng diện tích khẩu độ vật lý S . Hiệu suất của anten điển hình là 50 - 60 %. Những yếu tố ảnh hưởng đến hiệu suất này:

* *Hiệu suất chiếu xạ*: phụ thuộc vào biểu đồ bức xạ của tiếp sóng (feed) và là một số đo về độ đồng đều của trường khẩu độ.

* *Hiệu suất tràn*: cũng phụ thuộc vào biểu đồ bức xạ của tiếp sóng và biểu thị có bao nhiêu năng lượng bức xạ từ tiếp sóng không đi đến (đập vào) tấm phản xạ và do đó không tham gia vào sóng bức xạ đi.

* *Tổn hao thuần trở*: là tổn hao thuần trở giữa mép ống dẫn sóng của anten và khẩu độ của tiếp sóng.

* *Tổn hao phân cực chéo*: là tổn hao do thuộc tính của bất kỳ anten nào khi chuyển đổi một phần năng lượng cùng phân cực thành một phần nhỏ năng lượng phân cực chéo. Do đó, một phần nhỏ năng lượng cùng phân cực bị tổn hao.

* *Tổn hao lệch phối hợp*: là tổn hao phát sinh từ anten có VSWR lớn hơn 1 đơn vị. Do đó, anten sẽ phản xạ một phần năng lượng trở về ống dẫn sóng.

Những tổn hao thuần trở, phân cực chéo, và lệch phối hợp biểu thị cho những tổn hao có trong bất kỳ một anten nào, chỉ khác là có mức độ lớn hơn hoặc nhỏ hơn. Ngoài ra còn những tổn hao lệ thuộc vào cấu hình và có thể không yêu cầu phải tính đến. Đó là:

* *Tổn hao che chắn*: nếu gắn một vỏ bảo vệ phủ chất hút nước bên ngoài anten, sẽ cải thiện đáng kể suy hao búp sóng phụ và búp sóng sau. Nếu tăng ích của anten thử nghiệm được đánh giá bằng phương pháp tổng hợp tính phương hướng (sẽ trình bày sau), thì tổ hợp của biểu đồ anten có chắn có thể đưa đến một giá trị sai đối với tính định hướng. Trị số này thường lớn hơn trị số đúng, là do tổ hợp có xét đến diện tích biểu đồ với mức độ nhân tạo thấp.

* *Tổn hao vòm che*: nếu dùng vòm che, tổn hao khó xác định, vì vòm che có tổn hao điện trở thuần hoặc tiêu tán, và nói chung cũng làm giảm hướng tính của anten. Tuy nhiên, hướng tính có thể được đánh giá bằng cách tổng hợp trường hợp có lắp hoặc không lắp mái che thích hợp. Trường hợp tổng hợp có lắp mái che thích hợp thường được tính từ các hệ số tiếp tuyến tổn hao có thể. Hơn nữa, tổn hao mái che thay đổi theo thời gian, và phụ thuộc nhiều vào tuổi thọ của mái che.

* *Tổn hao gia cố*: tiếp sóng của anten parabol được gia cố để sao cho khẩu độ phát xạ của tiếp sóng đặt gần tiêu điểm của parabol. Trong những trường hợp cụ thể, các gia cố có thể nhô ra khỏi mặt phẳng để không tác dụng đến biểu đồ bức xạ (nếu các gia cố đặt ở mặt phẳng nghiêng 45°). Trong trường hợp này, phải xét đến ảnh hưởng che chắn của gia cố bằng cách giảm tăng ích anten bằng diện tích tỷ lệ của gia cố nhô về phía trên khẩu độ của anten.

Những tổn hao khác đều ẩn trong biểu đồ bức xạ, gồm những tổn hao do sự không chính xác của bề mặt như những độ lệch so với bề mặt parabol thực, đặt sai tiêu cự, lệch đồng bộ tiếp sóng, các hiệu ứng tán xạ tiếp sóng/ống dẫn sóng và ảnh hưởng của các cơn lốc.

ĐO TĂNG ÍCH ANTEN

Đo tăng ích anten rất phức tạp. Ta xét một cách tóm tắt 4 phương pháp trong nhiều phương pháp khác nhau có thể có:

- *Phương pháp so sánh*: với cùng cách đo như nhau, ta so sánh tín hiệu thu được của một anten cần đo với một anten đã biết tăng ích. Từ sự khác nhau về mức công suất tín hiệu ta có thể suy ra tăng ích của anten cần đo. Anten với tăng ích đã biết có thể là loại hình tháp chuẩn mà có thể xác định chính xác tăng ích qua các phép tính chặt chẽ. Về nguyên lý phương pháp này là chính xác. Vấn đề có thể xảy ra chủ yếu là do ảnh hưởng của kết cấu gia cố bằng sắt đối với tăng ích và biểu đồ bức xạ của anten chuẩn, và thực ra nói chung là sự khác nhau giữa độ rộng búp của anten chuẩn và búp của anten thử là rất lớn. Nếu tăng ích được đo ở phạm vi thử trường xa ngoài trời thì sự phản xạ từ mặt đất có thể làm sai lệch kết quả. Những biến thiên nhỏ của mức thu cũng có thể nhận được do hiệu ứng sóng đứng (VSWR), do các sai lệch về trở kháng anten.

Phương pháp tổng hợp tính định hướng: phương pháp này dựa vào biểu đồ phương hướng của anten cần đo. Tính định hướng g được biểu diễn theo:

$$g = 4\pi \cdot P/P_i \quad (10-20)$$

Trong đó P là mật độ công suất trong miền búp sóng trên góc đặc đơn vị, P_i là tổng công suất bức xạ. P nhận được từ việc đo mức búp sóng bằng thiết bị đo anten. P_i có thể biểu diễn bằng tích phân của hàm bức xạ và lấy từ tích phân của biểu đồ bức xạ anten trên toàn mặt cầu. Tính không thực tế phát sinh từ phương tiện đo, vì các thao tác đo anten đều tiến hành trên một mặt phẳng. Khảo sát biểu đồ bức xạ của một anten gần như vòng đối xứng tròn với giả thiết là tích phân trên toàn bộ mặt cầu có thể giảm xuống chỉ trong một góc duy nhất, giá trị định hướng trung bình được lấy giữa 2 mặt phẳng trực giao, trong đó vec tơ điện trường hoặc ở trong mặt phẳng đứng hoặc ngang. Tích phân yêu cầu đối với giá trị định hướng có thể tính được bằng số hoá biểu đồ bức xạ của anten (trình bày sau), khi sử dụng mẫu đã ghi được trên giấy kẻ ô, hoặc bằng cách lấy tích phân trên miền thời gian thực đối với phạm vi đó, để sao cho biểu đồ anten tính theo dB là một hàm của góc được đưa vào bộ chuyển đổi tương tự - số. Với những góc khác nhau các số liệu ra từ bộ chuyển đổi A/D

sau đó đưa đến bộ vi xử lý trong đó lưu trữ đến hàng trăm điểm số liệu. Sau khi được biểu đồ phát xạ yêu cầu, máy tính lấy tích phân trên các điểm số liệu đã lưu trữ. Một khi giá trị tính phương hướng đã được xác định, ta tìm được tăng ích anten bằng cách trừ các tổn hao thích hợp đã được xác định qua tính toán từ số liệu đo được.

Những yếu tố ảnh hưởng đến phương pháp này là: sự biến dạng của biểu đồ do phản xạ từ mặt đất; sự nén biểu đồ do thu quá tải; độ không chính xác mức ra của tín hiệu thu, và độ không chính xác của thông tin góc từ các động cơ đồng bộ với bàn xoay của anten; các sai số của bộ số hoá; độ không chính xác của các giả định đã lấy từ những kết quả lý thuyết; độ không chính xác liên quan đến sự phân bố biên độ và pha không đều khắp anten được đo; và độ không chính xác trong việc phân tách các loại tổn hao. Lấy tổng RMS của tất cả các loại sai số, ta tìm sai số tổng có thể xảy ra. Điều này thể hiện giới hạn độ chính xác của kết quả đo tăng ích bằng cách tổng hợp tính phương hướng.

- *Phương pháp đo theo công suất tuyệt đối*: Phương pháp này sử dụng công thức truyền dẫn Friis để lập phương trình công suất thu đối với tổ hợp công suất phát, tăng ích anten thu, tăng ích anten phát, khoảng cách và tần số. Nếu lấy tăng ích anten phát làm chuẩn, thì cần biết công suất phát, và đo công suất thu. Từ đó xác định được tăng ích của anten cần đo. Những vấn đề liên quan với phương pháp này là sự chênh lệch đáng kể giữa công suất thu và phát khi khoảng cách giữa chúng lớn, gây khó khăn cho việc đo chính xác các mức tín hiệu thu. Ảnh hưởng của kết cấu gia cố thép và ảnh hưởng qua lại của sóng đứng VSWR ở cả anten phát và thu cũng gây thêm độ không chính xác. Các ảnh hưởng khác nữa là do phản xạ mặt đất và trường gần. Nếu khoảng cách phân biệt không lớn hơn tiêu chuẩn cự ly trường xa ($\text{cự ly trường xa} = 2D^2/\lambda$), cần phải đưa vào một hệ số hiệu chỉnh hiệu ứng trường bức xạ gần của anten. Hiệu ứng trường gần này là tất cả những điểm của góc mở anten phát tham gia vào tất cả các điểm của góc mở anten thu. Các hệ số hiệu chỉnh đã biết một cách chính xác đối với những yếu tố giả tưởng như sự phân bố góc mở hình búp biên độ đồng đều, nhưng chỉ gần đúng với sự phân bố góc mở thực. Thậm chí nếu như tiêu chuẩn trường xa thoả mãn thì cũng có một sai số nhỏ do bỏ qua khoảng cách. Do những yếu tố đó nên phương pháp này ít sử dụng.

- *Phương pháp của Durcell*: Đây là một phương pháp khác cũng ít sử dụng. Theo phương pháp này, anten được đo được định hướng bức xạ lên trên một tấm kim loại phẳng. Tấm kim loại này vuông góc với trục chính của chùm tia sóng, để cho VSWR có thể đo được tăng lên và tham gia đáng kể lên anten

được đo. Sự biến đổi trong VSWR có thể cân bằng được sự biến đổi do (cự ly) khoảng cách và có thể lập được phương trình cho tăng ích.

Phương pháp này thích hợp cho các bức xạ có tăng ích thấp. Vấn đề tồn tại của phương pháp này là tấm kim loại không hoàn toàn vuông góc với trục anten, do không bằng phẳng gây ra sai số pha, làm giảm lượng công suất tín hiệu ghép trở lại vào anten cần đo, và đối với cự ly phân cách gần, sự ảnh hưởng lẫn nhau cũng đáng kể. Và một ảnh hưởng cuối cùng là năng lượng phản xạ từ anten cần đo bị bức xạ và thu lại lần nữa.

BIỂU ĐỒ BỨC XẠ CỦA ANTEN

Vì anten là một thiết bị có tính thuận nghịch nên làm việc như nhau đối với thu hoặc phát. Với mục đích trình bày ở chương này, anten được xem như chỉ để thu. Biểu đồ bức xạ được xác định là đáp tuyến của anten đối với một tín hiệu có công suất không đổi được phát đến anten từ các hướng khác nhau. Công suất đáp ứng của anten đo ở đầu ra mặt bích của anten. Trong khi đo, quay anten cần đo trong mặt phẳng ngang 360° , công suất đáp ứng được đo ở cửa ra mặt bích bằng một máy thu. Anten phát trong suốt quá trình đo được đặt cố định ở một vị trí cách xa thuận lợi. Đo ở các mặt phẳng khác có thể thực hiện bằng cách đơn giản quay anten cần đo và thay đổi vĩ độ của anten phát sau mỗi lần đo khi anten thu đã quay hết mặt phẳng ngang. Bằng cách này, biểu đồ bức xạ sẽ đạt được trên toàn bộ mặt cầu. Nhưng qui trình này khá dài, nên có thể đơn giản hoá bớt theo vài cách. Trước hết, nếu giả sử các tiếp sóng đối xứng tròn, thì chỉ cần quay các tiếp sóng của anten, và thứ hai là chỉ cần đo trong hai mặt phẳng, vì việc sử dụng viba mặt đất phần lớn hoặc dùng trường điện ngang hoặc đứng. Biểu đồ mặt phẳng E và H cho ta đáp tuyến của anten, khi điện trường E của cả anten thu và phát (anten cần đo) đều phân cực ngang và giống nhau, khi điện trường của anten thu và phát đều phân cực đứng. Nếu yêu cầu anten có phân cực đối ngẫu, hoặc phân cực đơn và làm việc trong môi trường phân cực hỗn hợp, thì biểu đồ riêng phân cực ngang và phân cực đứng đều cần khi anten thu và phát phân cực giống nhau, và biểu đồ riêng phân cực ngang và đứng đều cần khi anten thu và phát trực giao nhau. Trong cách này, mỗi tần số liên quan cần hai biểu đồ mặt phẳng cùng phân cực và hai biểu đồ mặt phẳng phân cực chéo. Biểu đồ bức xạ được xử lý để tạo nên đường bao của biểu đồ bức xạ (RPE). RPE chủ yếu được chuẩn bị từ những số liệu sau đây: biểu đồ E và H cùng phân cực được lấy với ít nhất 3 tần số đầu, giữa và cuối băng tần làm việc của anten đã xác định. Sáu biểu đồ này chồng lên nhau trên một bảng sáng và những đỉnh trong trường hợp xấu nhất được vẽ trên một

tờ giấy trung gian. Vì anten không hoàn toàn đối xứng đối với trục của búp chính do có hiệu ứng chắn và tán xạ, và sai số ngẫu nhiên bề mặt v.v... nên phần bên trái và phải của biểu đồ đều phải tính đến. Một nhóm đoạn đường thẳng đối xứng được đưa ra (ngoài miền búp chính ra) và sắp xếp để khớp với sự chồng phủ của các đỉnh trường hợp xấu nhất, để lại một độ dự trữ xác định. Số lượng dự trữ tùy thuộc vào chất lượng của đĩa đã sử dụng và cả miền góc đang xét. Những họ đoạn đường thẳng được vẽ trên giấy kẻ ô và là RPE cùng phân cực. RPE phân cực chéo được đưa ra theo cùng phương pháp như trên và được chồng lên nhau theo như kiểu RPE cùng phân cực.

RPE như mô tả giúp cho người thiết kế hệ thống một biểu đồ đường bao bức xạ tiêu biểu rất thuận lợi. Tuy nhiên, sự biến đổi các yếu tố có thể tác động đến độ chính xác của biểu đồ bức xạ đã ghi. Những sai số tương tự như khi đo tăng ích anten cũng xảy ra. Những sai số này xuất hiện một cách hệ thống do mặt trước sóng pha và biên độ của tín hiệu thu đập vào góc mở của anten cần đo. Điều đó có thể do tiêu chuẩn trường xa không hoàn toàn thỏa mãn hoặc do anten phát quá lớn so với anten thu. Sai số ngẫu nhiên xuất hiện trong pha và biên độ của tín hiệu thu do hiệu ứng phản xạ từ mặt đất. Để đọc chính xác, anten phải quay trong mặt phẳng cắt ngang anten cần đo và anten phát. Trong thực tế điều này khó đạt được. Các hiệu ứng của S/N thấp, hiệu ứng nén và hiệu ứng không tuyến tính trong máy thu cũng gây nên sai số. Đặc tính RF của cáp, ống dẫn sóng, thiết bị thu, v.v... phải bảo đảm, đặc biệt khi đo biểu đồ của anten có búp sóng phía sau thấp nếu như sai số từ các nguồn này không đáng kể. Sự biến đổi biên độ có hệ thống phải nhỏ hơn $\pm 0,25$ dB, và sự biến đổi biên độ ngẫu nhiên hy vọng chỉ trong $\pm 0,5$ dB, nếu đạt được một biểu đồ có độ chính xác hợp lý. Sự biến thiên có hệ thống của mặt trước pha trong vòng $22,5^\circ$ (tiêu chuẩn trường xa). Những sai số có hệ thống nêu trên có thể cực tiểu hoá bằng cách chọn cỡ anten phát, khoảng cách giữa hai anten thích hợp. Các sai số ngẫu nhiên có thể giảm bằng cách chỉnh anten phát để cho điểm không thứ nhất của anten hướng đến điểm không trên mặt đất sẽ là điểm phản xạ đặc biệt đối với tia phản xạ mặt đất.

CÁC MIỀN CỦA BIỂU ĐỒ BỨC XẠ

Hình 10.7 là biểu đồ bức xạ của anten hệ thống 13 GHz và hệ thống 13 GHz dung lượng nhỏ. Hình 10.8 là biểu đồ bức xạ của anten chuẩn với hướng tính là 41,3 dB và hiệu suất là 62,57%. Anten này không có che chắn hoặc không có vòm che. Trong hình 10.8, búp sóng chính và 10 búp sóng phụ đầu tiên bị ảnh hưởng chủ yếu do kích thước và tần số anten, và sau đó chịu

ảnh hưởng của dạng chiếu xạ từ tiếp sóng chính. Những sai số bề mặt cũng gây ra những biến dạng đáng kể của biểu đồ trong miền này. Vùng giữa chủ yếu chịu ảnh hưởng chiếu xạ của rìa đĩa anten, tán xạ do những chỗ uốn cong, góc và hình dạng của biểu đồ mở rộng ra từ tiếp sóng chính. Sự tán xạ do các chướng ngại khác, như các chốt, dây chằng, v.v... cũng tác động đến mức biên độ trong miền này. Miền tràn tín hiệu do tăng mức bức xạ tiếp sóng cũng giống như tăng góc, ngay trước khi biểu đồ bị cắt bởi sự chặn của bộ phản xạ. Với một anten không có che chắn, theo quy tắc ngón tay cái, thông thường mức là 0 dBi trong khoảng 1 hoặc 2 dB. Khi góc mở rộng hơn nữa, miền búp sóng ở rìa xuất hiện, và đặc tính lệ thuộc vào chiếu xạ biên. Khi góc tiến dần đến 180° , mức bắt đầu tăng thành một đỉnh gọi là búp sóng sau, chính xác ở 180° . Lại theo quy tắc ngón tay cái đối với anten tiêu chuẩn, mức của búp sóng sau là -7 dBi trong khoảng 1 hoặc 2 dB. Kể cả các che chắn hay gia cố rìa gắn vào bên ngoài bộ phản xạ có thể giảm nhiều búp sóng rìa và búp sóng sau, sẽ nói chi tiết hơn dưới đây.

Nhiều anten có dải động lớn hơn 70 dB, tức là tỉ lệ của mức búp sóng chính trên mức búp sóng phụ trong miền búp sóng ở rìa vượt quá 70 dB. Do việc thiết kế máy thu với dải động này là điều không thực tế, để duy trì tính chất tuyến tính có thể chấp nhận được, thường chọn dải động chỉ 40 dB cho các máy thu. Để mở rộng dải động của anten đạt đến trị số đó, tăng công suất phát lên khi biểu đồ anten tiến gần đến giới hạn dưới của dải động máy thu. Do đó biểu đồ bức xạ được xây dựng trên ba mức công suất phát: 0 dBm, 20 dBm, 40 dBm.

Một ưu việt nữa của phương pháp này là cấu trúc chính xác của biểu đồ có thể được ghi lại nếu dùng máy ghi đồ thị.

ĐỘ RỘNG BÚP SÓNG

Độ rộng búp sóng là thuật ngữ thường dùng với nghĩa "độ rộng búp sóng nửa công suất". Độ rộng búp sóng nửa công suất được định nghĩa là độ rộng góc của búp chính, khi đo từ một góc mà có biên độ biểu đồ bức xạ giảm xuống 3 dB so với đỉnh trục chính tới một góc khác mà biên độ biểu đồ bức xạ cũng giảm xuống 3 dB. Trong hình 10.8 minh họa góc này trong biểu đồ bức xạ. Trị số của độ rộng búp sóng nói chung là một hệ số danh định, vì độ rộng búp sóng sẽ biến thiên theo tần số và theo mặt phân cực của điện trường. Không cần chú trọng nhiều đến công thức liên quan giữa độ tăng ích anten và độ rộng búp sóng, vì năng lượng bức xạ vào các miền góc rộng hơn không đáng kể. Tuy nhiên, độ rộng búp 3 dB có thể tính gần đúng theo phương trình:

$$\theta = 21,885/(f.D.n^{1/2})$$

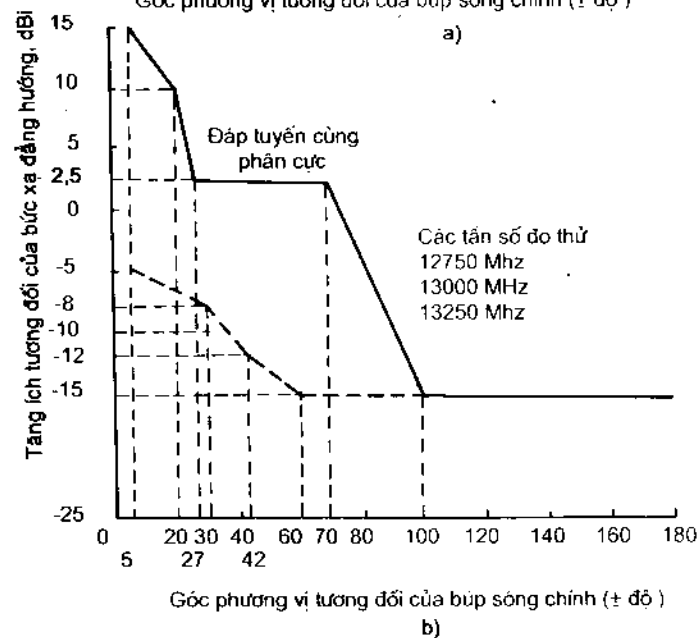
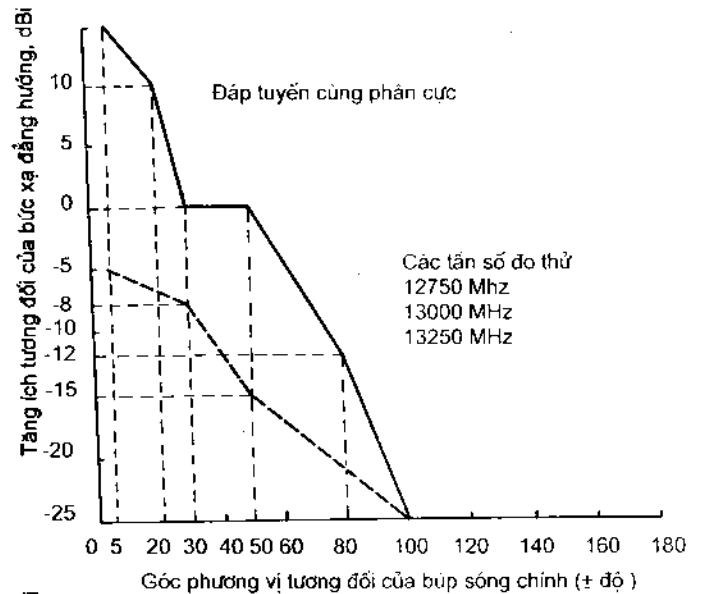
$$= 27,67/(f.D) \quad \text{đối với anten hiệu suất } 62,57 \%. \quad (10-21)$$

Trong đó, θ : độ rộng búp nửa công suất (độ)

f : tần số (Hz).

D : đường kính bộ phản xạ (m).

n : hiệu suất.



Hình 10.7- Biểu đồ bức xạ của anten đối với:
a) Hệ thống 13 GHz; b) Hệ thống 13 GHz dung lượng thấp.

TỈ SỐ DÒ TRƯỚC RA SAU HAY TỈ SỐ PHÒNG VỆ

Là tỉ số giữa mức búp chính ở trục tia chính đối với mức búp sóng sau lệch 180° , tính theo dB. Các mức được minh hoạ trên biểu đồ hình 10.8b. Mặc dù tỉ số này chỉ thị độ dò búp sau, nhà máy chế tạo có thể gộp cả độ dự trữ giữa 1 và 2 dB khi định tính mức chỉ thị trên RPE.

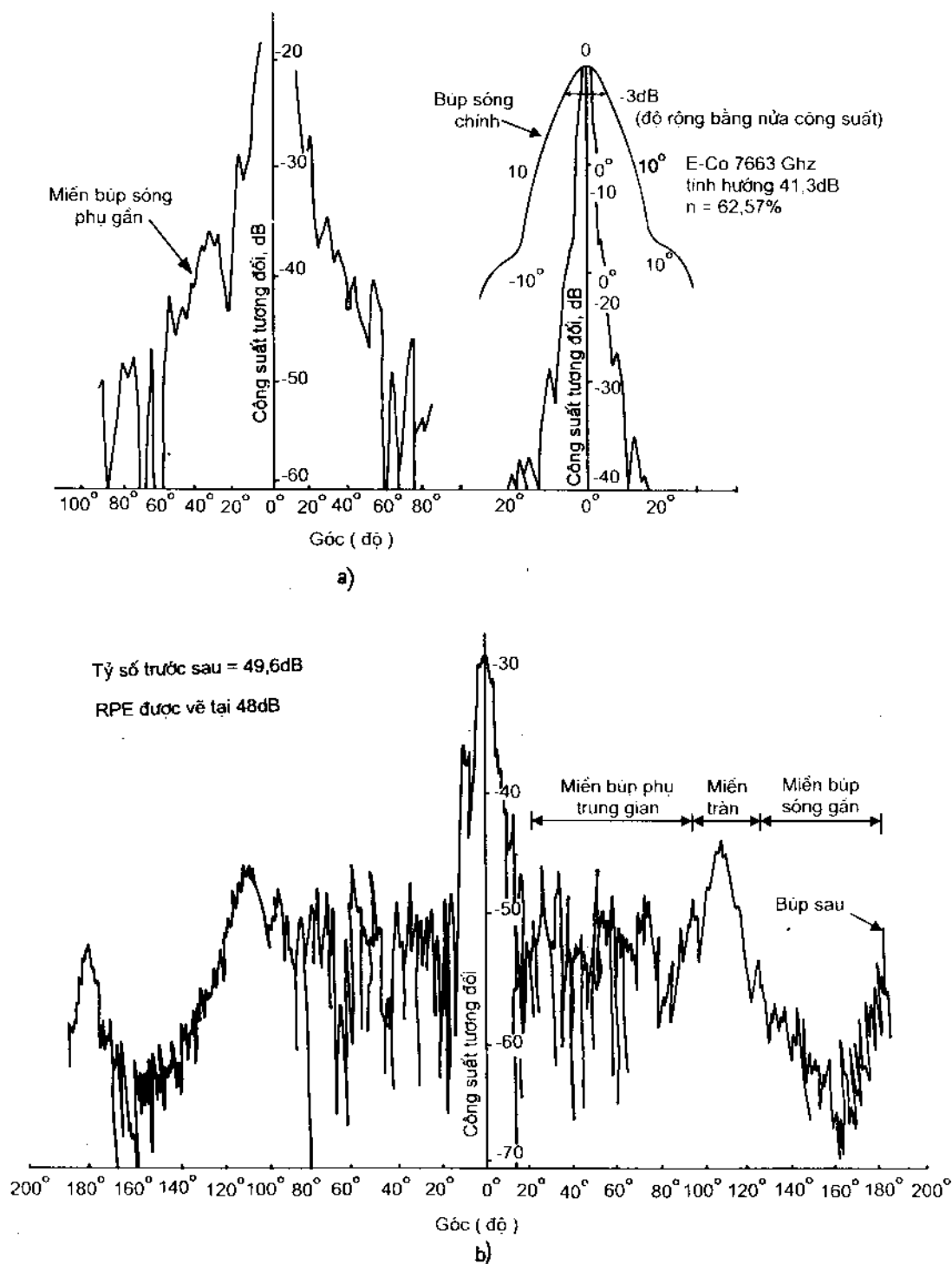
ĐỘ CHỌN LỌC CỦA ANTEN

Đó là tỉ số tính bằng dB của mức tia chính ở trục chính với mức của tia khác, cách một góc so với hướng trục chính của búp sóng chính. Trị số này quan trọng trong tính toán nhiễu và là một giá trị cần trong bước 14, mục 10.3.1. Giá trị này đạt được trực tiếp từ biểu đồ phân cực của anten. Đối với tín hiệu cùng cực, giá trị này được lấy từ biểu đồ cùng phân cực của anten thu trạm bị nhiễu. Đối với tín hiệu phân cực chéo, hệ số đo bởi tổ hợp của độ chọn lọc phân cực chéo trình bày dưới đây và độ chọn lọc cùng phân cực cộng với suy hao tia trục chính của tín hiệu phân cực chéo do mức tia chính anten trạm nhiễu.

ĐỘ CHỌN LỌC PHÂN CỰC CHÉO

Đó là tỉ số tính bằng dB của sự phân cực mong muốn và sự phân cực không mong muốn. Trước đây, độ chọn lọc phân cực chéo được hiểu ngầm là tỉ số của hai phân cực theo trục chính. Như vậy, nếu như anten phân cực tuyến tính và đối ngẫu được xét thì độ chọn lọc phân cực chéo là tỉ số của đáp tuyến anten (chỉnh để có tín hiệu phân cực thuần túy), khi nó có một phân cực giống như nguồn phát (cùng phân cực) và khi nó có một phân cực ngược với phân cực của nguồn phát (phân cực chéo). Nhưng trong các ứng dụng số, phải xét đến độ chọn lọc của phân cực chéo do ảnh hưởng của mưa và nhiễu tia.

Đã có những đề nghị là một anten nên được thiết kế để thoả mãn một độ chọn lọc phân cực chéo nhất định với việc mở rộng đường đồng mức của góc theo góc phương vị và góc ngẩng, vì thấy rằng ảnh hưởng phân cực chéo (XPD) có thể giảm với những anten có độ chọn lọc chéo cao trong đường đồng mức. Thêm vào đó, cũng có ý kiến cho rằng anten không nên xử lý trên trục không của biểu đồ cực chéo vì sự biến đổi pha nhanh chóng trong miền hướng thẳng có thể làm suy hao cực chéo giữa anten kém nhạy hơn suy hao cùng cực giữa chúng, gây ra sự giảm cấp tương ứng của XPD.



Hình 10.8 Biểu đồ bức xạ điển hình của anten ANDREW HP 6-71.

a) Góc từ tia chính; b) Góc xa tia chính

Định nghĩa của XPD cũng từng là đề tài trình bày (xem định nghĩa của CCIR trong mục 8.3.4.2.). Về lý thuyết một anten có góc mở khi tiếp sóng bằng ống dẫn tròn không kết cuối hoặc bức xạ bằng cuộn cảm, có thể có những giá trị ngoại lệ của XPD dọc theo các mặt phẳng chính. Cũng có ý kiến cho rằng nếu như bộ phản xạ đối xứng tròn được tiếp sóng bằng cái tiếp sóng loại vòng tròn, thì bức xạ phân cực chéo sẽ được tạo ra phụ thuộc vào độ chênh lệch giữa các biểu đồ đồng phân cực trong hai mặt phẳng chính và độ cong của các đường sức trường trên bộ tiếp sóng, nhưng nằm trong mặt phẳng 45° hoặc được gọi là "các mặt sóng phẳng chính". Điều đó có nghĩa là sẽ có 4 búp sóng phân cực chéo sắp xếp trên các mặt phẳng chéo đối xứng qua các búp sóng chính cùng phân cực. Trong anten mẫu tỉ lệ giữa búp đồng phân cực và phân cực chéo (trong mặt phẳng sóng 45°) có thể thấp đi 23 dB so với anten tiêu chuẩn và có khả năng tiến đến 30 dB hoặc tốt hơn với các anten chất lượng cao. Khó chế tạo được một anten 45° có tỉ số tốt hơn so với anten này mà không tác dụng đáng kể đến chất lượng tăng ích, vì đặc tuyến tiếp sóng sẽ không thực sự tối ưu trong mối quan hệ này. Chính tỉ số mức búp sóng cùng phân cực trên phân cực chéo trong mặt phẳng 45° được sử dụng trong thành phần suy hao đối với các bức xạ phân cực chéo. Nói chung chất lượng của anten là quan trọng nhất trong hai mặt phẳng chính. Mặc dù thoát đầu có thể nghĩ rằng hai mặt phẳng chính sẽ đi qua những điểm không tồn tại giữa 4 búp sóng phân cực chéo. Trong thực tế, phân cực chéo mặt phẳng chính tồn tại và phụ thuộc vào mức phân cực chéo mặt phẳng 45° tạo ra do bộ tiếp sóng. Tiếp sóng là yếu tố hàng đầu trong việc xác định phân cực chéo 45° của anten. Méo hệ thống trong bộ phản xạ có thể tạo nên phân cực chéo, cùng với biến dạng ngẫu nhiên trong bộ phản xạ, có khuynh hướng phân bố lại bức xạ phân cực chéo lại gần hơn các mặt chính và tham gia vào phân cực chéo của mặt chính.

Phần đóng góp khác, đó là các méo biến dạng nội bộ bên trong tiếp sóng có thể nâng các mode sóng cao hơn như TM_{01} hoặc đảo phân cực chéo của mode chính. Tán xạ do các mặt phẳng xoay, các chốt hãm, chỗ cong ống dẫn sóng, dây chằng v.v... cũng đều tham gia vào đó. Nhưng chủ yếu vẫn là bộ tiếp sóng và bức xạ phân cực chéo mặt chính sẽ lệ thuộc vào mức bức xạ có trên mặt phẳng 45° . Theo các mức phân cực chéo 45° là 23 và 30 dB đối với anten phân cực chéo tiêu chuẩn và chất lượng cao như đã nêu trên, các mức cực chéo mặt chính nói chung có thể được xác định lần lượt là 30 dB và 35 dB, mặc dù vẫn có thể thay đổi.

HỆ SỐ SÓNG ĐỨNG ANTEN (VSWR)

Hệ số sóng đứng theo điện áp (VSWR) của một anten là phần năng lượng phản xạ trở lại từ anten và không tham gia vào năng lượng bức xạ hữu ích. Như vậy, năng lượng phản xạ là năng lượng tổn thất, mặc dù nó có thể lại được phản xạ trở lại từ đầu nguồn đến cuối nguồn như một phần năng lượng phát đi. Tín hiệu phản xạ kép, mặc dù bị giảm về độ lớn, nhưng bị trễ thời gian so với tín hiệu chính, hoặc tín hiệu tới vào anten. Tác dụng của tín hiệu phản xạ kép gây méo dạng tín hiệu chính. Loại biến dạng này được gọi là méo tiếng vọng, và sự tác động của nó phụ thuộc vào khoảng cách giữa anten và đầu cuối nguồn của phidơ, cũng như độ lớn của tín hiệu phản xạ. Dạng méo này mặc dù tác hại đến hệ thống FM, nhưng không tác dụng đến truyền dẫn số với cùng mức độ. Ít khi đo trực tiếp VSWR của anten. Thường đo nhiều hơn là "tổn hao ngược" RL, là tỉ số tính bằng dB của tín hiệu phản xạ và tín hiệu tới của anten cần đo:

$$RL = 20 \cdot \lg(VSWR + 1)/(VSWR - 1) = 10 \cdot \lg(P_r/P_t) \quad (\text{dB}) \quad (10-22)$$

Trong đó, P_t : công suất sóng tới.

P_r : công suất sóng phản xạ.

Tổn hao ngược có thể đo bằng tần số quét để sao cho có thể xét đến tác động của tổn hao ngược của anten lên toàn bộ băng làm việc. Nói chung, các hãng sản xuất đã xác định thông số VSWR cực đại bảo đảm trong băng tần. Những nguyên nhân làm cho VSWR lớn hơn giá trị lí tưởng đơn vị là bất kì sự gián đoạn nào của trở kháng phức đều xuất phát từ mặt bích, độ lồi lõm dọc theo ống dẫn sóng và tiếp sóng, biến dạng chỗ uốn ống dẫn sóng, những chỗ chuyển từ ống dẫn sóng chữ nhật sang ống dẫn sóng tròn, các chân hiệu chỉnh trong tiếp sóng, góc mở tiếp sóng, cửa sổ tiếp sóng, kết hợp mặt đĩa phản xạ/xoay và gây tán xạ ở những chỗ uốn ống dẫn sóng và dây chằng. Nhiều nguồn gián đoạn trở kháng trên đây có thể được hạn chế do thiết kế và có quy trình chế tạo thích hợp.

ĐỘ CÁCH LI GIỮA CÁC CỬA

Có thể áp dụng đo chỉ đối với một tiếp sóng phân cực kép hoặc anten phân cực kép. Độ cách li giữa các cửa là hệ số giữa công suất phát vào một cửa anten và một phần nhỏ công suất thu được ở cửa kia. Độ cách li giữa các cửa là một số hữu hạn, mà lí tưởng là vô hạn, là một chỉ thị về những biến dạng của một số loại tín hiệu bị khử cực từng phần. Độ cách li giữa các cửa càng bé thì vấn đề càng phức tạp hơn; mặt khác, cơ chế cách ly phân cực không làm việc thích hợp có thể gây ra việc giảm trị số cách li giữa các cửa. Một số loại biến dạng có thể

xảy ra là do ống dẫn sóng tròn không tuyến tính, và vòng chuyển tiếp không đồng tâm, các chốt hình bầu dục và không chính xác trong mặt phân cực, các đường ren của vít điều chỉnh, các phần trực giao về cơ khí không hoàn toàn trực giao, mỗi hàn tiếp sóng vào ống dẫn sóng hàn không kĩ, và phía trong của ống dẫn sóng tròn không phù hợp với máy.

Độ cách li giữa các cửa có thể đo được bằng tiếp sóng bức xạ vào không gian tự do, gọi là "độ cách li hở mạch", còn khi đặt một tấm chắn trước góc mở của tiếp sóng gọi là "độ cách li ngắn mạch". Cách đo ngắn mạch có nhạy cảm đặc biệt và hữu ích trong khi chế tạo và triển khai tiếp sóng. Độ cách li giữa các cửa hở mạch có liên quan đến người sử dụng anten, vì nó cho một chỉ dẫn (không phải một phép đo) của cơ chế khử phân cực trong tiếp sóng, và để chế tạo góc mở với bất kì hình thể nào, có thể bức xạ được năng lượng vào 4 búp sóng phân cực chéo mặt phẳng 45° đã nói trên đây, với độ chọn lọc phân cực chéo. Sự méo dạng gây nên do độ cách li giữa các cửa xuất phát từ một số nhỏ phân cực được chuyển đổi thành phân cực trực giao. Trị số cách li của anten tiêu chuẩn mẫu là 35 dB, mặc dù anten có độ chọn phân cực chéo cao có thể yêu cầu độ cách li hở mạch là 40 dB hoặc thậm chí đến 45 dB. Trong một anten băng đối ngẫu, độ cách li nên đo ở cả 2 băng tần làm việc. Độ cách li có tính chất thuận nghịch, có nghĩa là nếu tín hiệu đưa vào cửa A và đo ở cửa B, cũng có kết quả giống như cho tín hiệu vào B và đo ở A. Nếu có sự khác nhau nào đó, có thể do tăng sự lệch pha nhỏ hoặc do hiệu ứng của VSWR.

10.3.2.4. Độ chọn lọc

Phần này có liên quan đến việc xác định tỉ số giữa năng lượng thu được từ phổ mong muốn với năng lượng thu được từ phổ nhiễu. Độ chọn lọc liên quan chủ yếu đến nhiễu kênh lân cận. Việc tính toán nhiễu cùng kênh cũng bao gồm: lượng công suất trong băng thu được bởi máy thu bị nhiễu và lệ thuộc vào độ rộng băng tương đối của nhiễu phát và máy thu bị nhiễu. Sự quan tâm chủ yếu là tạp âm có thể do công suất phát trong một băng chồng lấn sang băng lân cận và ảnh hưởng lẫn nhau với một máy thu điều chỉnh ở gần biên của băng. Để gạt bỏ hoặc hạn chế nhiễu lân cận, yêu cầu một tiêu chuẩn phân bố là xác định giới hạn mật độ thông lượng công suất, tần số cực tiểu và khoảng cách xa. Vấn đề băng lân cận có thể phát sinh ở bất kì tiếp giáp nào của những băng tần phân bố cho thiên văn vô tuyến, nghiên cứu khoảng không vũ trụ, thông tin hàng không, hàng hải v.v...

Độ chọn lọc thường là các thành phần trừ trong phương trình (10-13) bước 16 mục 10.3.1, để xác định công suất tạp âm, hiểu một cách khác là "loại bỏ sự

phụ thuộc vào tần số" (FDR): đây cũng là một tiêu chuẩn để đánh giá việc loại bỏ tạo ra bởi đường cong chọn lọc của máy thu đối với phổ bức xạ phát không mong muốn. Báo cáo 654 - 1 CCIR mô tả phương pháp FDR (sẽ trình bày dưới đây trong chương này), hơn nữa đối với khoảng tần số (FD) mà nó là thước đo độ phân chia khoảng cách tối thiểu yêu cầu giữa máy thu nhiễu và bị nhiễu coi như là một hàm của độ chênh lệch giữa các tần số điều chỉnh.

FDR có thể biểu diễn theo biểu thức:

$$\text{FDR}(\Delta f) = 10 \cdot \lg \left[\left(\int_0^{\infty} P(f) df \right) / \left(\int_0^{\infty} P(f) \cdot H(f + \Delta f) df \right) \right] \quad (10-23)$$

Trong đó:

- $P(f)$: mật độ phổ phát xạ đã tiêu chuẩn hoá tổng quát đối với đơn vị mật độ phổ công suất cực đại, W/Hz.

- $H(f)$: độ chọn lọc máy thu.

$$\Delta f = f_t - f_r \text{ Hz} \quad (10-24)$$

- f_t : tần số nhiễu, Hz.

- f_r : tần số thu, Hz.

FDR có thể chia thành hai số hạng: độ gạt bỏ lúc điều chỉnh (OTR) và độ gạt bỏ khi không điều chỉnh, là sự loại bỏ thêm vào kết quả khi không điều chỉnh nhiễu và máy thu:

$$\text{FDR}(\Delta f) = \text{OTR} + \text{OFR}(\Delta f) \quad (10-25)$$

Trong đó OTR lấy từ biểu thức (10-23) với $\Delta f = 0$, và OFR cũng lấy từ biểu thức 10-23, ngoài ra tử số nhân với $H(f)$ - độ chọn lọc máy thu, như vậy:

$$\text{OTR} = 10 \cdot \lg \left[\left(\int_0^{\infty} P(f) df \right) / \left(\int_0^{\infty} P(f) \cdot H(f) df \right) \right] \quad (10-26)$$

$$\text{OFR}(\Delta f) = 10 \cdot \lg \left[\left(\int_0^{\infty} P(f) \cdot H(f) df \right) / \left(\int_0^{\infty} P(f) \cdot H(f + \Delta f) df \right) \right] \quad (10-27)$$

OTR cũng còn được gọi là hệ số hiệu chỉnh và có thể tính gần đúng:

$$\text{OTR} = K \cdot \lg(B_t / B_r); \quad B_r \leq B_t \quad (10-28)$$

Trong đó, B_r : độ rộng băng 3 dB máy thu, Hz.

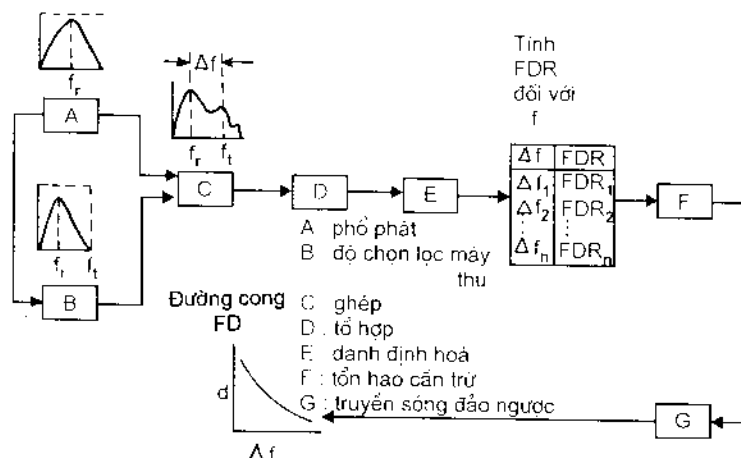
B_t : độ rộng băng 3 dB máy phát, Hz.

$K = 10$ đối với các tín hiệu không kết hợp.

$K = 20$ đối với các tín hiệu xung.

Việc tính OTR có thể hỗ trợ cho việc xác định công suất nhiễu cùng kênh, vì OTR là độ loại bỏ nhận được khi máy thu và máy phát nhiễu điều chỉnh ở cùng tần số. Để xác định FDR, phổ phát xạ và độ chọn lọc máy thu đều được xác định tại một số tần số rời rạc (phổ phát xạ và đáp tuyến máy thu sẽ trình bày dưới đây). Các độ dốc ngoại suy xác định những hàm vượt ra ngoài số các tần số rời rạc, và phép nội suy dùng để xác định các giá trị hàm giữa những điểm số liệu rời rạc.

Tích phân xác định trong biểu thức (10-23) được biểu thị bằng số theo phương pháp hình thang khi sử dụng cấp tích phân biến thiên. Hình 10.9 minh họa sơ đồ khối quy trình tính toán.



Hình 10.9- Sơ đồ khối quá trình tính toán của FDR và FD
(Báo cáo 654-1 CCIR)

10.4. CÁC PHƯƠNG PHÁP CHỐNG NHIỄU

Như đã nói trong mục 10.3.2.3, anten không những chỉ bức xạ tín hiệu hữu ích trong búp sóng chính, mà còn bức xạ một phần năng lượng về mọi hướng khác. Bức xạ búp phụ là nguồn nhiễu cho các máy thu vô tuyến khác. Để giảm nhỏ sự nhiễu lẫn nhau giữa các anten của những tuyến khác nhau làm việc trong cùng băng tần, có thể sử dụng màn chắn bức xạ điện từ đặt cách xa anten cần bảo vệ một khoảng hoặc đặt trực tiếp trên anten.

10.4.1. Sử dụng những màn chắn đặc biệt để tăng tính loại trừ nhiễu trong các tuyến viba (Báo cáo 831, CCIR)

Trong thiết kế những màn chắn nhỏ chất lượng cao, hình dạng của mép rìa màn chắn dựa vào trường "không" tại điểm tính toán. Trường nguồn S ở điểm P được tính bằng tổng của những trường do những phần không rỗng của những vòng đồng tâm vẽ trên hình 10.10. Với bán kính vòng r và góc mở của nó φ' , phương trình tham số bảo đảm trường sẽ là "không" tại điểm tính toán như sau:

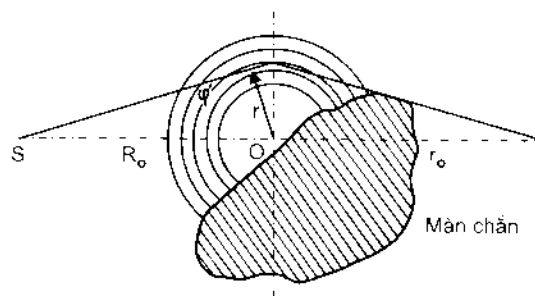
$$r = [(\lambda_o \cdot r_o R_o \cdot \arctan Z) / (\pi(r_o + R_o))]^{1/2} \quad (10-29)$$

Trong đó: $Z = [(\rho' \sin \Psi + \rho \cos \Psi) / (\rho' \cos \Psi - \rho \sin \Psi)]$

Và:

$$\varphi' = (2\pi / \rho_{\max}) \cdot (\rho^2 + \rho'^2)^{3/2} / (\rho^2 + 2\rho'^2 - \rho\rho') \quad (10-30)$$

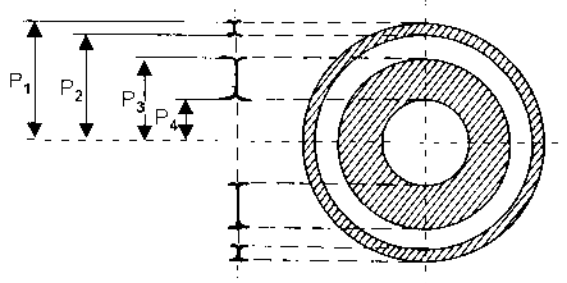
Các tham số r , R_o , r_o , φ' trong phương trình (10-29) và (10-30) đều đã cho trong hình 10.9 và λ_o là bước sóng của sóng tới. Thay đẳng thức hàm $\rho' = f(\Psi)$ vào phương trình (10-29) ta sẽ tìm được dạng thích hợp đường đồng mức của màn chắn.



Hình 10.10- Các tham số sử dụng trong phương trình (10-18)
(Theo Báo cáo 831 CCIR)

Trong Báo cáo 831-CCIR cho ta tính toán chi tiết hơn và thực nghiệm đối với các quan hệ hàm vi phân giữa ρ và Ψ . Tuy nhiên, có thể dùng màn chắn vòng kép để bảo vệ các anten tăng ích cao (đến 40 dB và hơn nữa), minh họa trong hình 10.11. Nếu màn chắn "vòng kép" treo ngay vào cột anten, thì cột và các phần gia cố (giá đỡ) sẽ giảm tác dụng của màn chắn trong miền chắn lớn nhất. Đặt màn chắn theo hướng của búp sóng nhiễu, thì có tác dụng như một rèm che. Màn chắn này đặt thẳng góc mặt đất và cách anten một khoảng đã được tính trước. Màn chắn "hình vuông kép" trong đó các giá đỡ anten đều

không bị riềm che, chỉ tạo ra một hiệu ứng suy giảm nhỏ so với hiệu ứng của màn che hình xuyên và ưu điểm là có đặc tính triệt găn đối xứng trục. Hai loại màn chắn vòng kép và hình vuông kép có thể sử dụng để bảo vệ anten chống nhiễu từ bất kì hướng nào gồm cả nửa không gian trước, bên ngoài góc $\theta \approx 0,7\theta_0$ trong đó $2\theta_0$ là độ rộng búp sóng "không" của anten được bảo vệ. Các màn chắn lắp trên anten giảm bức xạ búp phụ trong những góc riêng biệt. Một trong các loại chắn đơn giản nhất là màn chắn hình đĩa lắp bên cạnh tấm phản xạ cách mép của góc mở một khoảng nhất định, và nằm trong cùng mặt phẳng với đĩa anten. Ở khoảng cách $2\lambda_0$ từ vành ngoài của anten và với kích thước như vậy nó sẽ chồng lên vành ngoài anten $2\lambda_0$, màn chắn sẽ tăng tính chống nhiễu của anten lên 8 - 10 dB trong phần góc $180 \pm 35^\circ$. Độ triệt lớn nhất (15 - 18dB) xung quanh góc hẹp hơn 180° đạt được do màn chắn khe đặt ở khoảng cách $2\lambda_0$ xa vành ngoài anten, và chồng lên vành ngoài $1,07\lambda_0$. Có nghĩa màn chắn khe nhỏ hơn màn chắn đặc. Màn chắn khe dùng có hiệu quả trong việc triệt trường búp sóng thừa của những anten dùng trong các tuyến "vượt chân trời" và được thiết kế dùng với bộ phản xạ bù có góc mở khẩu độ hình vuông hoặc chữ nhật.



Hình 10.11- Màn chắn vòng kép (Theo Báo cáo 831, CCIR).

10.4.2. Sử dụng những bộ gạt nhiễu (Báo cáo 830 CCIR)

Trong những trường hợp mà các phương pháp truyền thống như phân cách tần số hoặc địa lý để bảo đảm cho các hệ thống viba làm việc bình thường, không giải quyết nổi, người ta sử dụng những bộ gạt nhiễu cùng làm việc.

Các bộ gạt nhiễu trong hệ thống còn có ứng dụng khác, mà trong đó kênh thông tin chính kết hợp với thông tin phụ cùng phát đi trong cùng một độ rộng băng như thông tin chính. Lúc này, các bộ gạt nhiễu cho phép các kênh chính và phụ phân cách nhau với mức xuyên âm nhỏ không đáng kể, và tăng một

cách cân đối dung lượng kênh. Hai loại gạt nhiễu được sử dụng cho mục đích chống nhiễu là:

* Các thiết bị kênh đơn, xử lý hỗn hợp cộng của tín hiệu hữu ích và tín hiệu không mong muốn đến ở đầu vào máy thu.

* Các thiết bị nhiễu kênh, trong đó một hoặc vài tín hiệu không mong muốn từ các kênh khác đến cộng với tín hiệu hữu ích ở đầu vào các kênh.

Hiện nay, ứng dụng chủ yếu là giải quyết vấn đề bảo vệ các trạm mặt đất chống nhiễu do các tuyến viba chuyển tiếp hệ thống FM hoặc AM gây ra.

10.4.3. Phân cách tần số là một biện pháp chống nhiễu kênh lân cận

Báo cáo 651-1 của CCIR cho ta một phương pháp xác định khoảng cách tần số (FD), nó là thước đo độ phân biệt khoảng cách tối thiểu yêu cầu giữa máy thu bị nhiễu và nguồn nhiễu như là một hàm của các độ chênh lệch giữa các tần số điều chỉnh của chúng.

Khi giá trị cực đại I_m của công suất nhiễu tạp âm máy thu có thể chấp nhận được từ nguồn nhiễu tạp âm, đã được xác định, độ tổn hao yêu cầu biểu thị theo:

$$L_b(d) + FDR(\Delta f) = P_t + G_t + G_r - I_m \quad (10-31)$$

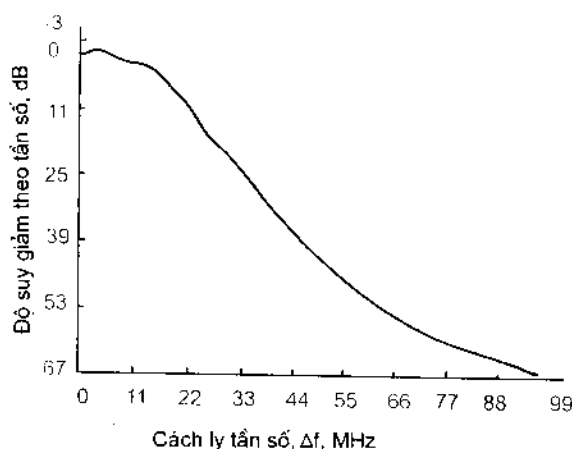
Trong đó, P_t : công suất phát của nguồn nhiễu, dBm.

G_t : tăng ích anten nhiễu theo hướng máy thu bị nhiễu, dBi.

G_r : tăng ích anten máy thu bị nhiễu theo hướng nhiễu, dBi.

$L_b(d)$: Tổn hao nhiễu truyền dẫn cơ bản đối với khoảng phân cách d giữa nguồn nhiễu và máy thu bị nhiễu, dB.

Chất lượng máy thu chỉ có thể chấp nhận được nếu vế trái của phương trình (10-31) lớn hơn hoặc bằng vế phải. Tổn hao yêu cầu kết hợp với số hạng phụ thuộc vào khoảng cách $L_b(d)$ và số hạng phụ thuộc vào tần số FDR (Δf). Đường biểu diễn các tổ hợp khác nhau của hai khoảng cách tần số Δf và khoảng cách d , tổn hao yêu cầu đạt được là đồ thị FD. Thường tung độ là độ phân biệt khoảng cách và hoành độ là độ phân cách tần số điều chỉnh của nguồn nhiễu và máy thu bị nhiễu. Đường biểu diễn FD phân cách miền chất lượng máy thu chấp nhận được và không chấp nhận được. Đồ thị FD chỉ rõ độ xa cách về tần số hoặc độ phân cách khoảng cách cho phép nguồn nhiễu và máy thu bị nhiễu cùng tồn tại trong môi trường tần số không gian. Hình 10.12 vẽ đồ thị FD điển hình.



Hình 10.12- Đồ thị khoảng cách tần số điển hình FD

10.5. PHỔ PHÁT XẠ VÀ CÁC ĐƯỜNG CONG ĐỘ CHỌN LỌC MÁY THU

Theo Điều lệ vô tuyến, Gior-ne-vơ 1982, định nghĩa độ rộng băng cần thiết như sau: "Đối với một loại phát xạ đã cho độ rộng băng tần cần thiết là độ rộng băng tần vừa đủ để bảo đảm truyền dẫn thông tin với tốc độ và chất lượng theo yêu cầu với những điều kiện đã xác định".

Sai số tần số cực đại của tải tần chưa bị điều chế so với giá trị danh định không vượt quá 200 kHz đối với hệ thống tương tự và 100 kHz đối với hệ thống số. CFR công bố (trong phần 94.71) đối với các phương tiện vô tuyến cố định làm việc trong phổ viba 928 - 929 MHz và trên 952 MHz; ngoài ra còn cung cấp một bản liệt kê độ rộng băng cực đại đối với các băng tần khác nhau, công suất phát xạ trung bình bị suy giảm thấp hơn công suất ra trung bình của máy phát tương ứng với bảng liệt kê sau đây (có thể áp dụng cho truyền dẫn với điều chế số).

- 1- Đối với các tần số làm việc dưới 15 GHz, với bất kì băng 4 kHz nào, tần số trung tâm của chúng dịch chuyển so với tần số được phân định hơn 50% đến 250% của độ rộng băng chủ, suy hao xác định theo biểu thức sau, nhưng không nhỏ hơn 50 dB:

$$A = 35 + 0,8.(P - 50) + 10.\lg W \text{ (Suy hao lớn hơn 80 dB không cần đến)}$$

Trong biểu thức này, A là suy hao (dB) thấp hơn mức công suất ra trung bình (dB), P là số % dịch chuyển của tần số trung tâm so với tần số đã phân định (%); W là độ rộng băng chủ (MHz).

- 2- Đối với tần số công tác trên 15 GHz trong bất kì băng 1 MHz nào, tần số trung tâm của chúng cũng bị dịch chuyển so với tần số được phân định hơn 50% - 250% độ rộng băng chủ, suy hao được xác định theo biểu thức sau nhưng không nhỏ hơn 11 dB:

$$A = 11 + 0,4 (P - 50) + 10 \lg W \text{ (suy hao lớn hơn 56 dB không cần đến)}$$

- 3- Với bất kì băng 4 kHz nào tần số trung tâm của nó dịch khỏi tần số phân định hơn 250% độ rộng băng chủ, ít nhất là $[43 + 10 \lg(\text{công suất ra trung bình, } W)]$ dB, hoặc 80 dB, bất cứ lúc nào suy giảm cũng nhỏ hơn.
- 4- Với bất kỳ tần số nào trên 40 GHz, các hài sóng mang của hệ thống làm việc theo những quy định đặc biệt về công suất thấp, những hệ thống bao phủ bị hạn chế trong các đoạn băng 21,8 - 22 GHz và 23,0 - 23,2 GHz, sẽ bị suy giảm ít nhất là $[33 + 10 \lg 10.(\text{công suất ra trung bình, } W)]$ dB.

10.5.1. Phát xạ giả

Theo như Điều lệ vô tuyến (Gio-ne-vơ 1982) đã định nghĩa phát xạ giả là phát xạ với một hoặc nhiều tần số nằm ngoài độ rộng băng cần thiết và mức của chúng có thể bị giảm không ảnh hưởng đến truyền dẫn tín tức tương ứng. Các phát xạ giả gồm các phát xạ sóng hài, phát xạ kí sinh, các sản phẩm điều chế tương hỗ và các sản phẩm đổi tần, trừ phát xạ ngoài băng. Phát xạ ngoài băng là phát xạ với một hay nhiều tần số trực tiếp bên ngoài độ rộng băng cần thiết, nó là kết quả của quá trình điều chế bằng cách ngăn chặn phát xạ giả.

10.5.1.1. Phát xạ giả từ máy phát

Là bất kỳ bức xạ nào riêng không mong muốn có ở cửa ra của máy phát. Nếu thích hợp chúng được xem xét ở đầu ra máy phát hoặc đầu ra của bộ song công. Phát xạ giả từ máy phát không nên vượt quá -79 dBW, trong nhóm tần số mà máy phát có ở trong đó, ví dụ thấp hơn hoặc cao hơn. Các bức xạ giả ở bất kỳ tần số nào khác không nên vượt quá -96 dBW. (Ghi chú: ở những tần số nhất định, trị số CEPT - 120 dBW có thể thoả mãn khi dự định bố trí anten làm việc chung).

10.5.1.2. Phát xạ giả từ máy thu

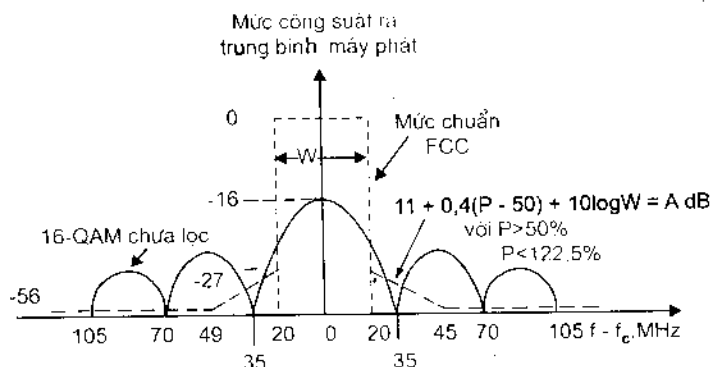
Phát xạ giả từ máy thu là bất kỳ phát xạ riêng nào có ở đầu vào máy thu, nếu thích hợp có thể xét ở đầu vào máy thu hoặc bộ song công. Các bức xạ giả từ máy thu gồm cả bức xạ ở tần số dao động nội không nên vượt quá -96 dBW.

dừng lại ở 56 dB đối với những tần số dịch chuyển xa sóng mang hơn nữa. Tất cả các mức đều lấy mốc chuẩn mức sóng mang chưa điều chế là 0 dB.

Mật độ công suất phổ (C/W) đối với tín hiệu đo ở tần số trung tâm tùy ý, băng hẹp 1 MHz (b MHz), là $10 \lg(b/W)$, chuẩn với sóng mang C , có nghĩa là trong trường hợp này, $10 \lg(1/40) = -16$ dB. Do đó, mật độ phổ công suất cực đại 16-QAM chưa lọc, nằm dưới công suất sóng mang chưa điều chế (chuẩn 0 dB) 16 dB. Hình 10.14 vẽ đồ thị mật độ và chỉ ra rằng cần thiết phải lọc phổ 16-QAM một cách chính xác trước khi cho phép phát xạ tín hiệu. Tổ hợp các bộ lọc phát và thu thường được thiết kế để đạt được đáp tuyến yêu cầu. Nhưng phổ tần số chủ cũng cần được xem xét, vì liên quan đến việc mở rộng phạm vi thiết kế bộ lọc phát trong thiết kế chung để đạt được đáp tuyến yêu cầu.

10.5.4. Các hệ số phát xạ cho phép cực đại CFR

Ở đây ta sẽ xét ngắn gọn dung sai cho phép theo % của tần số phân định, độ rộng băng chủ cực đại, công suất phát, EIRP, độ rộng búp sóng và tăng ích anten đối với dịch vụ khai thác riêng cố định, trong các băng chọn giữa 928 MHz và 40 GHz.



Hình 10.14- Lời giải ví dụ 4 về mật độ phổ phát xạ FCC 16-QAM 15GHz.

Tốc độ bit của bản tin = 140 Mbit/s, độ rộng băng 40 MHz.

10.6. CHỌN TẦN SỐ VÔ TUYẾN VÀ SỬ DỤNG PHỔ

Tín hiệu tương tự đã số hoá có độ rộng băng lớn hơn bản thân tín hiệu. Như đã nói trong chương 2, tín hiệu băng thoại 4 kHz được mã hoá PCM với tốc độ 64 kbit/s. Điều này phù hợp với độ rộng băng xấp xỉ 32 kHz của bộ lọc Nyquist để truyền dẫn tương đương dạng nhị phân của tín hiệu. Việc tăng độ rộng băng phản ảnh hệ số sử dụng phổ vô tuyến. Mặc dù máy phát điều chế

băng rộng FM - FDM đã cần một độ rộng băng lớn hơn tín hiệu băng gốc, nhưng khi sử dụng các hệ thống vô tuyến số truyền cùng một lượng tin thì còn yêu cầu một băng tần rộng hơn. Như vậy khi xét độ rộng băng của một kênh vô tuyến, nói chung thường dùng đơn vị đo hiệu suất bit/Hz tức là dung lượng thông tin bit/s chia cho độ rộng băng của kênh Hz như đã nói trong mục 6.7.2.

Bảng 10.7 Các giới hạn cực đại của CFR (FCC)

Băng tần MHz	Sai số sóng mang %	Độ rộng băng MHz	Công suất máy phát W	EIRP dBW (1)	Độ rộng búp sóng độ		Tăng ích anten dBi	
					A	B	A	B
928-929	0,0005	0,025	5	17	14	20	N/A	
952-960	0,0025	25; 50; 100; 200 kHz	20	40	14	20	N/A	
1850-1990	0,002	5 hoặc 10	20	45	5	8	N/A	
2130-2150	0,001	0,8 hoặc 1,6	20	45	5	8	N/A	
2150-2160	0,001	10	20	45	5	8	N/A	
2180-2220	0,001	0,8 hoặc 1,6	20	45	5	8	N/A	
2450-2460	0,001	0,8	20	45	5	8	N/A	
2500-2690	0,0025	tới 2680 MHz = 6	20	45	5	8	N/A	
6525-6875	0,005	5 hoặc 10	20	50	5	8	N/A	
10500-10680	0,0003	5	xem (4)	40	1,5	2		
12200-13150	0,005	10 hoặc 20	10	50	N/A	N/A	N/A	38
13200-13250	0,03	25	10	50	1	2	N/A	
17700-18140	0,003	80	10	55	1	2	N/A	
18140-18142	0,003	2	10	55	N/A	N/A	38	38
18142-18580	0,003	6	10	55	N/A	N/A	38	38
18580-18600	0,003	20	10	55	N/A	N/A	38	38
18600-18800	0,003		10	55	N/A	N/A	38	38
18800-18820	0,003	20	10	55	N/A	N/A	38	38
18820-18920	0,001	20	10	55	N/A	N/A	38	38
18920-19160	0,003	10	10	55	N/A	N/A	38	38
19160-19260	0,003	20	10	55	N/A	N/A	38	38
19260-19700	0,003	10	10	55	N/A	N/A	38	38
21200-23600	0,03	80	10	40	N/A	N/A	38	38

31000-31300	0,03	đến 100 MHz	0,05	không giới hạn	N/A	N/A	38	38
		-			không	A/B = 4		N/A
31300-38600	0,03		10	40	-		-	
38600-40000	0,03	đến 50 MHz	10	40	N/A	N/A	38	38
		được xác định trong phạm vi chức trách						

Ghi chú:

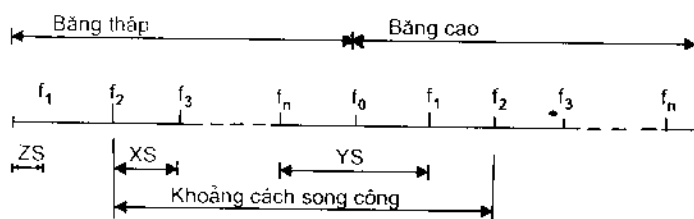
- 1) EIRP: Công suất hình bao đỉnh không nên vượt quá 5 lần công suất trung bình.
- 2) Các hệ số cho trong bảng đều được sử dụng như một chỉ dẫn. Các chi tiết đặc biệt và chọn lựa cho trong CFR 47, danh mục 94.67 - 94.75.
- 3) N/A: không sử dụng.
- 4) Xem CRF 47, mục 94.73

Tuy nhiên, hiệu suất tổng phụ thuộc vào vùng địa lý mà hệ thống viba chiếm cứ. Vì các hệ thống số có thể chịu được mức nhiễu cao hơn hệ thống tương tự tương ứng, và các phân cực trực giao dễ dàng sử dụng, không có những hiệu ứng có hại như đối với hệ thống tương tự, hệ số phòng vệ nhỏ hơn, và như vậy khoảng cách giữa các hệ thống có cùng tần số mang sẽ ngắn hơn. Do kết quả nghiên cứu những vấn đề này, các hệ thống viba số có thể tiếp cận được toàn bộ khả năng kỹ thuật tương tự đang sử dụng. Trong thực tế các hệ thống số dung lượng nhỏ và vừa, có độ rộng băng kênh vô tuyến như hệ thống FM tương tự, có thể đạt được hiệu suất toàn trình tốt hơn.

CCIR khuyến nghị: hiệu suất phổ ít nhất là 2 bit/s/Hz. Điều lệ FCC (CFR 47, mục 21.222), xác định là dưới 15 GHz và trong băng 17,7 - 19,7 GHz, tốc độ bit phải bằng hoặc hơn độ rộng băng RF và không phụ thuộc vào phân cực, vào tần số sử dụng lại, hoặc cấu hình của hệ thống. Việc chọn băng tần có tác động lớn đến đặc tính chung của thiết bị.

Các hiện tượng truyền sóng khác nhau quan trọng đối với những tần số tương đối thấp và cao như đã nói trong chương 8, và những tính chất của đường tiếp sóng và anten cũng thay đổi. Nhưng băng tần thường còn bị ràng buộc bởi những yếu tố khác như độ khả dụng của phổ tự do, sự phân bố tần số và các điều lệ quản lý khác. Việc chọn tần số làm việc trong một băng tần cũng giống như trong hệ thống tương tự. Băng tần được chia thành các băng phụ dưới và trên như trong hình 10.15, với các băng phòng vệ ở các rìa băng (ZS). Khoảng cách cực tiểu giữa các băng vô tuyến cạnh nhau (XS) được xác định

bằng cách xét đến nhiều kênh lân cận, và khoảng cách cực tiểu giữa tần số phát và thu (YS), giá trị C/I nhận được. Khoảng cách tần số thường được tiêu chuẩn hoá theo tốc độ kí hiệu r_s của hệ thống và sau đó được biểu thị đơn giản theo X, Y, Z. Việc sử dụng phân cực đứng và ngang trong hệ thống số khác hệ thống tương tự, đối với các kênh phân cực chéo có thể dùng tải tần như nhau và các tín hiệu thu tách biệt nhau chỉ theo độ phân biệt phân cực chéo của hệ thống anten. Sự khác nhau này cũng xảy ra trong sự phân bố xen nhau, ở đó các tần số mang có thể lệch đi bằng độ rộng nửa kênh. Trường hợp này, dùng các bộ lọc để loại bỏ các tín hiệu không mong muốn. Giả sử những vấn đề về nhiễu có thể khắc phục được, nhưng các kênh vô tuyến gối sát nhau làm việc với một anten thường không thực tế, vì ghép nối các kênh tới một anten chung sẽ phức tạp và đắt tiền hoặc không thể được. Sự chịu đựng nhiễu cao hơn của những hệ thống số khiến cho ta có thể sử dụng tần số mang như nhau ở những nơi bố trí tựa lưng vào nhau, thậm chí không dùng anten chất lượng cao có hệ số phòng vệ (dò trước ra sau) cao. Đối với anten tăng ích cao, những hệ thống số làm việc với cùng tần số mang có thể khai thác trên một số hướng có góc hướng hạ thấp đến 60° hoặc nhỏ hơn.



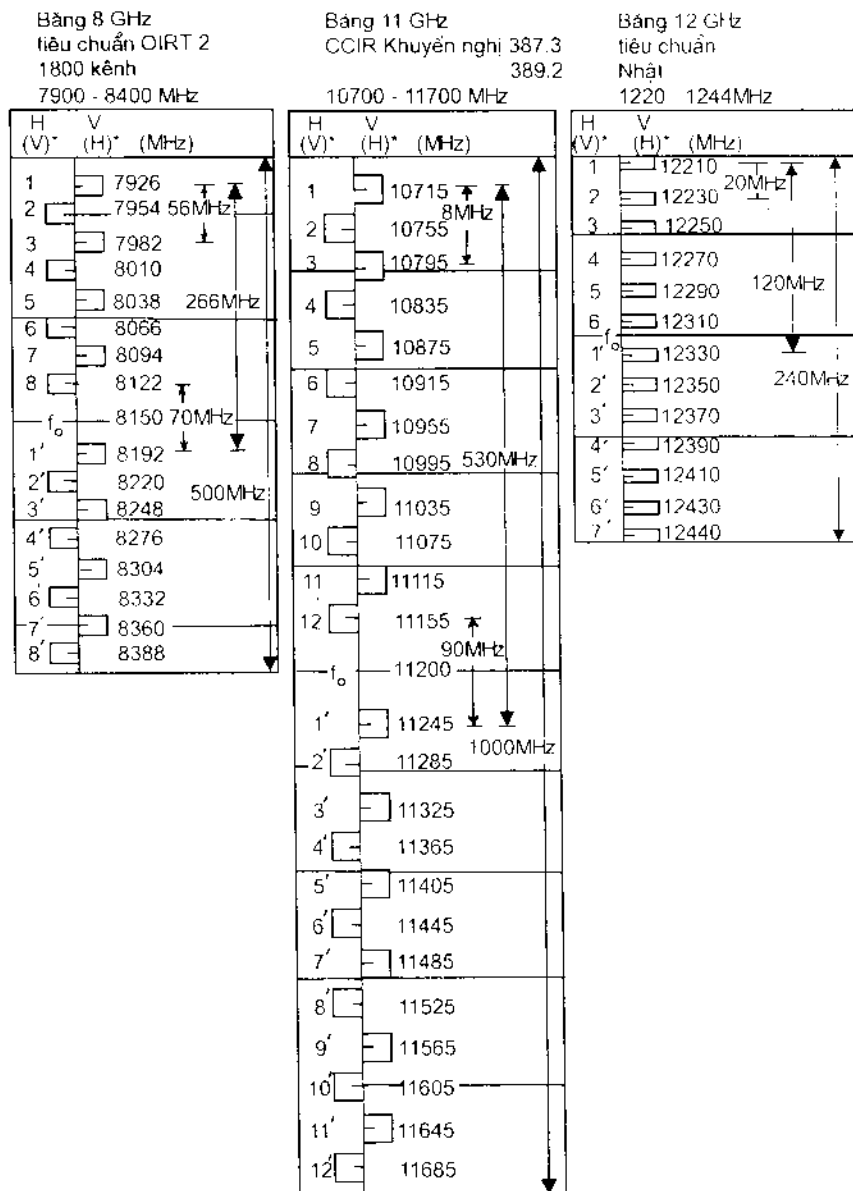
Hình 10.15- Phân bố kênh vô tuyến

10.7. CÁC BĂNG TẦN SỐ

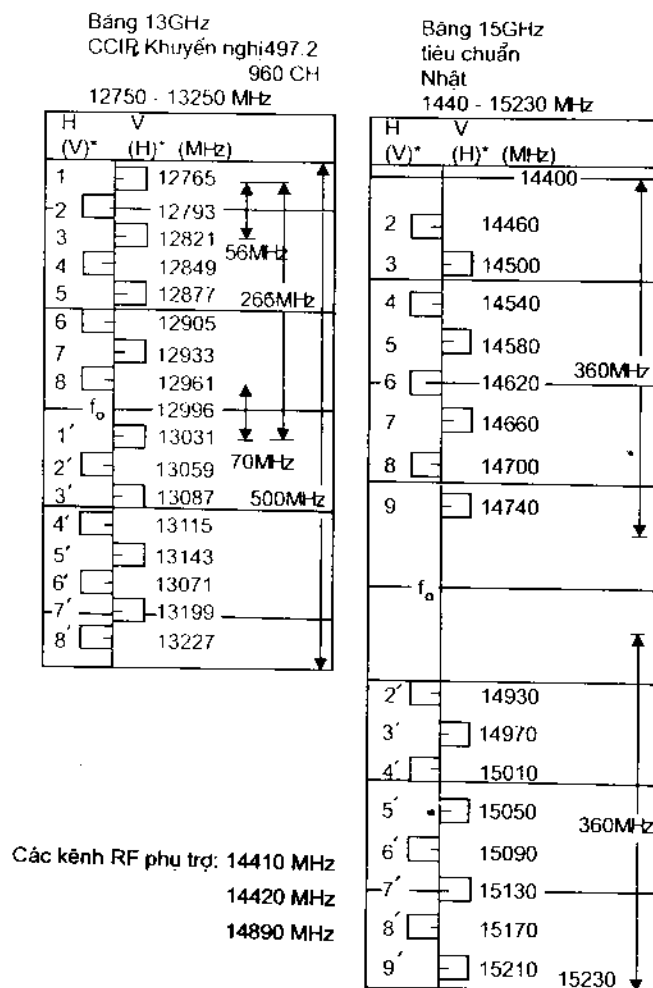
Bảng 10.7 cho ta những con số về các băng tần cho phép và dung sai cho phép của tần số mang v.v... Báo cáo 497 - 2 cung cấp chi tiết về phân bố kênh vô tuyến RF đối với những hệ thống số dung lượng trung bình làm việc trong băng 13 GHz. Khuyến nghị 387 - 3 CCIR cho chi tiết về các hệ thống dung lượng nhỏ và trung bình làm việc trong băng tần đến 11 GHz.

Đối với các hệ thống số dung lượng trung bình và cao, Báo cáo 934 CCIR (băng dưới 10 GHz), Báo cáo 782 - 1 (băng 10,7 đến 11,7 GHz), Báo cáo 607 - 2 (băng 10,5 - 10,68 GHz và 11,7 - 15,35 GHz), và Báo cáo 935 (đến 200 Mbit/s trong băng 4 GHz) đều đề cập đến. Khuyến nghị 595 CCIR cũng đề cập đến sự phân bố kênh vô tuyến RF đối với hệ thống viba số trong băng tần 17,7 - 19,7

GHz. Trong khuyến nghị này cũng có những thông tin cần thiết để lập kế hoạch tần số cho hệ thống viba, có tính đến những cặp tần số, tức là cặp tần số phát và thu, và băng phòng vệ yêu cầu giữa các kênh kề nhau và các băng kề nhau.



Hình 10.16- (a) Phân bố kênh vô tuyến cho các băng tần khác nhau



Hình 10.16 - (b) Phân bố kênh vô tuyến cho các băng tần khác nhau

Ví dụ: xét băng tần 13 GHz được chọn cho hệ thống số trong đó dung lượng có thể lên đến 960 kênh thoại. Sử dụng thông tin trong Khuyến nghị 497-2 CCIR, có thể dùng phân bố tần số vô tuyến với đặc tính dưới đây:

$$\text{Phần dưới của băng: } f_n = (f_o - 259 + 35n) \quad (\text{MHz}) \quad (10-32)$$

$$\text{Phần trên của băng: } f_n' = (f_o + 21 + 35n) \quad (\text{MHz}) \quad (10-33)$$

Trong đó $n = 1, 2, 3, 4, 5$ hoặc 6 .

f_o : tần số gốc (MHz) gần trung tâm băng 12,75 - 13,25 GHz.

f_n : tần số trung tâm (MHz) của kênh RF ở nửa phần dưới của băng.

f_n' : tần số trung tâm (MHz) của kênh RF ở nửa phần trên của băng.

Nếu hệ thống viba số dự kiến làm việc với 34 Mbit/s (480 kênh thoại), Khuyến nghị 497-2 CCIR cho các tần số trung tâm của kênh vô tuyến như sau:

$$\text{Phần dưới của băng: } f_n = (f_o - 259 + 28 n) \quad (\text{MHz}) \quad (10-34)$$

$$\text{Phần trên của băng: } f'_n = (f_o + 7 + 28 n) \quad (\text{MHz}) \quad (10-35)$$

Trong đó $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$, hoặc 8.

Nếu tần số trung tâm được chọn là $f_o = 12996 \text{ MHz}$, thì trong ví dụ này cặp tần số thu và phát (hoặc cặp phát và thu) đối với kênh 6 ($n=6$) theo biểu thức (10-34), (10-35) sẽ là:

$$f_6 = (12996 - 259 + 28 \times 6) = 12905 \quad (\text{MHz})$$

$$f'_6 = (12996 + 7 + 28 \times 6) = 13171 \quad (\text{MHz})$$

Hình vẽ 10.16 cho ta sự phân bố tần số đối với băng 8, 11, 12, 13 và 15 GHz theo tiêu chuẩn CCIR hoặc Nhật Bản.

CHƯƠNG 11

THIẾT BỊ VIBA SỐ VÀ ĐO THỬ HỆ THỐNG

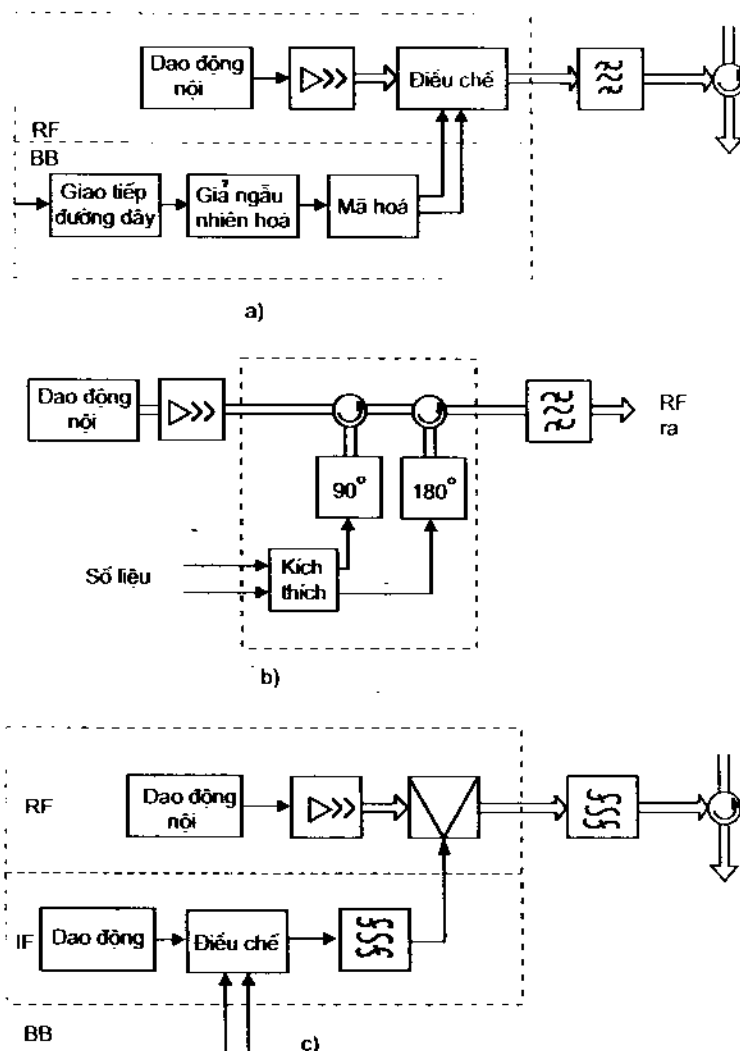
11.1. MỞ ĐẦU

Chương cuối này sẽ xem xét các khối cấu trúc cơ bản của máy thu và máy phát số, đồng thời nêu tóm tắt những nét chính của việc đo thử cần thiết để kiểm nghiệm sao cho hệ thống vô tuyến hoàn thiện theo dự tính.

Sự khác nhau giữa thiết bị vô tuyến số và tương tự phần lớn chủ yếu là băng gốc, ở đây việc thiết kế mô dem, mạch lọc băng gốc, mạch cân bằng, hoàn toàn khác nhau đối với hai hệ thống vô tuyến số và tương tự. Sự khác nhau trong thiết kế các khối băng gốc xuất phát từ sự khác nhau về bản chất của tín hiệu số và tương tự. Ở các khối trung tần IF, cao tần RF, sự khác nhau không rõ rệt lắm, mà chủ yếu là do sử dụng các phương thức điều chế khác nhau. Như đã đề cập trong chương 5, tín hiệu băng gốc thu nhận hoặc phát đến cấp đồng trục, đầu tiên phải được xử lý sao cho tín hiệu thích hợp với hệ thống, mà hệ thống sẽ tiếp tục xử lý hoặc mang tải thông tin. Trong máy phát, tín hiệu số thu nhận được từ cấp phải được tiếp tục xử lý để chuẩn bị cho quá trình xử lý số tiếp theo trước khi điều chế. Luồng bit truyền đi hầu như thường được ngẫu nhiên hoá trong các mạch băng gốc máy phát, để tránh lặp lại những mẫu bit giống nhau gây ra những đường phổ gián đoạn xuất hiện trong phổ phát. Sau khi giả ngẫu nhiên, tín hiệu được mã hoá để điều chế. Vì pha tuyệt đối của tín hiệu phát thường không thể tách được ở máy thu, nên thường dùng mã hoá vi sai cho phép pha biến thiên trong tải tần (sóng mang) để có thông tin về pha cần thiết. Đây là trong trường hợp cho sơ đồ điều pha. Sau đó những luồng bit ở đầu ra bộ mã hoá được dùng để điều khiển bộ điều chế.

Bộ điều chế có thể làm việc với một trung tần không đổi hoặc ở đầu ra RF của máy phát. Trong các hệ thống tương tự, bộ điều chế IF thông dụng hơn, với hệ thống số dùng kỹ thuật điều chế cầu phương, IF là bắt buộc. Đó là lý do tại sao độ rộng băng hai biên thường được dùng trong những hệ thống này. Đối với việc tạo tín hiệu 4-PSK, các trạng thái 4 pha có thể được tạo ra ở RF bằng cách sử dụng ghép nối tiếp hai bộ dịch pha, trong đó pha của tín hiệu phản xạ có thể

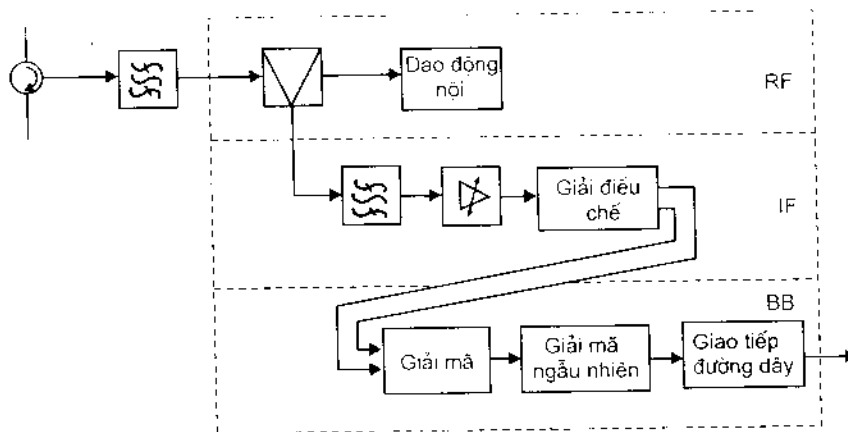
dịch đi 90° và 180° bằng cách thay đổi điểm phản xạ. Sơ đồ khối đơn giản các loại máy phát khác nhau minh họa trên hình 11.1. Phổ phát xạ có thể được định hướng do bộ lọc nhánh Anten RF trong đó sử dụng bộ điều chế RF.



Hình 11.1- Máy phát với a) Bộ điều chế RF, b) Bộ điều chế RF theo 4-PSK, c) Bộ điều chế IF. BB: băng gốc.

Bộ lọc này thường khó thiết kế hơn bộ điều chế IF, vì cần phải hạn chế phổ nằm trong giới hạn đã giới thiệu trong chương 10, và cũng không là nguyên nhân gây méo quá mức tín hiệu phát do quá nhỏ trong độ rộng băng. Một yếu tố khác cần tính đến trong bộ lọc RF là tổn hao công suất tín hiệu. Để khắc phục vấn đề này có thể dùng một bộ khuếch đại RF sau bộ điều chế. Nhưng bộ khuếch đại này gây ra méo phi tuyến và mở rộng phổ. Để duy trì

được đặc tính theo yêu cầu, kết cấu bộ lọc càng đắt hơn. Nếu sử dụng bộ điều chế IF, bộ lọc IF sẽ hơn để tạo dạng phổ, và hạ thấp được yêu cầu đối với bộ lọc RF. Tuy nhiên bất kỳ sự phi tuyến tính nào sinh ra do bộ đổi tần trên hoặc do bộ khuếch đại RF theo sau có thể gây ra những vấn đề do hạ thấp đặc tính của bộ lọc RF. Nếu giải điều chế máy thu được thực hiện ở IF thì trước bộ giải điều chế có bộ lọc IF để xác định độ chọn lọc, và một bộ khuếch đại IF có điều khiển tăng ích tự động, tạo ra tín hiệu có mức không đổi và độc lập với sự biến thiên của mức tải tần thu. Sau khi giải điều chế, tiến hành xử lý bằng gốc, giải mã và giải mã ngẫu nhiên tín hiệu số, hồi phục lại luồng bit ban đầu (gốc). Sau đó tín hiệu được xử lý tạo ra mã đường theo yêu cầu sao cho tín hiệu có thể phù hợp với môi trường truyền dẫn. Hình 11.2 minh họa sơ đồ khối của máy thu cơ bản.



Hình 11.2- Sơ đồ khối máy thu điện hình

Ở các trạm lặp, phần các khối bằng gốc có thể bị bỏ đi mặc dù các mạch tái tạo số vẫn giữ lại. Những mạch bằng gốc đã cải biến sau đó ghép với các mạch bằng gốc của máy phát tương ứng. Trong vô tuyến tương tự, thường nối trực tiếp IF máy thu với IF máy phát, để giảm lượng tạp âm tích góp do điều chế bằng gốc và giải điều chế trở lại bằng gốc. Nhưng các tín hiệu số không có vấn đề tích góp tạp âm do các mạch tái tạo số có trong thiết bị bằng gốc.

11.2. MẠCH MÁY PHÁT

Trong mục này và mục 11.3 sẽ nói đến máy thu và máy phát 16-QAM cũng được đề cập. Trên thị trường đã có viba 16-QAM có thể truyền dẫn với tốc độ 140 Mbit/s, và có những cấu hình hệ thống khác nhau như: trạm đầu cuối dự phòng nóng như đã trình bày trong mục 7.8.1 với chuyển mạch không trùng hợp bởi tổ hợp bit bằng gốc; một trạm lặp lại tái tạo có dự phòng nóng với

chuyển mạch dự phòng nóng của mạch nhánh RF, hoặc một trạm lặp nối vòng băng gốc với thiết bị rẽ và xen kênh 34 Mbit/s. Trong băng 10,7 - 11,7 GHz độ rộng băng RF là 40 MHz. Mạch máy phát cơ bản thường gồm các khối sau:

- Mạch băng gốc phát;
- Khối xử lý số liệu băng gốc;
- Bộ điều chế;
- Bộ lọc và khuếch đại IF máy phát;
- Bộ đổi tần trên;
- Bộ khuếch đại và bộ lọc nhánh RF.

11.2.1. Mạch băng gốc máy phát

Hình 11.3 minh họa sơ đồ khối của bộ điều chế - giải điều chế 16-QAM, MDAP-140MB, NEC.

11.2.1.1. Bộ chuyển đổi mã đường

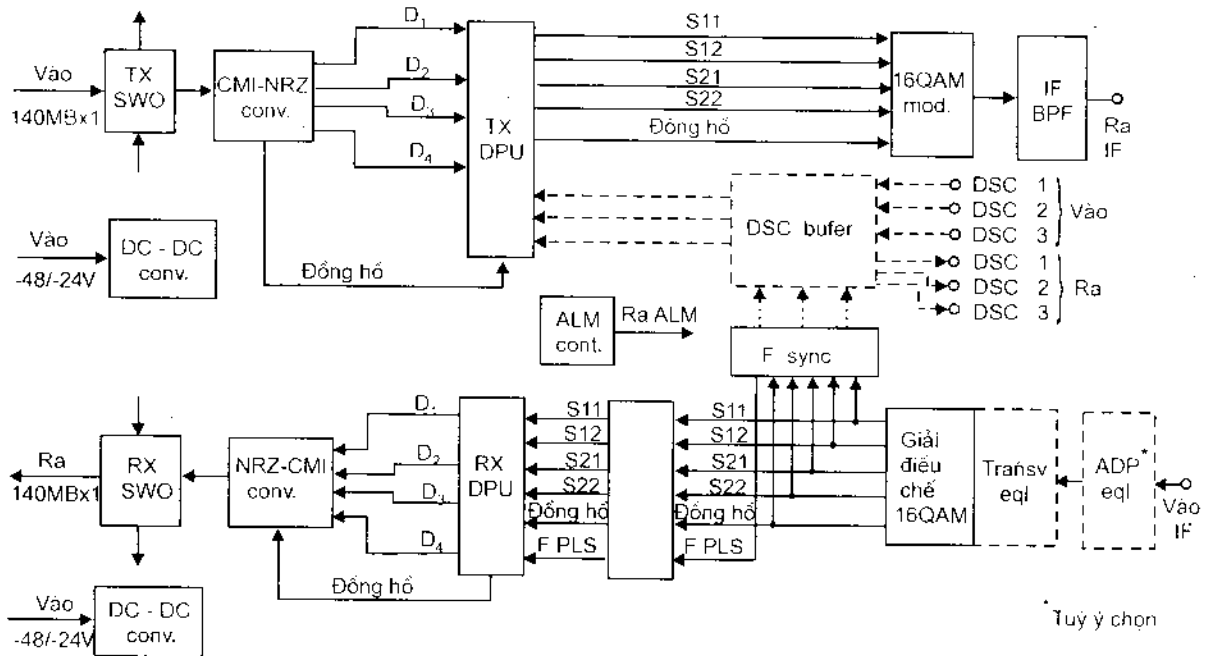
Thiết bị này gồm có một khối chuyển đổi mã đường CMI-NRZ, khối này lấy tín hiệu ở đầu ra khối ghép kênh cấp bốn 139,264 Mbit/s (tương đương với 1920 kênh thoại giống như cấp 4 của phân cấp CEPT) và chuyển đổi luồng bit mã CMI thành luồng bit nhị phân NRZ (không trở về không).

11.2.1.2. Khối xử lý số liệu

Một khi đã tiến hành chuyển mã, tín hiệu từ khối chuyển đổi CMI-NRZ đi vào khối xử lý số liệu (TX DPU), ở đây tín hiệu NRZ được ngẫu nhiên. Tốc độ bit của 4 luồng tăng lên do đưa vào các bit thông tin về khung, bit kiểm tra chẵn lẻ và khe thời gian cho tín hiệu kênh nghiệp vụ số tùy ý. Các hãng khác như GTE, trong bộ điều chế giải điều chế CMF 40 của các hãng này cung cấp một tín hiệu phụ 2048 kbit/s để giải quyết những yêu cầu về lưu lượng ưu tiên thấp giữa các trạm đầu cuối trong đoạn trục viba số chủ yếu. Hơn nữa, 11 kênh thoại số nghiệp vụ 64 kbit/s có thể thêm vào băng điều chế Denta hay PCM. Các chỉ thị chuyển mạch số tương đương với 64 kbit/s mang tất cả thông tin do thiết bị chuyển mạch bảo vệ đa đường số yêu cầu cũng có thể là một chức năng thêm vào.

Các kênh nghiệp vụ tương tự có thể điều chế tần số mang IF 140 MHz, là tín hiệu độc lập đối với luồng bit số chính. Thông tin khung được cấu trúc cho phép thời gian đồng bộ nhỏ hơn tổn thất thời gian khung của bộ ghép kênh 140 Mbit/s, để tránh tổn thất truyền dẫn đồng bộ trong các bộ ghép kênh cấp

thấp hơn. Cấu trúc khung cũng tạo khả năng rẽ và xen kênh nghiệp vụ số cũng như các kênh giám sát BER tại trạm lặp dựa trên phương pháp kiểm tra chẵn lẻ. Để hạn chế độ rộng băng RF, việc tăng tốc độ bit tổng thường không vượt quá 4% tốc độ bit danh định 139,264 Mbit/s.



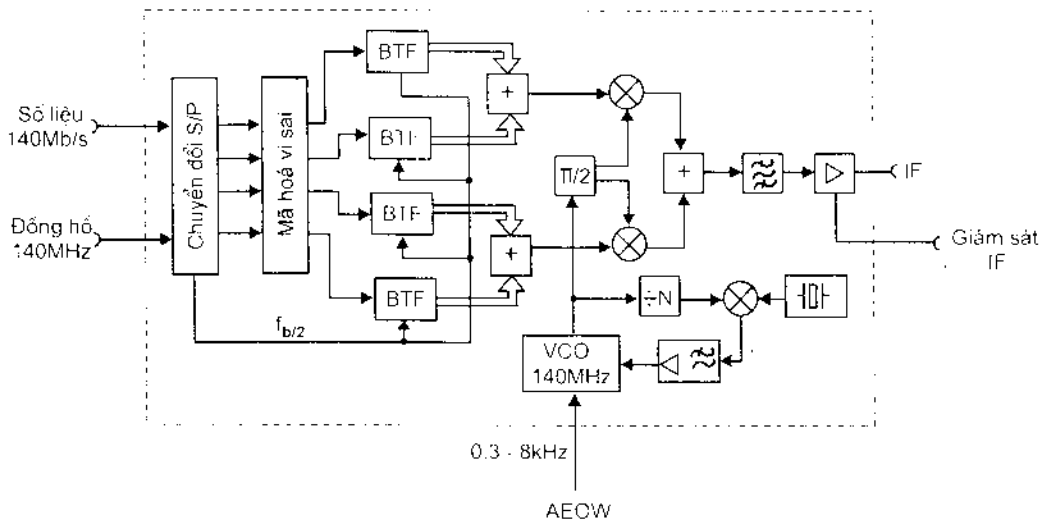
CMI-NRZ conv } Các khối chuyển đổi mã đường
NRZ-CMI conv }
TX DPU: Khối xử lý số liệu phát
TX SWO: Chuyển mạch băng gốc phát
ALM cont.: Điều khiển cảnh báo
DSC buffer.: Bộ đệm kênh nghiệp vụ số
DC-DC conv.: Bộ chuyển đổi DC-DC

F Sync: Đồng bộ khung
IF BPF: Bộ lọc băng trung tần
Transv eql: Bộ san bằng ngang
ADP eql: Bộ san bằng phối hợp
F PLS: Xung khung
RX SWO: Chuyển mạch băng gốc thu

Hình 11.3- Khối điều chế-giải điều chế băng gốc số NEC MDAP-140MB

Thêm vào việc chuyển đổi nối tiếp - song song được thực hiện bằng bộ chuyển đổi CMI-NRZ, một số hãng còn đưa vào bộ cân bằng số liệu, trong đó bộ cân bằng tự động hồi phục được một suy hao đến 12 dB ở 70 MHz theo luật $\sqrt{f}$. Các mạch khôi phục xung nhịp (đồng hồ) và số liệu đều nằm ở trong khối chuyển đổi. Ghép kênh số liệu 140 Mbit/s, các kênh nghiệp vụ số và các chỉ thị chuyển mạch số đều đồng bộ với nhau vì những đồng hồ tương quan đều được tạo ra trong cùng một khối. Các bit chẵn lẻ và các kênh nghiệp vụ số không

ngẫu nhiên hoá vì thường chúng không cần đến ở những trạm lặp. Ở những nơi có kênh bảo vệ dự phòng đơn để phòng vệ một bức xạ riêng hoặc bức xạ vô tuyến N, một tín hiệu chỉ thị cảnh báo (AIS) được truyền từ bộ tạo AIS khi tín hiệu vào đến khối băng gốc bị mất. Bộ tạo AIS là một chức năng của bộ điều chế-giải điều chế GTE-CMF-40. Hình 11.4 minh hoạ sơ đồ khối bộ điều chế GTE 16-QAM. Khác với máy vô tuyến NEC là việc chuyển đổi nối tiếp-song song không thực hiện trong bộ chuyển đổi CMI-NRZ mà thực hiện trong bộ điều chế 16-QAM.



S/P: Nối tiếp/song song

AEOW: Kênh nghiệp vụ tương tự

BTF: Bộ lọc băng gốc

MON IF: Giám sát IF

VCO: Bộ dao động điều khiển bằng điện áp

Hình 11.4 - Bộ điều chế GTE CMF-40 16-QAM

11.2.2. Bộ điều chế 16-QAM

Bộ điều chế 16-QAM ngoài việc chuyển đổi nối tiếp-song song đã đề cập ở trên, còn thực hiện các chức năng sau: mã hoá vi sai, lọc băng gốc của 4 luồng nhị phân đi qua những bộ lọc băng thông số, chuyển đổi 4 luồng nhị phân thành hai tín hiệu nhiều mức (4 mức PAM), bộ tạo dao động nội tải tần 140 MHz và điều chế hai thành phần cầu phương của tải tần và tổ hợp tiếp tục để được tín hiệu 16-QAM. Để duy trì dạng phổ đã nhận được trong băng gốc trong khi làm việc với tín hiệu nhiều mức, phải giữ tuyến tính việc điều chế biên độ (AM) trên hai trục cầu phương. Các bộ lọc thông dùng để lọc riêng mỗi luồng trong 4 luồng nhị phân (35 Mbit/s) tạo ra phổ cosin tăng với hệ số roll-off là 0,5.

Loại lọc này có ưu điểm cân bằng sự trễ nhóm thặng dư của kênh. Bộ lọc IF ở đầu ra của bộ điều chế hạn chế phổ tín hiệu không mong muốn. Việc tạo tần số dao động nội IF 140MHz (hoặc 70MHz) được thực hiện qua mạch dao động vòng khoá pha (PLL). Tín hiệu tương tự có thể điều chế tần số tải tần IF để cung cấp cho các kênh nghiệp vụ tương tự.

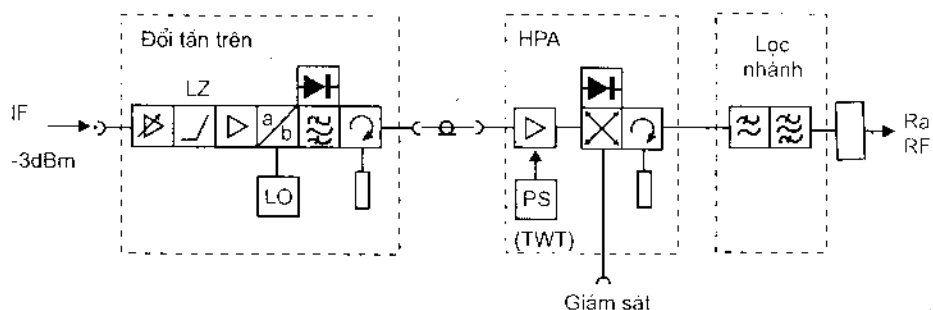
11.2.3. Bộ đổi tần trên, bộ khuếch đại và bộ lọc nhánh của máy phát

Tín hiệu IF ra từ bộ lọc IF đi vào các mạch đổi tần trên để tạo tín hiệu ra ở tần số sóng mang. Hình 11.5 minh hoạ sơ đồ khối của máy phát GTE CTR 188-11 GHz.

11.2.3.1. Bộ đổi tần trên

Tín hiệu lấy từ bộ điều chế 16-QAM đi vào các mạch đổi tần trên. Tín hiệu IF được lọc ở tầng này để đạt được sự dung hoà (thoả hiệp) tốt nhất giữa nhiễu các ký hiệu với nhau và suy hao ngoài băng, để giảm nhiễu kênh lân cận cực tiểu đến các hệ thống khác và để tuân theo những hạn chế phổ đã được cơ quan quản lý quy định theo mặt nạ phổ công suất ra.

Bộ đổi tần trên bao gồm một mạch tuyến tính hoá, sau tín hiệu IF đã khuếch đại. Bộ tuyến tính hoá có đặc tính méo dạng để bù vào độ méo của khuếch đại công suất RF. Kết quả toàn bộ mạch phát đạt được tuyến tính hoá, cho phép công suất hồi tiếp nhỏ. Tín hiệu làm méo trước lại được khuếch đại và dẫn đến bộ đổi tần trên hoặc bộ trộn. Trong một số thiết kế, các bộ trộn có thể dùng một cặp di-ốt biến dung trong một cấu hình cân bằng nhau. Tần số ngoại sai được bộ dao động điều khiển bằng điện áp tạo ra từ mạch vòng khoá pha.



HPA: bộ khuếch đại công suất cao

LO: bộ dao động nội

PS: công suất điện áp cao dùng cho TWT

TWT: đèn sóng chạy

LZ: bộ tuyến tính bù méo cho bộ khuếch đại công suất cao.

Hình 11.5- Máy phát GTE CTR 188-11GHz

11.2.3.2. Bộ khuếch đại công suất

Bộ lọc sau bộ đổi tần trên để chọn biên tần cần thiết. Diot tách sóng lấy tín hiệu ra để giám sát với mức công suất dự tính qua một bộ ghép một hướng. Tín hiệu cao tần RF ở đầu ra của bộ ghép một hướng được đưa vào bộ khuếch đại công suất. Thường có hai loại khuếch đại công suất: một loại dùng các tranzito hiệu ứng trường Gallium-Arsenide (GaAsFET) cho công suất ra trung bình ở nhánh ra là 25 dBm, và một loại dùng đèn sóng chạy (TWT) cho công suất ra là 33 dBm. Phần công suất lấy ra qua bộ ghép một hướng và diot tách sóng còn dùng để đo công suất, cảnh báo, giám sát.

11.2.3.3. Bộ lọc nhánh

Một bộ phân mạch định hướng vòng phân cách bộ khuếch đại công suất với bộ lọc nhánh và bộ lọc thấp, đó là những bộ lọc bằng hốc cộng hưởng ghép trong ống dẫn sóng đưa ra anten. Số hốc cộng hưởng tùy theo thiết kế bộ lọc trung tần IF. Trong máy phát GTE dùng bộ lọc có 5 hốc cộng hưởng.

11.3. MẠCH MÁY THU

Hình 11.2 minh họa sơ đồ khối của một máy thu điển hình. Các mạch băng gốc cả trong máy phát và máy thu đều là mạch số logic, thực hiện việc xử lý tín hiệu yêu cầu giữa giao tiếp đường dây và mô dem. Khối giao tiếp đường dây tái tạo lại tín hiệu thu được từ đường dây và thực hiện chuyển đổi mã giữa mã đường và mã xung nhị phân đơn cực dùng trong quá trình xử lý; nếu cần phòng vệ quá áp và cân bằng suy hao dùng các đoạn cáp dài hơn. Các thao tác chuyển đổi đều chính xác với luồng bit đến hoặc đi của khối băng gốc thu hoặc bộ giải điều chế băng gốc. Nếu tốc độ bit phát đi không phải là tốc độ bit được tạo ra do cấu trúc ghép kênh phân cấp đã chấp nhận, cần có một khối ghép kênh.

Trong trường hợp này các luồng bit thu không đồng bộ (thường là hai) đều được ghép lại để tạo một luồng bit có tốc độ bit cao hơn một ít so với tổng hai tốc độ bit của hai luồng. Những bit thông tin thêm vào được cộng sao cho phía thu có thể phân kênh được đúng. Một CODEC cần thiết để mã hoá luồng bit phát dưới một dạng phù hợp với bộ điều chế và giải mã luồng bit đến từ bộ giải điều chế. Những chức năng này được thực hiện bằng các giá trị so sánh của những xung liên tiếp (mã/giải mã vi sai) và dựa trên sự khác biệt chọn lấy giá trị ra thích hợp.

Các chức năng giả ngẫu nhiên và giải mã giả ngẫu nhiên cũng có thể nằm

trong CODEC bằng cách sử dụng các bộ ghi dịch và ghép nối hồi tiếp. CODEC trong thiết bị thu phát đang nói đến là khối xử lý số liệu (DPU). Các khối RF, như đã nói trên cũng tương tự như trong hệ thống vô tuyến tương tự, trừ bộ điều chế nếu như làm việc ở RF theo như hình vẽ 11.1(b). Tuy nhiên, nếu như có sự tương đồng giữa hai loại hệ thống vô tuyến, vẫn có một số khác biệt và cần phải tính đến. Sự khác biệt này nằm trong khâu thiết kế các bộ lọc.

Khi thiết kế các bộ lọc phải lưu ý đến đặc tính của tín hiệu số RF. Về phía máy phát, yêu cầu chủ yếu thường là tạo dạng phổ, trong khi đó về phía máy thu, việc thiết kế bộ lọc RF ít chặt chẽ hơn vì tập trung vào bộ lọc IF. Bộ lọc IF quyết định độ chọn lọc của máy thu. Cả bộ lọc phát và thu đều chịu những biến thiên nhỏ về biên độ và đặc tính trễ nhóm trên độ rộng băng có chứa phần quan trọng nhất của phổ. Khi cần khuếch đại tín hiệu RF đã điều chế thì bộ khuếch đại phải có độ phi tuyến điều chỉnh được hoặc như nói ở trên là làm méo trước để xóa bỏ hiệu ứng phi tuyến này. Phần lớn tín hiệu số RF đều có những biến thiên nhỏ về hình bao do một lượng nhỏ của mở rộng phổ và ở phần tách sóng, làm giảm độ mở của hình mắt (mục 5.2.5). Những khối băng cơ bản trong một máy phát hoặc máy thu số được tạo nên từ các mạch số mà chúng có làm việc hay không. Chúng không suy yếu từ từ như trong các mạch tương tự. Hơn nữa, các mạch số có ít linh kiện điều chỉnh hơn. Điều đó có nghĩa là sửa chữa các mạch số thường tiến hành bằng cách thay thế hoàn toàn máy thu hoặc máy phát hoặc thay một khối trong đó, hoặc thay một tấm mạch in hay một khối nhỏ trong một khối lớn. Việc bảo dưỡng như vậy dễ dàng hơn và giảm thời gian gián đoạn. Các hệ thống điều khiển từ xa và giám sát tinh vi đều thực hiện dễ hơn trong các hệ thống số và điều này tạo ra khả năng phát hiện nhanh chóng chỗ hư hỏng trong thiết bị số.

11.3.1. Các mạch thu RF

Hình 11.6 minh họa sơ đồ khối của máy thu CTR 188 11 GHz với sơ đồ khối bộ kết hợp phân tập không gian. Toàn máy thu gồm 4 khối chức năng theo yêu cầu của hệ thống:

- Máy thu RF chính
- Máy thu phân tập không gian
- Khối IF
- Bộ vi xử lý để kết hợp phân tập không gian

Lựa chọn phân tập không gian dùng bộ kết hợp ở IF là loại có độ phân tán nhỏ nhất, đã nói trong mục 8.3.5.1.

Khi sử dụng phân tập không gian, tín hiệu cao tần RF đến từ anten chính và anten phân tập qua nhánh thu của bộ phận mạch định hướng vòng và bộ lọc RF trước khi đi vào hai phần thu RF của máy thu. Các bộ thu RF thường gồm có các bộ tiền khuếch đại trước cuối tập âm thấp có các mạch điều chỉnh tăng ích tự động (AGC) trong nó. Những bộ khuếch đại này thường là hai tầng dùng GaAsFET. Bộ phận mạch vòng lắp trước và sau bộ khuếch đại AGC để có thể giám sát mức tín hiệu ở những điểm đó. Sau mỗi bộ khuếch đại RF, có bộ lọc chặn băng để hạn chế băng tạp âm ảnh sinh ra do cùng bộ tiền khuếch đại. Tín hiệu đi vào bộ đổi tần xuống có độ tuyến tính biên độ cao và trộn với dao động nội khoá pha điều chỉnh bằng điện áp. Lúc này, bộ trộn thu cân bằng băng rộng thường dùng các mạch tổ hợp siêu cao tần. Bộ dao động nội thường là một bộ dao động tinh thể tần số thấp, làm việc ở tần số 10 MHz hoặc xấp xỉ, và như vậy cần thiết có một bộ nhân khoá pha để đạt được tần số dao động nội yêu cầu.

Đối với hệ phân tập không gian, bộ dao động nội cung cấp cho bộ đổi tần xuống tín hiệu chính và bộ dịch pha của hệ thống kết hợp, mà được nối đến bộ đổi tần xuống của tín hiệu phân tập không gian. Qua các mạch trộn, hai tín hiệu IF 140 MHz lấy ra đưa vào các bộ tiền khuếch đại IF trước khi đưa vào bộ kết hợp IF. Biên độ của hai tín hiệu phân tập và pha quan hệ của chúng do một bộ vi xử lý điều khiển, để tối thiểu hoá sự phân tán kênh ở đầu ra IF chung, khử tác dụng của fading lựa chọn.

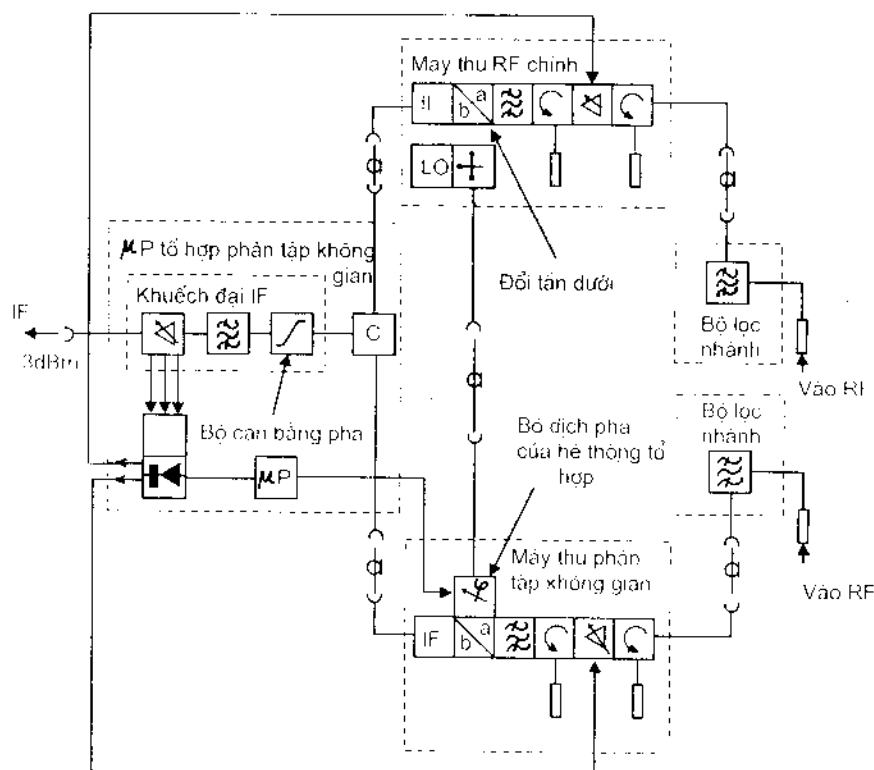
Tín hiệu ra từ bộ kết hợp IF dẫn đến bộ lọc IF, bộ cân bằng pha tích cực và bộ khuếch đại IF chính có mạch điều khiển AGC nằm trong. Bộ khuếch đại IF chính có một đầu ra phụ nối với bộ phân tích IF và khối vi xử lý khi hệ thống phân tập không gian yêu cầu. Bộ phân tích IF lấy ra những biên độ IF qua các bộ tách sóng chọn lọc, bộ tách sóng này giám sát các mức IF ở trung tâm băng IF và ở các biên của băng. Bộ vi xử lý sẽ xử lý tín hiệu ra tách sóng, tạo thời gian thực của mạch kết hợp IF để cho tín hiệu ra IF có thể đạt được độ bằng phẳng lớn nhất. Sau đó tín hiệu ra IF đi đến bộ giải điều chế. Ở điểm này đã có sẵn một tín hiệu ra giám sát IF.

11.3.2. Các mạch băng gốc máy thu

Những chức năng chủ yếu của các mạch băng gốc máy thu là:

- Cân bằng thích nghi IF
- Giải điều chế tín hiệu IF
- Cân bằng băng gốc thích nghi và tái tạo số liệu

- Xử lý băng gốc gồm giải mã vi sai và chuyển đổi song song - nối tiếp
- Phân kênh tín hiệu tổ hợp thành các tín hiệu băng gốc chính và các tín hiệu nghiệp vụ
- Giám sát BER.

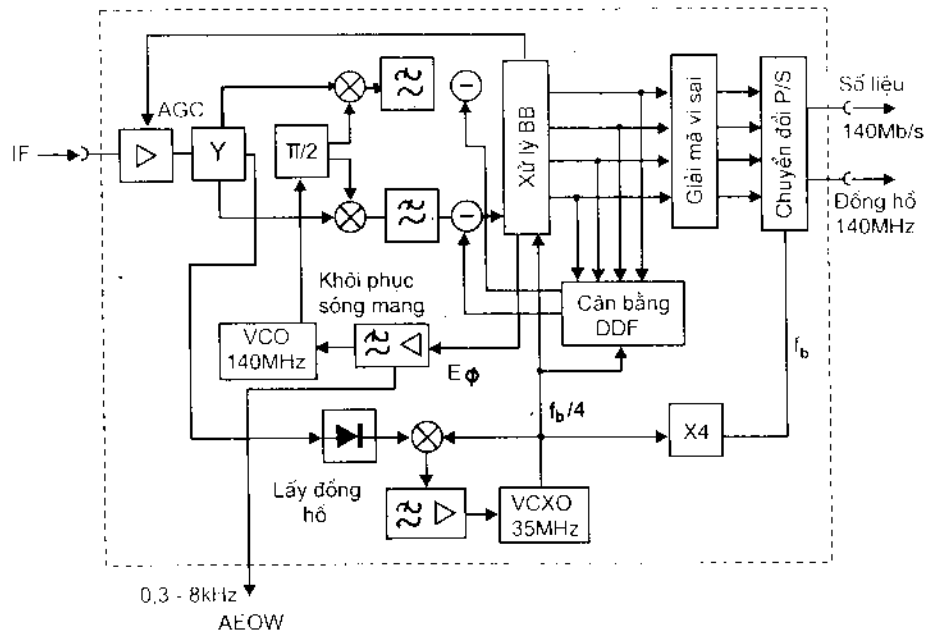


Hình 11.6- Sơ đồ khối phân RF của máy thu CTR 188 11 GHz, 16-QAM

Thường những bộ cân bằng thích nghi IF và băng gốc là những phần đặt thêm do khách hàng. Những mục tiêu chính được thực hiện trong phần giải điều chế là: tạo ra giải điều chế tuyến tính trên các trục vuông góc, lọc IF để hạn chế phát xạ ngoài băng, thực hiện lấy ra xung nhịp qua tách sóng hình bao IF, khôi phục ảnh hưởng sóng mang qua xử lý băng gốc dùng kỹ thuật vòng COSTAS cải tiến (xem mục 6.5.2.3) và nếu cần, sử dụng bộ cân bằng thích nghi băng gốc của loại hồi tiếp quyết định, để nâng cao quá trình xử lý giải điều chế và tạo nên một hệ số cải thiện cân bằng hiệu dụng khoảng bằng 8. Hình 11.7 minh họa sơ đồ khối của bộ giải điều chế GTE CTR188 16-QAM. Cấu trúc cơ bản của bộ giải điều chế này là cổ điển và tương tự như của máy NEC 16-QAM.

Giải điều chế nhận được bằng cách ánh xạ tín hiệu PAM nhiều mức trên hai trục vuông góc. Sau khi lọc và tái tạo băng gốc, ta được bốn luồng nhị phân

35 Mbit/s. Qua giải mã vi sai và chuyển đổi song song-nối tiếp ta có luồng 140 Mbit/s. Việc hồi phục sóng mang cần cho giải điều chế kết hợp thu được qua vòng COSTAS cải tiến. Dạng hồi tiếp quyết định bằng gốc thích ứng của bộ cân bằng dùng để giảm hiệu ứng xuyên nhiễu giữa các ký hiệu do méo pha và biên độ mắc phải trong khi truyền tín hiệu sóng mang qua kênh truyền dẫn.



AGC: Điều chỉnh tăng ích tự động

P/S: song song-nối tiếp

VCO: Bộ dao động điều khiển bằng điện áp

Equal.DFE: Bộ cân bằng(hồi tiếp quyết định)

VCXO: Bộ dao động tinh thể điều khiển bằng điện áp

AEOW: Kênh nghiệp vụ và điều hành

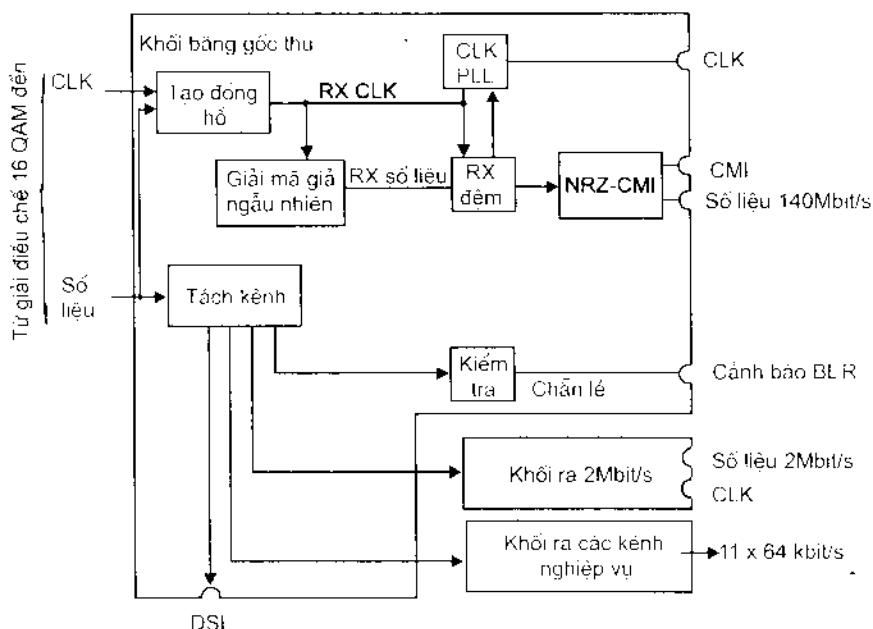
BB: Băng gốc

Hình 11.7- Sơ đồ khối bộ giải điều chế GTE CMF 40, 16-QAM

Lấy ra xung nhịp (đồng hồ) từ tốc độ ký hiệu qua tách sóng hình bao của tín hiệu thu IF. Hình 11.7 cũng minh họa việc giải điều chế các kênh nghiệp vụ tương tự từ sóng mang IF. Hình 11.3 minh họa việc chuyển đổi song song - nối tiếp được thực hiện do khối chuyển đổi mã đường NRZ-CMI. Hình 11.7 minh họa quá trình này xảy ra trước khi đi vào mạch chuyển đổi mã. Chức năng của khối chuyển đổi mã NRZ-CMI, ngoài ra nếu cần còn được chuyển đổi song song - nối tiếp, được mô tả dưới đây:

Trong hình 11.3, khối có đánh dấu FSYNC lấy ra các thông tin về khung và giám sát các bit chẵn lẻ cũng như tổ hợp đếm lỗi chẵn lẻ để giám sát chất lượng. Khi đếm lỗi vượt quá một giá trị định trước thì sẽ được cảnh báo. Khối

này cũng lấy ra những thông tin của kênh nghiệp vụ cần dùng. Kênh nghiệp vụ số cũng lấy từ khối này. Bộ chuyển đổi NRZ-CMI kết hợp 4 luồng bit thành một luồng bằng bộ chuyển đổi song song - nối tiếp, và cũng chuyển tín hiệu số NRZ nhị phân lưỡng cực thành tín hiệu số mã CMI, sẵn sàng để truyền đi ra môi trường bên ngoài.



CLK PLL: Vòng khoá pha xung đồng hồ

BB: Băng gốc

DSI: Chỉ thị chuyển mạch số

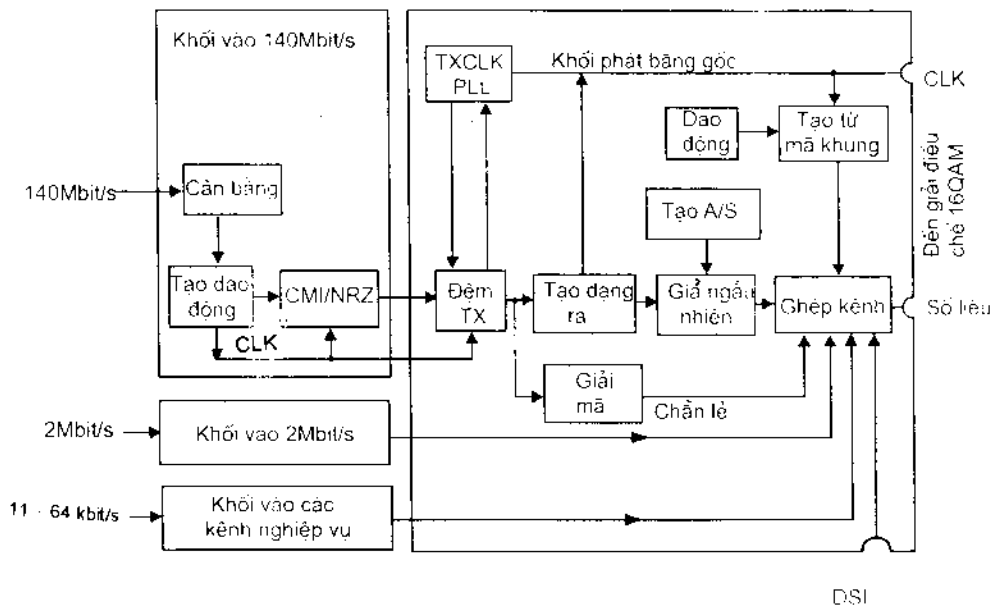
Hình 11.8- Mạch tách bit của GTE CMF 40

Các hãng chế tạo khác nhau đều có cách bố trí và sắp xếp khác nhau về mạch xử lý băng gốc, như ta đã thấy từ cấu trúc của sơ đồ hình khối trong hình 11.7. Để hoàn chỉnh việc xử lý tiếp theo sơ đồ khối bộ giải điều chế thể hiện ở hình 11.7, sơ đồ khối hình 11.8 và 11.9 minh hoạ mạch lấy ra và xen vào các bit tương ứng. Dù cho cách sắp xếp các khối thế nào đi nữa, nhưng cuối cùng đầu ra cũng phải như nhau, có nghĩa là ta có được một luồng bit số liệu 140 Mbit/s có mã đường CMI.

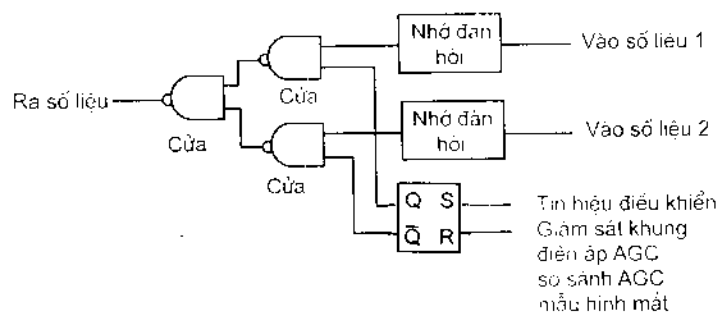
11.3.3. Tổ hợp bit băng gốc

Khối này làm trùng pha các tín hiệu số từ hai đường truyền tín hiệu khác nhau đến. Những đường truyền này có thể là một phần của phân tập không gian hay hệ thống dự phòng nóng. Tín hiệu nào có chất lượng tốt hơn hoặc có hình mất mờ ít nhất, hoặc BER thấp nhất sẽ được chuyển mạch không trùng

hợp chọn. Trong thiết bị NEC, chuyển mạch này đặt giữa khối giải điều 16-QAM và khối xử lý số liệu thu (RXDPU) như trong hình 11.3. Chuyển mạch không trùng hợp bằng gốc gồm một mạch hiệu chỉnh độ trễ, trong đó sự sai khác về thời gian tuyệt đối giữa hai bộ tín hiệu số được hiệu chỉnh bằng tay để cực tiểu hoá sự chênh lệch về độ dài đường điện giữa hai đường cần chuyển mạch. Phạm vi hiệu chỉnh độ trễ cộng hoặc trừ độ dài nửa bit. Mạch điều khiển cảnh báo kết hợp các bit so sánh chất lượng truyền dẫn của hai đường bằng hệ số BER được FSYNC giám sát, và tín hiệu tốt hơn trong hai tín hiệu sẽ được chọn từ hai đường bằng cách dùng chuyển mạch của như trong hình 11.10.



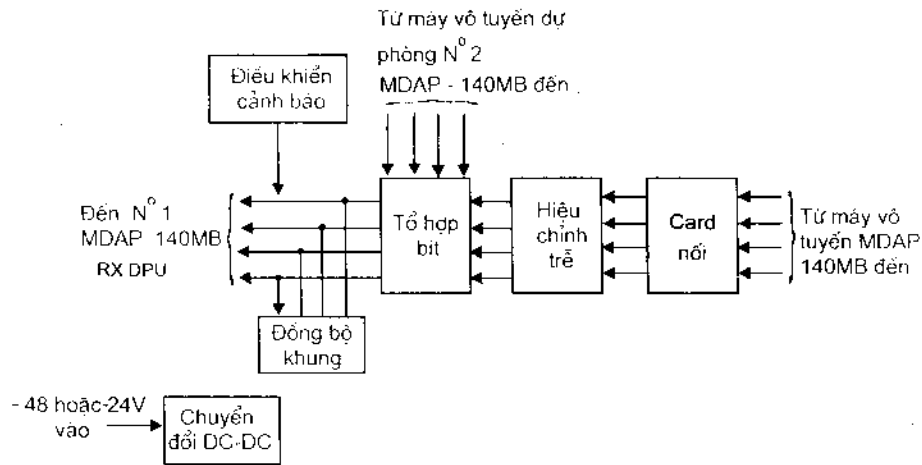
Hình 11.9- Mạch xen bit của GTE CMF 40



Hình 11.10- Nguyên lý chuyển mạch không trùng hợp

Chuyển mạch của được mạch cảnh báo điều khiển (xem hình 11.11), thực hiện việc so sánh như đã nói. Định thời gian của hai bộ tín hiệu được giữ trong

vòng $\pm 2,5$ bit và không bị phá vỡ do số liệu được tạo ra trong thời gian chuyển mạch. Hình 11.11 minh họa sơ đồ khối của chuyển mạch bằng gốc với hệ thống bảo vệ 1 + 1, tức là một hệ thống kích hoạt và một khối dự phòng cũng mang đầy đủ lưu lượng như thế nhưng không nằm trên đường dây. Trong phần còn lại của chương này, ta hãy xét một cách ngắn gọn việc đo thử cần được thực hiện trên thiết bị và trên tuyến.



Hình 11.11- Bộ tổ hợp bit bằng gốc (chuyển mạch không trùng hợp) NEC DAP-140MB cho chuyển mạch bảo vệ 1 + 1

11.4. ĐO THỬ TUYẾN VIBA SỐ

11.4.1. Mở đầu

Việc xem xét đầu tiên là thiết bị đo được sử dụng và những hạn chế về đo thử do thiết bị và môi trường gây ra. Khó mà đạt được các kết quả không lỗi dài hạn, vì đặc tính truyền dẫn mất đồng bộ như trễ nhóm, đáp tuyến biên độ, suy hao ngược v.v... gây ra nhiễu giữa các ký hiệu.

Trạng thái điều chế mất đồng bộ và ngưỡng quyết định của bộ giải điều chế, cùng với độ phi tuyến tính của khuếch đại công suất, sự rung pha ở sóng mang hồi phục và mạch đồng hồ trong bộ giải điều chế và tạp âm nhiệt, tất cả đều tham gia vào những khuyết tật gây ra độ khép hình mất cục bộ (mục 5.2.5) và do đó làm giảm ngưỡng thu. Điều này lại làm giảm độ dự trữ đã có đối với các mức tín hiệu thu thấp và tạp âm. Không giống như các hiệu ứng lan truyền, những cơ cấu này làm tăng độ suy yếu dài hạn và chịu trách nhiệm về BER nên liên tục mức thấp, thậm chí thể hiện với các mức tín hiệu thu cao. Tất

cả những suy yếu này có thể được tính theo C/N hoặc "độ dự trữ thực hiện" từ độ khép hình mắt.

Dự kiến độ suy yếu của hệ thống viba điển hình cho trong bảng 11.1 dưới đây. Từ bảng này ta thấy riêng C/N bị sút kém đi là 5,5 dB. Điều này có nghĩa là giá trị C/N phải cao hơn giá trị lý thuyết C/N ứng với một BER đã cho là 5.5 dB. Việc điều chỉnh này dẫn đến công suất máy phát cao hơn, hệ số tạp âm máy thu phải thấp hơn đối với một độ dự trữ fading nhất định hay tăng ích hệ thống. Công suất máy phát tăng lên mỗi một dB là rất đắt, đặc biệt khi độ tuyến tính là quan trọng, như trong hệ thống QAM.

Bảng 11.1 - Chỉ số suy giảm hệ thống trong một hệ thống vô tuyến số tiêu biểu

Nguyên nhân gây ra suy yếu	Độ suy yếu, dB
1. Những lỗi của mô dem - Nối vòng IF	
1.1. Sai lỗi pha và biên độ của bộ điều chế	0,1
1.2. Nhiều các ký hiệu với nhau gây ra do bộ lọc trong mô dem nối vòng	1,0
1.3. Tạp âm pha hồi phục sóng mang	0,1
1.4. Mã/giải mã vi sai	0,3
1.5. Trượt ở thời điểm mẫu có lỗi	0,1
1.6. Độ rộng băng tạp âm vượt quá của bộ giải điều chế thu	0,5
1.7. Những ảnh hưởng có hai phần cứng khác như nhiệt, lão hoá...	0,4
Tổng mô dem	2,5 dB
2. Những lỗi kênh RF	
2.1. Chuyển đổi AM/PM của tầng ra gần tuyến tính	1,5
2.2. Giới hạn băng và trễ nhóm kênh	0,3
2.3. Nhiều kênh lân cận	1,0
2.4. Phidơ và méo hồi âm	0,2
Tổng kênh RF	3,0 dB
Suy giảm tổng mô dem và kênh RF	5,5 dB

11.4.2. Các phương pháp đo C/N

Có hai phương pháp có thể dùng để đo C/N. Đó là phương pháp truyền thống phỏng tạo fading, và phương pháp cộng tạp âm. Dù có dùng phương pháp nào đi nữa thì công suất sóng mang phải được xác định đối với hoặc là tín hiệu đã điều chế, hoặc tín hiệu chưa điều chế, nhất là khi so sánh các kết quả. Công suất sóng mang đã điều chế bình thường nhỏ hơn công suất chưa điều

chế vì phổ bị cắt do bộ lọc trong máy thu phát vô tuyến và cũng vì do điều chế biên độ trong sơ đồ điều chế, ví dụ như QAM. Chênh lệch nhau khoảng 1 - 2 dB hoặc hơn là điều bình thường.

11.4.2.1. Phương pháp phỏng tạo fading

Phương pháp này dựa vào việc giảm bớt mức sóng mang C đi vào máy thu và sử dụng máy đo BER để ghi lại BER ở đầu ra bằng gốc thu trên kênh đo thử 64 kbit/s chỉ định. Đầu vào RF máy thu nối một bộ suy hao để sao cho tín hiệu đến có thể bị suy giảm bằng tạp âm thu. Dùng máy đo công suất để kiểm tra C/N hiệu dụng trong phần IF của máy thu, vì chỉ ở đây C/N mới có giá trị.

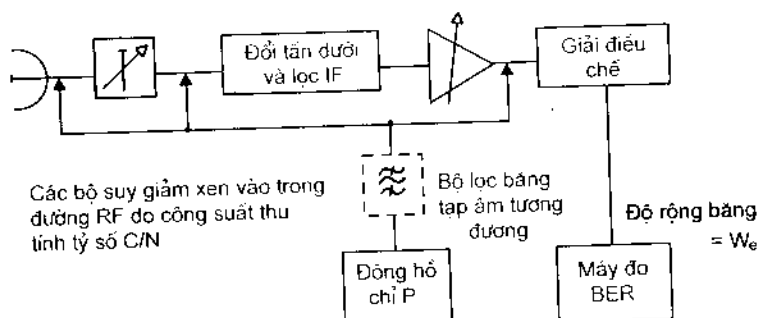
Do công suất tiến hành ở IF thực ra là $(C + N)$. Để xác định công suất tạp âm N của máy thu, máy phát ở đầu xa phải giảm công suất và công suất đọc được là công suất lấy ở cùng điểm đó trong phần IF. Giá trị mức công suất tạp âm N ghi được, cho phép xác định C/N . Lần lượt, mức tín hiệu thu vào cuối phía trước máy thu có thể đo được và mức tín hiệu thu được đánh dấu đối chiếu với BER. Trong trường hợp này, các mức đều rất thấp, nên thường dùng một bộ suy hao chuẩn đặt giữa cuối phía trước máy thu và ống dẫn sóng ra anten và dựa vào những điểm vị trí suy giảm đối với vị trí tương đương của mức tín hiệu thu. Giả sử mức sóng mang thu được chưa suy hao không thay đổi trong khi phép đo thực hiện. Do tạp âm ở IF hầu như có thể cao hơn mức tạp âm ở bộ tái tạo của bộ giải điều chế vì có thể có bộ lọc thêm vào.

Điều này có thể được giải thích khi tiến hành đo mức tạp âm trong băng tạp âm tương đương W_e , sau khi đưa bộ lọc thích hợp vào máy đo công suất đo ở IF. Việc cải thiện trong C/N sẽ được đưa ra do $10 \log W/W_e$, ở đây W là độ rộng băng IF. Hình 11.12 minh họa sơ đồ được xây dựng để đo đánh dấu C/N đối chiếu với BER.

Như đã nói ở trên, giả thiết là trong khi đo C/N và BER kết hợp, tín hiệu sóng mang thu ở anten không đổi trong quá trình đo. Mức tạp âm ghi được là hàm của bản thân máy thu và do đó giữ không đổi mặc dù mức sóng mang thu, thậm chí trong một ngày đẹp trời cũng biến thiên đến 1 - 2 dB. Điều đó dĩ nhiên dẫn đến các sai số đọc BER không ổn định. Nhất là ở những giá trị BER thấp mà ở đó các lần xung kéo dài đều yêu cầu được đo thống kê một cách thích hợp.

Đối chiếu theo hình 10.1, ta có thể thấy rằng trị số C/N hoặc mức vào thu thay đổi 1 dB, thì BER sẽ khác biệt nhau một bậc. Hơn nữa, vì tín hiệu thu vào suy giảm gần chặt với mức ngưỡng, bất kỳ biến thiên nào về sóng mang thu cũng gây ra một tổn thất về đồng bộ, làm mất hiệu lực các số đọc BER đã lấy.

Phương pháp này có ưu việt khi đo lường cực đại của độ sâu fading đồng đều, hoặc mức tín hiệu thu cực tiểu của hệ thống đang làm việc, đối với một BER đã cho, và thường xuyên được kiểm tra ở một số thời điểm trong khi đo.



Hình 11.12- Phương pháp phỏng tạo fading đo C/N đối chiếu với BER.

Những ưu việt về sử dụng phương pháp phỏng tạo fading là: đo được độ dự trữ thực của toàn bộ hệ thống (xem hình 10.4) do ảnh hưởng có hại trong bộ giải điều chế và do truyền dẫn, đo được lượng tạp âm thu, công suất phát tăng ích anten thu và phát, và tác động của AGC thu. Một ưu việt nữa là có thể sử dụng bộ suy hao rẻ tiền so với thiết bị đo phức tạp hơn, nhưng phải gia trọng đối với độ chính xác của các độ suy hao viba, có khả năng đo nhiều lần, do có nhiều biến số không điều chỉnh được (các tham số tạp âm và độ rộng băng chưa xác định được) và thời gian cần thiết để hoàn chỉnh phép đo.

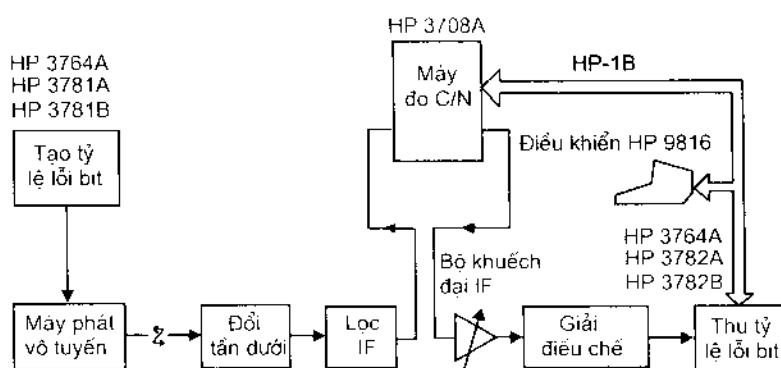
11.4.2.2. Các phương pháp đo cộng tạp âm

Trong phép đo này, máy thu vô tuyến số làm việc ở mức tín hiệu thu chưa bị suy giảm, để sao cho tác dụng của tạp âm thu có thể bỏ qua và tổn thất có thể của đồng bộ là ít nhất. Tín hiệu IF trong đường máy thu được nối qua máy đo sóng mang/tạp âm HP 3708A, máy được điều chỉnh ở độ rộng băng hệ thống thích hợp để cho máy đo có thể cộng thêm tạp âm với hệ số đỉnh cao (> 15 dB) đối với tín hiệu IF. Hệ số đỉnh tạp âm cao (> 20 dB) cho phép đo chính xác BER đến 10^{-12} .

Qua máy đo cộng tạp âm, ta biết được C/N một cách chính xác và đo BER bằng cách sử dụng bộ tạo sóng mẫu ở đầu cuối phát và bộ phát hiện lỗi ở đầu ra của bộ giải điều chế thu. Hình 11.13 chỉ rõ mô hình đo thử sử dụng máy HP 3708S, máy thực hiện đo tự động cùng với những máy đo BER điều khiển được HPIB. Các phép đo có thể thực hiện bằng tay trong một phạm vi rộng với những máy đo BER không lập trình.

Ưu việt khi sử dụng phương pháp và thiết bị đo này là khi sóng mang biến thiên do điều kiện truyền sóng, thiết bị đo sẽ đưa vào IF một công suất tạp âm theo sát sóng mang để giữ cho C/N không đổi trong suốt thời gian đo. Nhưng trị số C/N cần phải gắn với độ rộng băng xác định, ví dụ như độ rộng băng của máy thu thực tế hoặc đối với độ rộng băng Nyquist cực tiểu lý thuyết (hoặc độ rộng băng của tốc độ ký hiệu) để có thể đưa xen những bộ lọc băng tạp âm thích hợp vào thiết bị đo.

Để xác định BER nên rất thấp ở C/N cao, thường cần một thời gian của dài. Thời gian này có thể vài ngày. BER nên cần phải biết vì có thể có nhiễu sóng vô tuyến trong một đoạn viba, có thể gây lỗi không chấp nhận được. Thời gian đo có thể rút ngắn khi sử dụng đo C/I, trong đó một tín hiệu tạp âm cộng thêm vào để tạo ra một lượng khép hình mắt điều khiển được. Sau đó dễ dàng đo BER đã tăng lên và có thể đánh giá được BER nền. Điều này đã đề cập trong mục 6.3.4 và được bổ sung thêm trong ghi chú sản phẩm Hewlett-Packard 3708-3.



Hình 11.13- Đo tạp âm cộng thêm dùng máy đo sóng mang/tạp âm HP 3708A

11.4.3. Đo tại trạm

Trong mục này ta sẽ xem xét tóm tắt các thiết bị đo và các phép đo được sử dụng, để hoàn chỉnh việc đo tại trạm trên máy phát và máy thu vô tuyến. Vì các hãng chế tạo đã xác định chi tiết những phép đo riêng biệt đối với những thiết bị đo của họ tiến hành trên hiện trường nên ở đây chỉ xét nguyên lý.

11.4.3.1. Thiết bị đo sử dụng để đo tại trạm

Dưới đây là bảng liệt kê các thiết bị đo được sử dụng. Vì không có sự bắt buộc trong việc sử dụng cũng như đánh giá các thiết bị này, nên bảng liệt kê

chỉ có tính chất khuyến nghị:

1. Đồng hồ đo vạn năng hiện số Fluke 8022B.
2. Đồng hồ đo công suất siêu cao tần Marconi Instruments 6460.
3. Đầu công suất cho đồng hồ đo siêu cao tần Marconi Instruments 6440N.
4. Bộ chuyển tiếp Mid Century 17/10.
5. Máy phân tích phổ HP 182T/HP 8559A.
6. Bộ suy giảm đồng trục Narda 118A/4.
7. Máy đếm tần số Systron Donner 6245A.
8. Nguồn tín hiệu Marconi Instruments 6150.
9. Bộ suy giảm biến đổi Narda 705-3-69.
10. Máy đo truyền dẫn HP 3552A.
11. Bộ tạo sóng mẫu Digital HP 3781A.
12. Bộ phát hiện lỗi Digital HP 3782A.
13. Bộ phân tích biên độ tự động Marconi Instruments 6500.
14. Các bộ ghép hướng đối ngẫu chính xác Mid Century 17/14.
15. Các bộ tách sóng 2 x RF Marconi Instruments 6511.
16. Máy hiện sóng Tektronix 2215.
17. Các máy vô tuyến xách tay (đi-nói). Đây là những phương tiện độc lập để liên lạc giữa phạm vi trong nhà và ngoài trời.

11.4.3.2. Đo các điện áp nguồn

1. Nối đồng hồ vạn năng số giữa đất và các điểm đo hoặc giữa các điểm đo do hãng chế tạo qui định. Ghi tất cả các số đo.
2. Kiểm tra tất cả các số đo, đối chiếu với số liệu kết quả kiểm tra của nhà sản xuất và sửa lại ở những chỗ cần thiết.
3. Tất cả các số liệu ghi nên giữ lại để bảo dưỡng hoặc tham khảo về sau.
4. Nối máy hiện sóng với nguồn cấp điện ở mặt sau đầu cuối vô tuyến và ghi chỉ số gợn sóng AC quan sát được. Giá trị này phải nhỏ hơn 0,2% điện áp nguồn.

11.4.3.3. Đo công suất ra máy phát

1. Tắt máy phát, hoặc các máy phát dẫn vào anten đơn, tháo ống dẫn sóng khỏi đầu ra khối ghép anten phát.

2. Nếu khối dự phòng nóng đang được sử dụng (xem mục 7.8.1), nối đầu ra của khối ghép anten với một ống dẫn sóng tới chuyển tiếp loại N, và nối bộ suy giảm đồng trục 20 dB đến chuyển tiếp.
3. Nối đầu đo công suất với bộ ghép nối loại N trên bộ suy giảm đồng trục và nối đầu đo công suất với đồng hồ đo công suất.
4. Mở nguồn các máy phát và chọn một máy phát để đo.
5. Đo công suất ra và so sánh đối chiếu với số danh định, ghi số đọc được.
6. Chuyển sang đo máy phát khác (bật chuyển mạch), xác nhận qua các đèn báo tương ứng.
7. Đo công suất ra và so sánh đối chiếu với số danh định. Ghi số đọc được.
8. Tắt các máy phát nhưng không khôi phục lại tầng này theo đầu nối ban đầu.

11.4.3.4. Đo tần số ra máy phát

1. Tháo máy đo công suất và đầu đo công suất ra khỏi bộ ghép nối đồng trục 20 dB.
2. Nối máy đếm (đo) tần số với bộ ghép đồng trục.
3. Mở nguồn máy phát và chọn một trong các máy phát nếu có khối dự phòng nóng.
4. Đo tần số đầu ra chưa điều chế máy phát sau khi cắt hết số liệu băng gốc.
5. Xác nhận tần số ra là tần số đã ghi trên máy phát và nằm trong các giới hạn đã được hãng chế tạo xác định.
6. Chuyển sang đo máy phát khác và tháo hết số liệu băng gốc đi vào máy.
7. Đo tần số chưa điều chế của máy phát thứ hai.
8. Xác nhận tần số ra là tần số đã ghi trên máy phát và nằm trong sai số của hãng chế tạo.
9. Ghi tất cả các tần số ra máy phát lên bảng kết quả đo.

11.4.3.5. Chuẩn mức AGC đối chiếu với mức tín hiệu thu đầu vào

Trong hầu hết cấu tạo thiết bị, máy thu có một đồng hồ kết hợp để chỉ cường độ tín hiệu thu. Những số đọc của đồng hồ AGC này đều là những chỉ thị tương đối của mức sóng mang thu và có thể dùng để xác định mức tín hiệu thu

trong điều kiện đang hoạt động hay đang chuyển tải lưu lượng. Nên việc làm trước tiên là phải ghi đồ thị chính xác của các số đọc trên đồng hồ AGC đối với mức vào RF. Những kết quả của đường cong này cũng có thể dùng để thiết lập cơ sở khi hệ anten đã đồng chỉnh tối ưu. Qui trình để triển khai đường cong AGC, yêu cầu một bộ tạo tín hiệu RF nối đến đầu vào máy thu hoặc ở bộ ghép định hướng hoặc ở một điểm đo vào RF chuẩn khác để mô phỏng tín hiệu thu. Khi không có RF vào, đồng hồ AGC chỉ gần số không (zero).

Tần số của mức ra do bộ tạo sóng đưa ra được điều chỉnh ở tần số trung tâm của máy thu cần đo và mức của nó được điều chỉnh chính xác đến mức tín hiệu vào danh định, có bù tổn thất trong bộ ghép định hướng, trong bộ sai động và bộ ghép vòng (circulator) (trong tổng tổn thất có cả khối ghép anten). Tốt hơn là dựa vào độ suy hao chỉ trên panen trước của bộ tạo tín hiệu RF, để đạt được mức công suất vào máy thu, một bộ suy giảm từng nấc chuẩn có thể nối giữa bộ tạo tín hiệu RF và đầu vào máy thu. Công suất ra của bộ tạo tín hiệu RF giữ cố định và điều chỉnh bộ suy giảm để thay đổi mức công suất.

Chỉ sau khi ghi công suất ở đầu dẫn đã nối với đầu ra của bộ suy giảm với một đồng hồ đo công suất và theo các mức suy giảm khác nhau đã đặt ta có thể biết chính xác công suất vào máy thu. Phương pháp này chỉ thoả mãn với tần số nhỏ hơn hoặc bằng 1 GHz ở hiện trường.

1. Thiết lập thiết bị đo như mô tả ở trên với bộ suy giảm từng nấc đã xác định đặt ở 10 dB và công suất ra của bộ tạo tín hiệu RF đặt từ -10 đến -20 dBm ở tần số trung tâm của máy thu.
2. Chỉnh tần số của bộ tạo tín hiệu RF thật đúng với tần số của máy thu cần đo. Điều này thể hiện qua quan sát chỉ thị đỉnh của đồng hồ AGC.
3. Lấy bộ suy giảm ra và thay vào máy đếm tần số để ghi lại tần số của bộ tạo tín hiệu RF.
4. Lấy máy đếm tần số ra và nối bộ suy giảm biến đổi trở lại bộ tạo tín hiệu RF. Đầu dẫn ra từ bộ suy giảm (ở đây đã tiến hành chuẩn công suất) phải nối thêm một bộ suy giảm cố định 20 dB để phù hợp với mặt bích ra của khối dự phòng nóng.
5. Xem chuyển mạch đồng hồ mặt trước máy thu đã đặt ở vị trí AGC chưa?
6. Nếu cả hai máy thu đều sử dụng, bật chuyển mạch để ghi số đọc AGC của hai máy với mức vào RF đã biết.
7. Ghi các số đọc AGC đối với mức vào -30 dBm và sau đó chuyển từng nấc 5 dB cho đến mức -90 dBm.

8. Vẽ đường cong chuẩn AGC như số đọc đã lấy, bảo đảm nhâm lẫn về số đọc là ít nhất. Mức tín hiệu RF vào máy thu đặt trên trục hoành của đồ thị và kéo dài từ -100 dBm phía trái cho đến -20 dBm phía phải. Số đọc trên đồng hồ biểu diễn trên trục tung với số lượng cực đại các đoạn bằng nhau là 10 đoạn.

Trong vài trường hợp số chỉ thị đồng hồ AGC có thể tăng khi giảm cường độ tín hiệu vào.

11.4.3.6. Đo phổ ra máy phát

Trong mục 10.5 đã xem xét các phổ bức xạ cho phép đối với những máy phát viba số khác nhau. Trong mục này, qui trình đo để thẩm định phổ bức xạ máy phát không vượt quá mật nã đã được thiết lập theo qui định như sau:

1. Tháo máy đếm tần số khỏi bộ suy giảm 20 dB như qui trình đo trong mục 11.4.3.4.
2. Nối bộ suy giảm 20 dB ở đầu vào bộ phân tích phổ. Chú ý rằng đó là điều vô cùng quan trọng để bảo vệ bộ phân tích phổ khỏi bị quá tải.
3. Bật chuyển mạch về một trong các máy phát dự phòng.
4. Chỉnh tần số và suy hao của bộ phân tích phổ để hiện sóng mang máy phát.
5. Dùng bộ tạo sóng mẫu để đưa lại số liệu vào băng gốc máy phát. Mã đường cần thiết đối với các tốc độ bit khác nhau cho trong bảng 5.5 và độ dài mẫu của chuỗi giả ngẫu nhiên để đo trong bảng 4.10. Đối với 34 Mbit/s, đó là mã HDB3 và độ dài mẫu là $2^{23} - 1$.
6. Chỉnh độ rộng quét của bộ phân tích phổ để hiện phổ ra đã điều chế của máy phát.
7. So sánh phổ thể hiện trên máy đối chiếu đối với mật nã đã qui định.
8. Xác nhận hình thể đối xứng của phổ.
9. Đo mức đỉnh phổ phụ thứ nhất tương đối với mức đỉnh của sóng mang. ít nhất cũng phải đạt được -25 dBc (dB so với mức sóng mang).
10. Ghi kết quả lên các bản giấy.
11. Chuyển sang máy phát thứ hai.
12. Làm lại các bước từ 4 đến 10.

11.4.3.7. Đo các phát xạ tạp

1. Tháo bộ tạo sóng mẫu băng gốc ra để bảo đảm cho các sóng mang phát đều chưa bị điều chế.

2. Với thiết bị đo lắp như trong qui trình ở mục 11.4.3.6, chọn phạm vi băng tần sóng mang đang làm việc trên máy phân tích phổ, như đối với băng 13 GHz, nên chọn là 9 - 13 GHz. Chỉnh bộ quét của bộ phân tích phổ đến 1s/ khoảng chia, với phạm vi quét 20 MHz/khoảng chia, độ phân giải 300 kHz, bộ suy giảm chuyển đặt 0 dB, mức chuẩn đặt ở -10 dBm.
3. Bật sang một trong các máy phát dự phòng và kiểm tra phổ ra máy phát đối với bức xạ tạp trong băng (tức là 12,750 GHz đến 13,250 GHz). Có thể tiến hành theo ba mức quét ở điểm giữa của từng một phần ba toàn băng (tức là 12,800; 12,980; và 13,160 GHz). Như vậy sẽ bao được toàn băng có chồng lấn lên nhau và cho phép đo giảm xuống đến -60 dBc.
4. Xác nhận bất kỳ bức xạ tạp nào có cường độ nhỏ hơn -60 dBm (xem mục 10.5.1).
5. Bật chuyển mạch sang máy phát khác và lặp lại phép đo.
6. Ghi lại các kết quả đo lên các bản giấy tương ứng.
7. Hồi phục các ghép nối băng gốc, tháo máy phân tích phổ khỏi bộ suy giảm 20 dB.

11.4.3.8. Đo độ nhạy kênh nghiệp vụ tương tự

Qui trình này được đề ra để thiết lập độ di tần của sóng mang sao cho các kênh nghiệp vụ tương tự có thể được truyền dẫn một cách chính xác. Phương pháp dùng để thiết lập độ nhạy di tần là phương pháp "Bessel zero". Điểm "Bessel zero" được định nghĩa là điểm mà ở đó tất cả năng lượng sóng mang đã được phân bố trong các biên tần. Ở điểm này chỉ số điều chế là 2,045 và biên độ sóng mang bằng không. Vì điều chế tần số biến thiên tỷ lệ với mức tần số điều chế, và đặc tính mức đối chiếu tần số của bộ điều chế xác định rõ điểm mà ở đó Bessel zero xuất hiện, có thể xây dựng tiêu chuẩn để điều chỉnh độ nhạy di tần. Độ nhạy di tần xác định độ lệch tần số với mỗi một biên độ và tần số vào. Để thiết lập độ di tần, hệ thống yêu cầu sử dụng nguồn điều chế và máy phân tích phổ để giám sát thành phần tần số sóng mang. Phương pháp này cũng tương tự như phương pháp thiết lập độ nhạy di tần trong hệ thống viba tương tự.

1. Đặt thiết bị đo như trong mục 11.4.3.6 và bảo đảm không có tín hiệu số liệu đưa vào băng gốc máy phát.
2. Bật chuyển mạch sang một trong các máy phát, điều chỉnh bộ phân tích phổ để hiện sóng mang phát.

3. Từ máy đo truyền dẫn, nối một tín hiệu âm tần (phối hợp về trở kháng, tần số, mức được nhà chế tạo khuyến nghị) đến cửa vào thích hợp của máy phát.
4. Tăng từ từ mức tín hiệu âm tần đầu ra của máy đo truyền dẫn và quan sát điểm đầu tiên ở đó sóng mang biến mất theo, như được thể hiện trên màn máy phân tích phổ. Tin chắc rằng đó là điểm không thứ nhất và không có điểm thứ hai hoặc điểm không cao hơn. Mức ra từ máy đo truyền dẫn cần ghi lại và so sánh đối chiếu với số liệu của hãng chế tạo. Nếu như nó không nằm trong phạm vi giới hạn, đặt mức dao động âm tần theo số liệu tham khảo và điều chỉnh độ di tần máy phát đối với điểm không sóng mang thứ nhất của phổ.
5. Bật chuyển mạch sang máy phát khác và lặp lại phép đo.
6. Tháo máy đo truyền dẫn ra, ghi kết quả cuối cùng trên các bản giấy ghi đo.

11.4.3.9. Đo vòng

Tuỳ theo thiết bị viba, phép đo này có thể thực hiện bằng cách nối IF máy phát với IF máy thu. Nếu như không có thể, tín hiệu RF phát ở tần số f_1 phải chuyển đổi thành tần số thu f_2 bằng cách nối một bộ chuyển đổi thích hợp giữa đầu ra máy phát và đầu vào máy thu. Những phần này của thiết bị thường do nhà chế tạo cung cấp theo danh mục tiêu chuẩn của thiết bị đo yêu cầu. Với qui trình đo này, bộ phận này của thiết bị được gọi là "bộ dao động quay vòng".

1. Tắt máy phát.
2. Kết cuối ống dẫn sóng với chuyển tiếp kiểu N bằng một tải đồng trục hoặc một tải thích ứng với băng tần làm việc.
3. Nối bộ dao động vòng đến đầu ra giám sát mức thấp của máy phát. Ở đó không có điểm kiểm tra (có thể thường không có), đầu ra của máy phát nối với một bộ suy giảm ít nhất là 70 dB.
4. Hồi phục lại công suất ở đầu cuối.
5. Lối vào số liệu bằng gốc nối với bộ tạo sóng mẫu, ở lối ra số liệu bằng gốc nối với bộ phát hiện lỗi.
6. Đặt độ dài mẫu chuỗi giả ngẫu nhiên của bộ tạo sóng mẫu và bộ phát hiện lỗi như đã cho trong bảng 4.10, và mã đường thích hợp theo bảng 5.5. Với viba 34 Mbit/s thì tương ứng là $2^{23} - 1$ và HDB3.
7. Chọn một trong máy thu và xác nhận đồng bộ đã đạt được và thu được tín hiệu số liệu không lỗi trong một chu kỳ hơn 30 phút.

8. Chọn tỷ lệ lỗi 1.10^{-5} với tạo sóng mẫu và xác định xem tỷ lệ 1.10^{-5} có được bộ phát hiện lỗi ghi lại không.
9. Tháo bộ tạo sóng mẫu ra, và xác nhận AIS đã thu được.
10. Lắp lại các phép đo đối với máy thu khác.
11. Ghi tất cả các kết quả vào các bản giấy ghi.

11.4.3.10. Kiểm tra các cảnh báo

Phép đo trong mục 11.4.3.9 là lý tưởng để kiểm tra cảnh báo trên hệ thống. Những tên gọi cảnh báo có thể thay đổi, nhưng toàn bộ chức năng của chúng hầu như giống nhau đối với hầu hết các thiết bị có trên thị trường. Sau đây là qui trình kiểm tra cho một số trong nhiều cảnh báo thường gặp để kiểm tra thích hợp trong khai thác.

1. Với thiết bị đầu vòng qua bộ dao động quay vòng và luồng bit giả ngẫu nhiên số liệu đi qua hệ thống như đã nói ở mục 11.4.3.9, tháo đầu ra của bộ tạo sóng mẫu nối với kênh thứ nhất đang đo.
2. Những đèn cảnh báo sau sẽ sáng:
 - Không có tín hiệu vào.
 - Tín hiệu chỉ thị cảnh báo (AIS).
 - Tháo đầu nối số liệu vào máy phát thứ nhất, kiểm tra xem đèn cảnh báo phát của nó có sáng không.
 - Tháo đầu nối số liệu vào máy phát khác, kiểm tra xem đèn cảnh báo phát của nó có sáng không.
 - Kiểm tra đèn "không vào đến máy thu", đối với cả hai kênh có sáng không.
 - Với các máy thu đối ngẫu, kiểm tra xem đèn chuyển thu tự động có sáng không.
3. Ghi kết quả vào các bản giấy ghi đo.
4. Tháo tất cả thiết bị đo ra và hồi phục lại tất cả điểm nối trở lại bình thường.

11.4.3.11. Kiểm tra chuyển đổi dự phòng nóng

1. Chọn (bằng tay) máy phát 1 ở mặt trước của thiết bị.
2. Kiểm tra xem đèn báo kênh 1 có sáng không.
3. Chọn (bằng tay) máy phát 2.

4. Kiểm tra đèn báo kênh 2.
5. Chọn theo "cường bức" máy phát 1.
6. Xem chuyển mạch "cường bức" có như chuyển mạch bằng tay không.
7. Chọn theo "cường bức" máy phát 2.
8. Xem chuyển mạch "cường bức" có như chuyển bằng tay không.
9. Ghi lại kết quả.

11.4.3.12. Đo anten và VSWR của phidơ

1. Tắt máy phát.
2. Tháo phidơ khỏi máy thu phát và nối một bộ ghép đối ngẫu với phidơ.
3. Nối ống dẫn sóng tới chuyển tiếp kiểu N và bộ ghép định hướng.
4. Kết cuối đầu ra chính và cả đầu ra dự phòng của bộ ghép định hướng với những bộ tách sóng RF.
5. Nối nguồn tín hiệu sóng viba (Marconi MI 6150) với ống dẫn sóng có chuyển tiếp kiểu N.
6. Nối bộ tách sóng công suất RF đến đầu vào R của bộ phân tích biên độ tự động (MI 6500).
7. Nối bộ tách sóng công suất RF dự phòng đến đầu vào B của bộ phân tích biên độ tự động. Đặt tần số khởi đầu của băng tần cần xem xét (ví dụ là 12,7 GHz) và tần số dừng của băng quét đối với những tần số khác ngoài băng (ví dụ là 13,5 GHz).
8. Đo hệ số sóng đứng VSWR toàn băng đã xác định và tìm hệ số lớn nhất.
9. Chụp ảnh VSWR trên màn của máy phân tích biên độ tự động và đính kèm vào hồ sơ đo.
10. Ghi giá trị VSWR cực đại và tần số ở đó VSWR cực đại xuất hiện. Giá trị này thường phải nhỏ hơn 1,3.

11.4.3.13. Thử độ kín áp lực ống dẫn sóng

1. Tháo các bộ tách sóng RF, bộ chuyển tiếp, bộ phân tích biên độ tự động và bộ ghép định hướng khỏi phidơ ống dẫn sóng.
2. Nối phidơ ống dẫn sóng với thiết bị vô tuyến và bơm nén hệ thống ống dẫn sóng.
3. Cách ly nguồn bơm áp lực và để yên ống dẫn sóng ít nhất là 12 giờ, sau đó đo áp lực ống dẫn sóng. Nếu áp lực không thay đổi là đạt, trừ khi nhiệt độ thay đổi đáng kể.

11.4.4. Đo đầu cuối này đến đầu cuối kia

Mục này khảo sát thiết bị đo sử dụng trong việc đo đầu cuối này đến đầu cuối kia và qui tắc tiến hành các phép đo. Điều giống nhau ở đây, như đối với các phép đo trong trạm, hãng chế tạo cung cấp những phép đo đặc biệt một cách tỉ mỉ để thực hiện trên những thiết bị của hãng.

Trước khi bắt đầu các phép đo, những phép đo tại trạm phải được hoàn thành ở cả hai đầu cuối của chặng. Các phép đo BER có thể tiến hành từ đầu này đến đầu kia (thường thích hợp hơn) hoặc đo theo kiểu đầu mạch vòng.

Đường truyền 1 đi qua cặp máy thu phát thứ nhất ở hai đầu của tuyến, đường truyền 2 đi qua cặp máy thu phát thứ hai của khối dự phòng đặt cùng các đầu nối đường 1 ở hai đầu tuyến. Một khi những phép đo này đã thực hiện, các phép đo tổng đầu cuối - đầu cuối như vậy được tiến hành theo hướng ngược lại.

11.4.4.1. Thiết bị đo sử dụng để đo đầu cuối-đầu cuối hoặc đo chặng viba

Dưới đây là danh mục thiết bị đo có thể được sử dụng. Nhãn hiệu và loại máy ở đây không phải theo ủy thác của hãng, mà là sự chỉ dẫn:

1. Bộ tạo mẫu digital HP 3781A
2. Bộ phát hiện lỗi digital HP 3782A
3. Bộ suy giảm ống dẫn sóng biến đổi Mid Century MC 17/3
4. Hai máy đo truyền dẫn HP 3552A
5. Máy đo rung pha (jitter) HP 3785A
6. Máy tính HP 85 có bộ giao tiếp cáp vào/ra
7. Máy ảnh chụp nhanh để chụp ảnh trên màn hiển sóng
8. Máy hiện sóng (đến 100 MHz đối với viba 34 Mbit/s) và mặt nạ xung G.703
9. Viba xách tay (đi - nói).
10. Bộ tạo mẫu digital/phát hiện lỗi W&G PF-4 (sử dụng lần lượt đối với bước 1, 2 và 6 khi đo BER theo kiểu đầu mạch vòng).

11.4.4.2. Đồng chỉnh anten

1. Đo các phần tử anten để xác định phân cực có giống như yêu cầu hay không. Nếu phần tử là ngang thì phân cực ngang, cũng tương tự nếu phần tử đứng thì phân cực đứng.

2. Ở trạm A, giám sát điện áp AGC và điều khiển chảo anten để có cường độ tín hiệu cực đại. Nên nhớ rằng đối với một số loại vô tuyến có thể điện áp AGC là cực tiểu.
3. Nghiêng anten để có cường độ tín hiệu thu cực đại.
4. Xoay và nghiêng anten cho đến lúc cường độ tín hiệu không thể cải thiện tốt hơn.
5. Chốt khung chảo anten cố định.
6. Ghi lại số liệu hiệu chỉnh anten ở trạm đó.
7. Làm lại các bước từ 1 đến 6 ở trạm B.

11.4.4.3. Đo cường độ tín hiệu đường truyền

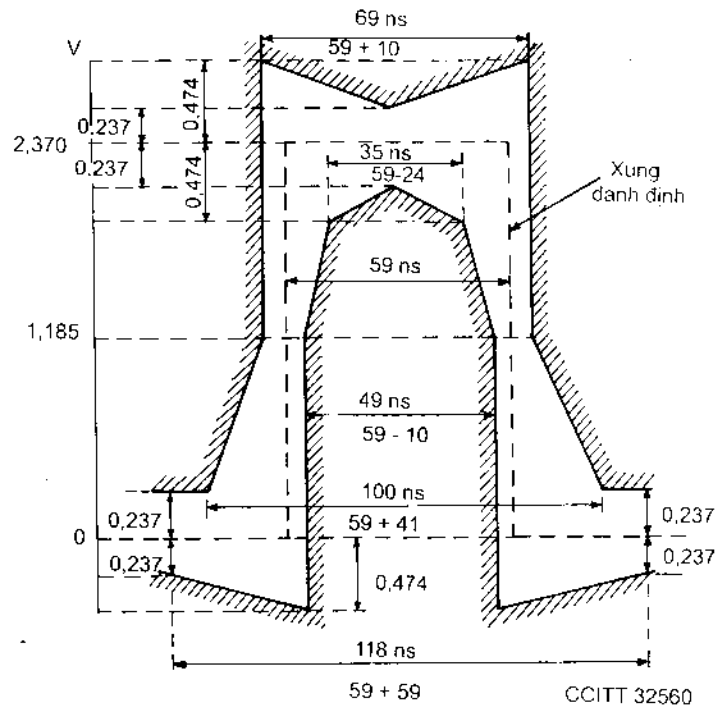
1. Với tuyến thiết lập và làm việc trong điều kiện không có fading, giám sát điện áp AGC ở đồng hồ trên mặt máy viba.
2. Sử dụng các kết quả của các phép đo đường cong AGC tại trạm, chuyển đổi điện áp AGC thành cường độ tín hiệu thu trong điều kiện không có fading (trong điều kiện không có fading, kim chỉ số đọc trên đồng hồ giữ nguyên trong khoảng hơn 5 phút).
3. Làm lại các bước 1 và 2 đối với đường 2.
4. Ghi lại các kết quả vào giấy đo.

11.4.4.4. Các phương pháp đo rung pha (jitter) của tuyến

1. Lắp đặt máy đo để sao cho bộ tạo mẫu nối đến băng gốc của máy phát trạm A. Mã đường của chuỗi đo giả ngẫu nhiên cho trong bảng 5.5 với các tốc độ bit khác nhau và độ dài của chuỗi đo cho trong bảng 4.10. Đối với luồng 34 Mbit/s, mã đường là HDB3 và độ dài của mẫu là $2^{23} - 1$.
2. Ở trạm B, nối máy đo trượt vào đầu ra băng gốc máy thu tương ứng và thực hiện hai phép đo rung pha ra đỉnh-đỉnh như trong bảng 4.11, với các bộ lọc thích hợp đưa vào trong máy đo. Ví dụ: trượt đỉnh - đỉnh cực đại trong những khoảng đơn vị đối với viba 34 Mbit/s là 1,2UI với bộ lọc thông thấp (LP) cùng với bộ lọc thông cao (HP) xen vào và 0,12UI với LP cùng bộ lọc HP2 xen vào.
3. Ghi rung pha thu được ở trạm B trên giấy ghi đo.
4. Lắp lại phép đo với đường truyền 2.

11.4.4.5. Hình dạng xung ra

1. Ở trạm A, nối bộ tạo mẫu tới đầu vào số liệu băng gốc của thiết bị đầu cuối. Đặt bộ tạo mẫu với "tất cả đầu ra ở trạng thái 1".
2. Ở trạm B, nối máy hiện sóng với đầu ra số liệu băng gốc. Dùng trở kháng phối hợp ghép máy hiện sóng với đầu ra băng gốc bằng cầu "T" BNC. Đặt máy hiện sóng để chỉ thể hiện một xung số liệu.
3. Kiểm tra xem xung có nằm trong giới hạn cho phép theo dạng xung CCITT (G.703) (2) hay không? Xem hình 11.14 và 11.15 đối với dạng xung 8 Mbit/s và 34 Mbit/s.
4. Chụp ảnh trên màn hiện sóng (nếu cần) và đính kèm ảnh vào giấy ghi kết quả đo.
5. Làm lại với đường truyền 2.
6. Ghi kết quả đo.
7. Khôi phục lại các đầu nối của thiết bị như bình thường.



Hình 11.14- Mặt nạ xung CCITT giao tiếp 8448 Kbit/s (G.703 CCITT)

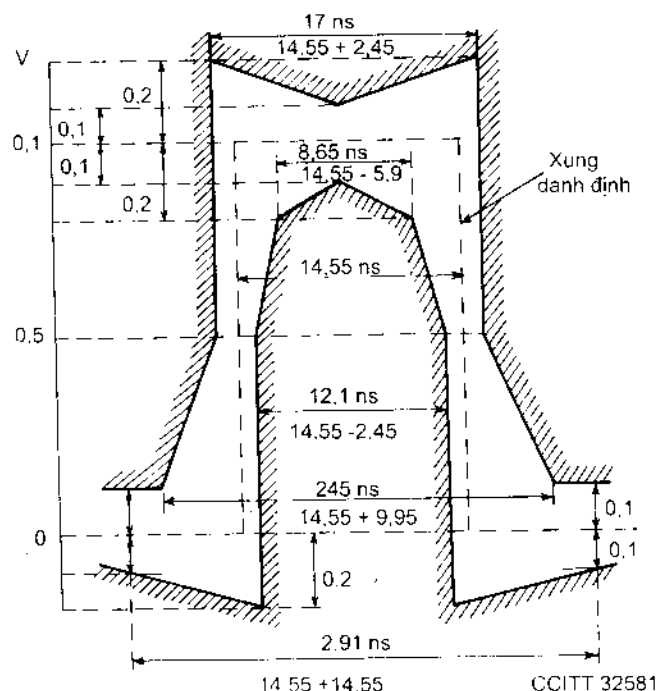
11.4.4.6. Đo các mức kênh nghiệp vụ và đáp tuyến tần số

1. Ở trạm A nối đầu ra âm tần của máy đo truyền dẫn với cửa vào kênh nghiệp vụ của trạm viba số đầu cuối.
2. Ở trạm B nối đầu ra âm tần của cửa ra đầu cuối viba số với đầu vào âm tần của máy đo truyền dẫn.
3. Cho một âm đo thử 800 Hz hoặc 1 kHz (tương ứng ở châu Âu và Bắc Mỹ) với -16 dBm ở trạm A.
4. Ghi mức thu được với máy đo truyền dẫn. Mức yêu cầu là $+7$ dBm.
5. Giữ mức vào cố định và tăng tần số đầu vào theo từng nấc bắt đầu từ 300 Hz đến 9 kHz: 0,3; 0,5; 1; 2; 3... 9 kHz.
6. Ở trạm B ghi và vẽ đồ thị mức ra ứng với mỗi nấc tần số.
7. Làm lại các bước với đường truyền 2.
8. Từ những kết quả đã nhận được vẽ đáp tuyến tần số và so sánh đối chiếu với đáp tuyến của hãng chế tạo.

11.4.4.7. Đo tín hiệu chỉ thị cảnh báo (AIS): Các mức tác động và ngừng

1. Ở trạm B, sau khi tắt máy phát, tháo ống dẫn sóng khỏi mặt bích đầu ra khỏi dự phòng nóng và xen vào bộ suy giảm ống dẫn sóng biến đổi. Đóng lại nguồn máy phát.
2. Ở trạm A, nối bộ tạo mẫu đến cửa vào số liệu băng gốc của đầu cuối viba số. Đặt bộ tạo mẫu với tốc độ bit và mã đường thích hợp (như bảng 5.5) và chiều dài mẫu (như bảng 4.10), không bị lỗi.
3. Ở trạm B, nối bộ phát hiện lỗi đến cửa ra số liệu băng gốc và đặt bộ phát hiện lỗi đồng bộ với số liệu đến.
4. Tăng độ suy giảm của bộ suy giảm ống dẫn sóng biến đổi cho đến khi AIS vừa được đưa vào.
5. Ghi BER ngay trước khi AIS tác động.
6. Giảm mức suy giảm cho đến khi AIS ngừng và ghi BER của tín hiệu thu ngay sau khi AIS ngừng.
7. Lập lại phép đo 3 lần và tính trung bình tất cả 4 số đọc trong mỗi trường hợp (điều kiện).
8. Tiến hành các bước đối với đường 2.
9. Ghi các kết quả vào giấy ghi đo.

Ghi chú: Phép đo này đôi khi khó thực hiện do sự biến động của cường độ tín hiệu trên đường truyền do đó khó xác định các điểm chuyển mạch thực tế.



Hình 11.15- Mặt nạ xung CCITT ở giao tiếp 34368 Kbit/s (G.703 CCITT)

11.4.4.8. Đo BER của đường truyền

Các phép đo trên tuyến ngắn có thể bắt đầu thực hiện với thiết bị đặt ở đầu xa, như băng gốc của máy thu được nối vòng sang máy phát. Điều đó làm giảm thiết bị và thời gian đo tuyến. Nhưng nếu có lỗi xảy ra, thì đo BER đầu cuối-đầu cuối phải được tiến hành.

1. Ở trạm A, nối đầu ra bộ tạo mẫu đến giá phối dây digital ở điểm trên đó băng gốc máy phát được kết cuối.
2. Chọn tốc độ bit, mã đường và độ dài của mẫu giả ngẫu nhiên thích hợp, không có lỗi, trên bộ tạo mẫu (như bước 2 trong mục 11.4.4.7).
3. Ở trạm B (hoặc A nếu đầu vòng), nối vào số liệu với bộ phát hiện lỗi số, băng gốc của cửa ra số liệu băng gốc kết cuối trên giá phối dây số.
4. Đặt bộ phát hiện lỗi có cùng tốc độ bit, mã đường và độ dài mẫu như bộ tạo mẫu.

5. Chọn máy thu 1 ở trạm B và máy phát 1 ở trạm A.
6. Nếu bộ phát hiện lỗi là máy PF-4 thì đặt chuyển mạch "evaluation" (đánh giá) đến 10^9 .
7. Đảm bảo "REP" sáng, sử dụng chuyển mạch 1xREP.
8. Đặt ngày giờ dùng chuyển mạch 21 với các phím PARAM và PRINT.
9. Đặt ngưỡng lỗi (ETH) đến Er 1-9 bằng chuyển mạch 21 với các phím PARAM và PRINT.
10. Đặt khoảng thời gian lỗi (EFI) đến 1,0 bằng chuyển mạch 21 với các phím PARAM và PRINT.
11. Để yên chuyển mạch 21 trên ETH/Depend.
12. Ấn START/CLEAR để bắt đầu đo.
13. Sau khi đo trong 24 giờ, ấn STOP để kết thúc phép đo.
14. Ghi chú: Nếu thiết bị không cùng loại, đưa vào một ít lỗi bằng các phím đánh dấu 1x, SET, ON/OFF để kiểm tra sự vận hành.

11.4.4.9. Kiểm tra chuyển đổi tự động

1. Lắp đặt máy đo như trong mục 11.4.4.7 (đo AIS).
2. Chọn bằng tay đường 1 ở các trạm A và B trên các đầu cuối viba số.
3. Xác nhận số liệu không lỗi đã thu được.
4. Ở trạm A, cắt số liệu vào máy thu phát 1.
5. Xác nhận rằng trạm A chuyển sang đường 2 và trạm B không thay đổi.
6. Ở trạm A, khôi phục lại số liệu vào máy thu phát 1.
7. Ở trạm B, cắt đường nối số liệu ra từ máy thu phát 1 và xác nhận rằng đầu cuối vô tuyến chuyển mạch sang đường 2.
8. Xác nhận rằng trạm A không thay đổi.
9. Đưa kết quả vào các bản ghi đo.

11.4.4.10. Các phép đo khác

Những phép đo trên thực hiện đầy đủ những yêu cầu đo thử cơ bản đầu cuối-đầu cuối. Những phép đo phụ có thể cần thiết tùy theo thiết bị được sử dụng và những trang thiết bị yêu cầu. Để bất kỳ phép đo nào cũng có hiệu quả, hoặc đo trong trạm, hoặc đo đầu cuối-đầu cuối, trước hết máy đo phải trong thời hạn kiểm chuẩn. Nếu máy đo đã quá hạn kiểm chuẩn thì không nên dùng để đo bất kỳ phép đo nào về chất lượng hoặc đồng bộ.

Như đã ghi nhận từ những phép đo trên, với một tín hiệu số không có hiệu chỉnh mức tới hạn và vận hành hệ thống đã được thể hiện qua các phép đo tỷ lệ lỗi bit (BER), không cần những phép đo phức tạp về đặc tính băng gốc hay di tần v.v...

Thông thường khi bước đầu bố trí thiết bị và thực hiện các phép đo trên, với mục đích xây dựng sự vận hành riêng của thiết bị, cần tiến hành đấu nối với các cấu hình thiết bị không tiêu chuẩn hoặc các điều kiện sử dụng. Các đấu nối này có thể bao gồm việc thay đổi giao tiếp đường dây với giao tiếp 75 Ω cân bằng, chọn mã đường, thay đổi dạng từ mã đôi với mã hoá giả ngẫu nhiên và giải mã giả ngẫu nhiên trong bộ CODEC, hạn định các cảnh báo trong giá thiết bị chưa hoàn chỉnh, đấu nối trên bộ tách kênh v.v... Thường việc lựa chọn hoàn toàn rộng rãi về số lượng và chi tiết cần thiết cho từng đầu cuối riêng đã được đàm phán trước giữa người sử dụng và nhà chế tạo, để sao cho từng người lắp đặt có sơ đồ đấu dây riêng trước khi làm việc. Trong những phương pháp đo trên, chỉ giới thiệu một số ít cảnh báo, có thể có nhiều cảnh báo hơn nữa cần kiểm tra. Các phép đo tạp âm cũng cần thiết trên kênh nghiệp vụ.

PHỤ LỤC

Các giá trị hàm lỗi bù $\operatorname{erfc}(t) = \frac{2}{\sqrt{4\pi}} \int_t^{\infty} e^{-t^2} dt$

t	$\operatorname{erfc}(t)$	t	$\operatorname{erfc}(t)$	t	$\operatorname{erfc}(t)$	t	$\operatorname{erfc}(t)$
0,000	1,000000	0,005	0,994358	0,010	0,988717	0,015	0,983076
0,020	0,977435	0,025	0,971796	0,030	0,966159	0,035	0,960523
0,040	0,954889	0,045	0,949257	0,050	0,943628	0,055	0,938002
0,060	0,932378	0,065	0,926759	0,070	0,921142	0,075	0,915530
0,080	0,909922	0,085	0,904318	0,090	0,898719	0,095	0,893126
0,100	0,887537	0,105	0,881954	0,110	0,876377	0,115	0,870806
0,120	0,865242	0,125	0,859684	0,130	0,854133	0,135	0,848589
0,140	0,843053	0,145	0,837524	0,150	0,832004	0,155	0,826492
0,160	0,820988	0,165	0,815493	0,170	0,810008	0,175	0,804531
0,180	0,799064	0,185	0,793607	0,190	0,788160	0,195	0,782723
0,200	0,777297	0,205	0,771882	0,210	0,766478	0,215	0,761085
0,220	0,755704	0,225	0,750335	0,230	0,744977	0,235	0,739632
0,240	0,734300	0,245	0,728980	0,250	0,723674	0,255	0,718380
0,260	0,713100	0,265	0,707834	0,270	0,702582	0,275	0,697344
0,280	0,692120	0,285	0,686911	0,290	0,681717	0,295	0,676537
0,300	0,671373	0,305	0,666225	0,310	0,661092	0,315	0,655975
0,320	0,650874	0,325	0,645789	0,330	0,640721	0,335	0,635670
0,340	0,630635	0,345	0,625618	0,350	0,620618	0,355	0,615635
0,360	0,610670	0,365	0,605723	0,370	0,600794	0,375	0,595883
0,380	0,590990	0,385	0,586117	0,390	0,581261	0,395	0,576425
0,400	0,571608	0,405	0,566810	0,410	0,562031	0,415	0,557272
0,420	0,552532	0,425	0,547813	0,430	0,543113	0,435	0,538434
0,440	0,533775	0,445	0,529136	0,450	0,524518	0,455	0,519921
0,460	0,515345	0,465	0,510789	0,470	0,506255	0,475	0,501742
0,480	0,479250	0,485	0,492780	0,490	0,488332	0,495	0,483905
0,500	0,479500	0,505	0,475117	0,510	0,470756	0,515	0,466418
0,520	0,462101	0,525	0,457807	0,530	0,453536	0,535	0,449287
0,540	0,445061	0,545	0,440857	0,550	0,436677	0,555	0,432519
0,560	0,428384	0,565	0,424273	0,570	0,420184	0,575	0,416119
0,580	0,412077	0,585	0,408059	0,590	0,404063	0,595	0,400092

0,600	0,396144	0,605	0,392220	0,610	0,388319	0,615	0,384442
0,620	0,380589	0,625	0,376759	0,630	0,372954	0,635	0,369172
0,640	0,635414	0,645	0,361680	0,650	0,357971	0,655	0,354285
0,660	0,350623	0,665	0,346986	0,670	0,343372	0,675	0,339783
0,680	0,336218	0,685	0,332677	0,690	0,329160	0,695	0,325667
0,700	0,322199	0,705	0,318755	0,710	0,315334	0,715	0,311939
0,720	0,308567	0,725	0,305219	0,730	0,301896	0,735	0,298597
0,740	0,295322	0,745	0,292071	0,750	0,288844	0,755	0,285642
0,760	0,282463	0,765	0,279309	0,770	0,276178	0,775	0,273072
0,780	0,269990	0,785	0,266931	0,790	0,263897	0,795	0,260886
0,800	0,257899	0,805	0,254936	0,810	0,251996	0,815	0,249081
0,820	0,246189	0,825	0,243321	0,830	0,240476	0,835	0,237655
0,840	0,234857	0,845	0,232083	0,850	0,229332	0,855	0,226604
0,860	0,223900	0,865	0,221218	0,870	0,218560	0,875	0,215925
0,880	0,213313	0,885	0,210723	0,890	0,208157	0,895	0,205613
0,900	0,203092	0,905	0,200593	0,910	0,198117	0,915	0,195664
0,920	0,193232	0,925	0,190823	0,930	0,188436	0,935	0,186072
0,940	0,183729	0,945	0,181408	0,950	0,179109	0,955	0,176832
0,960	0,174576	0,965	0,172342	0,970	0,170130	0,975	0,167938
0,980	0,165768	0,985	0,163620	0,990	0,161492	0,995	0,159385
1,000	0,157299	1,050	0,137564	1,100	0,119795	1,150	0,103876
1,200	0,089686	1,250	0,077100	1,300	0,065992	1,350	0,056238
1,400	0,047715	1,450	0,040305	1,500	0,033895	1,550	0,028377
1,600	0,023652	1,650	0,019624	1,700	0,016210	1,750	0,013328
1,800	0,010910	1,850	8,8889-3	1,900	7,2096-3	1,950	5,8207-3
2,000	4,6778-3	2,050	3,7419-3	2,100	2,9795-3	2,150	2,3614-3
2,200	1,8629-3	2,250	1,4627-3	2,300	1,1432-3	2,350	8,8929-4
2,400	6,8853-4	2,450	5,3060-4	2,500	4,0697-4	2,550	3,1068-4
2,600	2,3605-4	2,650	1,7850-4	2,700	1,3434-4	2,750	1,0062-4
2,800	7,5017-5	2,850	5,5658-5	2,900	4,1100-5	2,950	3,0205-5
3,000	2,2092-5	3,050	1,6081-5	3,100	1,1649-5	3,150	8,3987-6
3,200	6,0247-6	3,250	4,3040-6	3,300	3,0593-6	3,350	2,1637-6
3,400	1,5220-6	3,450	1,0673-6	3,500	7,437 -7	3,550	5,163 -7
3,600	3,563 -7	3,650	2,433 -7	3,700	1,683 -7	3,750	1,137 -7
3,800	7,60 -8	3,850	5,27 -8	3,900	3,53 -8	3,950	2,27 -8
4,000	1,60 -8	4,050	1,03 -8	4,100	9,3 -9	4,150	4,0 -9
4,200	3,3 -9	4,250	2,0 -9	4,300	1,0 -9		

1,163	1,0003-1			
1,820	1,0057-2			
2,325	1,0089-3			
2,750	1,0062-4			
3,123	1,0028-5			
3,458	1,0053-6			
3,766	1,000 -7			
4,050	1,03 -8			
4,300	1,0 -9			

Ghi chú:

- 1- Các giá trị trong ngoặc là những giá trị sát nhất trong bảng đến một phần 10, 10^2 ,... 10^9 .
- 2- Dấu trừ ở cuối con số, kèm theo ký tự x, là $\times 10^{-x}$:

Ví dụ: $5,27 - 8 = 5,27 \cdot 10^{-8}$

CÁC ĐỊNH NGHĨA CỦA MỘT SỐ HÀM

Gaussian pdf

$$= f(x) = \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \right) \cdot \exp(-x^2/2\sigma^2) \quad -\infty < x < \infty$$

Gaussian CPDF:

$$= F(x) = P(X \leq x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-x^2/2\sigma^2) dx$$

CPDF bù:

$$\begin{aligned} = P(x > X) &= 1 - P(X \leq x) = 1 - \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-x^2/2\sigma^2) dx \\ &= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(x^2/2\sigma^2) dx \end{aligned}$$

Hàm lỗi:

$$= \text{erf}(t) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^t \exp(-t^2) dt$$

Hàm lỗi bù:

$$= \text{erfc}(t) = 1 - \text{erf}(t) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_t^{\infty} \exp(-t^2) dt$$

Vì:

$$\begin{aligned} &= \int_{x_1}^{\infty} \exp[-x^2/(mn^2)] dx = \int_{x_1}^{\infty} \exp\left[-\left[x/n\sqrt{m}\right]^2\right] dx \\ &= n\sqrt{m} \int_{x_1/n\sqrt{m}}^{\infty} \exp(-x^2) dx \end{aligned}$$

CPDF bù

$$= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{x_1}^{\infty} \exp(-x^2/2\sigma^2) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{x/\sigma\sqrt{2}}^{\infty} \exp(-x^2) dx$$

Do đó CPDF bù $= P(x > X) = (1/2) \cdot \text{erfc}(x/\sigma\sqrt{2})$

Một số thuật ngữ

A

Adaptive

co-phase IF combiner
delta modulation
adaptive differential pulse code modulation (ADPCM)
equalizer

Alarm

AIS (alarm indication signal)
deferred
loss of frame or multi-frame
prompt

Alignment

frame

Alternate mark inversion (AMI)

line code

Amplitude modulation

Amplitude-shift keying (ASK)

Antenna

beam width
cross-polar discrimination
cross-polar loss
foreground clearance
illumination efficiency
inter-port isolation
isotropic radiator
radiation
mismatch loss
ohmic loss
radiation pattern
radome loss
shield loss
size
spillover efficiency
strut loss

Architecture

digital network
local area network (LAN)
local network
wide area network (WAN)

Tự thích nghi, thích ứng

bộ tổ hợp IF đồng pha
điều chế delta
điều xung mã vi sai tự thích nghi (ADPCM)
bộ cân bằng

Cảnh báo

tín hiệu chỉ thị cảnh báo
tri hoãn
mất khung hoặc đa khung
nhắc cảnh báo

Đồng bộ

đồng bộ khung

Đảo dấu luân phiên (AMI)

mã đường, mã đường truyền

Điều chế biên độ, điều biên

Khóa dịch biên độ (ASK)

Anten

độ rộng búp sóng
phân biệt phân cực chéo
tổn hao phân cực chéo
khoảng hở cận cảnh
hệ số nhấp nháy
độ cách ly giữa các cửa
cải bức xạ đẳng hướng
sự bức xạ
tổn hao do không phối hợp
tổn hao thuần trở
mẫu bức xạ, biểu đồ bức xạ
tổn hao do vòm, mái che
tổn hao do che chắn
cỡ, kích thước
hệ số tràn tín hiệu
tổn hao do thanh chống

Kiến trúc, cấu trúc

mạng số
mạng cục bộ (LAN)
mạng nội hạt
mạng diện rộng (WAN)

Attenuation

distortion

due to gaseous absorption

due to rain

Autocorrelation function**Automatic equalizer****Suy giảm, suy hao, tổn hao**

méo suy hao

do các khí hấp thụ

do mưa

Hàm tự tương quan**Bộ cân bằng tự động****B****Babble****Balance return loss****Band**

frequency

Bandwidth

expansion or compression ratio

Baseband

adaptive transversal equalizer

data transmission differential encoding

hitless switch

Baseband circuit

bit combiner

Basic transmission loss of a radio link**Beam width of an antenna****Binomial****Bit error rate (BER)****Bit plane to bit plane image transfer****Bit synchronization****Branching filter****Broadband bus****Burst****Tiếng rì rào****Tổn thất ngược cân bằng, sự suy giảm cân bằng****Băng**

băng tần

Độ rộng băng

tỷ số giãn hoặc nén

Băng gốc, băng cơ sở

bộ cân bằng ngang tự thích nghi

mã hoá vi sai truyền số liệu

chuyển mạch không trùng hợp

Mạch băng gốc

bộ tổ hợp bit

Tổn thất truyền dẫn cơ bản của một tuyến vô tuyến**Độ rộng búp sóng anten****Nhị thức****Tỷ lệ lỗi bit, tỷ số lỗi bit****Biến đổi ảo từ mặt phẳng bit này sang mặt phẳng bit kia****Đồng bộ bit****Bộ lọc nhánh****Bus băng rộng****Đột biến nhảy****C****Carrier**

to-interference ratio

to-noise ratio

Central limit theorem**Centralized maintenance operation****Centralized switching system****Channel capacity****Sóng mang, tải tần**

tỷ số sóng mang trên nhiễu C/I

tỷ số sóng mang trên tạp âm C/N

Lý thuyết giới hạn trung tâm**Vận hành bảo dưỡng tập trung****Hệ thống chuyển mạch tập trung****Dung lượng kênh**

Channel noise in PCM and DM systems	Tạp âm kênh trong hệ thống PCM và DM
Circuit noise	Tạp âm của mạch
Clearance rules for antenna heights	Các quy tắc khoảng hở đối với độ cao anten
CMI line code	Mã đường CMI
Codec	Bộ mã và giải mã
Codes	Các mã
Coding	Mã hóa
Combiner for space diversity	Bộ tổ hợp phân tập không gian
Commercially available digital radio equipment	Thiết bị vô tuyến số có trên thị trường
Commutator in time division switching	Bộ chuyển mạch trong chuyển mạch theo thời gian
Companding	Nén, ép
Complementary error function	Hàm lỗi bù
Conductivity	Độ dẫn
Constellation diagram	Đồ thị hình chòm sao
Converter 2 to L level	Bộ chuyển đổi mức 2 sang mức L
Co-ordination of frequencies	Sự phối hợp (kết hợp) các tần số
Corrected reference equivalent (CRE)	Tương đương tham chiếu đã hiệu chỉnh (CRE)
Correlative phase-shift keying (CORPSK)	Khoá dịch pha tương quan (CORPSK)
Crossband diversity	Phân tập băng chéo
Cross-polarization discrimination (XPD)	Phân cực chéo
isolation (XPI)	sự phân biệt phân cực chéo (XPD)
Crosstalk	sự cách ly phân cực chéo (XPI)
far end (FXT)	Xuyên âm
go-return	xuyên âm đầu xa (FXT)
inter-channel	xuyên âm đi và trở về, xuyên âm qua lại
near end (NXT)	xuyên âm giữa các kênh
Cumulative probability distribution function (CPDF)	xuyên âm đầu gần (NXT)
Cyclic code error detection	Hàm phân bố xác suất tích lũy (CPDF)
CVSDM continuously variable slope delta modulation	Phát hiện lỗi mã chu trình
	Điều chế delta có độ dốc biến thiên liên tục

D

Data switching network	Mạng chuyển mạch số liệu
Decision feedback equalizer	Bộ cân bằng hồi tiếp quyết định
Decoding	Giải mã

Degradation	Giảm cấp
Degraded minutes	Các phút giảm cấp
Delay between direct and indirect paths	Độ trễ giữa các tia trực tiếp và tia gián tiếp
Delay distortion	Méo do trễ
Delta modulation adaptive (CVSDM)	Điều chế delta điều chế delta tự thích nghi
Differential adaptive DPCM encoding pulse code modulation (DPCM)	Vì sai, vì phân điều xung mã vì sai tự thích nghi mã hoá vì sai điều xung mã vì sai (DPCM)
Differentially coherent FSK	FSK vì sai kết hợp
Diffraction loss due to grazing over smooth Earth knife edge obstruction	Nhiều xạ tổn thất do lướt qua mặt đất mịn vật chắn (chướng ngại) hình nêm
Digital communication system	Hệ thống thông tin số
Digital radio data-processing unit	Vô tuyến số, viba số khối xử lý số liệu
Direct wave	Sóng trực tiếp
Discrete random valuable	Biến ngẫu nhiên rời rạc
Dispersive fade margin	Độ dự trữ pha đình phân tán
Distortion	Méo
Distributed switching systems	Các hệ thống chuyển mạch phân tán
Distribution binomial fading Gaussian log - normal Rayleigh	Phân bố, phân phối phân bố nhị thức phân bố pha đình phân bố Gauss phân bố chuẩn - log phân bố Rayleigh
Distributor in time division	Bộ phân phối chia theo thời gian
Divergence factor	Hệ số phân kỳ
Diversity cross-band frequency space systems	Phân tập phân tập băng tần chéo nhau phân tập tần số phân tập không gian các hệ thống phân tập
Down converter	Bộ đổi tần thấp
DPSK M.ary DPSK	Khoá dịch pha vì sai DPSK m trạng thái (mức)
Ducting	Dẫn theo ống
Duobinary	Nhị phân kép

E

Eb/η relationship with C/N

Echo

canceling
delay

Effective Earth's radius

Effective fade margin

Efficiency

illumination of antenna

Emission spectra

Encoder/decoder

Encoding

Envelope delay distortion (EDD)

Equalizer

adaptive
automatic
frequency domain
outage improvement
time domain

Equipment

redundancy
reliability

Equivalent isotropically radiated power (EIRP)

Ergodic processes

Error

average bit error rate or ratio (BER)
free second (EFS)

Exchange

Extension error

Eye diagram

contour map

Quan hệ (mối tương quan) giữa Eb/η và C/N

Tiếng vọng

triệt, khử
trễ

Bán kính hiệu dụng quả đất

Độ dự trữ fading hiệu dụng

Hiệu suất, hiệu quả, khả năng, hệ số
hệ số nhấp nháy của anten

Phổ bức xạ

Bộ mã hoá/bộ giải mã

Mã hóa

Méo trễ đường bao

Bộ cân bằng

tự thích nghi
tự động
miền tần số
cải thiện sự gián đoạn
miền thời gian

Thiết bị

độ dư
độ tin cậy

Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương (EIRP)

Các quá trình Ergodic

Lỗi, sai lỗi

tỷ lệ (tỷ số) lỗi bit trung bình
giây (sec) không lỗi

Tổng đài, trạm chuyển mạch

Lỗi kéo dài

Đồ thị, biểu đồ hình mắt
bản đồ có đường đồng mức

F

Fade margin

Fading

flat
ground reflection
model
multipath or Rayleigh
reduction of effects of

Độ dự trữ (độ sâu) pha đỉnh

Pha đỉnh

phẳng
phản xạ từ mặt đất
mô hình, kiểu
nhiều tia hay Rayleigh
giảm ảnh hưởng của

selective
simulator
FDM - Frequency division multiplex
FESXTR - Far-end signal to crosstalk
radio
Far-end crosstalk (FXT)
Field strength
Framing
multi-frame alignment
codeword
Free-space basic transmission loss
Fresnel zone
Free-space
Front-to-back ratio
FSK - Frequency shift keying

chọn lựa
bộ mô phỏng
Ghép kênh theo tần số - FDM
Tỷ số tín hiệu trên xuyên âm đầu xa
FESXTR
Xuyên âm đầu xa (FXT)
Cường độ trường
Tạo khung
đồng bộ đa khung
từ mã
Tổn thất truyền dẫn cơ bản trong
không gian tự do
Vùng Fresnel, miền Fresnel
Không gian tự do
Hệ số phòng vệ, tỷ số rò trước ra sau
Khoá dịch tần số - FSK

G

Gain of antenna
Gaseous absorption
Gateway
Gaussian distribution
Gray code
Ground
conductivity
reflected wave
Group
delay distribution
distribution frame relative power level

Tăng ích của anten
Hấp thụ do các khí
Cửa mở
Phân bố Gauss
Mã Gray
Đất
độ dẫn điện của đất
sóng phản xạ đất
Nhóm
phân bố trễ nhóm
mức công suất tương đối của khung
phân bố nhóm

H

HDB3 line code
Height/gain patterns
Hierachies
CCITT analog/digital trunk network
primary data multiplex
higher order multiplex
High-grade circuit
Hitless baseband switch

Mã đường HDB3
Các biểu đồ (hình mẫu) độ cao/tăng ích
Phân cấp
Mạng trung kế tương tự/số phân cấp
theo CCITT
Ghép kênh sơ cấp
Ghép kênh cấp cao hơn
Mạch bậc cao
Chuyển mạch băng gốc không
trùng hợp

Hypothetical reference

connection (HRX)
digital section (HRDS)
digital path (HRDP)

Chuẩn giả định, giả định chuẩn

kết nối chuẩn giả định (HRX)
đoạn số chuẩn giả định (HRDS)
chặng số, tuyến số (HRDP)

I

IF - Immediate frequency

Illumination efficiency

Impairment

Impedance of audio ports

Improvement factor

Impulse noise

In-service measurement

In-station digital radio testing

Integrated services digital network

error performance objectives
interfacing
digital exchange

Interference

adjacent-channel
analog to digital
canceller
co-channel
effects
from signaling
inter-symbol
performance
prevention
reduction
source

Intermodulation

Interport isolation

Inter-symbol interference degradation

Isotropic radiator

Tần số trung gian, trung tần

Hệ số nhấp nháy

Sự suy yếu, sự sút kém

Trở kháng của các cửa âm tần

Hệ số cải thiện

Tạp âm xung

Đo trong lúc thiết bị đang làm việc

Đo thử viba số tại trạm

Mạng số liên kết đa dịch vụ (ISDN)

các mục tiêu thể hiện lỗi
giao tiếp, phối ghép
tổng đài số

Nhiều, giao thoa

nhiều kênh lân cận
nhiều tương tự sang số
bộ khử, bộ chặn, bộ gạt nhiễu
nhiều cùng kênh
hiệu ứng nhiễu
nhiều do báo hiệu
nhiều giữa các ký hiệu
đặc tính
sự ngăn ngừa
sự giảm
nguồn

Xuyên điều chế, sự điều chế tương hỗ

Cách li giữa các cửa

Suy yếu do nhiễu giữa các ký hiệu

Bộ bức xạ đẳng hướng

J

Jitter

test set-ups
timing elements
transfer characteristics

Justification

negative

Rung pha

thiết lập đo
các phần tử định thời
đặc tính chuyển đổi

Chèn

chèn âm

positive

chèn dương

K**k-factor****Hệ số k****L****Level**adjustment of
relative
variation**Mức, cấp**hiệu chỉnh
mức tương đối
sự biến đổi mức**Line code converter****Bộ chuyển đổi mã đường****Line codes****Các mã đường**alternative mark inversion (AMI)
coded mark inversion (CMI)
HDB3 High density binary
paired select ternary (PST)mã đường đảo dấu luân phiên (AMI)
đảo dấu mã (CMI)
mã nhị phân tỷ trọng cao (HDB3)
mã tam phân chọn cặp (PST)**Linear****Tuyến tính****Line interface module (LIM)****Modun giao tiếp đường dây (LIM)****Line-of-sight transmission****Truyền dẫn tầm nhìn thẳng****Local area network (LAN)****Mạng cục bộ (LAN)****Local-glade circuits objective****Mục tiêu các mạch cấp nội hạt**

tuyến tính

Local network**Mạng nội hạt****Log-normal distribution fading****Fading phân bố chuẩn-log tuyến tính****Longitudinal balance****Cân bằng dọc****Loss****Tổn thất, suy hao**antenna ohmic
cross-polar
diffraction
loudness
mismatch
radome
returntổn thất thuần trở của anten
phân cực chéo
nhiều xạ
độ vang
mất phối hợp
vòm che
tổn thất trở về**Loudness****Độ vang**

Rating

đánh giá độ vang

M**Majoli's method of selective fading
outage prediction****Phương pháp Majoli dự đoán sự mất
liên lạc do fading chọn lựa****Manchester line code****Mã đường Manchester****Map crossing****Cắt qua bản đồ**

Mean time between failures (MTBF)	Thời gian trung bình giữa các lần hư hỏng (MTBF)
Mean time to restore (MTTR)	Thời gian trung bình để khôi phục (MTTR)
Measurement	Đo lường
Median	Trung vị
Medium-glade circuit	Mạch cấp trung bình
Message handling system	Hệ xử lý bản tin
Minimum phase state	Trạng thái pha cực tiểu
Modulation	Điều chế
baseband	băng gốc
APK	khóa pha biên độ
ASK	khóa dịch biên độ
coherent ASK detection	tách sóng ASK kết hợp
FSK differentially coherent	điều chế FSK vi sai kết hợp
FSK non-coherent	FSK không kết hợp
M.ary ASK	ASK M trạng thái (M mức)
M.ary FSK coherent	FSK kết hợp M trạng thái
M.ary FSK noncoherent	FSK không kết hợp M trạng thái
M.ary PSK	PSK M trạng thái
M.ary QAM	QAM M trạng thái
non-coherent detection	tách sóng không kết hợp
offset QAM (OQAM)	điều chế biên độ cầu phương bù (OQAM)
partial response (PRS)	đáp ứng từng phần (PRS)
PSK phase shift keying	khóa dịch pha PSK
PSK with overlapping baseband pulses	PSK với các xung có độ rộng băng tần chồng lấn
QASK	khóa dịch biên độ cầu phương
Modulation /demodulation schemes	Các sơ đồ điều chế, giải điều chế
Modulator digital radio (16-QAM)	Bộ điều chế viba số (16-QAM)
Moment (statistical)	Thời điểm (thống kê)
discrete	rời rạc
continuous	liên tục
Movable notch IF equalizer	Bộ cân bằng IF khe hình V có thể di chuyển
MULDEX	Bộ ghép-phân kênh, bộ ghép-tách kênh
Multi-frame alignment	Đồng bộ đa khung
Multi-line protection switching	Chuyển mạch bảo vệ nhiều đường
Multipath	Nhiều đường
fading effect	hiệu ứng fading
occurrence factor	yếu tố phát sinh
propagation model	mô hình truyền sóng
general three-ray	3 tia tổng quát
multiple echo	nhiều tia dội
normalized two-ray	2 tia chuẩn hoá

phase-shifted two-ray with flat attenuation
 polynomial method
 two-ray
 simulator

Multiplexing

higher-order
 level 1 or primary
 level 2 or secondary
 level 5 or fifth (565 Mbit/s)
 nonsynchronous

2 tia đã dịch pha với suy giảm đồng đều
 phương pháp đa thức
 2 tia
 bộ mô phỏng

Ghép kênh

bậc cao
 cấp 1 hoặc sơ cấp
 cấp 2 hoặc thứ cấp
 cấp 5 hay cấp thứ 5
 không đồng bộ

N

Near field distance

Net fade margin

Near-end crosstalk attenuation (NEXTA)

Noise

crosstalk

idle channel noise

Nonminimum phase state

NOSFER standard

Notche (selective fade)

Khoảng cách trường gần

Độ dự trữ fading thuần

Suy hao xuyên âm đầu gần

Tạp âm

xuyên âm

tạp âm kênh rồi

Trạng thái pha không cực tiểu

Tiêu chuẩn NOSFER

Khe (fading chọn lựa)

O

Objectives

allocation of overall
 apportioning error burst
 error-free-seconds
 high-grade circuit
 local-grade circuit
 medium-grade circuit
 performance

Offset QAM

On-off-keying (OOK)

Open systems interconnection (OSI)

Orthogonal polarization discrimination

effects of rain

Outage

improvement due to equalizers

improvement due to space diversity

prediction model

Các mục tiêu

phân bố tổng thể

các đợt biến lỗi từng phần

các giây không lỗi

mạch cấp cao

mạch cấp địa phương, cấp nội hạt

mạch cấp trung bình

mục tiêu chất lượng

Điều biên cầu phương bù

Khoá đóng mở

Liên kết các hệ thống mở (OSI)

Phân biệt (tách) phân cực trực giao

các ảnh hưởng của mưa

Sự gián đoạn

cải thiện sự gián đoạn thông tin nhờ

các bộ cân bằng

cải thiện sự gián đoạn thông tin nhờ

phân tập không gian

mô hình dự đoán, mô hình tiên đoán

P

PABX-Private automatic branch exchange

Packet switching
network adaptor (PNA)
services (PSS)

Paired select ternary (PST) line code

PAM

Parity check coding

Partial response (PR)
carrier modulation (PRS)

Path

clearance criteria
diversity
profiles
errors in plotting

PCM

adaptive delta
delta modulation (DM)
differential (DPCM)
disadvantages
performance characteristics

voice frequencies

Peak factor

Performance

error-free seconds (EFS) in
multi-section links
evaluation of a digital system
monitor
objective

Permittivity

Phase modulation

Phase states

Ping-pong multiplex systems

Planning

frequency
digital system
path clearance

Point-to-multipoint radio

Tổng đài nhánh tự động riêng

Chuyển mạch gói

bộ thích ứng mạng
các dịch vụ chuyển mạch gói (PSS)

Mã đường tam phân chọn lựa từng đôi (cặp)

Điều biên xung

Mã kiểm tra chẵn lẻ

Đáp ứng từng phần

điều chế sóng mang đáp ứng từng phần (PRS)

Đường truyền dẫn, chằng

tiêu chuẩn khoảng hở của chằng
chằng có phân tập
mặt cắt nghiêng
sai số do vẽ

Điều xung mã

delta tự thích nghi
điều chế delta
điều xung mã vi sai
các nhược điểm, khuyết điểm
các đặc tính chất lượng, đặc tính

biểu thị

các tần số tiếng nói

Hệ số đỉnh

Chất lượng, biểu thị

các giây không lỗi trong tuyến trong
tuyến nhiều đoạn
đánh giá (so sánh) một hệ thống số
giám sát
mục tiêu

Hằng số điện môi

Điều pha

Các trạng thái pha

Các hệ thống ghép kênh luân phiên

Lập kế hoạch, sắp xếp, phân bố

phân bố tần số
lập kế hoạch hệ thống số
khoảng hở chằng

Vô tuyến (viba) điểm nối đến

nhiều điểm

Point-to-point radio	Vô tuyến điểm nối điểm (điểm-điểm)
Polarization	Sự phân cực
orthogonal	trực giao
Power spectral density	Mật độ phổ công suất
Precipitation	Mưa, tuyết đổ xuống một khu vực
Preset equalizer	Bộ cân bằng định trước
Primary digital multiplex (PDM)	Ghép kênh số sơ cấp (cấp 1) (PDM)
Private circuit digital network (PCDN)	Mạng số mạch riêng (PCDN)
Private data network	Mạng số liệu riêng
Probability density function (pdf)	Hàm mật độ xác suất (pdf)
Gaussian	Gauss
uniform	đều, đồng dạng
Probability of error	Xác suất lỗi
ASK coherent	ASK kết hợp
ASK noncoherent	ASK không kết hợp
binary noncoherent FSK	FSK không kết hợp - nhị phân
differentially coherent PSK (DPSK)	PSK kết hợp - vi sai (DPSK)
differential detection	tách sóng vi sai
partial responses	đáp ứng từng phần, đáp ứng cục bộ
Probability mass function	Hàm khối lượng xác suất
Propagation fundamental	Cơ sở truyền sóng
Propagation mechanism	Cơ cấu truyền sóng
Protection switching	Chuyển mạch bảo vệ
Probability mass function	Hàm khối lượng xác suất
PSK	Khoá dịch pha
M.ary	m trạng thái
Public switched data network (PSDN)	Mạng số liệu chuyển mạch công cộng (PSDN)
Public switched telephone network (PSTN)	Mạng thoại chuyển mạch công cộng (PSTN)
Pulse	Xung
code modulation (PCM)	điều xung mã (PCM)
duration modulation (PDM)	điều chế thời gian kéo dài của xung (PDM)
mask	mặt nạ
position modulation (PPM)	điều chế vị trí xung (PPM)
stuffing or justification	chèn xung
width modulation (PWM)	điều chế độ rộng xung (PWM)

Q

QAM (M.ary)	Điều chế biên độ cầu phương m trạng thái (mức)
Quantization	Sự lượng tử hoá

QASK
QPSK

Khoá dịch biên độ cầu phương
Khoá dịch pha cầu phương

R

Radiation pattern
Radio path definition
Radio waves
 direct wave
 ground reflected wave
 ground wave
 space wave
 surface wave
 tropospheric reflected wave
Radome
Rain attenuation
 prediction methods
Rain effects

Rain rate
Raised-cosine spectrum
Random processes
Random variable
Rectangular pulse
Reduced bandwidth QPSK modulation
Redundancy
Reference equivalent

Reflection
 rough surface
 smooth earth
 specular
Refraction
Refractive index
Refractivity
Regeneration of digital signals
Regenerator
Reliability
Residual BER
Return loss
Roll-off factor
Rural network

Biểu đồ bức xạ, đồ thị bức xạ
Xác định chặng vô tuyến (viba)
Sóng vô tuyến
 Sóng trực tiếp
 Sóng phản xạ đất
 Sóng đất
 Sóng không gian
 Sóng mặt
 Sóng phản xạ đối lưu
Vòm che
Suy giảm do mưa
 phương pháp dự đoán
Các hiệu ứng của mưa, các ảnh hưởng của mưa

Cường độ mưa
Phổ cosin-tăng
Các quá trình ngẫu nhiên
Biến ngẫu nhiên
Xung vuông
Điều chế QPSK có độ rộng băng giảm
Độ dư, sự dư
Tương đương tham chiếu, tương đương chuẩn

Sự phản xạ
 bề mặt gồ ghề
 mặt đất mịn
 phản chiếu
Sự khúc xạ
Chỉ số khúc xạ
Tinh khúc xạ
Tái tạo các tín hiệu số
Bộ tái tạo, bộ tái sinh
Độ tin cậy
BER dư
Tổn thất ngược
Hệ số uốn
Mạng nông thôn

S

Sampling minimum sampling frequency	Lấy mẫu tần số lấy mẫu cực tiểu
Scattering	Tán xạ
Scramber	Bộ trộn mã giả ngẫu nhiên, bộ mã giả ngẫu nhiên
Scintillation	Sự nhấp nháy
Screen	Màn che
S-curves	Các đường cong S
Section digital radio	Đoạn, mục đoạn vô tuyến số
Selective fading selectivity of receiver	Fading lựa chọn độ chọn lọc của máy thu
Severely errored seconds	Các giây (bị) lỗi trầm trọng
Sigma - delta modulation	Điều chế delta xich-ma
Signal processing	Xử lý tín hiệu
Signal-to-distortion ratio	Xử lý tín hiệu trên méo
Signal-to-noise ratio	Hệ số tín hiệu trên tạp âm
Signaling	Báo hiệu
Signature	Dấu ấn
Simple IF slope equalizer	Bộ cân bằng độ dốc IF đơn giản
Simulator	Bộ mô phỏng
Sine function	Hàm sin
S line code	Mã đường S
Slip controlled uncontrolled	Trượt điều khiển được không điều khiển được
Space diversity combiner improvement factor	Phân tập không gian bộ tổ hợp hệ số cải thiện
Spectral characteristic	Đặc tính phổ
Spectrum efficiencies shaping	Phổ hệ số phổ, độ hiệu dụng của phổ tạo dạng phổ
Spurious emissions in-band out-band	Các bức xạ giả, bức xạ nhiễu trong băng ngoài băng
Stability	Độ ổn định
Staggered quadrature overlapped raised cosine modulation (SQOSRC)	Điều chế cosin-tăng chồng lấn cầu phương từng chặng (SQOSRC)
Statistical methods	Các phương pháp thống kê
Supergroup	Siêu nhóm

Surface

Switching systems

centralized

hierarchies

noncentralized or distributed

Synchronization

System loss

Bề mặt

Các hệ thống chuyển mạch

tập trung

phân cấp hệ thống chuyển mạch

không tập trung hoặc phân tán

Sự đồng bộ hoá

Tổn thất của hệ thống

T

Teleservice

adaptor

Test equipment

multiplex tests

radio link tests

Test

in station

loop or back-to-back

radio link

Thermal noise

Threshold detection

Time

compression multiplex system

division multiplexing

division switching

domain equalizer

Timing

recovery

Total loss of radio link

Transmission

Transmitter

baseband circuit

Transparency

Transversal equalizer

Tropospherically reflected wave

Dịch vụ từ xa

bộ thích ứng

Thiết bị đo

kiểm tra ghép kênh

kiểm tra đường vô tuyến

Đo kiểm tra

đo tại trạm

đo theo cách nối vòng hoặc vòng lặp

đo tuyến vô tuyến

Tạp âm nhiệt

Tách ngưỡng

Thời gian

hệ thống ghép kênh nén thời gian

ghép kênh theo thời gian

chuyển mạch chia theo thời gian

bộ cân bằng miễn thời gian

Định thời, định thời gian

khôi phục định thời

Tổn hao toàn trình tuyến vi ba

Truyền dẫn

Máy phát

mạch băng gốc máy phát

Sự xuyên suốt, sự thông suốt

Bộ cân bằng ngang

Sóng phản xạ đối lưu

U

Unavailability

Uniformed probability mass function

Up-converter

Độ không sẵn sàng, độ không

khả dụng

Hàm khối lượng xác suất đồng nhất

Đổi tần trên

V

VSWR Voltage standing wave ratio **Hệ số sóng đứng theo điện áp**

W

WAL1 and WAL2 line codes	Các mã đường WAL1 và WAL2
Wander	Trôi
Wave division multiplexing	Ghép kênh theo bước sóng
Wide area network (WAN)	Mạng diện rộng
Worst-month	Tháng xấu nhất

Z

Zero-forcing matrix for equalizer **Ma trận cưỡng bức “0” đối với bộ
cân bằng**

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Townsend, A. A. R., '*Digital line of sight radio link*', Prentice - Hall, 1991.
2. '*Fixed Service using Radio-Relay Systems*', Recommendations and Reports of the CCIR, IX-1, XV Plenary Assembly, 1982.
3. '*Digital Networks. Transmission Systems and Multiplexing Equipment*', Recommendations of the CCITT, G700-G956, III-3, VIII Plenary Assembly, 1984.
4. Calindrino, L. and Crippa, G., '*Indirect Method for Error-Rate Measurement in Radio-Relay Systems*', Telettra Internal Report, 1975.
5. Hingorani, G. D. and Chesler, D. A., '*A Performance Monitoring Technique for Arbitrary Noise Statistics*', IEEE Transactions on Communication Technology, 1968, COM-16, No.3.
6. Barnett, W. T., '*Microwave Radio-Relay: Attainment of Reliability Objectives*', IEEE Transactions on Communication Technology, 1966, COM-14, No.1.
7. Townsend, A. A. R., '*Analogue Line-of Sight Radio Links: a Test Manual*' (Prentice-Hall, 1987).
8. '*Propagation in Non-Ionized Media*', Recommendations and Reports of the CCIR, V, XVI Plenary Assembly, 1986.
9. '*Frequency Sharing and Co-ordination between Systems in the Fixed-Satellite Service and Radio-Relay System*', Recommendations and Reports of the CCIR, IV and IX-2, XVI Plenary Assembly, 1986.
10. Oetting, J. D., '*A Comparison of Modulation Techniques for Digital Radio*', IEEE Transactions on Communications, 1979, COM-27, No.12.
11. '*Spectrum Utilization and Monitoring*', Recommendations and Reports of the CCIR, I, XV, Plenary Assembly, 1982.
12. '*Antennas for Private Fixed Radio Services in the Band 12750 MHz to 13250 MHz*', Performance Specification MPT 1406, Department of Trade and Industry, Radio Regulatory Division, London, 1984.
13. '*Telecommunication*', Code of Federal Regulations (CFR), 47, October 1985.
14. Turner, H.E., '*A Computer System for Microwave Frequency Co-ordination and Interference Calculations*', IEEE Transactions on Communications, 1972, COM-20, No.2.
15. '*How Good is your Digital Radio?* - An introduction to C/N and C/I Performance Testing of Digital Radio using the HP 3708A (Hewlett Packard).

16. Martin, A., '*Amplitude Distortion: a Means of Characterizing Line-of-Sight Microwave Radio Paths during Multipath Fading*', Electronics Letters, 1984, 20, No. 19.
17. Cambell, J.C., '*Outage Prediction for the Route Design of Digital Radio Systems*', Australian Telecommunications Research, 1984, 18, No.2.
18. Olsen, R. L., '*Cross Polarization during Clear-Air Conditions on Terrestrial Links: A Review*', Radio Science, 1981, 16, No. 5.
19. Makino, H. and Morita, K., '*Design of Space-Diversity Receiving and Transmitting Systems for Line-of Sight Microwave Links*', IEEE Transactions on Communications Technology, 1967, COM-15, No.4.
20. Fedi, F., '*A Contribution of Radio Propagation Research to Radiocommunications Development: Prediction of Attenuation due to Rain*', Link for the Future, IEEE International Conference on Communications, 1984.
21. Liebe, H. J., '*Modeling Attenuation and Phase of Radio Waves in Air at Frequencies below 1000 GHz*', Radio Sciences, 1981, 16, No.6.
22. '*Radio Regulatory Specification for the Analogue and Digital Private Fixed Radio Relay Equipment Operating in the Band 12750 MHz to 13250 MHz*', MPT 1403, Department of Trade and Industry, Radio Regulatory Division, London, 1983.
23. Greenfield, P. E., '*Digital Radio Performance on a Long, Highly Dispersive Fading Path*', Links for the Future, IEEE International conference on Communications, 1984.
24. Kerker, M., '*The Scattering of Light and other Electromagnetic Radiation*' (Academic Press, 1969).

MỤC LỤC

<i>Lời Nhà xuất bản</i>	5
CHƯƠNG 7: CÁC HỆ THỐNG VIBA SỐ VÀ CÁC CHỈ TIÊU CHẤT LƯỢNG	7
7.1 So sánh với các hệ thống FDM - FM	7
7.2 Các chỉ tiêu đặc trưng đối với các hệ thống viba số	11
7.2.1 Tỷ số lỗi thấp	12
7.2.2 Tỷ số lỗi cao	12
7.2.3 Chỉ tiêu không lỗi (EFS) trong một thời gian dài	13
7.2.4 Chỉ tiêu đột biến lỗi	13
7.3 Các chỉ tiêu đặc tính lỗi	13
7.3.1 Đường truyền số chuẩn giả định (HRDP) (Khuyến nghị 556 của CCIR)	13
7.3.2 Các đoạn vô tuyến số (Khuyến nghị 556 của CCIR)	14
7.3.3 Các tỷ số lỗi bit cho phép	14
7.4 Đặc tính lỗi của một đoạn nối số quốc tế tạo nên một phần của ISDN (Khuyến nghị G821 – CCITT: Các định nghĩa)	18
7.4.1 Các chỉ tiêu đặc trưng	20
7.4.2 Phân chia toàn bộ các chỉ tiêu	21
7.4.3 Diễn giải các chỉ tiêu đặc tính lỗi đối với mạch nối ISDN quốc tế	25
7.4.4 Ví dụ nghiên cứu tư liệu giới thiệu trong mục 7.4	26
7.5 Tính khả dụng	29
7.5.1 Các nguyên nhân không khả dụng	32
7.5.2 Chỉ tiêu khả dụng từ đầu cuối này đến đầu cuối kia	32
7.5.3 Sự phân chia thành từng phần không khả dụng	33
7.5.4 Đặc tính lỗi và các chỉ tiêu khả dụng đối với các hệ thống viba số bậc nội hạt	34
7.6 Đặc tính các giây không lỗi	35
7.6.1 Phân bố nhị thức	36
7.6.2 Các dạng của F(E)	38

7.6.3 Đặc tính %EFS trong các tuyến nhiều đoạn	40
7.7 Đo lỗi	41
7.7.1 Tiêu chuẩn cơ bản để đánh giá đặc tính lỗi bit	41
7.7.2 Đo đặc tính lỗi trong các điều kiện không điều hành nghiệp vụ	45
7.7.3 Đo đặc tính lỗi trong các điều kiện công tác	46
7.7.4 Các thiết bị giám sát đặc tính (PMU)	48
7.7.5 Các hoạt động bảo dưỡng tập trung	49
7.8 Các chỉ tiêu độ tin cậy	51
7.8.1 Độ dư đơn	54
7.9 Các chuyển mạch bảo vệ	56
7.9.1 Các yếu tố ảnh hưởng đến việc lựa chọn tiêu chuẩn chuyển mạch	56
7.9.2 Sự bố trí sắp xếp bảo vệ	56
Bài tập	57
 CHƯƠNG 8: TRUYỀN SÓNG VÀ CÁC KÊNH PHA ĐÌNH	 59
8.1 Mở đầu	59
8.2 Cơ sở về sóng vô tuyến	59
8.2.1 Các loại sóng đất	60
8.2.2 Các cơ chế truyền sóng	61
8.2.3 Cơ sở truyền sóng	90
8.3 Pha đình	97
8.3.1 Pha đình phản xạ đất	98
8.3.2 Pha đình nhiều tia hoặc pha đình Rayleigh	101
8.3.3 Pha đình lựa chọn	109
8.3.4 Các ảnh hưởng của pha đình nhiều tia	134
8.3.5 Kỹ thuật để giảm các ảnh hưởng của pha đình nhiều tia đến gián đoạn thông tin	137
8.4 Tiêu hao do mưa	152
8.4.1 Tháng xấu nhất	153
8.4.2 Các khái niệm cơ bản	153
8.4.3 Các phương pháp dự đoán	156
8.4.4 Ảnh hưởng vòm che ẩm ướt đến các số liệu tiêu hao do mưa	161

8.4.5 Các ảnh hưởng của mưa đến các hệ thống phân cực trục giao	162
8.4.6 Tán xạ do mưa	164
8.4.7 Các kỹ thuật để giảm các ảnh hưởng của tiêu hao do mưa	165
8.5 Hấp thụ của các chất khí	165
8.6 Tính toán chỉ tiêu chất lượng của hệ thống	167
Bài tập	168
 CHƯƠNG 9: KỸ THUẬT VÔ TUYẾN TẦM NHÌN THẲNG	171
9.1 Các loại tính toán	171
9.1.1 Các tính toán đường truyền	171
9.1.2 Các tính toán chỉ tiêu chất lượng	171
9.1.3 Các tính toán nhiễu (giao thoa)	172
9.2 Các tính toán đường truyền	172
9.2.1 Các mặt cắt nghiêng của đường truyền	172
9.2.2 Các tham số sử dụng trong tính toán đường truyền	183
9.3 Các tính toán chỉ tiêu chất lượng	198
9.4 Các tính toán khả năng sử dụng	201
Bài tập	209
 CHƯƠNG 10: NHIỄU VÀ PHÂN BỐ TẦN SỐ	211
10.1 Khái niệm	211
10.1.1 Các nguồn và hiệu ứng nhiễu RF	215
10.1.2 Điều chỉnh suy hao	219
10.1.3 Tính chất nhiễu của các hệ thống viba số	220
10.2 Chọn tần số trung tần đối với hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số dung lượng lớn	224
10.3 Khái niệm về sắp xếp tần số siêu cao và các tính toán về nhiễu	225
10.3.1 Tính toán nhiễu để phối hợp sắp xếp	226
10.3.2 Giải thích các phép tính	229
10.4 Các phương pháp chống nhiễu	249
10.4.1 Sử dụng những màn chắn đặc biệt để tăng tính loại trừ nhiễu trong các tuyến viba (báo cáo 831 CCIR)	250

10.4.2 Sử dụng những bộ gạt nhiễu (báo cáo 830 CCIR)	251
10.4.3 Phân cách tần số là một biện pháp chống nhiễu kênh lân cận	252
10.5 Phổ phát xạ và các đường cong độ chọn lọc máy thu	253
10.5.1 Phát xạ giả	254
10.5.2 Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương (EIRP)	255
10.5.3 Phổ phát xạ	255
10.5.4 Các hệ số phát xạ cho phép cực đại CFR	256
10.6 Chọn tần số vô tuyến và sử dụng phổ	256
10.7 Các băng tần số	259
CHƯƠNG 11: THIẾT BỊ VIBA SỐ VÀ ĐO THỬ HỆ THỐNG	263
11.1 Mở đầu	263
11.2 Mạch máy phát	265
11.2.1 Mạch băng gốc máy phát	266
11.2.2 Bộ điều chế 16-QAM	268
11.2.3 Bộ đổi tần trên, bộ khuếch đại và bộ lọc nhánh của máy phát	269
11.3 Mạch máy thu	270
11.3.1 Các mạch thu RF	271
11.3.2 Các mạch băng gốc máy thu	272
11.3.3 Tổ hợp bit băng gốc	275
11.4 Đo thử tuyến viba số	277
11.4.1 Mở đầu	277
11.4.2 Các phương pháp đo C/N	278
11.4.3 Đo tại trạm	281
11.4.4 Đo đầu cuối này đến đầu cuối kia	290
Phụ lục	297
Các định nghĩa của một số hàm	300
Một số thuật ngữ	301
Tài liệu tham khảo	317

VIBA SỐ

TẬP 2

(TÁI BẢN LẦN 3)

Chịu trách nhiệm xuất bản

LƯU ĐỨC VĂN

Biên tập: TRẦN VŨ THƯỜNG
NGÔ MỸ HẠNH - NGUYỄN VĂN VINH
Chế bản: NGUYỄN VĂN VẤN - NGÔ TẤN ĐẠT
Sửa bản in: NGÔ MỸ HẠNH
Trình bày bìa: NGUYỄN NGÔ TRÁNG KIẾN

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

Trụ sở: 18 Nguyễn Du, TP. Hà Nội

Điện thoại: 04-5772143, 5772138

E-mail: nxbbuudien@mic.gov.vn

Fax: 04-5772137

Website: www.nxbbuudien.com.vn

Chi nhánh TP. HCM: 27 Nguyễn Bình Khiêm, Quận I, TP. Hồ Chí Minh

Điện thoại: 08-9100925

E-mail: chinhanh-nxbbd@hcm.vnn.vn

Fax: 08-9100924

Chi nhánh TP. Đà Nẵng: 42 Trần Quốc Toản, Quận Hải Châu, TP. Đà Nẵng

Điện thoại: 0511-897467

E-mail: pnbich@mic.gov.vn

Fax: 0511-3843359

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

Trụ sở chính: 18 Nguyễn Du - Hà Nội

ĐT Biên tập: 04.5772143

- ĐT Phát hành: 04.5772138

Fax: 04.5772037

E-mail: nxbbuudien@mic.gov.vn

Website: www.nxbbuudien.com.vn

Chi nhánh TP. HCM: 27 Nguyễn Bình Khiêm - Quận 1 - TP. Hồ Chí Minh

Điện thoại: 08.9100925

Fax: 08.9100924

E-mail: chinhanh-nxbbd@hcm.vnn.vn

Chi nhánh Tp. Đà Nẵng: 42 Trần Quốc Toản - Quận Hải Châu - TP. Đà Nẵng

Điện thoại: 0511.3897467

Fax: 0511.3843359

E-mail: pnbich@mic.gov.vn

MỜI CÁC BẠN TÌM ĐỌC

1. CUỘC CÁCH MẠNG NOKIA
2. MẠNG VÔ TUYẾN TÙY BIẾN
3. AN NINH TRONG THÔNG TIN DI ĐỘNG
4. MẠNG NGOẠI VI - THIẾT KẾ, THI CÔNG VÀ QUẢN LÝ
5. MẠNG PHÂN PHỐI NỘI DUNG - KIẾN TRÚC, CÔNG NGHỆ VÀ ỨNG DỤNG
6. NHỮNG VẤN ĐỀ THIẾT YẾU VỀ CÔNG NGHỆ VIỄN THÔNG HIỆN ĐẠI

SÁCH CỦA NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN CÓ BÁN TẠI:

1. Nhà sách Tiên phong

175 Nguyễn Thái Học, Hà Nội

2. Nhà sách Bách Khoa

Số 1, Đường Giải Phóng, Hà Nội

86 - 107 Tô Hiến Thành, Quận 10, TP. HCM

3. Nhà sách Thăng Long

2 Bis Nguyễn Thị Minh Khai, Quận 1, TP. HCM

4. Nhà sách Nguyễn Văn Cừ

36 Xuân Thủy, Cầu Giấy, Hà Nội

V323 107

Giá: 60.000đ