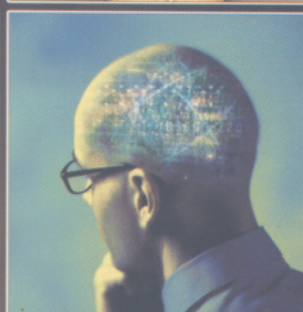


TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI

THIẾT KẾ MẠCH ĐẦU CUỐI VIỄN THÔNG

TS. PHẠM MINH VIỆT
Th.S. NGUYỄN HOÀNG HẢI



NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT

TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI

TS. PHẠM MINH VIỆT - TH.S NGUYỄN HOÀNG HẢI

THIẾT KẾ MẠCH ĐẦU CUỐI VIỄN THÔNG



NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT

HÀ NỘI - 2004

Lời nói đầu

Thiết kế mạch là một nhiệm vụ thiết yếu, là bản chất nghề nghiệp của sinh viên ngành điện tử viễn thông.

Trước yêu cầu đào tạo phải gắn lý thuyết với thực hành, phải hệ thống các kiến thức từ nhiều môn học thành kỹ năng nghề nghiệp cho sinh viên, trong điều kiện của nước ta cơ sở vật chất kỹ thuật - công nghệ còn thiếu thốn, việc xuất bản các sách tham khảo chuyên ngành là rất cần thiết. Để đáp ứng một phần thực tế cấp bách này, chúng tôi xin giới thiệu với bạn đọc cuốn sách "**Thiết kế mạch đầu cuối viễn thông**".

Nội dung cuốn sách gồm 12 chương và 5 phụ lục.

Chương 1 trình bày lịch sử phát triển của các kỹ thuật và công nghệ viễn thông, thông tin điện tín, điện thoại, máy fax cho đến truyền tin radio, truyền hình, thông tin quang, vệ tinh và mạng internet.

Chương 2 và chương 3 trình bày các tính toán lý thuyết, thiết kế sơ đồ khối, và nguyên lý chung của hệ thống truyền tin điều chế biên độ. Các phương án phân tích và tính toán thiết kế cho từng khối kỹ thuật, các ví dụ cụ thể và các chỉ tiêu chi tiết giúp người đọc hiểu rõ lý thuyết và dễ vận dụng trong thực tế.

Chương 4 và chương 5 trình bày về các hệ thống máy thu, phát điều tần. Các tính toán chỉ tiêu cơ bản cho các sơ đồ khối, các phương án điều chế khác nhau, tính toán cho mạch ổn định tần số AFC và các mạch điều chế-giải điều chế tần số.

Chương 6 và chương 7 trình bày về kỹ thuật truyền hình. Các thiết kế mạch điện, từ các khối thu nhận tín hiệu hình ảnh, đến xử lý, truyền dẫn, mã hoá, phát xạ và thu nhận giải mã.

Chương 8 và chương 9 trình bày tiến trình phát triển của các kỹ thuật điện thoại. Các thiết kế mới để thực hiện các yêu cầu của thuê bao với các mạch điện và các kỹ thuật xử lý tín hiệu ngày càng phức tạp.

Chương 10 trình bày một thiết kế máy fax, từ thiết kế sơ đồ khối hệ thống cho đến các mạch điện cụ thể.

Chương 11 mô tả các hệ thống điện thoại tế bào, điện thoại cầm tay không dây, các phương tiện liên lạc thông tin cá nhân và các kỹ thuật cơ bản như phương thức truy nhập, kỹ thuật điều chế số ...

Chương 12 tập trung mô tả đặc tính của các phương tiện truyền thông viễn thông. Nội dung bắt đầu từ các phương tiện thông dụng như cáp dây xoắn, cáp đồng trục, ống dẫn sóng, thông tin quang và thông tin vệ tinh...

Các kiến thức trình bày trong cuốn sách liên quan đến các môn học chuyên ngành như : Cấu kiện điện tử, Kỹ thuật mạch, Cơ sở truyền tin, Thông tin quang, Hệ thống viễn thông và nhiều môn học khác. Hy vọng rằng cuốn sách sẽ góp phần giúp bạn đọc nhìn thấy sự đóng góp của các kiến thức thuộc các môn học trên, trong việc xây dựng các hệ thống truyền tin trong thực tế, trên cơ sở đó có cách nhìn và phương pháp làm việc toàn diện hơn.

Các tác giả.

LỊCH SỬ VIỄN THÔNG

1.1 LỜI GIỚI THIỆU

Theo thống kê của UNESCO, năm 1997 có 2,4 tỉ máy thu thanh trên gần 200 quốc gia, đối với truyền hình con số này là 1,4 tỉ máy. Cùng năm đó theo báo cáo có 822 triệu thuê bao điện thoại trên toàn thế giới. Số máy chủ trên mạng Internet ước tính đạt trên 16,3 triệu [1]. Thêm vào đó, lực lượng quân đội ở mỗi quốc gia cũng có mạng thông tin riêng, và thường các mạng này có hạ tầng kỹ thuật tốt hơn rất nhiều so với mạng dân sự. Những con số này là rất khả quan khi nhìn lại hệ thống viễn thông ngót 150 năm trước đây.

1.2 HỆ THỐNG VIỄN THÔNG TRƯỚC THẾ HỆ ĐIỆN BÁO ĐIỆN TỬ

Nhu cầu truyền thông tin từ một vùng lãnh thổ này tới một vùng lãnh thổ khác với thời gian trễ nhỏ nhất là câu hỏi được đặt ra từ rất lâu trong lịch sử loài người. Dùng ngựa, chim bồ câu và các loài động vật khác để truyền tin đã làm tăng đáng kể tốc độ thông tin. Lực lượng hải quân trên thế giới đã sử dụng đèn tín hiệu để liên lạc giữa các tàu thuyền với nhau cũng như giữa các tàu với đất liền. Tuy nhiên việc này chỉ có thể thực hiện được trong điều kiện thời tiết tốt và với khoảng cách giới hạn chỉ vài kilômét. Phương pháp thường được dùng để truyền tin trên mặt đất là sử dụng tín hiệu, lấy ví dụ như: sử dụng ánh lửa trên gò đất cao. Nội dung của bản tin rất hạn chế nếu bên gửi và bên nhận trước đó không thống nhất với nhau ý nghĩa của tín hiệu. Vào năm 1792, hội đồng lập pháp Pháp phê chuẩn cho thành lập hệ thống điện báo ánh ở cự ly 35 km. Vào năm 1794, Lille đã thực hiện kết nối tới Paris bằng một hệ thống điện báo ánh [3]. Ở Anh, năm 1795, các bản tin đã được truyền qua hệ thống điện báo ánh giữa London và Plymouth - một bản in phúc đáp lại ở khoảng cách 800 km chỉ trong 3 phút [4].

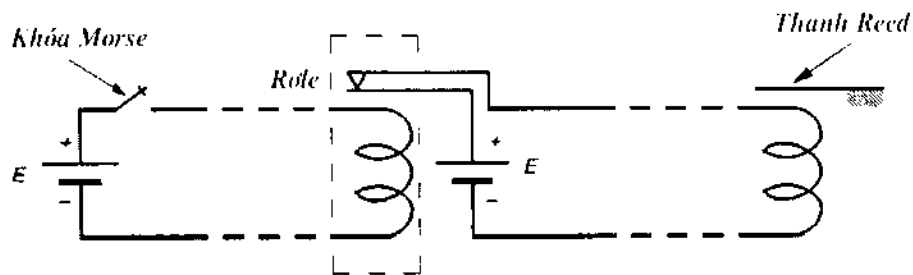
Người da đỏ ở Bắc Mỹ đã liên lạc bằng cách tạo ra các luồng khói lợi dụng lớp khói vẫn lên từ các đồng lửa. Một hệ thống như vậy chỉ thực hiện được vào ban ngày, trong điều kiện thời tiết không có gió, không cần thiết số người vận hành có kỹ năng cao. Một phương pháp truyền thông tin của người Châu Phi đó là sử dụng “tiếng trống”. Bằng cách đánh trống, một người chỉ huy có kinh nghiệm có thể gửi thông điệp tới một làng bên cạnh. Hệ thống thông tin này có ưu điểm là có thể hoạt động cả ban đêm lẫn ban ngày. Mặc dù vậy, nó cũng rất dễ làm cho người chỉ huy nhầm lẫn, đặc biệt khi bản tin được chuyển giữa các làng với nhau.

1.3 MÁY ĐIỆN BÁO

Thực nghiệm truyền thông bằng điện được sử dụng lần đầu tiên vào năm 1833 bởi hai giáo sư của trường đại học Goettingen là Carl Friedrich Gauss (1777-1855) và Wilhelm Weber (1804-1891). Hệ thống của họ được nối từ Viện vật lý đến Đài thiên văn vũ trụ, với khoảng cách 1 km, bằng cách sử dụng cuộn cảm và dụng cụ đo điện [4].

Vào năm 1837, Charles Wheatstone (1802-1875) và William Cooke (1806-1897) đã sáng chế ra một hệ thống thông tin sử dụng năm mạch điện, chúng được chế tạo bằng các cuộn dây và các kim từ dùng để hiển thị một ký tự trong bảng chữ cái được vẽ trên một cái bảng [5]. Hệ thống này được thử nghiệm lần đầu tiên dọc theo tuyến đường sắt nối giữa hai nhà ga Euston và Chalk Farm ở thủ đô London, với khoảng cách 2,5 km. Những cải tiến sau đó của hệ thống này là sử dụng một sơ đồ mã hoá, điều này đã làm giảm cấu hình hệ thống xuống còn một cuộn dây đơn và một kim đơn. Sự cải tiến tính năng kỹ thuật, độ tin cậy và giá cước thông tin là công lao của nhiều thế hệ kỹ sư.

Cũng vào thời điểm khi Wheatstone và Cooke đang vận hành hệ thống của họ, thì Samuel Morse (1791-1872) cũng bắt đầu với việc thực hiện các thí nghiệm với các ý tưởng tương tự. Đóng góp chính của ông về phần cứng là chiếc Rơle. Bằng cách nối một chuỗi các Rơle như trên hình 1.1, sẽ cho phép hệ thống làm việc được khi tăng cự ly [5].



Hình 1.1. Sử dụng chuyển tiếp của Morse để tăng cự ly của máy điện báo.

Morse cũng thay thế việc nhận chỉ thị bằng mắt của Wheatstone và Cooke bằng tín hiệu âm thanh điều này làm cho người vận hành đỡ mệt nhọc hơn. Mặc dù vậy, ông là người nổi tiếng với bảng mã dựa trên cơ sở tần xuất xuất hiện các mẫu tự trong ngôn ngữ tiếng Anh, trong đó những chữ cái hay xuất hiện nhất có mã ngắn nhất (E: chấm) và các chữ cái càng ít xuất hiện có mã càng dài ('-dấu gạch: chấm-gạch-gạch-gạch-gạch-chấm). Bảng mã này nói chung được sử dụng cho tới những năm 1950 và ngày nay chỉ còn được sử dụng trong vô tuyến điện nghiệp dư.

Năm 1843, Morse đã thuyết phục Quốc hội Hoa Kỳ chi 30.000\$ để xây dựng một tuyến điện báo giữa Washington và Baltimore. Kết quả của hợp đồng thương mại này đã thu hút được các nhà đầu tư tư bản, do đó Morse và đồng sự của mình là Alfred Vail (1807-1859) đã mở rộng thêm tuyến điện báo nối tới Philadelphia và New York [6]. Một số công ty được thành lập nhằm

cung cấp các dịch vụ điện báo ở khu vực phía đông và giữa tây nước Mỹ. Năm 1851, các công ty này đã sát nhập lại thành công ty điện báo Western Union.

Năm 1847, Werner Siemens (1816-1892) và Johann Halske (1814-1890) đã thực hiện một số cải tiến cho phát minh của Wheatstone. Sau này hai người đã đứng lên thành lập công ty viễn thông Siemen của Đức.

Một cải tiến vượt bậc vào năm 1855 khi David Hughes (1831-1900) phát minh ra máy in điện tín, tổ tiên của máy điện tín đánh chữ hiện đại. Sự kiện này khiến cho một bộ phận lớn công nhân điện tín bị mất việc (một hiện tượng vẫn thường xảy ra) do máy có thể in bản tin nhanh hơn rất nhiều so với người viết. Một cải tiến khác cũng được thực hiện trong thời gian này đó là khả năng truyền đồng thời các bản tin trên cùng một mạch điện. Có khá nhiều sơ đồ được sử dụng nhưng tất cả đều dựa trên nguyên lý mạch cầu cân bằng.

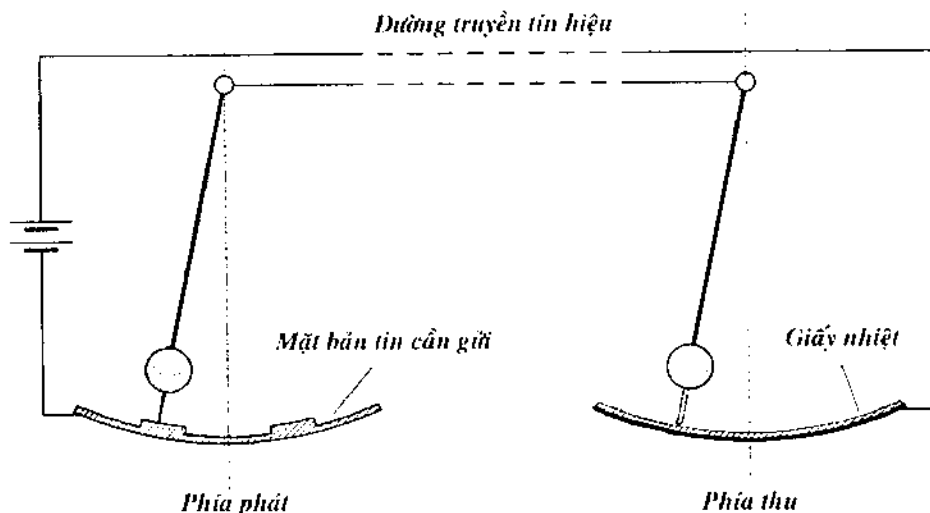
Năm 1851, tuyến điện báo đường biển đầu tiên nối giữa Anh và Pháp được lắp đặt, và cho tới năm 1866 hoàn thành tuyến cáp vượt Đại Tây Dương đầu tiên. Việc lắp đặt cáp là một kỳ tích kỹ thuật lớn và là một công trình thể hiện sự kiên trì. Tổng số 3200 km cáp được sản xuất và cất giữ trên một tàu chiến cổ HMS của Liên Hiệp Anh. Việc lắp đặt cáp được bắt đầu ở Vịnh Valentia thuộc miền tây Ireland nhưng ở độ sâu cách mặt nước 2000 sải đã xảy ra sự cố đứt cáp, do đó dự án đã bị bỏ dở trong năm đó. Một nỗ lực thứ hai vào năm tiếp theo cũng lại thất bại. Nỗ lực thứ ba vào năm 1858 bao gồm hai tàu thủy khởi hành ở giữa biển và đã giành thắng lợi. Do đó các bản tin điện tín có thể được gửi qua Đại Tây Dương. Niềm vui của sự thành công cũng chỉ kéo dài được gần một tháng cho đến khi lớp cách điện của cáp bị phá huỷ do không chịu được điện áp quá cao. Sự quan tâm của tuyến cáp biển vượt Đại tây dương tạm thời bị hoãn lại khi cuộc nội chiến Mỹ nổ ra và mãi cho đến năm 1865 nỗ lực tiếp theo mới được tiến hành. Lần này một tàu thủy mới, Great Eastern, khởi hành từ Ireland nhưng sau khi đi được 1900km cáp đã bị đứt. Một vài nỗ lực đã được thực hiện để lắp đặt cáp dưới đáy biển nhưng cáp vẫn không tránh khỏi bị đứt nên dự án này đã bị bỏ dở cho đến năm sau. Cuối cùng vào năm 1866, tàu Great Eastern đã thành công trong việc lắp đặt một cáp âm thanh và do đó các bản tin đã một lần nữa lại được truyền qua Đại Tây Dương. Cho tới năm 1880 đã có tới 9 tuyến cáp vượt đại dương được lắp đặt [6].

Từ đó điện báo đã và vẫn là một hệ thống thông tin thương mại, và ở hầu hết các nước Châu Âu điện tín trở thành một ngành độc quyền. Ngay cả ở dạng telex đã được hiện đại hoá thì nó vẫn là một mạng thông tin thương mại đường dài rất rẻ.

1.4 MÁY FAX

Vào năm 1843, văn phòng sáng chế Liên Hiệp Anh công bố một phát minh với nhan đề “Ghi điện báo điện hoá tự động” của nhà phát minh người Scotlen Alexander Bain (1810-1877). Bản chất của phát minh được minh hoạ trên hình 1.2. Hai con lắc chính được kết nối như đối với tuyến điện báo thông thường. Để đơn giản, ta giả thiết bản tin cần truyền là chữ H, nó được

gắn trên một tấm kim loại có dạng mặt cong để đầu đọc có thể tiếp xúc với phần lồi lên của tấm kim loại khi quả lắc quét ngang qua nó. Ở đầu bên kia của tuyến điện báo, đầu kim của quả lắc thứ hai duy trì sự tiếp xúc với tấm giấy nhạy điện được đặt trên một bản kim loại có hình dạng giống hệt như ở bên phát. Giấy nhạy điện trước đó được xử lý bằng hoá chất, nó có đặc điểm là làm xuất hiện một chấm đen khi có dòng điện chạy qua.

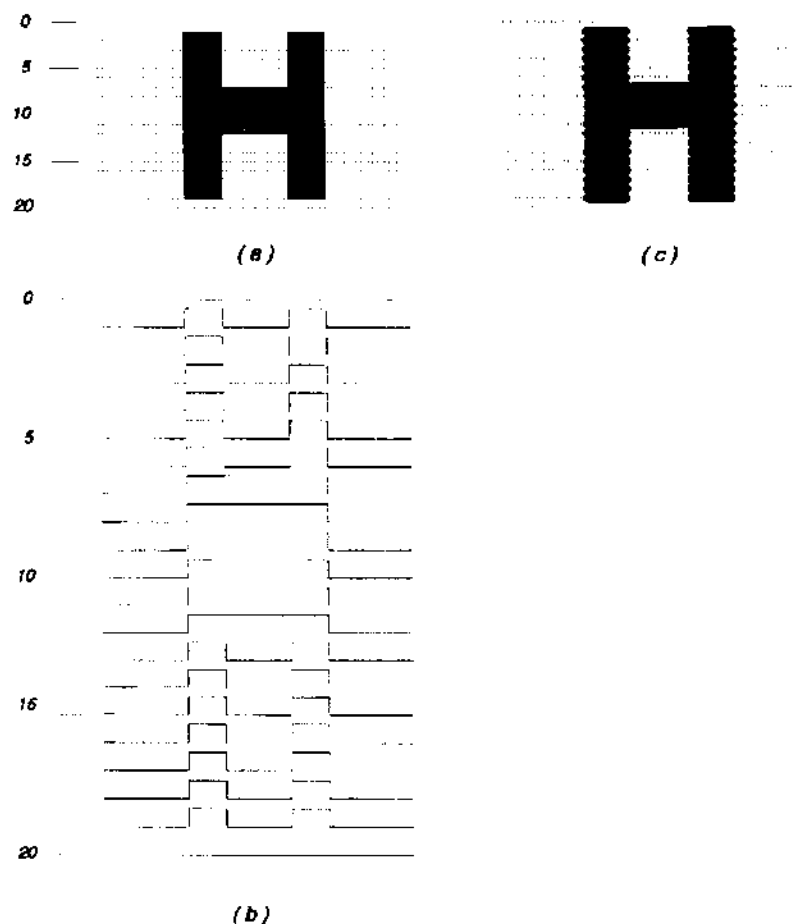


Hình 1.2. Cấu tạo của "Máy ghi điện tín điện báo tự động" Brain. Để cho sơ đồ đơn giản, không vẽ thêm các mạch điện dùng để đồng bộ hoá pha và đồng quét.

Để vận hành hệ thống này, cả hai quả lắc được thả tự do đồng thời từ điểm cao nhất phía bên trái. Vì hoàn toàn giống nhau, nên chúng sẽ chuyển động với tốc độ như nhau, một quả đi ngang qua đĩa chứa bản tin, quả còn lại đi qua giấy nhạy điện. Ban đầu chưa xuất hiện dòng điện, nhưng khi quả lắc bên phát quét qua phần kim loại lồi lên của đĩa thì sẽ phát sinh một dòng điện, dòng điện này sẽ làm xuất hiện trên giấy nhạy điện một vạch đen có cùng độ dài với phần lồi lên của bản tin bên phát. Phát minh ban đầu có các chức năng sau:

- (a) cơ cấu điện từ dùng để giữ cho quả lắc dao động với một biên độ ổn định (sự đồng bộ hoá),
- (b) một sự sắp xếp điện từ thứ hai để đảm bảo rằng hai quả lắc cùng dao động (cùng pha), và
- (c) cơ cấu để di chuyển đồng thời bản tin và giấy nhạy điện từng bước một mỗi khi con lắc quét tới góc bên phải theo hướng chuyển động của nó. Sau một số lần quét, các dòng được tạo ra sẽ hình thành một phiên bản giống hệt với phần lồi lên của bản kim loại chứa bản tin.

Hình 1.3(a) mô tả chữ H được quét trong 20 dòng còn hình 1.3(b) mô tả dạng sóng của dòng điện tương ứng. Hình 1.3(c) mô tả hình ảnh được tái tạo.



Hình 1.3. (a) Minh họa chữ H được quét trong 20 dòng, (b) minh họa dạng dòng điện của mỗi dòng quét và (c) minh họa chữ H được tạo ra.

Tất cả các máy fax do Brain phát minh đều có ba chức năng trên. Trong các máy fax hiện đại, hai chức năng đầu đã được thay thế các kỹ thuật điện tử do đó nó có khả năng đảm bảo cho máy phát và máy thu được “khóa” với nhau liên tục. Cơ cấu dùng để quét bản tin chủ yếu cũng sử dụng điện tử, mặc dù vậy ở hầu hết các máy vẫn cần di chuyển trang bằng cơ khí mỗi khi một dòng quét được thực hiện.

Vào năm 1848, một người Anh tên là Fredrick Bakewell, chế tạo một phiên bản mới của máy fax trong đó đĩa chứa bản tin cũng như ảnh được gắn trên các trục lăn, các trục này bị trọng lực làm quay giống như đối với đồng hồ quả lắc. Để đảm bảo cho các trục hình trụ này quay ở cùng tốc độ ông sử dụng một cơ cấu điều chỉnh tốc độ tự động. Đầu quét (bút) được đẩy trên trục nằm ngang của hình trụ bởi một vít chỉ. Đây là một ví dụ của việc “quét theo hình xoắn ốc”. Không giống như Brain, ông đã sử dụng mực cách điện để ghi bản tin trên một bề mặt kim loại. Nhưng trước đó, giấy ở phía thu đã được xử lý hoá chất để đáp ứng lại khi có dòng điện chạy qua và nó được gắn trên một hình trụ giống hệt với cơ cấu đầu “ghi” bằng một vít chỉ tương tự. Khó khăn chính của việc thiết kế này là làm sao để giữ cho hai cơ cấu đồng hồ ở các vùng xa nhau khởi động và làm việc cùng tốc độ khi truyền tin.

Năm 1865, Giovanni Caselli (1815-1891), một người Pháp gốc Ý, phát minh ra một phiên bản cải tiến cho chiếc máy của Brain được gọi là “Máy truyền ảnh”. Sau đó ông cho xây dựng các tuyến liên lạc giữa Paris với một số các thành phố khác của Pháp. Cổ máy của ông là sự kết hợp của bản cực chứa bản tin dùng mực cách điện của Bakewell, con lắc trong máy phát của Brain, và bộ thu sử dụng trống hình trụ của Backewell. Máy truyền ảnh đã thành công trong lĩnh vực thương mại và nó đã được sử dụng ở Ý và Anh trong nhiều năm.

Vào cuối những năm 1800, người ta có thể gửi các bức ảnh bằng fax. Hình ảnh được khắc trên các bản cực kim loại dưới dạng các điểm sần sùi (giống như kỹ thuật được sử dụng để in các bức ảnh trên báo). Kích thước của các điểm này biểu diễn sự đậm nhạt khác nhau; điểm nhỏ biểu diễn sáng và điểm lớn biểu diễn điểm tối. Bút của máy phát vạch các dòng qua bức ảnh tiếp xúc với các điểm lồi lên do đó làm xuất hiện ở phía thu các điểm to nhỏ tương ứng.

Năm 1902, Arthur Korn đã đưa ra một hệ thống quét sử dụng ánh sáng thay cho việc tiếp xúc vật lý với bản kim loại và sự tổng hợp dòng điện. Phương pháp của ông là một cải tiến vượt bậc so với tất cả các kỹ thuật trước đó, đặc biệt là trong lĩnh vực truyền ảnh. Ông đã cuộn film âm bản của tất cả các bức ảnh lên bên ngoài một trống thủy tinh và cho nó quay với vận tốc không đổi bằng một động cơ điện. Một đèn điện cung cấp ánh sáng cùng một hệ thống thấu kính dùng để hội tụ ánh sáng thành ảnh âm bản. Ánh sáng đi qua film được phản xạ bởi một chiếc gương lên tấm Selen, chất này có trở kháng biến thiên theo cường độ ánh sáng chiếu tới nó. Tế bào Selen được sử dụng để điều khiển dòng điện ở phía thu. Máy thu ghi lại ảnh này trực tiếp lên film. Để đảm bảo rằng cả máy phát và máy thu luôn đồng bộ với nhau, ông sử dụng một hệ thống điều khiển tập trung bằng một âm thoa dùng để phát tín hiệu điều khiển.

Vào những năm 1920 các công ty lớn của Mỹ, American Telephone and Telegraph (AT&T), Radio Corporation of America (RCA) và Western Union, rất quan tâm tới việc phát triển máy fax và họ đã sử dụng các kỹ thuật mới, các vật liệu và linh kiện như là đèn chân không, pin quang điện và sau đó là linh kiện bán dẫn để sản xuất máy fax hiện đại.

1.5 MÁY ĐIỆN THOẠI

Năm 1896, Alexander Graham Bell (1847-1922) trong khi tiến hành thí nghiệm với hệ thống “điện tín sóng hài” đã phát hiện ra rằng ông có thể làm biến đổi dòng trong một mạch điện bằng cách rung lá thép được gắn với một mạch từ kín. Bằng cách nối với một mạch điện từ thứ hai, ông có thể tái tạo lại sự rung động này như ở mạch từ ban đầu. Phát minh của ông được công nhận trong việc sử dụng tiếng nói của người để kích thích mạch từ và chiếc máy điện thoại đầu tiên đã được chế tạo vào cuối năm đó. Tiếp theo ông đưa phát minh của mình ra triển lãm quốc tế Centennial tại Philadelphia và cuối năm đó, ông đã cho truyền các bản tin giữa các vùng Boston, Massachusetts và Bắc Conway, New Hampshire, với khoảng cách 230 km. Chỉ một số ít người thấy được tiềm năng của phát minh mới này và vào năm 1878, khi Bell đem bán phát minh của mình cho công ty điện tín Western Union, nhưng ông đã bị khước từ [7].

Hệ thống điện thoại trước đây bao gồm hai phần là phần điện từ của Bell nối tiếp với bộ pin và chuông. Thiết bị của Bell hoạt động rất tốt, và trong thực tế thiết bị này hoạt động tốt tới mức mà nó còn tồn tại cho tới ngày nay mà hầu như không có sự thay đổi nào, trừ bên phát đã được cải tiến. Tuy nhiên, với vai trò của bên phát thì thiết bị này vẫn còn nhiều điều mong đợi hơn nữa. Nó đã nhanh chóng được thay thế bằng micro cacbon (một trong các phát minh của Thomas Edison (1847-1931)) mà cho tới ngày nay nó vẫn được sử dụng phổ biến trong hệ thống điện thoại.

Trong hệ thống điện thoại trước đây, mỗi thuê bao được nối tới một buro điện trung tâm bằng một đường dây đơn và một đường tiếp đất vì vậy gây ra sự xuyên âm giữa các thuê bao. Vào thời gian này điện lực đã trở nên rất phổ biến điều này càng làm gia tăng nhiều gây ra bởi các động cơ điện. Hệ thống dây đất dần dần đã được thay thế bằng các mạch điện hai dây vì vậy nó ít bị ảnh hưởng do nhiễu xuyên âm và điện hơn. Sự phát triển nhanh chóng của hệ thống điện thoại do thuê bao có thể sử dụng hệ thống một cách dễ dàng mà không cần huấn luyện nhiều. Sự đơn giản trong việc vận hành máy điện thoại cũng có những bất tiện là không thể ghi lại được cuộc đàm thoại và cả hai đầu dây luôn phải đồng thời sẵn sàng. Buro điện trung tâm đáp lại một tín hiệu từ thuê bao (yêu cầu gọi) chỉ thị rằng anh ta muốn sử dụng dịch vụ. Tiếng chuông được kích bằng dòng của máy phát điện tay quay chuẩn. Điện thoại viên trả lời và tìm xem ai muốn nói chuyện với ai. Sau đó điện thoại viên sẽ báo cho người bị gọi bằng cách nối máy phát điện tay quay của anh ta với đường dây và quay cho nó đổ chuông ở phía người bị gọi. Nếu bên kia nhấc máy, điện thoại viên sẽ nối đường dây của hai bên với nhau và cứ tiếp tục như vậy cho đến khi cuộc đàm thoại kết thúc, khi đó điện thoại viên sẽ ngắt kết nối này khỏi đường dây. Để thực hiện nhiệm vụ của mình thì điện thoại viên phải tiếp cận với tất cả các đường dây được nối với tổng đài. Điều này với một tổng đài có ít hơn 50 thuê bao thì không thành vấn đề nhưng khi hệ thống phát triển thì mỗi nhóm 50 thuê bao đòi hỏi phải có số lượng điện thoại viên nhiều hơn nữa. Nếu như bên gọi và bên bị gọi thuộc sự điều hành của hai điện thoại viên khác nhau thì hai điện thoại viên đó cần phải có một sự thảo luận trước khi kết nối. Các lỗi, sự trì hoãn hay hiểu lầm ở các buro cục lớn dẫn đến việc cần thiết phải cải tổ trong đó mỗi điện thoại viên chỉ phải đảm nhiệm 50 đường dây đến nhưng phải tiếp cận với tất cả các đường dây đi đang hoạt động. Một cải tiến nữa trong hệ thống này là việc thay thế pin ở tất cả các thuê bao bằng pin ở buro điện trung tâm.

Việc thay thế công việc chuyển mạch bằng tay vẫn chưa được thực hiện trong khi điện thoại viên vẫn có thể nghe được các cuộc đàm thoại. Người phát minh ra tổng đài tự động là Almon B. Strowger (1839-1902), tên ông đã được đặt cho hệ thống này. Tổng đài tự động đã tăng khả năng bảo mật các cuộc thoại, đây cũng là một ví dụ của máy móc thay thế con người.

Sự thành công của hệ thống điện thoại làm cho rất nhiều công ty điện thoại nhỏ được thành lập để cung cấp dịch vụ cho người dân địa phương. Nhu cầu kết nối giữa các trung tâm ngoại ô ngày càng tăng và các kỹ thuật truyền dẫn qua các khoảng cách xa thúc đẩy quá trình nghiên cứu phát triển các bộ khuếch đại và tải cảm ứng.

Việc xây dựng và bảo dưỡng các tuyến truyền dẫn (trung kế) rất đắt nên các kỹ thuật truyền dẫn quan tâm đến việc truyền nhiều bản tin (ghép kênh) trên một đường trung kế cùng một thời điểm.

1.6 MÁY THU THANH

Vào năm 1864, một nhà vật lý người Scotlen tên là James Maxwell (1831-1879), đã đưa ra lý thuyết trường điện từ, lý thuyết này dự đoán rằng sóng điện từ có thể truyền được trong không gian tự do với vận tốc bằng vận tốc ánh sáng [9]. Để chứng minh cho thuyết này đã phải đợi cho đến năm 1887 khi Heinrich Hertz (1857-1894) sáng chế ra bộ tạo dao động cao tần đầu tiên. Khi một điện thể cảm ứng trong một cuộn cảm nối ngang qua một khe phóng điện, sẽ làm xuất hiện hiện tượng phóng điện qua khe và tạo nên dao động cao tần hình sin tắt dần. Tần số của bộ dao động có thể thay đổi bằng cách biến đổi điện dung của khe khi nối các phiến kim loại vào nó. Để tách lấy tín hiệu này ông sử dụng một cuộn dây thứ hai, cuộn này nối với một khe phóng điện ngắn hơn nhiều. Hiện tượng xuất hiện các tia lửa điện phóng qua khe khi cuộn dây cảm ứng được kích hoạt cho thấy năng lượng điện từ của cuộn dây thứ nhất chuyển sang cuộn thứ hai qua không gian. Các thí nghiệm của Joseph Henry (1797-1878) cũng cho kết quả tương tự. Một số nhà khoa học đã có những đóng góp có giá trị cho phát minh này như Branly (1844-1940) phát minh ra “coherer” dùng để tách sóng, Popov (1859-1906) và Oliver Lodge (1851-1940) phát hiện ra hiện tượng cộng hưởng.

Vào năm 1896, Guglielmo Marconi (1874-1937) rời nước Ý sang Vương quốc Anh, tại đây ông đã hợp tác với Bưu điện Vương quốc Anh nghiên cứu về “máy điện báo không dây”. Một năm sau, ông đăng ký thành lập “công ty trách nhiệm hữu hạn về tín hiệu và máy điện báo không dây” ở London, nhằm khai thác công nghệ vô tuyến mới. Ngày 12 tháng 12 năm 1901, Marconi nhận được chữ “S” bằng mã Morse ở thành phố St. Johns, Newfoundland bằng máy thu của mình với anten thu làm bằng một cái điều. Anten do ông dựng nên đã bị phá hủy bởi các trận gió lớn. Ông đã làm cho những người hay hoài nghi rằng độ cong của trái đất có thể làm cho sự truyền tín hiệu vô tuyến không thể thực hiện được phải ngạc nhiên.

Trước thời điểm này, chưa có ứng dụng điện từ nào trong lĩnh vực viễn thông sử dụng các tín hiệu cao tần cho vô tuyến được tạo ra bằng máy móc. Lĩnh kiện điện từ đầu tiên đó là “diode” do Ngài John Ambrose Fleming (1849-1945) phát minh ra năm 1904. Ông đã ứng dụng “hiệu ứng Edison” đó là sự tích tụ của các chất lỏng đọng ở mặt trong của lớp vỏ bằng thủy tinh của bóng đèn điện từ. Hiện tượng này là hoàn toàn không mong muốn vì nó làm giảm độ sáng của bóng đèn. Ông đã khẳng định rằng các vệt đen đó được tạo bởi các thành phần cacbon được phát ra từ các sợi cacbon đốt nóng. Ông cho đặt thêm vào bóng đèn một đầu dò, vì ông có ý tưởng rằng mình có thể ngăn không cho các thành phần điện tích tập trung lại bằng cách cung cấp một điện áp cho đầu dò. Không lâu sau, ông lại nhận ra rằng, khi vật dò có điện thế dương so với sợi đốt, sẽ làm xuất hiện một dòng điện trong đầu dò, nhưng khi nó có điện thế âm lại không xuất hiện dòng điện: ông đã phát minh ra diode. Fleming tiếp tục ứng dụng diode trong việc tách sóng tín hiệu vô tuyến - một ứng dụng còn tồn tại cho tới tận ngày nay.

Một đóng góp lớn nữa vào sự phát triển của vô tuyến điện là của Lee DeForest (1873-1961). Ông cùng làm việc với Marconi người sở hữu phát minh về diode của Flemming, khi ông sở hữu một phát minh của riêng mình về một thiết bị giống như của Fleming. Ông tiếp tục đưa vào bóng đèn một mảnh bạch kim để tạo thành các đường zig-zag xung quanh sợi đốt và nhận thấy rằng bằng cách đặt một điện áp vào điện cực mà ông gọi là “lưới”, ông có thể điều chỉnh được dòng điện chảy qua diode. Đây chính là Triode - một linh kiện chủ yếu trong quá trình phát triển của các bộ khuếch đại và dao động.

1.7 VÔ TUYẾN TRUYỀN HÌNH

Chỉ sau khi điện tín ra đời của một thời gian ngắn, việc truyền các hình ảnh bằng phương tiện điện tử đã được Giovanni Caselli (1815 - 1891) thực hiện ở Pháp. Ông sử dụng việc chia bức ảnh thành nhiều phần nhỏ và gửi một tín hiệu mã hoá tương ứng với mỗi phần đó qua đường điện tín. Sau đó bức ảnh sẽ được khôi phục ở bên máy thu. Hệ thống này có tốc độ chậm, thậm chí ngay cả đối với các bức ảnh tĩnh. Nhưng hệ thống cũng đã thiết lập được những yếu tố cơ bản cho sự truyền ảnh đó là: chia bức ảnh thành nhiều phần (dòng quét), lượng tử hoá mỗi phần trong các chu kỳ xem độ đậm nhạt của chúng như thế nào (mã hoá), và cần phải có một sự đồng bộ hoá giữa bên phát và bên thu. Các hệ thống truyền ảnh sau này dù là cơ khí hay điện tử đều có các khối cơ bản như trên.

Vào năm 1873 một điện báo viên làm việc ở trạm cáp vượt đại dương thuộc lãnh thổ Ailen tên là Joseph May phát hiện ra rằng khi đưa một điện trở Selen ra ánh sáng mặt trời thì trở kháng của nó bị giảm đi, điều này dẫn tới ý tưởng chế tạo một bộ biến đổi ánh sáng sang dòng điện. Tiếp đó hàng loạt các kế hoạch cho việc truyền ảnh dựa trên phát kiến này được thực hiện bởi George Caray, William Ayrtton (1847-1908), John Perry và một số người khác. Cuối cùng không ai trong số họ thành công bởi vì không có một hệ thống quét đáp ứng được yêu cầu và mỗi phần của bức ảnh được truyền trên một mạch điện riêng biệt, điều này hoàn toàn không hợp lý.

Năm 1884, Paul Nipkov (1860-1940) phát minh ra đĩa Nipkov. Đĩa này bao gồm một chuỗi các lỗ khoan liên tiếp nhau theo hình xoắn ốc trên bề mặt. Khi một bức ảnh được quan sát qua một chiếc đĩa thứ hai có các lỗ được khoan giống hệt đồng bộ với chiếc đĩa ban đầu. Quan sát hiệu ứng quét từ điểm tới điểm để tạo nên một dòng hoàn chỉnh và dòng nối tiếp dòng để tạo nên một bức ảnh hoàn chỉnh. Phát minh này có ý nghĩa thực tế bởi vì khi đó độ sáng từ điểm đến điểm của hình ảnh có thể được truyền và nhận một cách tuần tự trên một mạch đơn. Dựa trên hiện tượng lưu ảnh trên mắt người tạo ra ảo giác một bức ảnh hoàn thiện, thực tế, thông tin được thể hiện từng điểm một. Mô hình của Nipkov bị lãng quên vào năm 1927 khi các tế bào quang điện, các bộ khuếch đại quang, các bộ khuếch đại dùng đèn điện tử và ống tia điện tử được phát minh và đã đạt được những thành tựu đáng khích lệ để xử lý tín hiệu với một tốc độ chấp nhận được cho truyền hình. Một số người cũng đã có những đóng góp đáng kể cho việc phát triển các linh kiện cũng như toàn hệ thống. Philo Farnsworth (1906-1971) đã phát minh ra ống hình điện tử và chúng được gọi là “bộ giải phẫu hình ảnh”. Những phát minh này là sự thay

thế cuối cùng cho các hệ thống quét trong truyền hình sử dụng cơ chế quét điện từ [11]. Việc ứng dụng các sóng mang tần số siêu cao và việc sử dụng cáp đồng trục đã cải thiện đáng kể chất lượng hình ảnh. Việc sử dụng màu trong truyền hình đã có thể được thực hiện được vào năm 1930 nhưng vẫn chưa được đại bộ phận dân chúng chấp nhận cho tới giữa những năm 1960. Gần những năm 1980, nhờ các hệ thống vệ tinh viễn thông đã đem lại một số lượng lớn các chương trình truyền hình để phục vụ các khán giả có đủ điều kiện mua các anten chảo. Cho tới đầu thế kỷ 21, các anten chảo đã rút bớt kích thước từ trên 3m xuống chỉ còn dưới 70 cm và tín hiệu được chuyển sang tín hiệu số.

1.8 SỰ PHÁT TRIỂN CỦA BĂNG THÔNG VÀ CUỘC CÁCH MẠNG KỸ THUẬT SỐ

Viễn thông điện từ đã được bắt đầu bằng một đường dây đơn và một dây nối đất, nhưng khi hệ thống phát triển, hệ thống dây đất nối chung được thay thế bằng một dây dẫn, do đó có sự ra đời của đường dây điện thoại trần. Hệ thống dây trần cùng với vô số các cột điện tin dọc theo các tuyến đường với các dây dẫn dài vô tận và cuối cùng là thế hệ dây xoắn kép. Bản thân cáp xoắn kép đã được bọc lớp vật liệu cách điện, chủ yếu là nhựa, điều này làm giảm không gian cần thiết của cáp. Băng thông của một cáp xoắn kép không tải xấp xỉ 4 kHz và nó giảm nhanh theo độ dài. Vấn đề này có thể được khắc phục bằng cách nối tiếp các cuộn cảm (các cuộn tải) vào đường dây tại các khoảng cách nhất định một số điểm nhất định và bằng các cơ chế hiệu chỉnh khác nhau đã đạt được băng thông khoảng 1 MHz. Tuy nhiên cáp xoắn kép đã tìm được chỗ đứng thích hợp trong hệ thống điện thoại hiện đại khi băng thông của nó thích hợp cho nhu cầu truyền âm thanh tương tự. Dây vẫn là chế độ thống trị của thông tin thoại tới bưu điện trung tâm, ở các bưu điện trung tâm các mạng trung kế liên đài sử dụng một loạt các ống cách điện cho việc truyền tín hiệu.

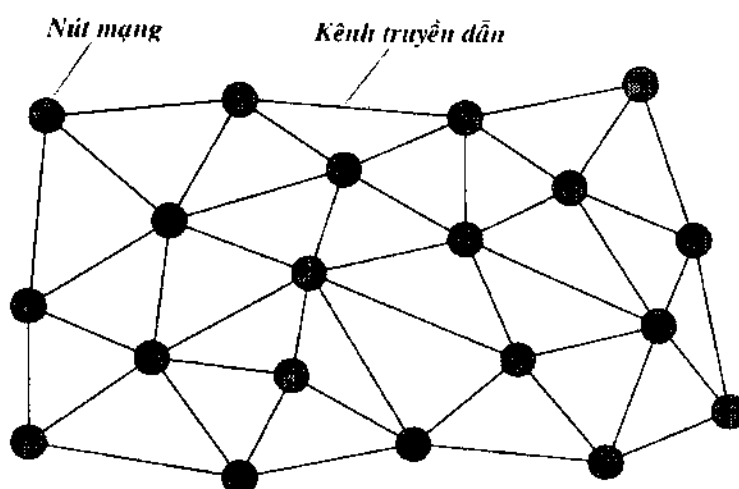
Tăng băng thông đã là câu trả lời cho vấn đề mở rộng lưu lượng thông tin. Các sóng mang cao tần phải được phát triển để khai thác hoàn toàn dung lượng băng thông của các phương tiện truyền dẫn như môi trường cáp đồng trục, các mạng viba mặt đất và cáp sợi quang. Sự phát triển của cáp đồng trục, loại cáp giới hạn sóng điện từ trong một khoảng không gian hình xuyên giữa hai dây dẫn đồng tâm đã làm giảm đáng kể sự tổn hao bức xạ. Kết quả là băng thông đã được tăng lên tới xấp xỉ 1GHz và độ suy giảm đã giảm xuống. Hệ thống thông tin viba mặt đất cũng như vệ tinh đã phát triển sang tới dải băng tần lên tới TetraHz và, để phục vụ cho những người có đủ khả năng mua loại anten đĩa và các thiết bị liên kết của nó, số lượng kênh vô tuyến có thể phát được đã được tăng lên tới 800 kênh. Ứng dụng cáp sợi quang trong thông tin điện từ đã mở rộng dải thông thông tin tới dải thông của ánh sáng nhìn thấy (1×10^{12} Hz). Hiện nay một sợi cáp quang có thể truyền tải đồng thời tới 300×10^9 kênh thoại.

Một yếu tố nổi trội ngày càng tăng dần trong thông tin điện từ là sự phổ biến rộng rãi của kỹ thuật số. Thông tin được rút gọn thành một chuỗi các xung (các số nhị phân 0 và 1) và được gửi qua kênh thông tin. Băng thông chỉ có giới hạn, sự thay đổi pha và tạp âm trong kênh thông tin làm cho tín hiệu xấu đi và vậy cần phải “làm tươi” hay tái tạo lại tín hiệu tại các điểm khác

nhau dọc theo kênh truyền. Quá trình này được thực hiện nhờ các trạm lặp, chúng có chức năng xác định xem số được truyền là số 1 hay là số 0 và tạo ra những số mới thích hợp và truyền chúng đi. Tại máy thu, các tín hiệu số được chuyển trở lại thành dạng tín hiệu tương tự. Hệ thống ghi nhạc bằng đĩa compact là một ví dụ thông dụng của kỹ thuật này. Mặc dù nhu cầu về truyền thông tin giữa các máy tính đã thúc đẩy sự phát triển của thông tin kỹ thuật số, các tín hiệu tiếng nói đang dần được chuyển sang dạng số trong việc truyền thoại.

1.9 MẠNG INTERNET

Việc sử dụng máy tính cá nhân như một phương tiện thông tin đã trở nên phổ biến rộng khắp vào thập niên cuối của thế kỷ 20. Tuy nhiên, các chuyên gia khoa học máy tính đã sử dụng ARPANET (Advanced Research Projects Agency of the U.S Department of Defense) để trao đổi thông tin giữa các máy tính với nhau từ năm 1969. Với mục đích là để tạo điều kiện cho các nhà khoa học ở các vùng lãnh thổ khác nhau có thể chia sẻ những kết quả nghiên cứu của mình [12] cũng như tài nguyên tính toán - một mô hình tiết kiệm tiền bạc. Bốn điểm đầu tiên được kết nối đó là viện nghiên cứu Stanford, Đại học California ở Los Angeles, Đại học California ở Santa Barbara và đại học Utah ở thành phố Salt Lake. Các bản tin được truyền giữa các trung tâm này qua một đường điện thoại tốc độ 50 kbps. Vào năm 1962 khi mạng ARPANET đang được thiết kế, cuộc Chiến tranh lạnh đang diễn ra vì vậy một trong số các tính năng để thiết kế là mạng phải tồn tại được ngay cả khi cuộc chiến tranh hạt nhân nổ ra trong khi các thành phần khác của nó bị phá hủy [13]. Một kiến trúc lý tưởng là một mạng mà các nút được nối với nhau để nếu khi một thành phần của mạng bị hỏng vì bất cứ một lý do gì, việc lưu thông mạng có thể được định tuyến sang nút bên cạnh. Hơn nữa khi một thiết kế mà tất cả các nút mạng có tầm quan trọng như nhau, vì vậy sẽ không có một nút mạng nào bị phá hủy mà lại làm cho toàn mạng bị tê liệt. Cấu hình mạng được vẽ trên hình 1.4. Điều này giống như hệ thống lưới điện, chúng được thiết kế để cung cấp điện năng tới người tiêu dùng bằng một dịch vụ có độ tin cậy cao nhất.



Hình 1.4 Mỗi nút của mạng internet được nối tới tất cả các nút bên cạnh. Điều này làm tăng độ tin cậy. Việc thiết kế hệ thống lưới điện cũng dựa theo nguyên tắc tương tự.

Một tính năng thiết kế khác cho mạng ARPANET đã làm tăng thêm sức mạnh cho nó là sự ứng dụng chuyển mạch gói, bản tin trước hết được chia thành các gói dưới dạng mã nhị phân nhỏ hơn. Mỗi gói được đánh một con số và địa chỉ của nơi nhận sau đó được chuyển tới nút tiếp theo khi bộ định tuyến nội bộ có thể chứa gói này. Về mặt lý thuyết mỗi một gói có thể truyền từ nguồn đến đích bằng một lộ trình khác nhau và đến đích tại các thời điểm khác nhau. Tại bên nhận, các gói này được tập hợp lại theo một trật tự thích hợp cho người nhận. Điểm mạnh của chuyển mạch gói là nếu như một số nút ngừng hoạt động thì các gói sẽ vẫn tìm được chính xác đường tới đích bằng cách lưu lại ở các nút đang hoạt động trong một khoảng thời gian dài hơn. Hơn nữa mỗi gói có thể chứa các mã phát hiện lỗi, khi lỗi xuất hiện trong gói đó thì gói có thể được gửi lại một lần nữa.

Mạng ARPANET phát triển đến nỗi mà vào năm 1983 có tới 562 điểm được kết nối. Khoảng năm 1992, số lượng “máy chủ” hay “cổng liên lạc” được kết nối đã đạt tới con số một triệu. Bốn năm sau, số lượng máy tính kết nối là 12 triệu. Ước tính vào khoảng năm 2003 số lượng truy cập vào mạng toàn cầu Internet sẽ là 1 tỷ. Mô hình “Internet” được đưa vào năm 1984, và đây cũng là thời điểm khi Bộ quốc phòng Mỹ chuyển giao toàn bộ việc giám sát mạng cho Ủy ban khoa học quốc gia. Mạng Internet hiện nay hoạt động khá hiệu quả bởi một số tổ chức thành viên, họ thực hiện mở rộng tới đại bộ phận người sử dụng. Hoạt động chính của họ tập trung quanh việc đăng ký tên, số và địa chỉ người dùng hệ thống.

Mạng Internet là sự tập trung của một số lượng lớn các máy tính được kết nối với nhau bằng đường dây điện thoại, cáp đồng trục, cáp quang và các vệ tinh viễn thông cùng với việc thiết lập các giao thức để có thể cho phép chúng liên lạc với nhau, đồng thời dùng để điều khiển lưu lượng thông tin.

1.10 MẠNG TOÀN CẦU (World Wide Web)

Những yếu tố nào đã tạo nên sự phát triển không ngừng của mạng Internet ?

Máy tính cá nhân đã được sử dụng trong các phòng thí nghiệm khoa học và các trường đại học từ giữa những năm 1980 nhưng hầu hết là dùng để tính toán, lưu trữ và khôi phục thông tin. Nhiều doanh nhân mong muốn có những chiếc máy tính xách tay dùng cho việc chuẩn bị hoá đơn, xử lý văn bản và đặt hàng nói chung. Một số người đã sử dụng chiếc máy tính cá nhân của mình và một số thuộc các câu lạc bộ dùng để trao đổi các phần mềm máy tính mà họ phát triển. Sự tăng năng lực tính toán của các máy tính cá nhân là một trong những yếu tố then chốt để tạo ra mạng Internet. Năm 1971, tập đoàn Intel cho ra đời bộ vi xử lý đầu tiên, Intel 4004. Nó được sử dụng trong máy tính và tần số đồng hồ (một thông số chỉ tốc độ tính toán) là 108 KHz. Năm tiếp theo tập đoàn này lại cho ra đời bộ vi xử lý Intel 8008 có tốc độ nhanh gấp đôi so với 4004 (200 KHz) và nó được sử dụng lần đầu tiên trong máy tính cá nhân năm 1974. Cũng vào năm 1974 Intel cho ra đời bộ vi xử lý 8080 có tốc độ xung nhịp 2 MHz. Bộ vi xử lý 8080 đã đánh dấu bước tiến của máy tính như là một công cụ và nó nhanh chóng đóng vai trò “bộ não” của các máy tính cá nhân hiện đại. Cho tới năm 2000, Bộ VXL Intel Pentium III đã đạt được tốc

độ xung nhịp 1,13 GHz. Sự tăng tốc độ xử lý đi đôi với việc giảm giá thành một cách nhanh chóng đã làm cho máy tính cá nhân có đủ điều kiện đến với đại bộ phận dân chúng. Một so sánh giá thuyết với nền công nghiệp ô tô vào năm 1983 như sau:

“Nếu nền thương mại ô tô mà phát triển như đối với nền thương mại máy tính, thì một chiếc xe Rolls - Royce hiện nay giá chỉ có 2,75\$ và chạy 3 triệu dặm chỉ hết một gallon nhiên liệu” [15].

Thậm chí việc so sánh này còn được tiếp tục nhắc tới vào 15 năm sau trong các trang Web, Wade Rowland đã sửa lại như sau:

“Chiếc xe Rolls - Royce hiện nay sẽ có giá 27 cent và chạy 300 triệu dặm chỉ hết một gallon nhiên liệu”.

Hệ thống điện thoại đã đạt được điều này, mặc dù vậy dung lượng của nó cần phải thiết kế mở rộng để mang dữ liệu số cùng với các tín hiệu thoại. Hầu hết các tuyến thông tin chính mang dữ liệu Internet đã được cập nhật, lấy ví dụ cáp đồng (đồng trục) dài xuyên lục địa và dưới đáy biển có dung lượng 2,5 Mbps còn cáp quang có thể đạt tốc độ lên tới 40 Gbps. Việc xây dựng các tuyến thông tin xuyên lục địa trở nên rất đơn giản. Vấn đề khó khăn hơn cả là việc truyền dữ liệu từ nơi gửi tới nơi nhận. Đáng tiếc, giá thành của hệ thống cáp đi trong nhà bằng cáp quang hay thậm chí là cáp đồng trục lại là vấn đề chưa giải quyết được. Trước mắt, giới hạn tốc độ đối với luồng dữ liệu được xác định bằng đường dây điện thoại tương tự (đôi khi được xem như là “cáp xoắn kép”) kết nối giữa các bưu điện trung tâm (hoặc tương đương) tới các đầu đầu dây trong nhà để nối tới hầu hết các máy tính cá nhân. Các mạch điện mới được phát triển để tăng tốc độ truyền dữ liệu trên đường dây cáp xoắn kép hiện tại. Các kỹ thuật này bao gồm hệ thống T1, Mạng số đa dịch vụ (ISDN), Đường dây thuê bao số tốc độ cao và đường dây thuê bao số bất đối xứng (ASDL).

Vào đầu những năm 1990, dịch vụ truyền hình cáp đã vươn tới phần lớn các gia đình ở Bắc Mỹ và Châu Âu và có thể coi chúng là các dịch vụ có băng thông cao (chủ yếu là cáp đồng trục) dẫn tới các máy chủ để có thể cho phép truy cập vào Internet. Nhưng đáng tiếc, mạng truyền hình cáp lại có hàng triệu bộ khuếch đại và bẫy sóng một chiều làm cho chúng chỉ cho phép tín hiệu truyền theo một hướng. Việc kết nối vào Internet đòi hỏi phải có một dòng thông tin hai chiều vì vậy chi phí cho việc chuyển đổi là rất cao. Vào thời điểm cuốn sách này đang chuẩn bị được phát hành thì các công ty truyền hình cáp đang trong quá trình chuyển đổi mạng truyền hình của mình sang mạng thông tin hai chiều. Dự đoán tốc độ truyền dẫn khoảng từ 10 Mbps đến 400 Mbps [16].

Một cản trở nữa đối với dòng dữ liệu tự do từ máy tính này đến máy tính kia là các lệnh hầu như không được thống nhất để các máy tính có thể thông tin được với nhau. “Ngôn ngữ nói” của các máy tính dùng hệ điều hành UNIX là hoàn toàn không thích hợp với các hệ thống đã được thiết lập. Sự phát triển của các trình duyệt như Netscape Navigator và Internet Explorer, cuối cùng đã giúp cho những người mới biết về máy tính cũng hoàn toàn có thể truy cập được thông tin trên mạng Internet. Tất cả các “phương tiện” này đều đã được sử dụng vào

khoảng năm 1989 và chúng có ảnh hưởng sâu sắc đến sự thịnh hành của máy tính. Mạng Internet có thể được xem như là mạng lưới kết nối tất cả các vùng lưu giữ thông tin. Thông tin lưu trữ và công nghệ truyền dẫn thông tin qua lại gọi là mạng thông tin toàn cầu – World Wide Web.

World Wide Web trong hình thái sơ khai chỉ mang chữ viết. Sau đó được bổ sung thêm bằng việc truyền các hình đồ họa màu. Bằng sự gia tăng tốc độ và sự tinh vi của máy tính cá nhân, âm thanh và hình ảnh đã tiếp tục được bổ xung vào. Điều làm cho trong Web đạt hiệu quả là các trình duyệt và các bộ máy tìm kiếm có thể cung cấp danh sách các miền Internet chứa các thông tin yêu cầu. Chúng ta cần phải cung cấp cho hệ thống một từ khoá để bắt đầu việc tìm kiếm. Tại một trang Web có các “liên kết” tới các trang khác vì vậy việc tìm kiếm có thể “mở ra” theo nhiều hướng.

Một nhân tố quan trọng thúc đẩy sự phát triển của Internet là quyết định của Chính phủ Mỹ trong việc chuyển giao hoạt động Internet sang lợi ích thương mại. Tuy nhiên, năm 1998 Ủy ban truyền thông liên bang Mỹ – FCC thống nhất rằng các thuê bao của hệ thống điện thoại phải trả cước phí cho dữ liệu bằng giá dịch vụ thoại. Phương thức này hiện nay được mở rộng với các tổ chức thương mại để cho phép họ cung cấp các dịch vụ của mình trên Internet. Các nhà cung cấp dịch vụ Internet (ISP) thu tiền của những đơn vị thuê bao truy cập vào máy chủ của mình. Đổi lại họ phải trả tiền cho việc truy cập đường dài, đường trục Internet tốc độ cao.

Đặc tính phân quyền và khả năng truyền thông tin hai chiều của trang web có nghĩa là người sử dụng mạng có thể cung cấp thông tin của riêng mình vào một dạng trang web đã có dưới dạng một trang chủ cá nhân. Các tổ chức thương mại, các nhóm lợi ích đặc biệt và ngay cả Chính phủ cũng thu lợi từ các dịch vụ mà các trang Web cung cấp. Nhưng cũng chính điều này mà một số người và các tổ chức ẩn danh và không ẩn danh có thể thực hiện tuyên truyền các thông tin sai lệch của mình. Khi đó không một cấp có thẩm quyền nào có thể giám sát nội dung của các trang Web, chỉ luật hình sự của mỗi quốc gia trong đó trang Web được đăng ký mới có thể được sử dụng để điều chỉnh thông tin trên trang này.

Một số dịch vụ đã được cung cấp cho những người truy cập Internet. Những nhóm thảo luận có thể được tìm thấy ở bất kỳ chủ đề nào. Các nhóm thảo luận này hoạt động 24/24 và bằng bàn phím máy tính bất kỳ ai cũng có thể tham gia. Mọi người tham gia có thể dùng các tên giả và các đặc điểm nhận dạng. Số lượng người trong nhóm thảo luận bất kỳ có thể dao động từ 0 cho tới vài nghìn người vì vậy mà từ bàn phím một người có thể tiếp chuyện với rất nhiều người. Các phòng chat cũng tương tự như các nhóm thảo luận ngoại trừ đặc điểm là số người trong phòng chat ít hơn rất nhiều. Đây là một chế độ hội thoại đặc biệt bằng cách sử dụng bàn phím. Một trong những chức năng phổ biến hơn của Internet là thư điện tử (e-mail). Đây là con đường ngắn nhất để gửi thư cho đồng nghiệp, mặc dù nó không được an toàn như dịch vụ mà Bưu điện cung cấp, nhưng nó nhanh hơn rất nhiều. Để gửi thư điện tử bạn phải đăng ký một địa chỉ thư điện tử duy nhất và chọn cho mình một mật khẩu.

MÁY PHÁT THANH ĐIỀU BIÊN

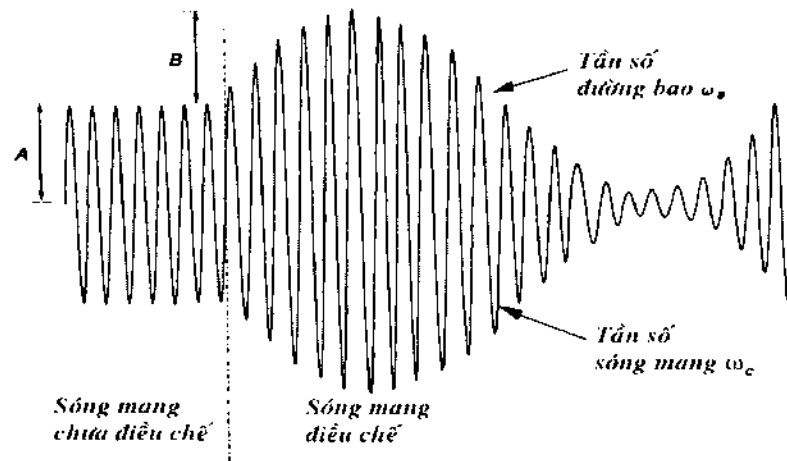
2.1. LỜI GIỚI THIỆU

Tín hiệu vô tuyến có thể được tạo ra bằng sự biến thiên của điện từ trường và sự biến thiên này được truyền lan trong không gian tự do. Thiết bị tạo nên sự biến thiên được gọi là “*máy phát*” và anten phát bảo đảm cho việc truyền sóng trong không gian tự do đạt hiệu quả. Để thu được tín hiệu vô tuyến, người ta cần phải thu một phần năng lượng điện từ và chuyển nó sang dạng tín hiệu mà con người có thể cảm nhận được bằng một trong số các giác quan của mình. Đó chính là “*máy thu*” (sẽ được đề cập ở chương 3). Năng lượng sóng điện từ được thu nhờ anten và mạch điện sau đó được biến đổi thành tín hiệu âm thanh.

Giả thiết rằng tại một thời điểm máy phát truyền đi một tín hiệu hoàn toàn ngẫu nhiên (đó là tín hiệu chứa tất cả các thành phần tần số và biên độ). Trong không gian tự do, không một máy phát nào có thể hoạt động mà không bị nhiễu tác động bởi vì không gian tự do là môi trường truyền sóng trung gian cho tất cả các loại sóng điện từ. Tuy nhiên, nếu chúng ta giới hạn mỗi máy phát có một tần số xác định (tín hiệu dạng sin liên tục) thì có thể tránh được nhiễu, thêm vào đó bằng cách kết hợp một bộ lọc băng hẹp ở phía máy thu để loại bỏ tất cả các tần số không mong muốn.

Như ta đã biết, con người chủ yếu giao tiếp với nhau qua hai phương thức chính là nói và nghe. Tiếng nói bình thường chứa các tần số nằm trong dải 100 Hz cho tới 5 kHz và dải biên độ bắt đầu từ tiếng nói thầm cho tới tiếng hét lớn. Việc truyền tiếng nói trong không gian tự do vấp phải hai trở ngại rất lớn. Trở ngại thứ nhất đó là can nhiễu lẫn nhau do dùng chung môi trường truyền sóng trung gian. Trở ngại thứ hai là bởi vì ở tần số thấp như tiếng nói thì không thể truyền lan hiệu quả trong không gian tự do, với các tần số cao thì điều này có thể thực hiện được. Tuy nhiên con người lại không thể nghe được ở các tần số trên 20 kHz, mặc dù nó vẫn chưa đủ cao đối với việc truyền sóng trong không gian tự do. Nếu chúng ta có thể thực hiện việc thay đổi một số thông số của nguồn tín hiệu tần số cao dạng sin liên tục theo tiếng nói thì việc trao đổi thông tin trong không gian tự do là việc hoàn toàn có thể thực hiện được. Việc thay đổi một vài thông số của tín hiệu dạng sin (tần số cao) theo các tín hiệu khác, lấy ví dụ như tiếng nói, được

gọi là điều chế. Việc thay đổi biên độ của tín hiệu cao tần (còn được gọi là sóng mang) theo tiếng nói hoặc âm nhạc được gọi là điều chế biên độ, hay viết tắt là AM. Việc thay đổi góc pha của sóng mang, được gọi là điều pha (PM), hoặc tần số trong trường hợp này ta có tín hiệu điều tần (FM). Phần sau đây sẽ giúp chúng ta hiểu bản chất của điều chế biên độ là như thế nào và ứng dụng của nó trong mạng viễn thông.



Hình 2.1. Dạng sóng điều chế biên độ: tần số sóng mang có dạng sin với tần số góc ω_c trong khi đường bao là tần số biến thiên ω_s .

2.2. LÝ THUYẾT ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ

Để đơn giản hoá công thức của sóng điều biên, ta lấy một tín hiệu cần điều chế dạng sin có tần số góc ω_s và tín hiệu sóng mang điều chế (cũng có dạng sin) có tần số góc ω_c .

Cho dòng điện của sóng mang có dạng:

$$i = A \sin \omega_c t \quad (2.2.1)$$

với A là biên độ.

Biên độ sóng mang điều chế có dạng:

$$i = [A + g(t)] \sin \omega_c t \quad (2.2.2)$$

với

$$g(t) = B \sin \omega_s t \quad (2.2.3)$$

tín hiệu điều chế có dạng

$$i = [A + B \sin \omega_s t] \sin \omega_c t \quad (2.2.4)$$

Dạng sóng được mô tả trên hình 2.1. Dòng điện có thể được biểu diễn dưới dạng:

$$i = [A + kA \sin \omega_s t] \sin \omega_c t \quad (2.2.5)$$

với

$$k = B/A$$

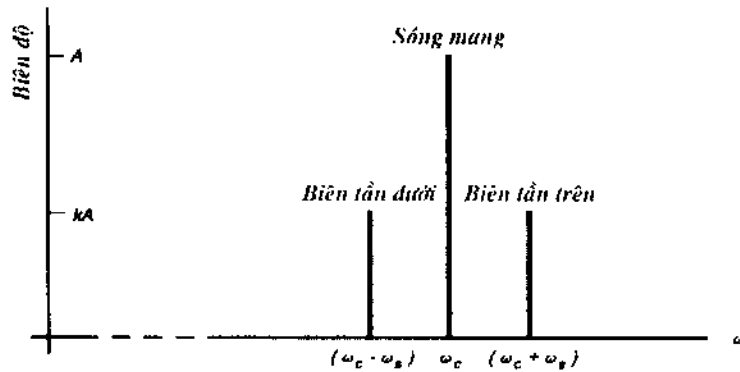
(2.2.6)

hệ số k được gọi là độ sâu điều chế và được biểu diễn bằng tỉ số phần trăm.

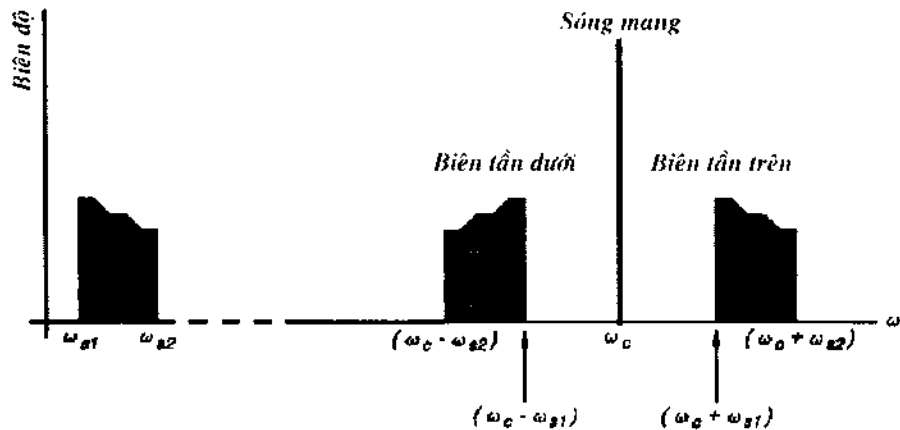
Cho bởi công thức đơn giản

$$i = A \sin \omega_c t + kA/2 [\cos(\omega_c - \omega_s)t - \cos(\omega_c + \omega_s)t] \quad (2.2.7)$$

Phổ tần được vẽ trên hình 2.2.



Hình 2.2. Phổ tần của sóng AM ở hình 2.1. Chú ý sự có mặt của ba thành phần riêng biệt.

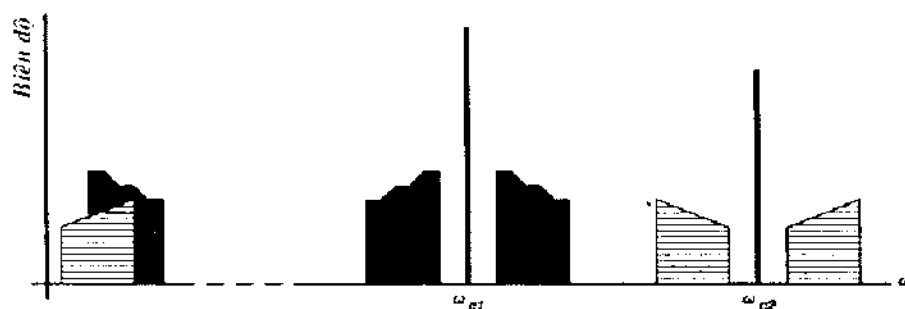


Hình 2.3. Phổ tần của sóng AM khi tín hiệu điều chế đơn tần được thay thế bằng một dải tần âm thanh. Chú ý rằng thông tin chỉ tập trung vào các biên bên.

Từ công thức (2.2.7) rõ ràng là dòng điện sóng mang điều chế gồm ba thành phần tần số riêng biệt: tần số sóng mang ω_c , tần số hiệu giữa tần số sóng mang và tần số tín hiệu điều chế $(\omega_c - \omega_s)$, và tần số tổng của tần số sóng mang và tần số tín hiệu điều chế $(\omega_c + \omega_s)$. Các tổng và hiệu tần được gọi tương ứng là các “*biên tần trên*” và “*biên tần dưới*”.

Để đơn giản, ta giả thiết tín hiệu điều chế là tiếng nói chứa các tần số nằm trong khoảng ω_{s1} và ω_{s2} . Theo công thức (2.2.7) thì các cận của tổng và hiệu các tần số sẽ cho ở đầu ra một băng tần đối xứng qua tần số sóng mang, như mô tả trên hình 2.3.

Hình 2.4 mô tả hai tín hiệu âm thanh can nhiễu lẫn nhau, khi truyền đồng thời trên cùng một phương tiện truyền dẫn, có thể tách ra bằng cách lựa chọn tần số sóng mang ở khối điều chế phù hợp. Phương pháp truyền hai hay nhiều tín hiệu đồng thời trên cùng một kênh truyền được gọi là phương thức *ghép kênh phân chia theo tần số*, sẽ được xét đến ở chương 9.



Hình 2.4. Hình minh họa hai nguồn tín hiệu âm tần, can nhiễu lẫn nhau, có thể truyền trên cùng một kênh mà không hề ảnh hưởng tới nhau.

2.3. THIẾT KẾ HỆ THỐNG

Việc lựa chọn tần số sóng mang cho một máy phát thanh nói chung được xem xét và quyết định bởi chính phủ và các hiệp ước quốc tế. Cho dù thực hiện việc ghép kênh phân chia theo tần số, hai đài phát vẫn có thể gây nhiễu lẫn nhau nếu tần số sóng mang của các biên quá gần nhau. Theo lý thuyết mỗi máy phát phải hoạt động ở một tần số nhất định và có độ rộng băng thông đủ lớn để không gây can nhiễu lẫn nhau. Tuy nhiên, độ rộng băng thông bị giới hạn do phải xét tới giá thành và sự phức tạp của kỹ thuật truyền dẫn được sử dụng. Trong thực tế, hai máy phát khi làm việc vẫn sẽ gây ra nhiễu cho nhau trừ khi chúng truyền tín hiệu ở một mức công suất giới hạn và các máy phát được đặt cách nhau một khoảng cách đủ lớn.

Khi máy phát thanh được đăng ký tần số, điều quan trọng là phải giữ ổn định tần số này. Vì hai lý do như sau: (1) nếu tần số sóng mang bị lệch khiến thính giả phải điều chỉnh lại máy thu theo tần số đài phát, điều này là không thể chấp nhận được đối với hầu hết thính giả (2). Nếu một đài phát bị lệch tần số về phía một đài phát lân cận, các dải biên sẽ chồng lên nhau gây ra nhiễu. Tín hiệu sóng mang thường được tạo ra bằng bộ tạo dao động, để thỏa mãn yêu cầu tần số chính xác. Trong thực tế thường sử dụng bộ dao động tinh thể. Trung tâm của bộ dao động tinh thể là một tinh thể thạch anh được cắt và đánh bóng bằng các kỹ thuật tinh vi để có thể duy trì được tần số dao động với giá trị sai số không đáng kể chỉ nằm trong một vài Hz. Việc thiết kế một bộ dao động như vậy được trình bày ở mục 2.4.6. Hình 2.5 là sơ đồ khối của một máy phát thanh điển hình.

2.3.1 Bộ dao động tinh thể

Mục đích của bộ dao động tinh thể là để tạo ra tín hiệu sóng mang. Để giảm tối thiểu can nhiễu tới các máy phát khác, tín hiệu này phải có độ méo cực nhỏ để máy phát có thể làm việc ở

một tần số ổn định. Như đã đề cập ở phần trên, độ sai lệch tần số nằm trong một giới hạn rất nhỏ, thường chỉ ở khoảng vài Hz trên 10^7 Hz. Việc thiết kế một bộ dao động đặc biệt thoả mãn các điều kiện như vậy rất khó thực hiện, bởi vậy nói chung trong thực tế thường sử dụng một tinh thể thạch anh để cải thiện sự ổn định tần số và để giảm các thành phần méo hài.

Tinh thể thạch anh bị thay đổi kích thước khi đặt một hiệu điện thế tương ứng vào hai mặt của nó. Nếu hiệu điện thế là thành phần thay đổi, tinh thể sẽ dao động và làm xuất hiện hiện tượng dao động cộng hưởng. Đối với tinh thể thạch anh dải tần số cộng hưởng nằm trong một khoảng rất hẹp, do đó độ ổn định tần số của bộ dao động tinh thể rất cao. Thông thường, kích thước vật lý của tinh thể càng lớn thì nó càng cộng hưởng ở tần số thấp. Để tạo sóng mang cao tần, trong thực tế thường sử dụng một tinh thể tần số thấp để thu được một hài bậc ba của tần số yêu cầu và sử dụng một bộ nhân tần để tăng tần số. Hình 2.5 mô tả một bộ dao động tinh thể theo với một bộ nhân tần.

2.3.2 Bộ nhân tần

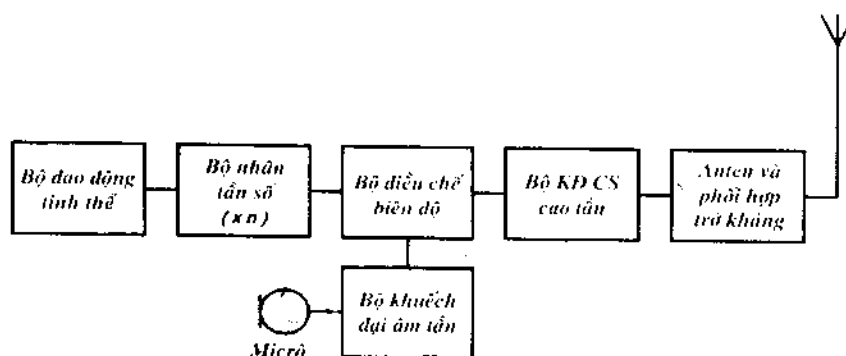
Mục đích của bộ nhân tần là để thu được một tín hiệu có tần số f_c/n , với n là số nguyên, và tạo ra ở đầu ra một tần số f_c . Một bộ nhân tần có thể là nhân đơn tần hoặc là nhân đa tần. Đầu ra của bộ nhân tần đưa tới đầu vào sóng mang của bộ điều chế biên độ.

2.3.3 Bộ điều chế biên độ

Bộ điều chế biên độ có hai đầu vào, đầu vào thứ nhất là tín hiệu sóng mang, được tạo ra từ bộ dao động tinh thể và được nhân với một hệ số nhân phù hợp, còn đầu vào thứ hai là tín hiệu điều chế (tiếng nói hoặc âm nhạc) chúng được biểu diễn trên hình 2.5 bằng tần số đơn f_c . Trong thực tế tần số xuất hiện trong tín hiệu điều chế nằm trong dải âm thanh từ 20÷20000 Hz. Đầu ra của bộ điều chế biên độ bao gồm sóng mang, các biên tần thấp và cao.

2.3.4 Bộ khuếch đại âm tần

Các đầu vào bộ khuếch đại âm tần nhận tín hiệu từ micro và nguồn cung cấp. Bộ khuếch đại âm tần sẽ khuếch đại tín hiệu này tới một mức tín hiệu yêu cầu để đưa tới bộ điều chế biên độ.



Hình 2.5. Sơ đồ khối mô tả các khối tạo nên máy phát AM.

2.3.5 Bộ khuếch đại công suất cao tần

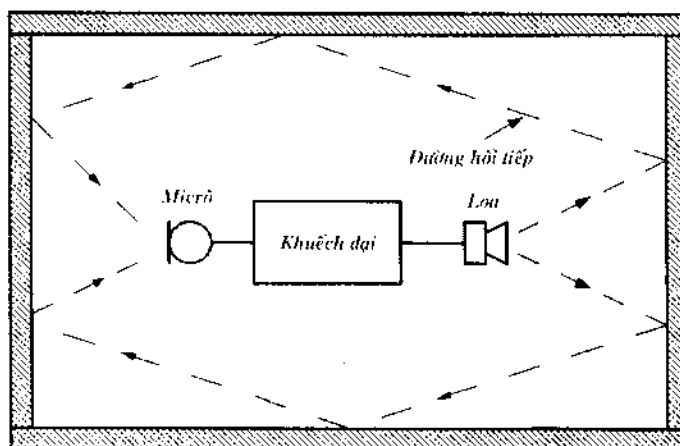
Mức công suất ở đầu ra bộ điều chế thường chỉ nằm trong khoảng vài Watt trong khi công suất yêu cầu để quảng bá tín hiệu đạt hiệu quả lại nằm trong khoảng hàng chục kW. Bộ khuếch đại cao tần thực hiện việc khuếch đại công suất đồng thời đảm nhiệm chức năng phối hợp trở kháng với anten.

2.3.6 Anten

Anten là thành phần mạch điện có nhiệm vụ biến đổi năng lượng ở đầu ra máy phát thành sóng điện từ bức xạ vào không gian. Anten có nhiều hình dạng vật lý khác nhau, được xác định dựa vào tần số làm việc và mô hình bức xạ yêu cầu. Đối với mục đích phát thanh anten cần bức xạ công suất một cách đồng đều theo mọi hướng. Trái lại trong lĩnh vực truyền dẫn tín hiệu khi việc bảo mật thông tin đóng vai trò quan trọng (ví dụ như điện thoại) thì anten cần phải có tính định hướng để giảm sự thu nhận trái phép.

2.4. BỘ TẠO DAO ĐỘNG CAO TẦN

Có lẽ cách đơn giản nhất để hiểu hiện tượng dao động là mô tả sự mất ổn định của một hệ thống truyền thanh công cộng tạo tiếng rít không mong muốn. Hệ thống bao gồm một micro, một bộ khuếch đại và một (hoặc nhiều) loa. Như mô tả trên hình 2.6, âm thanh khuếch đại từ loa có thể bị phản xạ vào tường và các bề mặt khác trước khi tới micro. Nếu âm thanh phản xạ lớn hơn mức âm thanh ban đầu nó sẽ phát sinh tiếng ồn lớn hơn ở loa, tiếng ồn này sẽ lại được đưa trở lại vào đầu vào micro một tín hiệu lớn hơn. Rõ ràng trạng thái này không thể tiếp diễn mãi được; khi hệ thống đạt tới một giới hạn và tạo ra tiếng rít đặc trưng. Các bước tiếp theo phải được thực hiện ngay tức thì để bảo đảm cho mức âm thanh truyền tới micro phải nhỏ hơn mức âm thanh cần thiết để đạt đến trị số tự dao động. Mặt khác nếu như chúng ta chú ý tới sự hình thành một dao động thì việc nghiên cứu các đặc trưng của bộ phận khuếch đại, các điều kiện mà sự phản hồi diễn ra dưới đó, các tần số xuất hiện trong tín hiệu và và sự tối ưu hoá hệ thống để đạt được mục đích công việc đã định theo trình tự.



Hình 2.6. Sơ đồ mô tả sự hồi tiếp âm thanh có thể gây ra cho một hệ thống truyền thanh công cộng mất ổn định như thế nào, biến hệ thống thành bộ dao động.

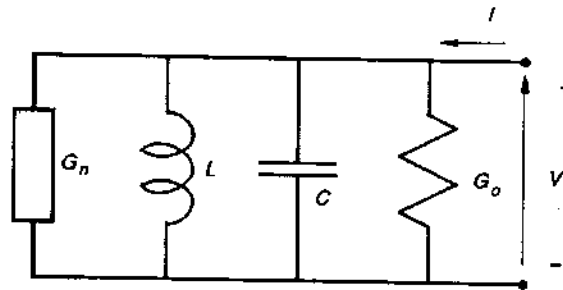
Bộ dao động điện từ là một ví dụ điển hình về một hiện tượng phổ biến của một hệ thống có trạng thái tuần hoàn. Một ví dụ về tự động hoá đó là quả lắc, quả lắc này sẽ chuyển động hình sin ở một tần số được xác định bằng độ dài của nó và hằng số gia tốc trọng trường g , nếu như năng lượng nó tiêu hao trên một chu kỳ được thay thế từ nguồn năng lượng bên ngoài. Trong trường hợp quả lắc được sử dụng trong đồng hồ, nguồn năng lượng có thể là một lò xo được căng ra hoặc một quả cầu mà năng lượng bên trong nó được truyền đến quả lắc. Hệ thống mặt trời với các hành tinh chuyển động theo chu kỳ vòng quanh mặt trời là một ví dụ nữa về bộ dao động, mặc dù thời gian này không có năng lượng đầu vào tuần hoàn nào vì hệ thống này gần như là không tiêu hao năng lượng.

Có ba cách tiếp cận lý thuyết với việc thiết kế bộ dao động sẽ được trình bày. Cách tiếp cận thứ nhất dựa trên ý tưởng thiết lập nên một hệ thống “không tiêu hao năng lượng” bằng cách xoá bỏ đi sự tiêu hao trong một mạch LC do sự xuất hiện của điện trở dương bằng cách sử dụng điện trở âm. Cách thứ hai dựa trên lý thuyết về sự phản hồi. Cách thứ ba dựa trên khái niệm “gắn thêm” một phần tử tích cực và việc tối ưu hoá năng lượng đầu ra từ bộ dao động.

2.4.1 Mạch dao động điện dẫn âm

Xét mạch điện vẽ trên hình 2.7. Mối quan hệ giữa dòng điện và điện áp của nguồn cung cấp ngoài cho bởi công thức:

$$I = \left(G_0 + G_n + sC + \frac{1}{sL} \right) (V) \quad (2.4.1)$$



Hình 2.7. Bộ dao động điện dẫn âm có một nguồn tạo tín hiệu điện dẫn âm dùng để khử điện dẫn (dương). Các thành phần L và C xác định tần số tín hiệu. Một sự luân phiên khi điện dẫn âm triệt tiêu tất cả các thành phần tổn hao trong mạch điện. Sau đó mạch sẽ dao động không tổn hao ở tần số được xác định bởi L và C .

Với G_n là tải điện dẫn, G_n là điện dẫn âm, I là dòng điện, V là điện áp, s là tần số phức, C là điện dung, L là điện cảm. Nếu mạch điện là một mạch dao động, dòng điện kích thích bên ngoài phải bằng 0 bởi vì một mạch dao động không cần dòng kích thích. Do đó:

$$0 = \left(G_0 + G_n + sC + \frac{1}{sL} \right) (V) \quad (2.4.2)$$

nghiệm tầm thường V là một số khác 0, Do đó:

$$\left(G_0 + G_n + sC + \frac{1}{sL} \right) = 0 \quad (2.4.3)$$

Phương trình này tương đương với phương trình bậc hai

$$s^2 CL + sL(G_0 + G_n) + 1 = 0 \quad (2.4.4)$$

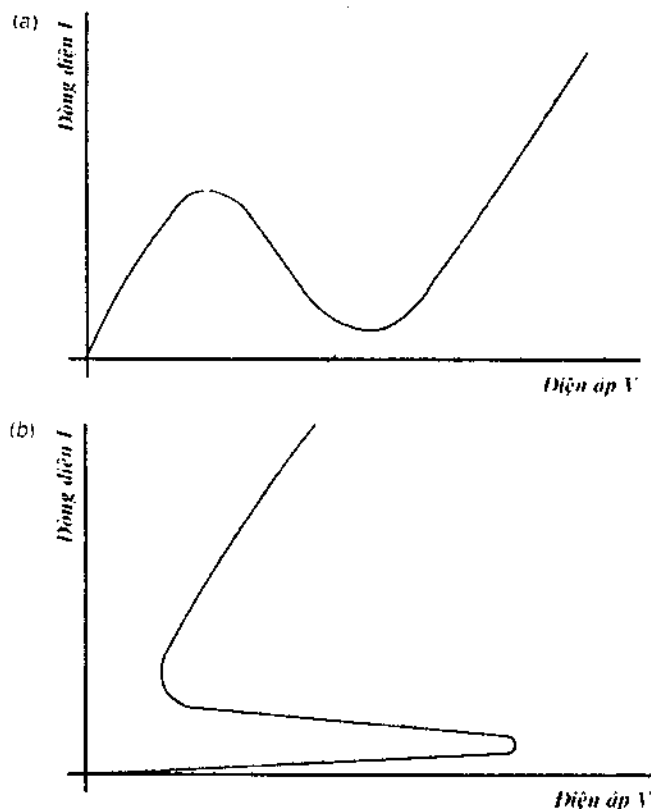
Phương trình này có nghiệm:

$$s_{1,2} = -\frac{G_0 + G_n}{2C} \pm \sqrt{\frac{(G_0 + G_n)^2}{4C^2} - \frac{1}{LC}} \quad (2.4.5)$$

$$\text{do} \quad |G_n| = G_0 \quad (2.4.6)$$

Vì hệ thống là không tổn hao. Phương trình (2.4.5) trở thành:

$$s_{1,2} = \pm j\omega \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.4.7)$$



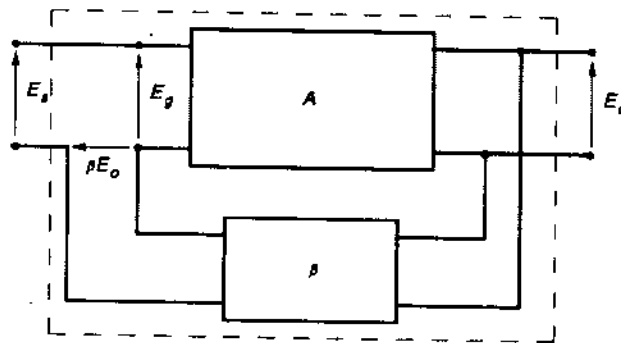
Hình 2.8. (a) Các đặc tuyến của linh kiện điện dẫn loại N. Linh kiện có điện dẫn âm khi độ dốc của đường cong âm. Ví dụ các linh kiện trong thực tiễn có các đặc tuyến này là diot tunel và đèn năm cực. (b) các đặc tuyến của linh kiện điện dẫn âm loại S. Linh kiện có điện dẫn âm khi độ dốc của đường cong âm. Ví dụ các linh kiện trong thực tiễn có các đặc tuyến này là diot bốn lớp và SCR

Đây là tần số cộng hưởng của mạch điều hướng. Mạch sẽ tiếp tục dao động liên tục tại tần số này. Rất nhiều linh kiện tạo ra điện dẫn âm dưới các điều kiện phân cực thích hợp và có thể được dùng để thiết kế các bộ dao động thực tế theo nguyên lý này. Những linh kiện đó là các diot tunel, đèn năm cực (điện dẫn âm loại N), các transistor tiếp giáp đơn và ống chỉnh lưu có điều khiển (loại S). Các đặc tuyến điện áp - dòng điện (V-A) của điện dẫn âm loại N và loại S được vẽ tương ứng trên hình 2.8(a) và (b).

2.4.2 Lý thuyết hồi tiếp cổ điển

Xét hệ thống vẽ trên hình 2.9 trong đó: A là hệ số tăng ích của bộ khuếch đại, còn β biểu diễn hàm truyền đạt của đường hồi tiếp. E_s là tín hiệu đưa vào đầu vào và E_o là tín hiệu tại đầu ra hệ thống [1]. Tất cả phải thoả mãn các điều kiện sau:

- (1) Trở kháng vào của cả bộ khuếch đại và mạng hồi tiếp bằng vô cùng và trở kháng ra bằng 0.
- (2) Cả A và β đều là các đại lượng phức.



Hình 2.9. Hệ thống hồi tiếp cổ điển trong với hệ số khuếch đại A và hệ số hồi tiếp β .

Hệ số khuếch đại của tầng khuếch đại đơn là:

$$A = \frac{E_o}{E_g} \quad (2.4.8)$$

Áp dụng định luật Kirchhoff tại đầu ra:

$$E_g = E_o + \beta E_o \quad (2.4.9)$$

Thế (2.4.8) vào (2.4.9) ta có:

$$E_o = A(E_g + \beta E_o) \quad (2.4.10)$$

từ đó ta có:

$$\frac{E_o}{E_g} = \frac{A}{1 - \beta A} \quad (2.4.11)$$

khi E_s và E_0 tương ứng là tín hiệu ở đầu vào và đầu ra của toàn hệ thống, ta có thể đặt bằng A' , với:

$$A' = \frac{E_0}{E_s} = \frac{A}{1 - \beta A} \quad (2.4.12)$$

Ba điều kiện độc lập phải xét phụ thuộc vào giá trị mẫu số của phương trình (2.4.12).

- (1) Hồi tiếp dương: Nếu $(1 - \beta A) < 1$, vì vậy hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại A' phải lớn hơn hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại A do đó gọi là hồi tiếp dương.
- (2) Hồi tiếp âm: Nếu $(1 - \beta A) > 1$, vì vậy $A' < A$
- (3) Dao động: Nếu $(1 - \beta A) = 0$ khi đó A' bằng vô cùng vì không có tín hiệu vào mà vẫn có tín hiệu ra. Trong thực tế hệ thống có đầu vào riêng của nó vậy:

$$\beta A = 1 \quad (2.4.13)$$

Một điều cần phải lưu ý đó là dạng sóng của tín hiệu không nhất thiết phải là dạng sin và trong thực tế có thể tạo ra bất kỳ dạng sóng nào với điều kiện dạng sóng của tín hiệu hồi tiếp, βE_0 giống với tín hiệu E_0 . Tuy nhiên, mục đích của ta là tạo ra một sóng mang để sử dụng trong hệ thống viễn thông và vì vậy chỉ chấp nhận các tín hiệu dạng sin. Các loại dạng sóng còn lại sẽ tạo ra các sóng mang khác (các hài cơ bản) và gây nhiễu cho các đài phát khác.

2.4.3 Các bộ tạo dao động hình sin

Khi cả A và β đều là số phức, điều kiện (3) trở thành

$$|\beta A| = 1 \quad (2.4.14)$$

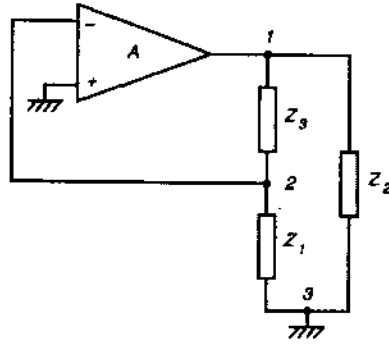
Như đã đề cập, biên độ của vòng hồi tiếp phải bằng 1, vậy:

$$\angle \beta A = 0, 2\pi, 4\pi \dots \quad (2.4.15)$$

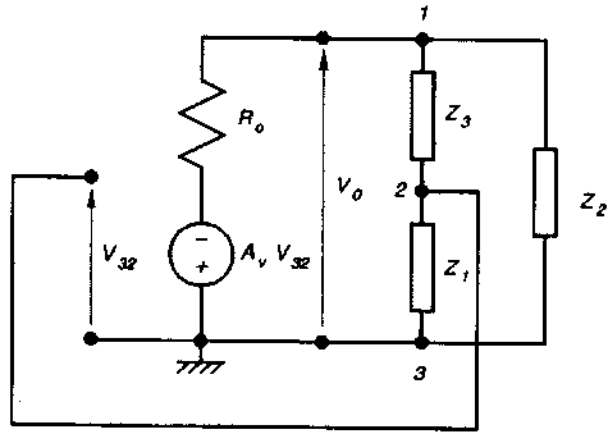
Chú ý rằng, dịch pha trong tăng ích vòng phải bằng 0 hoặc bội số nguyên lần của 2π . Điều kiện cho bởi phương trình (2.4.13), nằm trong các phương trình (2.4.14) và (2.4.15) được gọi là tiêu chuẩn Barkhausen. Hai điều kiện này phải thoả mãn đồng thời thì mới tạo ra dao động dạng sin.

2.4.4 Bộ dao động tổng quát

Một mạch dao động vẽ trên hình 2.10 [2] và một mạch điện tương đương được vẽ trên hình 2.11, trong đó phần tử khuếch đại được thay bằng một nguồn điện áp điều khiển mắc nối tiếp với một điện trở R_0 để mô phỏng trở kháng ra của phần tử. Phần tử khuếch đại có thể là đèn chân không, transistor hay một bộ khuếch đại.



Hình 2.10. Sơ đồ dạng tổng quát hơn của một mạch dao động.



Hình 2.11. Mạch điện tương đương dạng tổng quát của bộ dao động.
 R_0 biểu diễn trở kháng ra của mạch khuếch đại.

Tải của bộ khuếch đại sẽ là:

$$Z_L = \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (2.4.16)$$

Hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại không hồi tiếp là:

$$A = \frac{V_0}{V_{32}} = -\frac{A_v Z_L}{R_0 + Z_L} \quad (2.4.17)$$

hệ số hồi tiếp là:

$$\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \quad (2.4.18)$$

Tăng ích vòng hồi tiếp là:

$$\beta A = -\frac{A_v Z_1 Z_L}{(R_0 + Z_L)(Z_1 + Z_3)} \quad (2.4.19)$$

Thay Z_L như đã định nghĩa ở phương trình (2.4.16), khi đó phương trình (2.4.19) trở thành

$$\beta A = -\frac{A_v Z_1 Z_2}{[R_0(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2(Z_1 + Z_3)]} \quad (2.4.20)$$

Để đơn giản, ta giả thiết rằng trở kháng không tổn hao; do đó:

$$Z_1 = jX_1; Z_2 = jX_2 \text{ và } Z_3 = jX_3 \quad (2.4.21)$$

Do đó phương trình (2.4.20) trở thành

$$\beta A = -\frac{A_v X_1 X_2}{[jR_0(X_1 + X_2 + X_3) + X_2(X_1 + X_3)]} \quad (2.4.22)$$

Chú ý rằng để đảm bảo điều kiện dao động thì

$$1 - \beta A = 0 \quad (2.4.23)$$

điều này có nghĩa βA phải là số thực, do đó

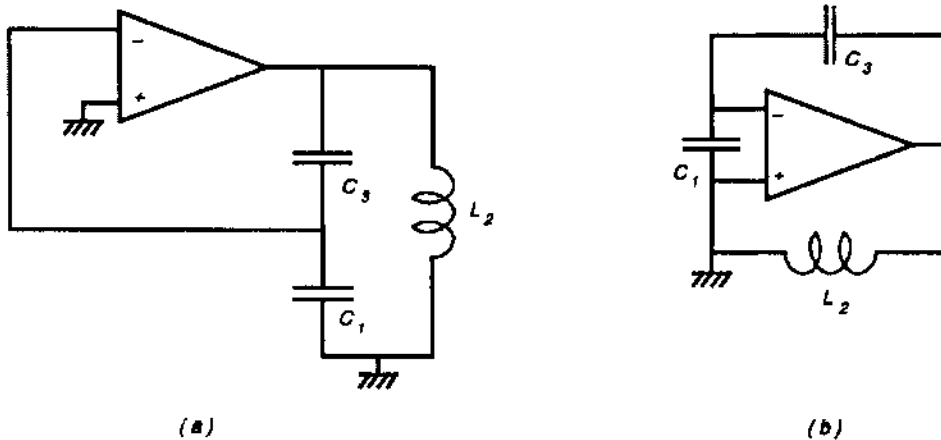
$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (2.4.24)$$

Hay $X_2 = -(X_1 + X_3) \quad (2.4.25)$

Biểu thức cho vòng hồi tiếp trở thành

$$\beta A = -A_v \frac{X_1}{X_2} \quad (2.4.26)$$

Khi $\beta A = 1$, bắt buộc X_1 và X_2 trái dấu nhau; điều này có nghĩa nếu một trong hai đại lượng là cảm kháng thì đại lượng còn lại phải là dung kháng còn X_3 có thể là dung kháng hoặc cảm kháng, phụ thuộc vào dấu của $(X_1 + X_2)$. Hai trường hợp được vẽ tương ứng trên hình 2.12 và 2.13.

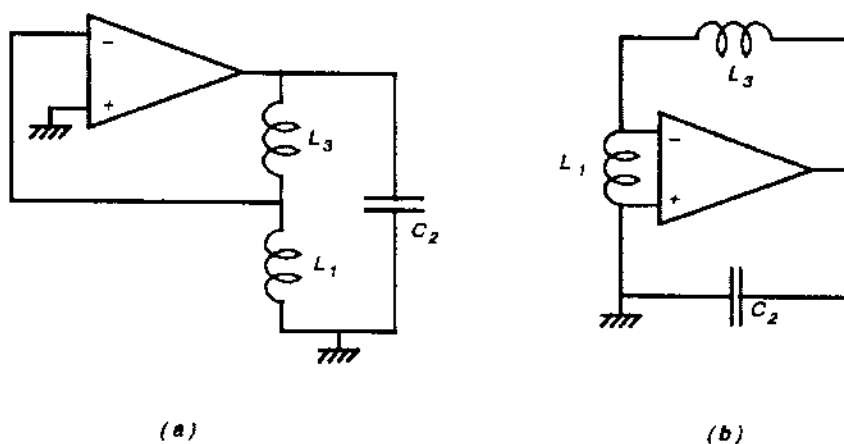


Hình 2.12. (a) Dạng chung của mạch dao động với hai thành phần trở kháng được thay bằng tụ điện còn thành phần thứ ba được thay bằng một cuộn cảm để tạo ra mạch dao động Colpitts. (b) Sơ đồ của hình (a) được vẽ lại để nhấn mạnh tính đối xứng của mạch điện.

Mạch điện vẽ trên hình 2.12 được gọi là mạch dao động *Colpitts*. Còn mạch vẽ trên hình 2.12(b) để nhấn mạnh tính đối xứng của mạch điện dao động.

Mạch điện vẽ trên hình 2.13 được gọi là mạch dao động *Harley*.

Từ đặc điểm nhận được khi quan sát cấu tạo của các mạch điện trên, ta nhận thấy rằng chúng giống hệt nhau. Chỉ lưu ý rằng phần tử khuếch đại có thể được thay thế bằng một đèn chân không hoặc một transistor.



Hình 2.13. (a) Dạng chung của mạch dao động với hai thành phần trở kháng được thay bằng cuộn cảm còn thành phần thứ ba được thay bằng một tụ điện để tạo ra mạch dao động *Harley*.
(b) Sơ đồ của hình (a) được vẽ lại để nhấn mạnh tính đối xứng của mạch điện.

2.4.5 Thiết kế bộ dao động cho công suất ra lớn nhất

Một thiếu sót chính trong hai thiết kế trước đây đó là chúng không xác định trước điều kiện để mạch dao động đưa công suất ra tải. Lý thuyết để thiết kế một mạch dao động cho công suất ra lớn nhất [3] dựa trên đặc tuyến của phần tử khuếch đại ("*phần tử tích cực*") hai cửa. Vấn đề mạch hai cửa vượt quá phạm vi của cuốn sách này nhưng vấn đề này có thể được tìm thấy ở trong bất kỳ cuốn lý thuyết mạch nào.

Một mạch hai cửa có thể được mô tả bằng các biểu thức dòng điện và điện áp ở các cửa cho bởi bốn thông số sau: trở kháng, dẫn nạp, tỉ số điện áp, tỉ số dòng điện bằng việc thực hiện cho hở mạch và ngắn mạch các cửa. Giả thiết phần tử tích cực mô tả đặc điểm các hạng thức của các thông số dẫn nạp ngắn mạch, hay các tham số Y , trong trường hợp ngắn mạch.

Hình 2.14 mô tả mạng hai cửa và các thông số điện áp và dòng điện các cửa của nó, giả thiết chúng có dạng sin.

Tham số Y là hàm của tần số và các điều kiện phân cực, và nói chung chúng được biểu diễn dưới dạng phức, cho bởi:

$$Y_{11} = g_{11} + jb_{11} \quad (2.4.27)$$

Tổng công suất đưa vào mạng hai cửa là

$$P = V_1^* I_1 + V_2^* I_2 \quad (2.4.28)$$

Các thông số Y và các tham số điện áp và dòng điện được thay bằng

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \quad (2.4.29)$$

và

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \quad (2.4.30)$$

Thay I_1 và I_2 vào phương trình (2.4.28) được

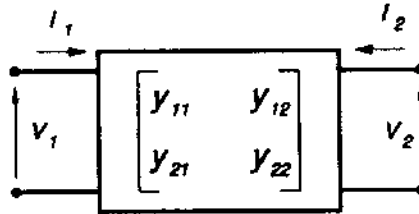
$$P = Y_{11}|V_1|^2 + Y_{22}|V_2|^2 + Y_{12}V_1^*V_2 + Y_{21}V_1V_2^* \quad (2.4.31)$$

Tỉ số điện áp ra V_2 trên điện áp vào V_1 được định nghĩa

$$\frac{V_2}{V_1} = A = A_R + jA_I \quad (2.4.32)$$

Công suất thực đưa vào mạng hai cửa là

$$P_R = |V_1|^2 [g_{11} + g_{22}(A_R^2 + A_I^2) + (g_{22} + g_{21})A_R - (b_{12} + b_{21})A_I] \quad (2.4.33)$$



Hình 2.14. Một mạng hai cửa biểu diễn một phần tử tích cực được sử dụng để thiết kế một mạch dao động. Các tham số dẫn nạp ngắn mạch (Y) được sử dụng để thuận tiện cho việc thiết kế. Các thông số khác được dùng để miêu tả.

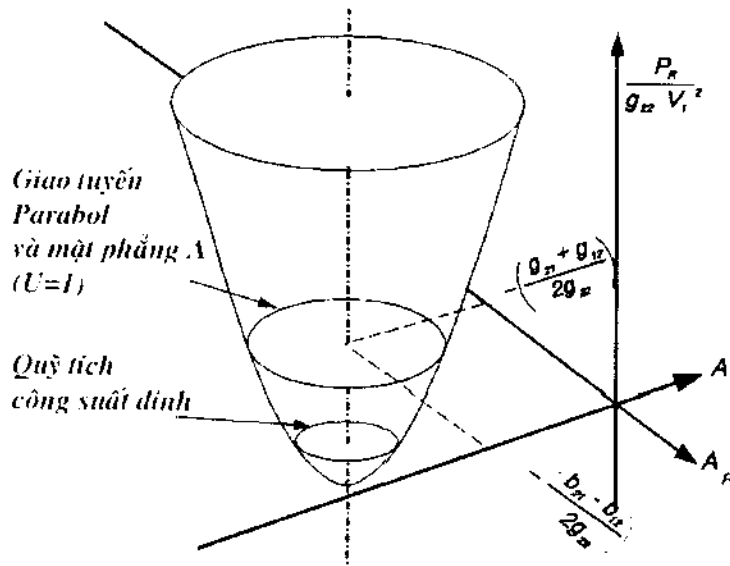
Biểu thức được sắp xếp lại như sau

$$\frac{P_R}{g_{22}|V_1|^2} = \left[A_R + \frac{g_{21} + g_{12}}{2g_{22}} \right]^2 + \left[A_I + \frac{b_{21} - b_{12}}{2g_{22}} \right]^2 + \frac{4g_{21}g_{22} - (g_{21} + g_{12})^2 - (b_{21} + b_{12})^2}{4g_{22}^2} \quad (2.4.34)$$

Phương trình trên có dạng

$$Z = (x - a)^2 + (y - b)^2 + c \quad (2.4.35)$$

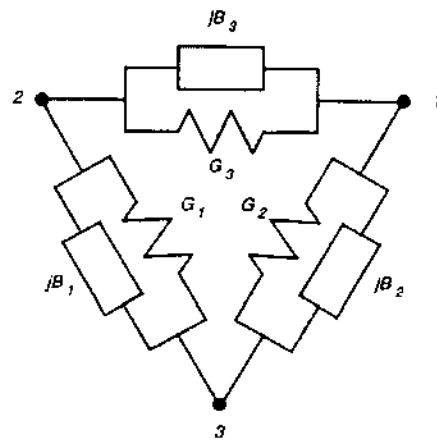
Do đó nó có dạng đường Parabol trong không gian với các trục tọa độ $P_R/g_{22}|V|^2$, A_R và A_I vẽ trên hình 2.15. Giả thiết rằng, công suất dương được cung cấp và tiêu thụ trong mạng hai cửa là thực; do đó, giá trị công suất âm được vẽ trên hình 2.15, nó biểu diễn công suất phát ra bởi mạng hai cửa, phần trên của mặt phẳng A , công suất thực được cung cấp vào mạng hai cửa, còn phần bên dưới mặt phẳng A là phần công suất thực cung cấp cho các phần mạch gắn thêm vào. Do mục đích của phần này là tạo ra công suất thực để đưa tới mạch điện bên ngoài, vì vậy phần ta cần quan tâm nhất là phần bên dưới mặt phẳng A của hình 2.15. Rõ ràng khi di chuyển đến phần chóp của hình Parabol biểu diễn mức tăng công suất được cung cấp bởi phần "tích cực" của mạng hai cửa và bởi vậy công suất cung cấp lớn nhất nằm ở đỉnh của Parabol. Chúng ta sẽ trở lại vấn đề này khi xét tới việc tối ưu hoá công suất ra.



Hình 2.15. Hình không gian ba chiều biểu diễn công suất ra của mạch dao động dưới dạng hàm số của tham số phức A .

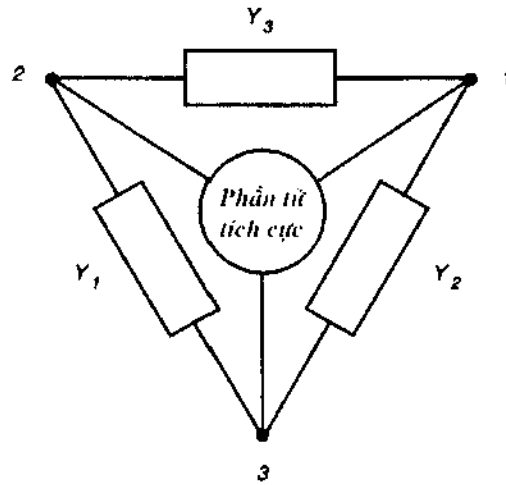
Hầu hết các mạch điện thêm vào mạng hai cửa vẽ trên hình 2.16, với mỗi nhánh gồm một điện dẫn mắc song song với một dẫn nạp. Các dẫn nạp có thể được coi như mạch điều hưởng, nó sẽ xác định tần số dao động và điện dẫn tải của công suất được phát ra bởi mạng hai cửa tích cực. Mạng gắn thêm vào có thể được mô tả bằng các biểu thức của một mạng hai cửa như sau:

$$I_1' = (Y_2 + Y_3)V_1 - Y_3V_2 \quad (2.4.36)$$



Hình 2.16. Dạng mạch thêm vào tổng quát của một mạng hai cửa.

$$I_2' = -Y_3 V_1 - (Y_1 + Y_3) V_2 \quad (2.4.37)$$



Hình 2.17. Mạch hai cửa được vẽ cùng với phần tử tích cực được nối với nhau

Khi phần tử tích cực và phần tử thêm vào được mắc như trên hình 2.17, khi đó mạch điện phức hợp được biểu diễn bằng các phương trình của mạng hai cửa đó là các phương trình (2.4.29) + (2.4.36) và các phương trình (2.4.30) + (2.4.37):

$$I_1 + I_1' = (Y_{11} + Y_2 + Y_3) V_1 + (Y_{12} - Y_3) V_2 \quad (2.4.38)$$

$$I_2 + I_2' = (Y_{21} - Y_3) V_1 + (Y_1 + Y_3 + Y_{22}) V_2 \quad (2.4.39)$$

Đối với một bộ dao động, do không có tín hiệu dòng điện đưa vào cửa một do đó $I_1 + I_1' = 0$, tương tự $I_2 + I_2' = 0$. Từ phương trình (2.4.32) ta có

$$V_2 = V_1 (A_R + jA_I) \quad (2.4.40)$$

Từ phương trình (2.4.38) ta có

$$V_1 [Y_{11} + Y_2 + Y_3 + (A_R + jA_I) (Y_{12} - Y_3)] = 0 \quad (2.4.41)$$

Từ phương trình (2.4.39) ta có

$$V_1 [Y_{21} - Y_3 + (A_R + jA_I) (Y_1 + Y_3 + Y_{22})] = 0 \quad (2.4.42)$$

Đối với các giá trị không tầm thường của V_1 , các giá trị thực và ảo của phương trình (2.4.41) và (2.4.42) không đồng thời bằng không; do đó

$$g_{11} + G_2 + G_3 + A_R(g_{12} - G_3) - A_I(b_{12} - B_3) = 0 \quad (2.4.43)$$

$$b_{11} + B_2 + B_3 + A_R(b_{12} - B_3) + A_I(g_{12} - G_3) = 0 \quad (2.4.44)$$

$$g_{21} - G_3 + A_R(G_1 + G_3 + g_{22}) - A_I(B_1 + B_3 + b_{22}) = 0 \quad (2.4.45)$$

$$\text{và} \quad b_{21} - B_3 + A_R(B_1 + B_3 + b_{22}) + A_I(G_1 + G_3 + g_{22}) = 0 \quad (2.4.46)$$

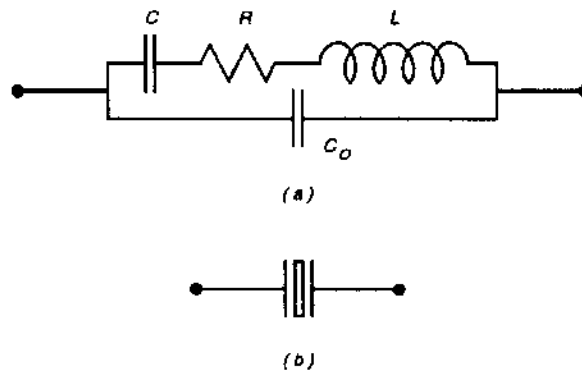
Các phương trình (2.4.43) đến (2.4.46) có thể được viết dưới dạng ma trận như sau

$$\begin{bmatrix} A_R & 0 & (A_R - 1) & -A_I & 0 & -A_I \\ A_I & 0 & A_I & A_R & 0 & (A_R - 1) \\ 0 & 1 & (1 - A_R) & 0 & 0 & A_I \\ 0 & 0 & -A_I & 0 & 1 & (1 - A_R) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_3 \\ B_1 \\ B_2 \\ B_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g_{21} & -\text{Re}(Ay_{22}) \\ -b_{21} & -\text{Im}(Ay_{22}) \\ -g_{11} & -\text{Re}(Ay_{12}) \\ -b_{11} & -\text{Im}(Ay_{12}) \end{bmatrix} \quad (2.4.47)$$

Tất cả các hạng thức trong ma trận đều đã biết trừ G_1, G_2, G_3, B_1, B_2 và B_3 ; trong đó, có sáu ẩn số nhưng chỉ có bốn phương trình bởi vậy không thể cho đáp số duy nhất trừ khi được phép chọn tùy ý cho các ẩn số. May thay, một bộ dao động thông thường chỉ có một tải điện dẫn và do đó hai trong số ba tải điện dẫn có thể cho bằng 0. Phương trình ma trận sau đó có thể được giải với một điện dẫn và ba dẫn nạp.

2.4.6 Bộ dao động tinh thể

Bộ dao động sử dụng trong các máy phát phải có độ dung sai tần số rất nhỏ. Đây là việc cần thiết phải làm để tránh nhiễu giữa các đài phát với nhau. Ví dụ như, hiện tượng trôi tần số của một bộ dao động LC thông thường không sẽ không thích hợp với yêu cầu này. Để độ ổn định tần số cao hơn có thể thực hiện bằng cách sử dụng một tinh thể trong thành phần mạch điện dao động [4]. Trong mục 2.3.1, đã đề cập đến vấn đề phản ứng của tinh thể khi nó được kích thích bằng một tín hiệu xoay chiều (AC). Một điều hiển nhiên đó là, tinh thể có khả năng phản ứng lại trước sự kích thích về điện, như vậy nó hoàn toàn có thể được chế tạo từ các linh kiện như cuộn cảm, điện trở và tụ điện mà vẫn cho đặc tuyến tần số tương đương như với của tinh thể. Một mạch điện như vậy được vẽ trên hình 2.18. Mạch điện tương đương có khả năng làm việc chính xác tại các tần số xung quanh tần số cộng hưởng. Ở một dải tần rộng hơn sẽ phải sử dụng các mạch điện tương đương phức tạp hơn.



Hình 2.18. (a) Mạch điện tương đương của tinh thể và ký hiệu của nó.

(b) Ký hiệu điện của tinh thể

Các giá trị thông thường của các linh kiện trong mạch điện tương đương là $C = 0,0154$ pF, $R = 8\Omega$, $L = 0,0165$ H, $C_0 = 4,55$ pF. Điện dung C_0 phụ thuộc vào độ lớn của các điện cực gắn vào tinh thể. Do đó tinh thể sẽ cộng hưởng ở chế độ nối tiếp tại một tần số ω_s :

$$\omega_s^2 = \frac{1}{LC} \quad (2.4.48)$$

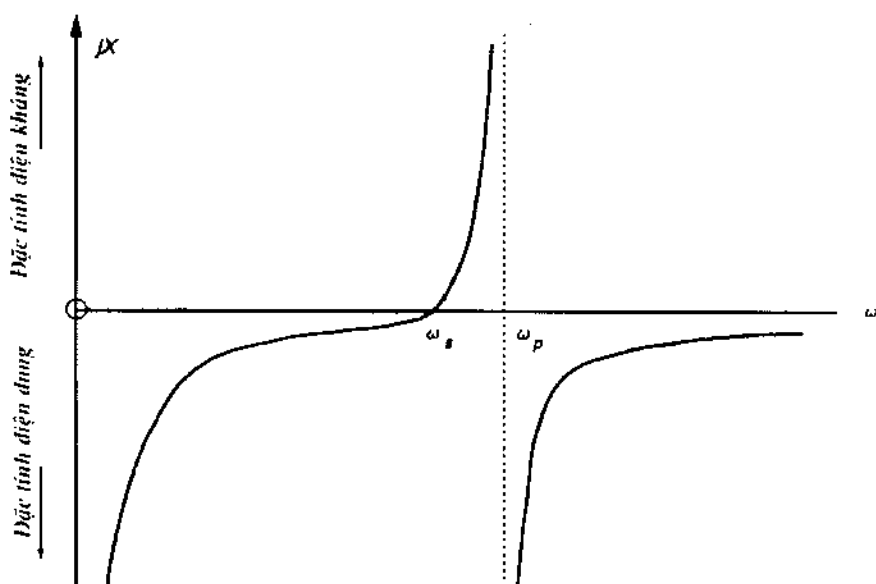
với tần số góc trên sẽ cho một tần số cộng hưởng, $f_s = 9,984.10^6$ Hz. Nó sẽ cộng hưởng ở chế độ song song với tần số góc xấp xỉ là

$$\omega_p^2 = \frac{1}{L \left[\frac{CC_0}{C + C_0} \right]} \quad (2.4.49)$$

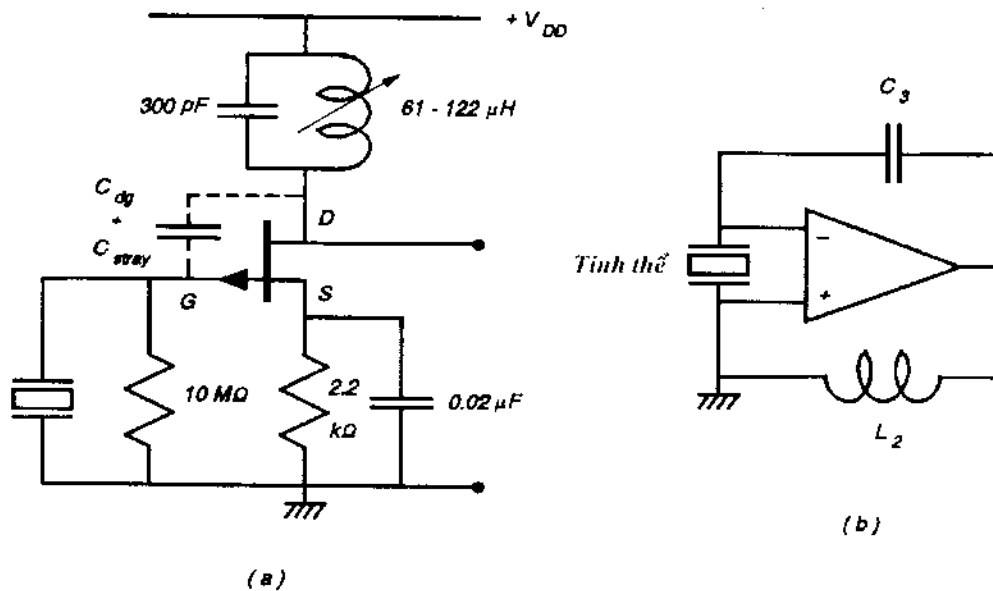
với tần số góc trên sẽ cho một tần số cộng hưởng, $f_p = 10,001.10^6$ Hz - có một sự biến đổi nhỏ hơn 2%. Hệ số phẩm chất tương ứng của tinh thể là $Q_0 = 130.000$.

Hình 2.19 minh hoạ điện kháng của tinh thể được vẽ dựa trên tần số. Cần chú ý rằng điện kháng của tinh thể vượt quá dải tần hẹp và cũng bởi điều này nên cả trục điện kháng và tần số đều không được khắc độ.

Hình 2.19. minh hoạ một bộ dao động tinh thể điển hình. Tinh thể được thay thế bằng một trong số các cuộn cảm hay nói một cách khác nó được gọi là mạch dao động kiểu *Hartley*. Loại mạch dao động tinh thể này còn được gọi là mạch dao động *Pierce*. Tương tự, đối với mạch dao động tinh thể tương ứng kiểu *Colpitts* được gọi là mạch dao động *Miller*. Ở mạch điện trên hình 2.20, phần tử tích cực là một transistor hiệu ứng trường có tổng điện dung giữa cực cửa và cực máng với điện dung tạp tạo nên tụ C_3 .



Hình 2.19. Đặc tính điện kháng của tinh thể. Chú ý là không có vạch chia độ.



Hình 2.20. Phần tử tích cực là một transistor hiệu ứng trường có tổng điện dung giữa cực cửa và cực máng với điện dung tạp tạo nên tụ C_3 .

Hệ số phẩm chất Q_0 của tinh thể rất cao cho thấy bộ dao động có một dải giới hạn các tần số để duy trì dao động. Một số tiêu chuẩn khác có thể được sử dụng để cải thiện sự ổn định tần số, như đặt tinh thể trong môi trường có điều hoà nhiệt độ còn hệ số phẩm chất Q có thể được nâng cao bằng cách đặt tinh thể trong vỏ thủy tinh chân không.

Các bộ dao động có độ chính xác cao luôn luôn được nối vào tải qua một bộ khuếch đại đệm. Điều này đảm bảo khi tải có sự biến thiên sẽ không làm ảnh hưởng đến hoạt động của bộ dao động.

2.5 BỘ NHÂN TẦN

Mục đích của bộ nhân tần là để tăng tần số phát ra từ bộ dao động tinh thể tới một tần số yêu cầu cho sóng mang máy phát. Như đã giải thích trước đây, không thể chế tạo được các tinh thể hoạt động ở các tần số quá cao, bởi vì kích thước vật lý của nó càng nhỏ thì nó càng dao động ở tần số cao. Do đó, kỹ thuật chuẩn là sử dụng một tinh thể để tạo tín hiệu tần số là hài bậc ba của tần số sóng mang yêu cầu và sau đó nhân tần số này lên tới giá trị yêu cầu bằng cách sử dụng một trong các tầng của bộ nhân tần.

Một bộ nhân tần tương tự trong thực tế là một chiếc đu xích của trẻ em. Với một đứa trẻ trên đu xích, ban đầu người lớn phải đẩy để làm cho nó chuyển động. Việc tiếp theo là phải cung cấp năng lượng cho nó ở một thời điểm thích hợp với tần số được xác định bằng độ dài của đu và gia tốc trọng trường, g. Nó cũng cần phải được cung cấp năng lượng để thắng lực cản; trung bình người lớn phải cung cấp một năng lượng bằng phần năng lượng bị mất đi trong chu kỳ duy trì một biên độ chuẩn. Nếu năng lượng cung cấp trên mỗi chu kỳ nhỏ hơn phần năng lượng tổn hao, biên độ của đu sẽ giảm tới một giá trị nhỏ hơn giá trị cần thiết để hồi phục việc

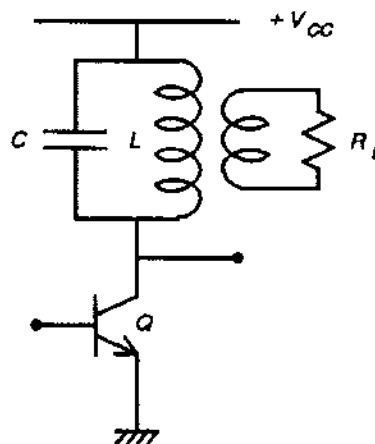
cân bằng năng lượng. Nếu năng lượng được cung cấp trên mỗi chu kỳ lớn hơn phần bị tổn hao, khi đó biên độ sẽ tăng lên tới một giá trị trạng thái ổn định mới. Sự chuyển động của đĩa trè rất gần với một hài đơn nếu tổng năng lượng lưu trữ trong hệ thống lớn hơn so với năng lượng cung cấp bởi người lớn, đó là, hệ số phẩm chất Q của hệ thống phải lớn nếu đĩa trè thực thi một chuyển động gần với dạng sin. Điểm quan trọng nhất của bộ nhân tần tương tự này đó là năng lượng không cần phải cung cấp ở cùng một tần số với du: nó có thể được cung cấp ở tần số là hài bậc ba, đó là, việc đẩy du có thể thực hiện mỗi chu kỳ một lần hoặc ba chu kỳ một lần hay cao hơn miễn là có đủ năng lượng để duy trì sự cân bằng năng lượng. Khi thực hiện việc đẩy du mỗi chu kỳ khác, rõ ràng ở đầu ra hệ thống sẽ là hai lần tần số đầu vào - đây là bộ nhân tần với hệ số nhân bằng 2. Khi năng lượng được cung cấp ba chu kỳ một lần, thì hệ số nhân là 3, và cứ tương tự như vậy. Dĩ nhiên, có một giới hạn đó là hệ số nhân có thể cao đến bao nhiêu và nó được xác định bằng vô số sự biến thiên biên độ của du mà nó có thể chịu được. Bảng 2.1 là sự so sánh giữa vòng và bộ nhân tần.

Bảng 2.1 Tính dao động liên tục đối với bộ nhân tần

Du xích trẻ em	Bộ nhân tần
Người lớn (định thời)	Nguồn tín hiệu vào
Người lớn (năng lượng được truyền cho trẻ em)	Nguồn cung cấp một chiều (DC)
Độ dài du l , và gia tốc trọng trường g	Cuộn cảm L , và tụ điện C
sức cản không khí và lực ma sát	Năng lượng tổn hao trên R
Tần số $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{l}{g}}}$	Tần số $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Biên độ của vòng	Biên độ điện áp hoặc dòng điện trong mạch

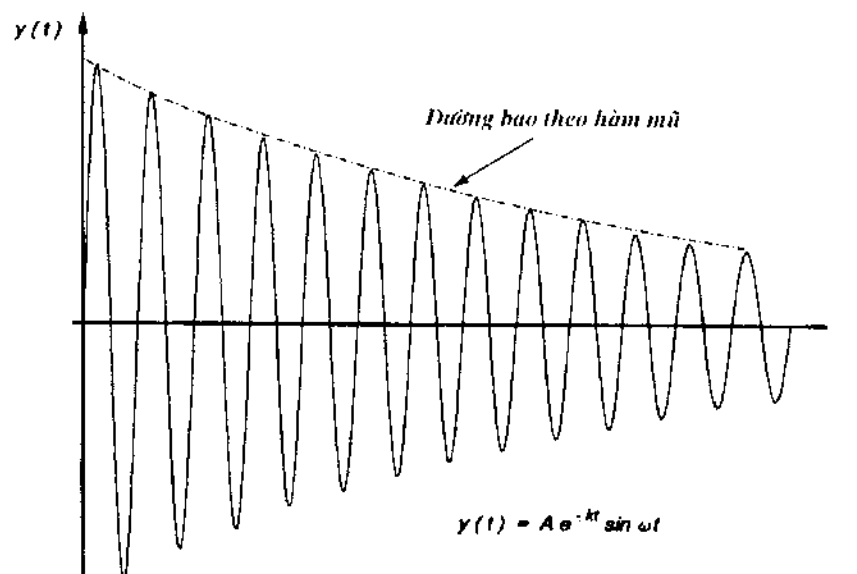
Hình 2.21 minh họa một bộ nhân tần điển hình. Năng lượng được cung cấp cho mạch bằng cách đưa một xung dương thích hợp vào cực gốc của transistor. Điều này làm cho transistor dẫn thông ngay tức thì, khi đó dòng điện chảy từ nguồn cung cấp một chiều qua cuộn cảm và một phần năng lượng vô tận được tích lũy trong nó.

Dòng điện chảy qua transistor bị ngắt khi hết xung đưa vào transistor, khi đó coi nó như một mạch điện hở. Năng lượng



Hình 2.21. Một bộ nhân tần điển hình.

được tích lũy dưới dạng từ trường trong cuộn cảm được chuyển sang năng lượng điện trường trong tụ điện. Việc chuyển đổi từ dạng năng lượng này sang dạng năng lượng kia và ngược lại được thực hiện liên tục dưới dạng sin nếu hệ thống không tổn hao và nó sẽ tạo ra một tần số xác định bởi các giá trị cảm kháng và dung kháng. Trở kháng R_L biểu diễn sự tổn hao trong hệ thống – biên độ của hình sin sẽ suy giảm theo thời gian. Trạng thái biên độ ổn định của điện áp hoặc dòng điện sẽ được xác định bởi sự cân bằng năng lượng đầu vào và đầu ra (tổn hao). Việc tiếp theo là thiết lập xung vào, tất cả các xung vào phải được định thời để bù vào phần năng lượng lưu trữ trong hệ thống. Dĩ nhiên, không cần một xung vào mỗi chu kỳ tín hiệu ra, xung vào có thể được cung cấp một lần trong hai, ba hoặc số chu kỳ lớn hơn. Khi tần số vào bằng tần số ra, bộ nhân tần (hệ số nhân = 1) đơn giản chỉ là một bộ khuếch đại chế độ C. Bộ khuếch đại chế độ C thể hiện bộ nhân tần đơn giản nhất, việc thiết kế một bộ khuếch đại chế độ C sẽ được xét tới ở phần tiếp theo.

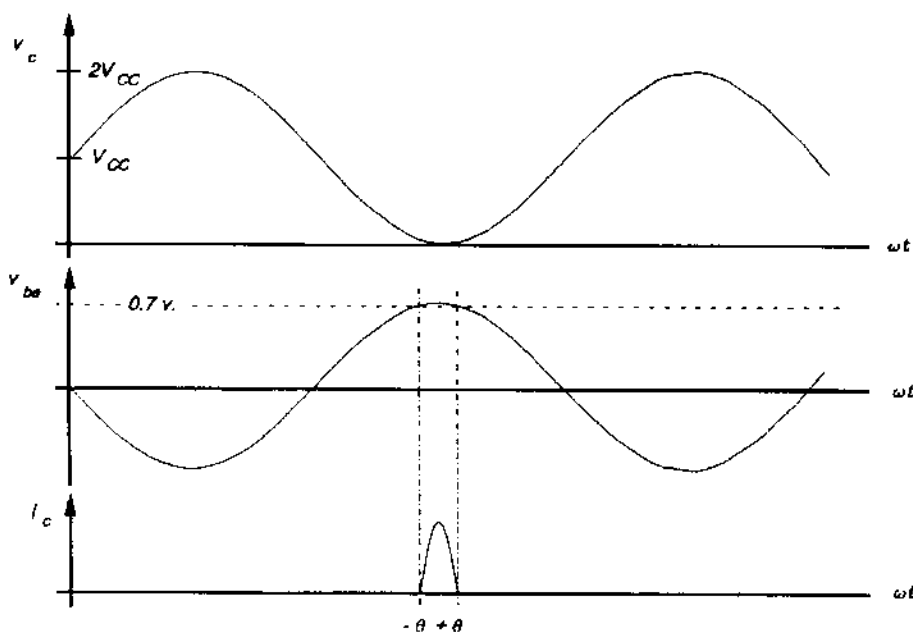


Hình 2.22. Dạng sóng ra của một bộ khuếch đại loại C sau khi được kích thích bằng một xung đơn, lưu ý dạng sóng sin và sự suy giảm theo hàm mũ của đường bao.

2.5.1 Bộ khuếch đại chế độ C

Trong bộ khuếch đại loại C, dòng điện trong phần tử tích cực chỉ dẫn trong một khoảng thời gian nhỏ hơn π radian so với dạng sóng tín hiệu ra bởi vậy dạng dòng điện chảy qua phần tử tích cực rõ ràng là không phải dạng sin. Trong bộ khuếch đại loại A hoặc B sẽ cho tương ứng ở đầu ra một tín hiệu không phải là sin. Tuy nhiên, bộ khuếch đại loại C tải cực góp lại bao gồm một mạch LC mắc song song để điều hưởng theo tần số tín hiệu vào. Mạch điều hưởng (đôi khi được gọi là mạch dao động) có trở kháng rất cao ở cực góp của transistor tại tần số cộng hưởng và do đó đạt được hệ số khuếch đại rất lớn ở tần số này. Đối với các tần số khác, như các hài của tần số đầu vào sẽ bị suy giảm. Bởi vậy, tín hiệu ra có dạng rất giống với dạng sin.

Đối với bộ khuếch đại loại C trong thực tế, cực gốc của transistor được giữ một mức điện áp mà transistor luôn ở trạng thái khoá. Tín hiệu vào làm cho transistor chuyển sang chế độ dẫn tại các đỉnh dương của nó và tạo ra dòng điện đủ lớn chảy qua cuộn cảm để tích lũy năng lượng bằng phần năng lượng tiêu tán do điện trở R_L và các thành phần khác của mạch. Khi tín hiệu vào giảm tới một mức ngưỡng của transistor, nó sẽ chuyển sang chế độ khoá và mạch cộng hưởng LC dao động tự do với một dạng sóng hình sin tại tần số cộng hưởng của nó. Vì có sự tiêu hao trong mạch, nên dạng sóng có dạng hình sin tắt dần như trên hình 2.22.



Hình 2.23. Điện áp cực góp (v_c), điện áp cực gốc (v_{be}) và dòng điện cực góp (i_c) của bộ khuếch đại loại C. Lưu ý rằng điện áp cực gốc không nhất thiết phải là dạng sin cũng cho điện áp cực góp dạng sin.

Dạng sóng của điện áp cực góp, điện áp cực gốc và dòng điện cực phát được vẽ trên hình 2.23.

Chú ý rằng giá trị tĩnh của dạng sóng điện áp là V_{cc} còn biên độ cực đại của nó là $2V_{cc}$.

Hiệu suất của của bộ biến đổi cho bởi công thức

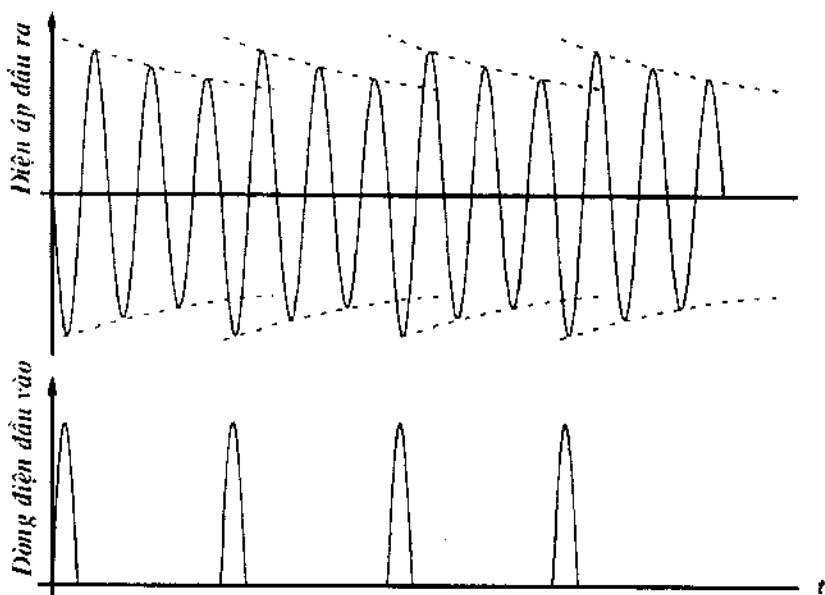
$$\eta = (\text{công suất ra AC})/(\text{công suất vào DC})$$

Một bộ khuếch đại loại C có thể đạt được hiệu suất biến đổi cao, thông thường vào khoảng 85%, vì dòng DC chảy trong một phần nhỏ của chu kỳ và nó chỉ xuất hiện khi điện áp cực góp có giá trị nhỏ nhất. Bởi vậy công suất tổn hao trên transistor là nhỏ nhất.

2.5.2 Biến đổi bộ khuếch đại chế độ C thành bộ nhân tần

Để biến một bộ khuếch đại loại C thành bộ nhân tần với hệ số nhân bằng 2, thì L và C của mạch dao động phải được lựa chọn để cộng hưởng tại $2\omega_0$ khi tần số tín hiệu ra là ω_0 . Để hệ

thống hoạt động tốt thì yêu cầu hệ số Q của mạch phải đủ lớn để hiện tượng tắt dần ở cuối chu kỳ thứ hai là không đáng kể. Với các hệ số nhân cao hơn cũng có thể thực hiện được nhưng đồng nghĩa với hiện tượng tắt dần tăng lên. Hình 2.24 minh họa các dạng sóng của dòng điện và điện áp ra của bộ nhân tần với hệ số nhân bằng 2, chú ý hiệu ứng tắt dần biên độ của điện áp ra.



Hình 2.24. Dạng điện áp ra của bộ nhân tần ba lần và dòng điện điều khiển của nó. Sự suy giảm được phóng đại lên để chỉ rõ ảnh hưởng của hệ số Q thấp.

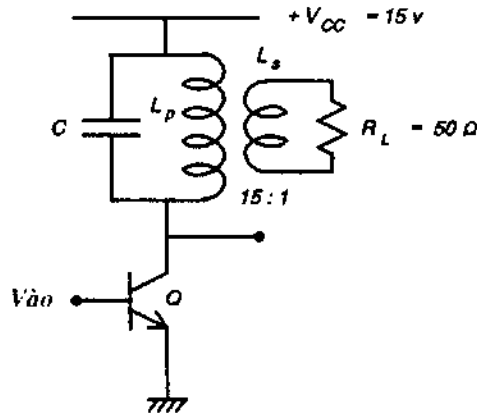
Ví dụ 2.5.1 (Bộ nhân tần): Một bộ nhân tần với hệ số nhân bằng 2 được điều khiển bởi một dòng điện đầu vào mà dạng sóng của nó được cho dưới dạng nửa sin với giá trị đỉnh là $200\mu\text{A}$ tại tần số $2/\pi$ MHz. Dòng vào dẫn trong một chu kỳ tương ứng với 5° của một chu kỳ dạng sóng ra và trở kháng vào trung bình trên toàn bộ hệ thống là điện trở 750Ω . Những số liệu cung cấp cho mạch điện như sau:

- (1) Tải bộ nhân = điện trở 50Ω
- (2) Tỷ số các cuộn dây của biến áp = 15:1
- (3) Hệ số ghép biến áp, $k = 1$
- (4) Điện áp nguồn cung cấp = 15 V
- (5) Hệ số khuếch đại dòng của transistor = 100
- (6) Hệ số Q của cuộn sơ cấp biến áp = 50 (nhỏ nhất)

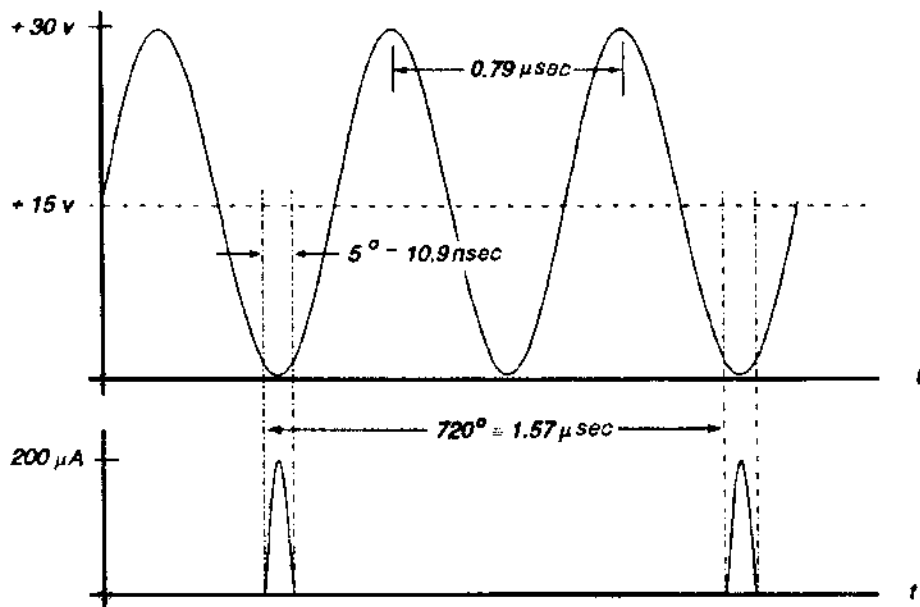
Cần phải tính các thông số sau:

- (a) Giá trị cảm kháng cuộn sơ cấp
- (b) Giá trị tụ điều hướng

- (c) Trở kháng tải cực góp tại tần số ra.
- (d) Công suất ac tiêu thụ trên tải
- (e) Hệ số khuếch đại công suất của bộ nhân



Hình 2.25. Mạch điện nhân tần.

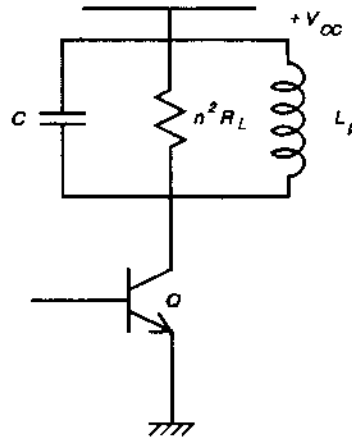


Hình 2.26. Lấy ví dụ dạng sóng của dòng điện cực góp và cực gốc của bộ nhân tần.

Lời giải: Một bộ nhân tần thực chất là một bộ khuếch đại loại C mà đầu vào của nó được điều khiển bằng một tần số là hài bậc ba của tần số ra. Một mạch điện tương ứng được vẽ trên hình 2.25.

- Tần số vào = $2\pi f = 10^6$ rad/s
- Tần số ra = 8×10^6 rad/s.

Dạng sóng của dòng điện vào và điện áp ra được vẽ trên hình 2.26. Khi tải được qui sang mạch sơ cấp của cực góp như được vẽ ở hình 2.27 với điện trở tương đương có giá trị $n^2 R_L = (15)^2 \times 50 = 11,25 \text{ k}\Omega$.



Hình 2.27. Bộ nhân tần với tải biến áp được chuyển thành tải sơ cấp.

- (a) Giả thiết rằng mạch cộng hưởng không tổn hao, ta có thể cho thành phần tổn hao trong cuộn cảm là $n^2 R_L$ và được xác định bằng mạch tương đương RL mắc nối tiếp (xem hình 2.28)

Công thức trở kháng:

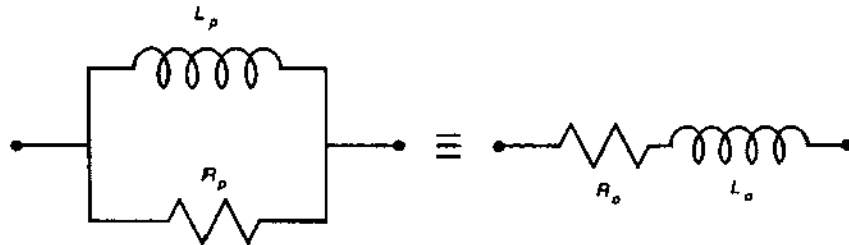
$$\frac{j\omega L_p R_p}{R_p + j\omega L_p} = R_0 + j\omega L_0 \quad (2.5.1)$$

Đồng nhất hai vế và cân bằng phần thực và phần ảo ta có

$$R_0 = \frac{\omega^2 L_p^2 R_p}{R_p^2 - \omega^2 L_p^2} \quad (2.5.2)$$

và

$$L_0 = \frac{L_p R_p^2}{R_p^2 + \omega^2 L_p^2} \quad (2.5.3)$$



Hình 2.28. Chuyển từ mạch RL mắc song song sang mạch RL mắc nối tiếp.

Hệ số tải của mạch cộng hưởng có giá trị nhỏ nhất là 50, do đó

$$Q_0 = 50 = \frac{\omega L_0}{L_0 R_0} = \frac{R_p}{\omega L_p} = \frac{n^2 R_L}{\omega L_p} \quad (2.5.4)$$

cảm kháng sơ cấp là

$$L_p = \frac{n^2 R_L}{50 \omega} = \frac{11,25 \times 10^3}{50 \times 8 \times 10^6} = 28,13 \mu H \quad (2.5.5)$$

(b) Với mạch cộng hưởng tại tần số cộng hưởng

$$\omega^2 = \frac{1}{L_p C} \quad (2.5.6)$$

và

$$C = \frac{1}{\omega^2 L_p} = 555 pF \quad (2.5.7)$$

(c) Vì mạch cộng hưởng LC mắc song song hờ mạch tại tần số cộng hưởng. Do đó tải biết được tại cực góp là $n^2 R_L = 11,25 k\Omega$.

(d) Dòng điện cực gốc và cực góp có quan hệ với nhau theo công thức

$$i_c = \beta i_b = 20 mA \text{ đỉnh} \quad (2.5.8)$$

Dòng điện trong cuộn thứ cấp = $n \times 20mA$ đỉnh trên tải có thể là trung bình của một chu kỳ tín hiệu vào (hai chu kỳ tín hiệu ra) và công suất ra tính được trên cơ sở đó. Dạng sóng dòng điện cực góp được vẽ trên hình 2.29.

Công suất tức thời trong mạch điện cực góp là

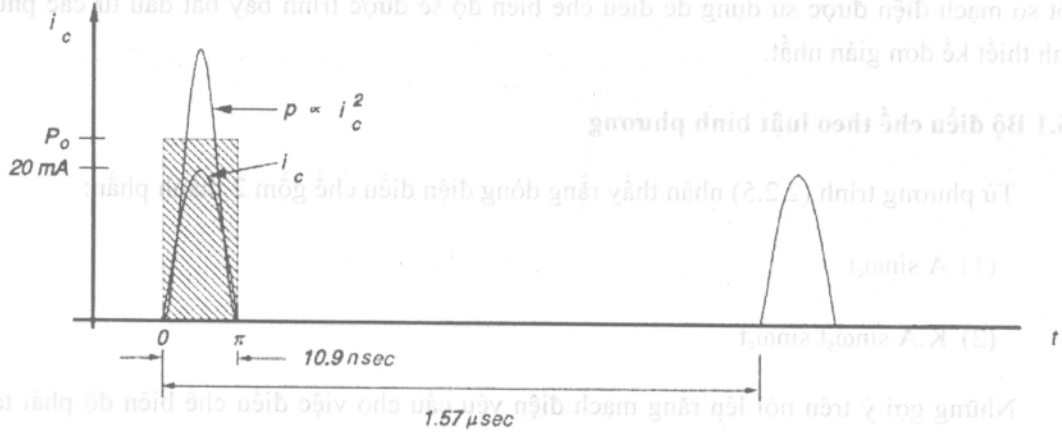
$$P(\theta) = i_c^2 R_L = (n \times 20 \times 10^{-3} \times \sin \theta)^2 R_L \quad (2.5.9)$$

còn công suất trung bình là

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_c^2 R_L d\theta \quad (2.5.10)$$

Tổng năng lượng tích lũy ở mạch cộng hưởng trong n radian (10,9 ns) của dòng điện vào là

$$W = (10,9 ns) \times \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_c^2 R_L d\theta \quad (2.5.11)$$



Hình 2.29. Hình minh họa quá trình biến đổi bao gồm tính toán công suất ra của bộ nhân tần.

Phần năng lượng tiêu thụ trong một khoảng thời gian tương ứng với 4π radian (tương đương với 720° hoặc $1,57 \mu s$ về thời gian) của dạng sóng tín hiệu ra (hai chu kỳ) khi hệ thống ở trạng thái cân bằng, do đó

$$P_0 = \frac{10,9 \times 10^{-9}}{1,57 \times 10^{-6}} \times \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_c^2 R_L d\theta = 33,75 mW \quad (2.5.12)$$

(e) Công suất vào là

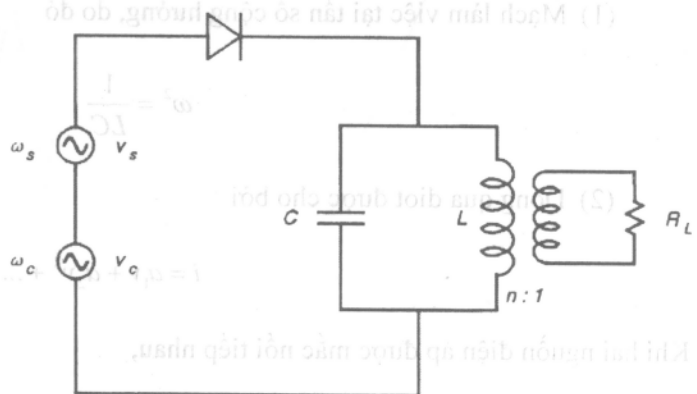
$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_b^2 R_m d\theta = 15 \mu W \quad (2.5.13)$$

(f) Hệ số khuếch đại công suất là

$$G = 10 \log_{10} \frac{P_0}{P_{in}} = 33,5 dB \quad (2.5.14)$$

2.6 BỘ ĐIỀU CHẾ

Ở phần 2.3, các nguyên tắc cơ bản của điều chế và điều biên đã được đề cập. Về cơ bản, điều chế là một phương thức ghép kênh, nó cung cấp một kênh chung để có thể truyền đồng thời nhiều bản tin mà không gây nhiễu cho nhau. Đối với phương pháp điều biên, bản tin (tiếng nói, mã hoặc âm nhạc) được sử dụng để điều khiển biên độ của tín hiệu sin tần số cao (sóng mang). Trong phần này,



Hình 2.30. Sử dụng tính phi tuyến của diot để thực hiện điều chế biên độ. Mạch điện được điều hưởng tới ω_c với bằng thông đủ để chọn sóng mang và các dải biên còn suy giảm tất cả các tín hiệu tạp.

một số mạch điện được sử dụng để điều chế biên độ sẽ được trình bày bắt đầu từ các phương trình thiết kế đơn giản nhất.

2.6.1 Bộ điều chế theo luật bình phương

Từ phương trình (2.2.5) nhận thấy rằng dòng điện điều chế gồm 2 thành phần:

$$(1) A \sin \omega_c t$$

$$(2) K.A \sin \omega_s t \sin \omega_c t$$

Những gợi ý trên nói lên rằng mạch điện yêu cầu cho việc điều chế biên độ phải tạo ra tích của sóng mang với tần số tín hiệu điều chế và thêm vào đó là một tỉ lệ tín hiệu sóng mang thích hợp. Phép nhân có thể được thực hiện gần đúng bằng một phần tử phi tuyến như Diot, và thêm vào đó bằng việc nối hai nguồn nối tiếp. Do diot có đặc tuyến Von – Ampe gần giống với quan hệ hàm bậc hai, nên nó được sử dụng trong bộ điều chế luật bình phương. Bộ điều chế đôi khi được gọi là “bộ điều chế diot”.

Xét mạch điện vẽ ở hình 2.30.

Cho

$$v_s = V_s \cos \omega_s t \quad (2.6.1)$$

và

$$v_c = V_c \cos \omega_c t \quad (2.6.2)$$

và giả thiết sau:

(1) Mạch làm việc tại tần số cộng hưởng, do đó

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \quad (2.6.3)$$

(2) Dòng qua diot được cho bởi

$$i = a_1 v + a_2 v^2 + \dots \quad (2.6.4)$$

Khi hai nguồn điện áp được mắc nối tiếp nhau,

$$v = V_c \cos \omega_c t + V_s \cos \omega_s t \quad (2.6.5)$$

Thế phương trình (2.6.5) vào (2.6.4) được

$$i = a_1 V_c \cos \omega_c t + a_1 V_s \cos \omega_s t + a_2 V_c^2 \cos^2 \omega_c t + 2a_2 V_c V_s \cos \omega_c t \cos \omega_s t + a_2 V_s^2 \cos^2 \omega_s t + \dots \quad (2.6.6)$$

Thế
$$\cos^2 \varphi = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\varphi) \quad (2.6.7)$$

vào phương trình (2.6.6) được

$$i = a_1 V_c \cos \omega_c t + a_1 V_s \cos \omega_s t + \frac{a_2 V_c^2}{2}(1 + \cos 2\omega_c t) + 2a_2 V_c V_s \cos \omega_c t \cos \omega_s t + \frac{a_2 V_s^2}{2}(1 + \cos 2\omega_s t) \quad (2.6.8)$$

Mạch dao động LC được điều hưởng tới ω_c và hoạt động như một bộ lọc thông dải, khi $\omega_c \gg \omega_s$, các tín hiệu tần số ω_s , $2\omega_s$ và $2\omega_c$ sẽ bị lọc bỏ, còn lại

$$i = a_1 V_c \cos \omega_c t + 2a_2 V_c V_s \cos \omega_c t \cos \omega_s t \quad (2.6.9)$$

khi tải R_L phản xạ sang cuộn sơ cấp, khi đó điện áp chày qua cuộn sơ cấp cho bởi

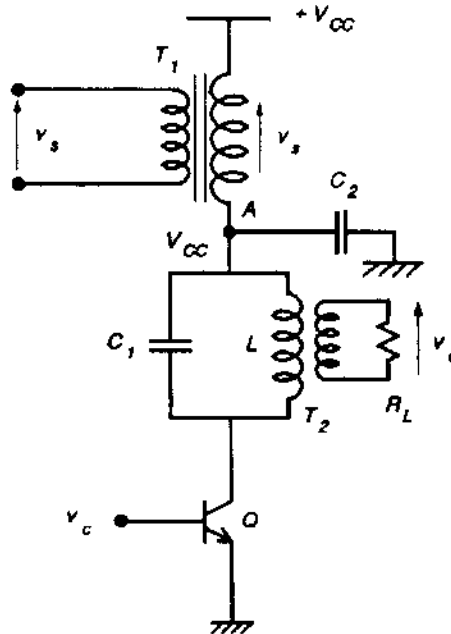
$$v_p = a_1 n^2 R_L V_c \left(1 + \frac{2a_2 V_s}{a_1} \cos \omega_s t \right) \cos \omega_c t. \quad (2.6.10)$$

Đây là một sóng điện áp điều biên, trong đó hệ số điều chế là

$$k = \frac{2a_2 V_s}{a_1} \quad (2.6.11)$$

và
$$A = a_1 n^2 R_L V_c \quad (2.6.12)$$

Bởi vậy
$$v = A(1 + k \cos \omega_s t) \cos \omega_c t. \quad (2.6.13)$$



Hình 2.31. Sơ đồ mạch điện của bộ khuếch đại AM trực tiếp.

Chú ý rằng, trong kiểu điều chế này yêu cầu nguồn âm thanh để điều chế có mức cao.

2.6.2 Bộ khuếch đại điều biên trực tiếp

Xét một khuếch đại trong đó một tín hiệu tần số ω_c được cho ở [5, 6]. Nếu nguồn một chiều cung cấp cho bộ khuếch đại biến thiên theo một hàm khác với tín hiệu tần số ω_s , với $\omega_c \gg \omega_s$, thì biên độ điện áp ra của bộ khuếch đại cao khi nguồn điện áp điều chế cao và thấp khi nguồn điều chế thấp. Mạch điện cơ bản dùng để điều chế dựa trên nguyên tắc này được vẽ trên hình 2.31.

Mạch điện minh họa một bộ khuếch đại loại C với nguồn cung cấp được mắc qua cuộn thứ cấp của một biến áp. Điểm A được nối đất bởi một tụ điện mà trị số của nó được chọn sao cho, ngắn mạch tại tần số ω_c , điểm A là điện thế đất điều này có thể được áp dụng bất kỳ bộ khuếch đại nào. Giả thiết rằng biến áp T1 có tỉ lệ 1:1, v_s là điện áp đưa vào cuộn sơ cấp, điện áp v_s sẽ được nâng lên do mắc nối tiếp với nguồn cung cấp một chiều V_{cc} , do đó:

$$v_{cc} = V_{cc} + v_s. \quad (2.6.14)$$

Cho
$$v_s = V_s \cos \omega_s t \quad (2.6.15)$$

và
$$v_c = V_c \cos \omega_c t \quad (2.6.16)$$

Do đó
$$v_{cc} = V_{cc} (1 + m \cos \omega_s t) \quad (2.6.17)$$

với $m = V_s/V_{cc}$.

Khi điện áp ra tỉ lệ với điện áp vào và điện áp nguồn cung cấp:

$$v_o = kv_{cc} V_c \cos \omega_c t \quad (2.6.18)$$

với k là hằng số

$$v_o = kV_c V_{cc} (1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_c t \quad (2.6.19)$$

Đây là điện áp điều biên, rõ ràng C_2 phải hở mạch tại tần số ω_s bởi vì thực tế nguồn cung cấp một chiều V_{cc} , ngắn mạch đối với dòng AC. Hai điều kiện bắt buộc đối với C_2 là nó phải ngắn mạch ở tần số ω_c và hở mạch ở tần số ω_s , hai điều kiện này rất dễ chấp nhận bởi vì, thông thường $\omega_c \gg \omega_s$.

2.6.3 Bộ nhân tương tự cầu phương bốn trạng thái

Một tín hiệu điều biên có thể được tạo ra bằng cách cộng tín hiệu sóng mang với tích của tín hiệu điều chế (âm thanh) và sóng mang. Bởi vậy:

$$v_o = A \cos \omega_c t + kA \cos \omega_c t \times \cos \omega_s t \quad (2.6.20)$$

Có một số kỹ thuật có thể được sử dụng để thực hiện việc này. Một trong các phương pháp hay dùng là phương pháp độ hồ dẫn biến đổi [7]. Dòng ra của bộ khuếch đại transistor cực phát chung phụ thuộc vào điện áp tín hiệu vào tại tiếp giáp B-E và độ lớn của trở kháng cực phát có thể được điều khiển bằng cách biến đổi dòng điện cực phát. Do đó dòng điện cực góp tỉ lệ với tích của tín hiệu vào và dòng điện cực phát. Xem mạch điện hình 2.32.

Giả thiết rằng dòng cực góp xấp xỉ bằng dòng cực phát, khi V_k tăng theo chiều dương, dòng I_1 tăng sang phần dòng I_2 khi dòng tổng của transistor Q_1 và Q_2 được cố định bởi nguồn dòng lý tưởng, I .

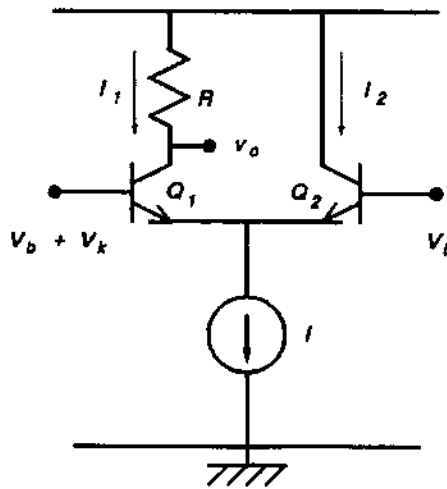
Cho

$$k = \frac{I_2}{I} \quad (2.6.21)$$

do đó

$$I_1 = (1 - k)I \quad (2.6.22)$$

với k là hệ số khuếch đại dòng và $1 > k > 0$



Hình 2.32. Cặp transistor được sử dụng như một phần tử hồ dẫn biến đổi trong bộ nhân tương tự.

Rõ ràng, nguồn dòng lý tưởng, I , phải gồm hai thành phần: một thành phần điều chế (phân cực) và một thành phần AC (tín hiệu):

$$I = I_{dc} + I_c \cos \omega_c t \quad (2.6.23)$$

$$I_2 = kI = k(I_{dc} + I_c \cos \omega_c t) \quad (2.6.24)$$

Tương tự, với nguồn áp V_k , khi nó biến thiên theo dạng sin, cũng có hai thành phần: một thành phần DC (phân cực) và một thành phần AC (tín hiệu)

$$k = V_{dc} + V_s \cos \omega_s t \quad (2.6.25)$$

Dòng điện ra là

$$I_2 = m_1 I_{dc} V_{dc} + m_2 V_{dc} I_c \cos \omega_c t + m_3 V_s I_{dc} \cos \omega_s t + m_4 I_c V_s \cos \omega_c t \cos \omega_s t \quad (2.6.26)$$

với các giá trị m là hằng số. Để chuyển I_2 thành một sóng điều biên thì biểu thức

$$m_1 I_{dc} V_{dc} + m_3 I_{dc} V_s \cos \omega_s t \quad (2.6.27)$$

sẽ phải được khử khỏi phương trình (2.6.26) để có

$$I_2 = A(1 + B \cos \omega_s t) \cos \omega_c t \quad (2.6.28)$$

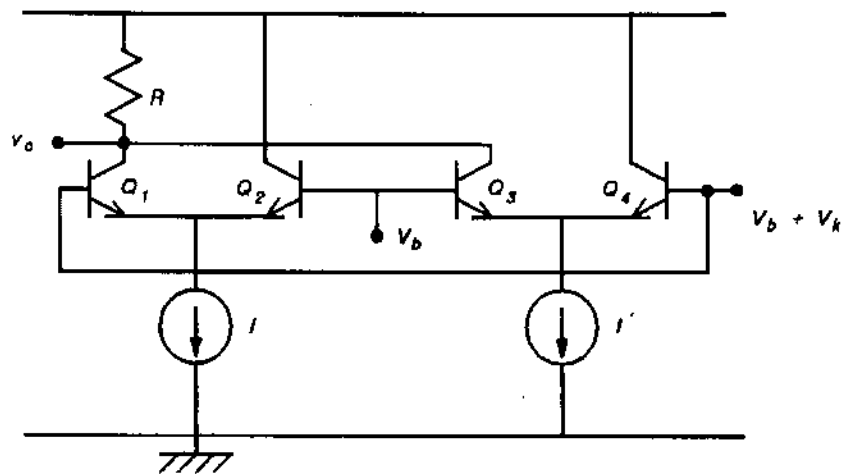
với

$$A = m_2 I_c V_{dc} \quad (2.6.29)$$

và

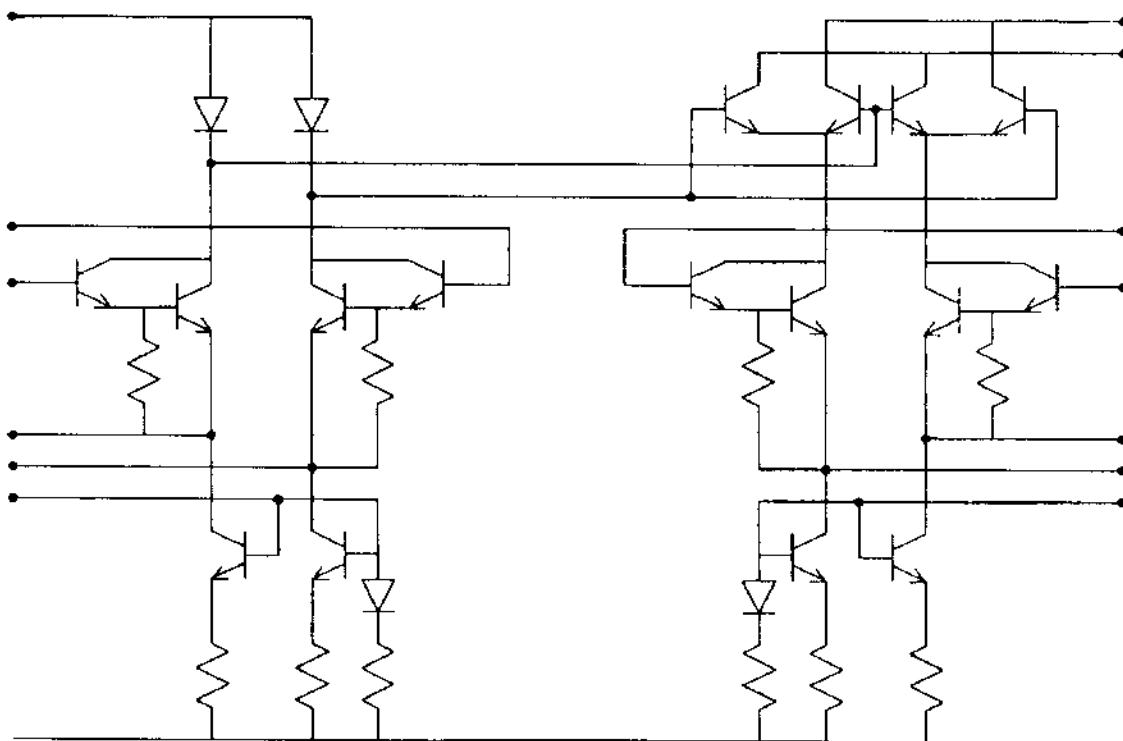
$$B = \frac{m_4 V_s}{m_2 V_{dc}} \quad (2.6.30)$$

Giả thiết rằng mạch điện được chế tạo dưới dạng vi mạch, với đặc tuyến của các transistor hoàn toàn giống nhau, việc loại bỏ biểu thức (2.6.27) hầu như dễ dàng thực hiện được bằng cách sử dụng khái niệm “cân bằng”, đó là, bằng cách sao chép mạch điện và nối chúng lại như vẽ ở hình 2.33.



Hình 2.33. Hình vẽ kết nối của một cặp transistor, dùng để loại bỏ các tín hiệu không mong muốn bằng cách sử dụng khái niệm “cân bằng”. Điều này hoàn toàn có thể thực hiện được khi mạch điện được tích hợp trên một chip đơn bởi vì việc tích hợp mạch điện tạo ra sự phối hợp giữa các transistor.

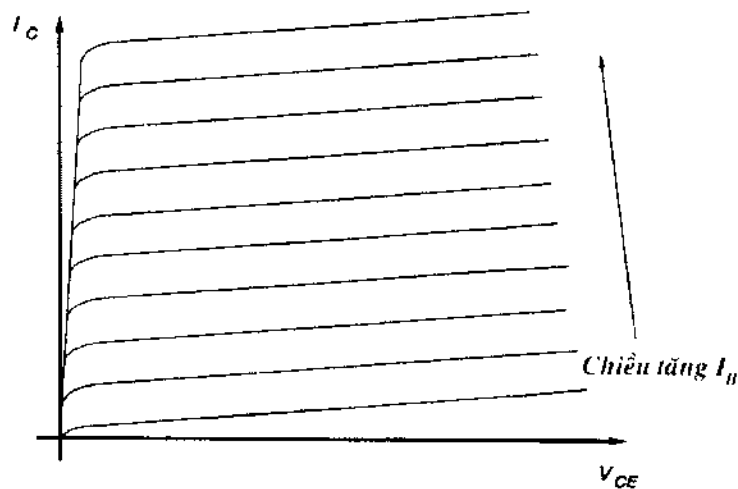
Chú ý rằng nguồn dòng lý tưởng I có dòng dc bằng với thành phần dc của dòng điện I . Một sự biến đổi thực tế của mạch này cùng với việc sắp xếp phân cực, sự bù nhiệt và một số chức năng khác được vẽ trên hình 2.34 và nó được sản xuất bởi tập đoàn bán dẫn Motorola, được biết đến với sản phẩm “MC1595 - Bộ nhân cầu phương bốn trạng thái”.



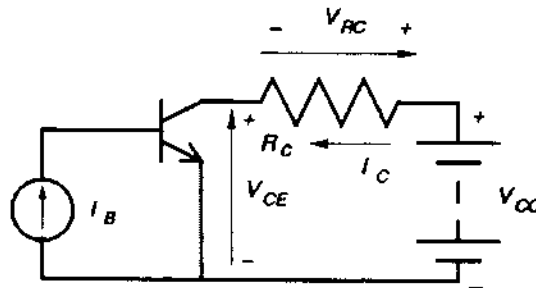
Hình 2.34. Sơ đồ mạch điện của bộ nhân cầu phương bốn trạng thái (MC1595) được sản xuất bởi tập đoàn bán dẫn Motorola, 1983.

2.7 BỘ KHUẾCH ĐẠI ÂM TẦN

Có hai loại bộ khuếch đại được sử dụng để khuếch đại tín hiệu ra của micro tới một mức tín hiệu yêu cầu cho bộ điều chế đó là bộ khuếch đại loại A và loại B. Cả hai loại bộ khuếch đại đều là “tuyến tính” trong đó tín hiệu ra thường là bản sao chính xác của tín hiệu vào. Chỉ khác là bộ khuếch đại loại A cho dòng điện chảy trong phần tử tích cực liên tục, và nói chung nó chỉ cho công suất ra và hiệu suất biến đổi rất khiêm tốn. Nó thường được sử dụng đối với các tín hiệu mức thấp. Bộ khuếch đại loại B có dòng điện chảy trong phần tử tích cực chỉ trong nửa chu kỳ. Do đặc điểm này mà bộ khuếch đại loại này có độ méo không thể chấp nhận được, bởi vậy hai phần tử tích cực phải được sử dụng bằng mô hình “đẩy kéo”. Ưu điểm của bộ khuếch đại này là nó cho mức công suất ra lớn hơn so với bộ khuếch đại loại A và hiệu suất biến đổi cũng cao hơn. Bộ khuếch đại âm tần sử dụng trong máy phát được xác định bởi đầu ra nguồn tín hiệu (micro) và mức tín hiệu yêu cầu ở đầu vào bộ điều chế. Nó có thể là sự kết hợp của cả hai loại kiểu bộ khuếch đại, đó là, một bộ khuếch đại gồm cả chế độ A và B. Hai loại mạch khuếch đại sẽ được thảo luận chi tiết ở các mục tiếp theo.



Hình 2.35. Hình minh hoạ đặc tuyến của một transistor tiếp giáp lưỡng cực với dòng cực góp (I_C) được vẽ dựa vào điện áp tiếp giáp C-E (V_{CE}) với các giá trị dòng cực gốc (I_B) thay đổi.



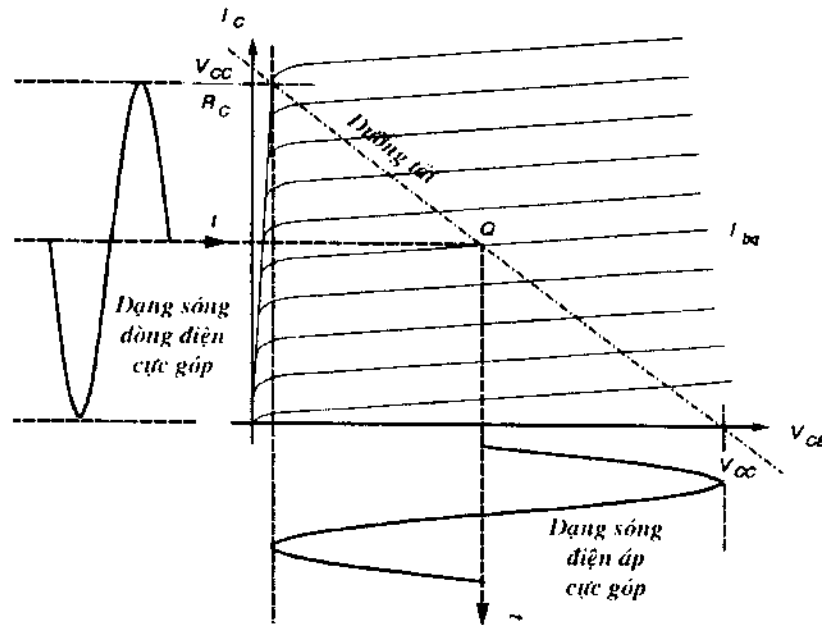
Hình 2.36. Bộ khuếch đại cực phát chung với tải R_C .

2.7.1 Các đặc tuyến của linh kiện cơ bản

Hình 2.35 minh hoạ đặc tuyến của một transistor tiếp giáp lưỡng cực (BJT) ở chế độ cực phát chung. Nó được sử dụng làm cơ sở để thiết kế và có thể được ứng dụng với sự thay đổi một vài linh kiện khác và các chế độ khác.

Một điều hiển nhiên đó là các đặc tuyến $V_{CE} - I_C$ được điều khiển bởi dòng cực gốc, I_B , cung cấp cho transistor. Khi một transistor được nối như trên Hình 2.36 và giá trị của I_B được giảm làm cho dòng điện cực góp I_C giảm do đó điện áp rơi trên điện trở R_C nhỏ nhất khi $I_C = 0$, $V_{CE} = V_{CC}$.

Bình thường transistor ở “chế độ khoá”, trái lại, nếu I_B tăng, dòng điện cực góp I_C cũng tăng theo do đó sẽ có điện áp rơi trên điện trở R_C , cho tới khi $V_{CE} = 0$ và $V_{RC} = V_{CC}$, transistor được gọi là ở “trạng thái bão hoà”. Dòng điện cực góp không còn phụ thuộc vào sự điều khiển của dòng cực gốc nhưng được xác định bởi giá trị của điện trở R_C . Trong thực tế, giá trị của V_{CE} gần như không bằng 0 và, hầu hết các linh kiện rời, V_{CE} có giá trị khoảng 0,5V.



Hình 2.37. Hoạt động của bộ khuếch đại được minh họa trên các đặc tuyến $I_C - V_{CE}$ bằng đường tải với dạng điện áp và dòng điện tương ứng.

Áp dụng KVL cho dòng cực góp:

$$V_{CC} = V_{CE} + V_{RC} = V_{CE} + I_C R_C \quad (2.7.1)$$

hoặc

$$I_C = \frac{1}{R_C} V_{CC} + \left(-\frac{1}{R_C} \right) V_{CE} \quad (2.7.2)$$

Khi phương trình (2.7.3) được vẽ trên đặc tuyến của linh kiện ở hình 2.37 nó sẽ cho một đường thẳng có độ dốc bằng $(-1/R_C)$ và cắt trục y tại V_{CC}/R và trục x tại V_{CC} . Đường dốc này được gọi là đường tải và nó xác định “hành vi” của linh kiện khi nó được nối với tải cực góp, R_C , và nguồn cung cấp V_{CC} .

2.7.2 Bộ khuếch đại chế độ A

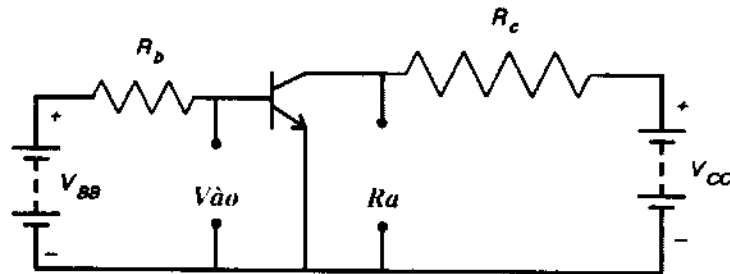
Bởi vì dòng điện ở bộ khuếch đại chế độ A chảy trong toàn bộ chu kỳ 2π của tín hiệu vào AC, vì vậy việc phân tích nó phụ thuộc đồng thời vào việc xác định các điều kiện AC cũng như là DC của mạch điện.

2.7.2.1 Bộ khuếch đại chế độ A được phân cực bằng dòng cực gốc không đổi

Các thành phần của đường tải và đường đặc tuyến biểu diễn giá trị dòng cực gốc, I_{BQ} , thiết lập điểm tĩnh hoặc điểm làm việc của transistor. Hình 2.37 biểu diễn điện áp và dòng điện cực

góp có thể được làm biến thiên theo dạng sin bằng cách xếp chồng một nguồn dòng có dạng sin, i_b , trên giá trị tĩnh.

Mạch điện khuếch đại cần phải lựa chọn điện trở cực góp R_C , điện trở cực gốc R_B , nguồn cung cấp V_{CC} và việc mắc chúng như được vẽ trên hình 2.38.



Hình 2.38. Bộ khuếch đại E chung với điểm làm việc tĩnh được xác định bằng V_{BB} và R_B

Việc thiết kế một bộ khuếch đại là một loạt các lựa chọn chính xác các giá trị linh kiện cùng với sự điều chỉnh chúng nếu cần thiết, để thỏa mãn chỉ tiêu kỹ thuật thiết kế. Do đó việc thiết kế không phải là chỉ có một phương án duy nhất. Kỹ thuật tốt nhất để thiết kế được cho bởi ví dụ thiết kế dưới đây.

Ví dụ 2.7.1 Bộ khuếch đại chế độ A sử dụng phương pháp phân cực dòng cực gốc cố định. Theo các số liệu cho ở mạch điện vẽ trên hình 2.38.

Điện áp cực góp, $V_{CC} = 10V$

Điện áp cực gốc, $V_{BB} = 3V$

Hệ số khuếch đại dòng của transistor, $\beta = 100$

Điện áp rơi trên tiếp giáp B-E, $V_{BE} = 0,7V$ (silicon)

Điện áp vào = 0,5V (đỉnh - đỉnh)

Hệ số khuếch đại điện áp yêu cầu = 10

Tải bộ khuếch đại, $R_L = 10 k\Omega$

Lời giải. Bước thứ nhất là xác định điểm tương ứng với V_{CC} trên trục V_{CE} của đặc tuyến transistor. Độ dốc của đường tải được xác định bởi giá trị của R_C và R_C được chọn phụ thuộc vào độ lớn của dòng yêu cầu cung cấp cho tải bộ khuếch đại. Với điện áp vào 0,5V đỉnh- đỉnh và hệ số khuếch đại điện áp bằng 10, điện áp ra sẽ là 5V đỉnh- đỉnh. Do đó dòng điện yêu cầu cung cấp cho tải sẽ là 0,5mA đỉnh - đỉnh. Để đảm bảo cho transistor không có các ảnh hưởng bất lợi khi dòng tải đạt 0,5V đỉnh - đỉnh, ta phải chọn dòng cực góp của transistor lớn hơn 10 lần dòng tải yêu cầu, đó là, $I_C = 5mA$ ở trạng thái tĩnh.

Bước tiếp theo là xác định giá trị R_C . Đối với một bộ khuếch đại để cho tín hiệu ra lớn nhất, cần phải đặt điểm làm việc tĩnh của nó ở một vị trí mà điện áp cực góp có thể dao động theo cực dương bằng với cực âm. Đối với tín hiệu cực đại, transistor chuyển sang chế độ bão hoà, và nó sẽ cắt tất cả các giá trị cực đại của điện áp cực góp. Theo đó cho điểm yêu cầu trên trục I_C là 10mA. Kẻ đường thẳng nối giữa hai điểm $V_{CC} = 10V$ và $I_C = 10\text{ mA}$. từ độ dốc của đường tải có $R_C = 1k\Omega$.

Bước tiếp theo là chọn giá trị R_b để thiết lập giá trị I_b tương ứng sao cho điểm làm việc tĩnh nằm ở giữa đường tải. Từ sơ đồ, dòng cực gốc yêu cầu

$$I_b = I_c / \beta = 50\mu A$$

bỏ qua trở kháng của diot tại tiếp giáp B-E:

$$\begin{aligned} R_b &= (V_{BB} - V_{BE})/I_B \\ &= (3,0 - 0,7)/50 \times 10^{-6} \Omega \\ &= 46\text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Trở kháng diot được cho bởi công thức gần đúng

$$\begin{aligned} R_d &= 26mV/(\text{dòng qua diot tính bằng A}) \\ &= 26 \times 10^{-3}/50 \times 10^{-6} \Omega \\ &= 520 \Omega \end{aligned}$$

R_d được coi như là bỏ qua so với R_b .

Điện áp cung cấp phải được điều chỉnh để sao cho điện áp tại đầu vào cực gốc của transistor đạt yêu cầu còn tụ ghép C_0 được chọn sao cho khi làm việc tại tần số thấp nhất thì dung kháng của nó là rất nhỏ so với tải R_L .

Bộ khuếch đại vừa thiết kế có các nhược điểm như sau:

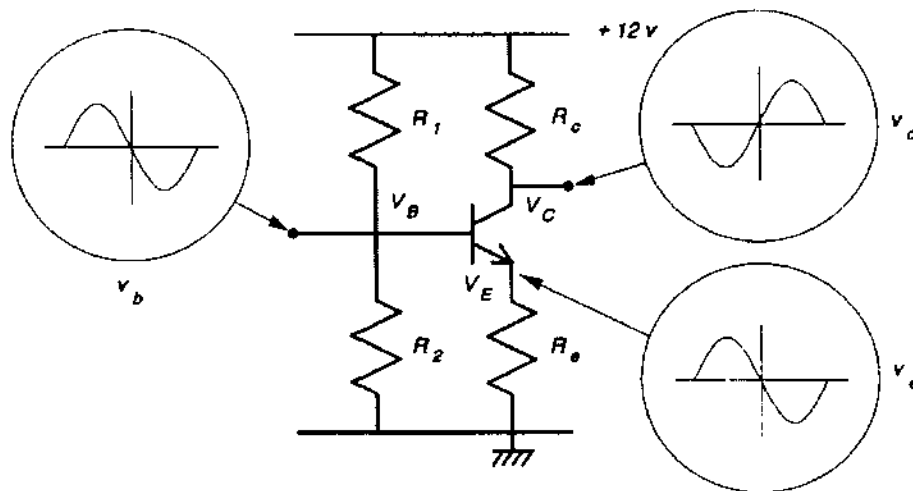
- (1) Cần hai nguồn điện áp DC
- (2) Trở kháng vào rất nhỏ-do một diot phân cực
- (3) Điểm phân cực của nó hoàn toàn được xác định bởi V_{BE} , vì vậy nó rất nhạy với sự thay đổi của nhiệt độ.
- (4) Hệ số khuếch đại điện áp nhạy với hệ số khuếch đại dòng điện của transistor. Hệ số khuếch đại dòng của 2 transistor được chế tạo cạnh nhau trên cùng một vi mạch có

thể biến thiên bởi ba thông số thay vì một thông số, bởi vậy cần phải thiết kế các bộ khuếch đại sao cho chúng không phụ thuộc vào hệ số khuếch đại dòng của linh kiện.

2.7.2.2 Bộ khuếch đại chế độ A phân cực bằng điện trở phân áp

Mạch điện bộ khuếch đại có thể được thay đổi như vẽ trên hình 2.39. Cực gốc của transistor giữ một điện áp được xác định bởi các điện trở R_1 và R_2 . Một điện trở R_e được mắc giữa cực phát và đất. Mục đích của việc này là làm tăng gấp đôi trở kháng vào của bộ khuếch đại và xác định lại hệ số khuếch đại điện áp bằng tỉ số R_c/R_e .

Mạch điện của bộ khuếch đại được gọi là “cực phát chung” mặc dù cực phát của nó không được nối trực tiếp vào đất. Một bộ khuếch đại cực phát chung có các đặc tuyến phụ thuộc vào các thông số của transistor, giá trị tuyệt đối của tải cực góp và các tham số khác như nhiệt độ mà transistor làm việc. Những nhược điểm này đã được điện trở R_e khắc phục. Như trước đây, các bước thiết kế cũng được minh họa bằng ví dụ 2.7.7.



Hình 2.39. Bộ khuếch đại “E chung” phân cực bằng điện trở phân áp.
Sử dụng điện trở R_e để tăng trở kháng vào và giảm tối thiểu sự phụ thuộc của hệ số khuếch đại vào các thông số của transistor.

Ví dụ 2.7.2. Bộ khuếch đại chế độ A sử dụng phương pháp phân cực bằng điện trở phân áp

Điện áp nguồn cung cấp DC, $V_{CC} = 10V$

Hệ số khuếch đại dòng của transistor, $\beta = 100$

Điện áp rơi trên tiếp giáp B-E, $V_{BE} = 0,7V$ (silicon)

Điện áp vào = 0,5V (đỉnh-đỉnh)

Hệ số khuếch đại điện áp yêu cầu = 10

Trở kháng tải bộ khuếch đại = 10 k Ω .

Lời giải. Để đặt transistor ở chế độ dẫn, điện áp giữa cực gốc và cực phát của nó phải được giữ ở mức 0,7V. Tại điểm trong chu kỳ mà transistor hầu bị khoá tại đỉnh âm (0,5V đỉnh) của điện áp vào. Do đó điện áp cực gốc tĩnh là $(0,7 + 0,5 \text{ đỉnh}) = 1,2 \text{ V}$.

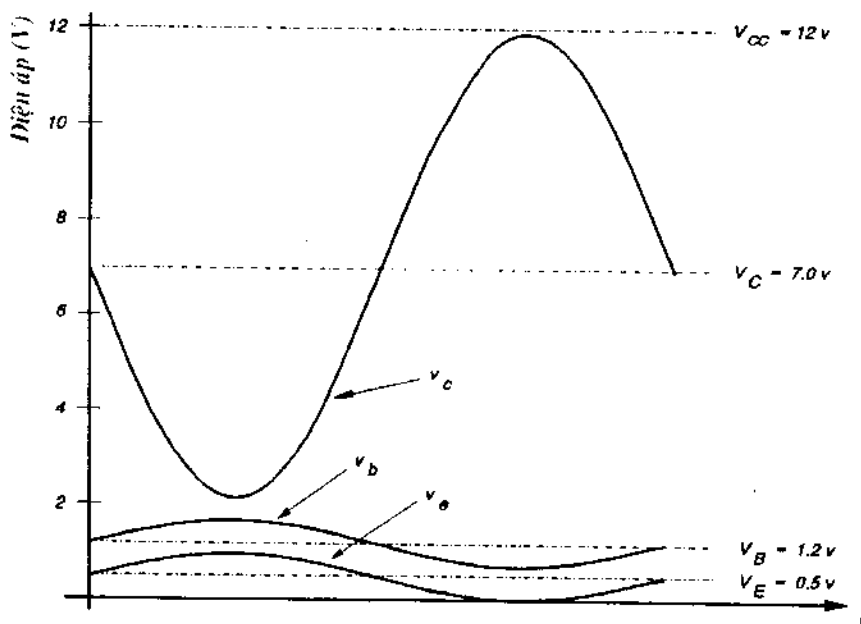
Các bước để chọn dòng cực góp tĩnh giống như đã được làm ở ví dụ 2.7.1 và cho giá trị là 5mA. Giả thiết rằng hệ số khuếch đại dòng của transistor đủ lớn, khi đó I_c xấp xỉ bằng I_e . Dưới các điều kiện tĩnh, cực phát được giữ ở mức 0,5V và dòng theo điện trở R_e là 5mA. R_e phải có giá trị bằng 100Ω.

Điện áp AC tại cực gốc của transistor (0,5V đỉnh) giống với điện áp tại cực phát chỉ khác là nó bị dịch đi 0,7 V DC. Khi hệ số khuếch đại điện áp của bộ khuếch đại bằng 10, thì tín hiệu AC ở cực góp phải lớn hơn 10 lần so với tín hiệu ở cực phát. Nên nhớ rằng dòng điện cực phát và cực góp xấp xỉ bằng nhau, theo đó điện trở cực góp R_c phải bằng $10 \times R_e = 1\text{k}\Omega$.

Dòng cực gốc yêu cầu để duy trì dòng cực góp bằng 5 mA được cho bởi mối quan hệ:

$$I_c = \beta \times I_b$$

$$I_b = 50 \mu\text{A}.$$



Hình 2.40. Các dạng điện áp tại cực phát cực gốc và cực góp của bộ khuếch đại E chung cùng với điện áp phân cực.

Dòng I_b nhận được qua hai điện trở R_1 và R_2 mắc nối tiếp cũng xác định điện áp tại cực gốc. Để giữ điện áp cực gốc không đổi khi thay đổi I_b sẽ làm biến đổi β , vì vậy dòng qua các điện trở phân áp phải bằng khoảng $10 \times I_b$, tức là bằng 500 μA . Điện áp đặt vào các điện trở phân áp bằng 10 V bởi vậy $(R_1 + R_2) = 20 \text{ k}\Omega$. Khi đó điện áp cực gốc phải bằng 1,2 V, theo đó $R_1 = 17,6 \text{ k}\Omega$ và $R_2 = 2,4 \text{ k}\Omega$.

Dạng điện áp tại cực phát, cực gốc và cực góp được vẽ trên hình 2.40. Lưu ý rằng bất kỳ một sự tăng biên độ tín hiệu vào nào cũng có thể làm cắt tín hiệu ra ở cả hai chế độ khoá và bão hoà.

Tín hiệu vào được ghép với bộ khuếch đại bằng một tụ C_i đầu ra được ghép với tải bằng tụ C_o . Giá trị của C_i và C_o được chọn sao cho khi làm việc tại tần số thấp nhất dung kháng của nó phải nhỏ hơn 10% so với trở kháng tải mắc vào nó.

Các ưu điểm của bộ khuếch đại này so với bộ khuếch đại đã trình bày ở ví dụ 2.7.1 như sau:

- (1) Chỉ cần sử dụng một nguồn cung cấp DC
- (2) Trở kháng vào cho bởi tổ hợp song song của R_1 , R_2 và βR_e có giá trị 1,74 k Ω .
- (3) Điểm phân cực của nó được xác định bằng tỉ số của điện trở R_1 và R_2 , giá trị này hoàn toàn không phụ thuộc vào nhiệt độ.
- (4) Hệ số khuếch đại điện áp của bộ khuếch đại được xác định bằng tỉ số R_c/R_e và nó không phải là hàm của hệ số khuếch đại dòng điện hay bất cứ thông số nào của transistor.

2.7.3 Bộ khuếch đại chế độ B

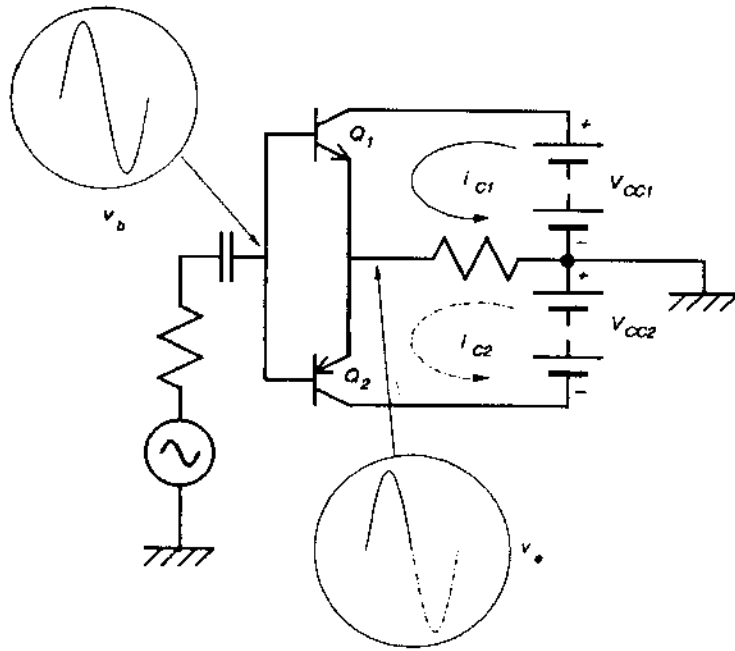
2.7.3.1 Bộ khuếch đại bù đối xứng. Mạch điện cơ bản của một bộ khuếch đại bù đối xứng được vẽ trên hình 2.41. Để cho đơn giản không vẽ các mạch phân cực.

Cần đặt ra các giả thiết sau:

- (1) Biên độ điện áp vào phải lớn hơn V_{BE} . Giả thiết này đảm bảo cho méo chuyển đèn là nhỏ nhất.
- (2) Các transistor Q_1 và Q_2 bù nhau chính xác. Điều kiện này (không hoàn toàn cần thiết khi ta sử dụng mạch tải cực phát) đảm bảo duy trì được chế độ đối xứng.
- (3) Nguồn điện áp cung cấp, V_{cc1} và V_{cc2} , bằng nhau.

Khi điện áp vào có cực tính dương, tiếp giáp B-E của Q_1 được phân cực thuận và dòng i_{c1} được vẽ ở hình trên. Tiếp giáp B-E của Q_2 được phân cực ngược và Q_2 bị khoá. Đặc biệt, mạch điện hoạt động như là một mạch tải cực phát.

Khi điện áp vào có cực tính âm, Q_2 dẫn một dòng điện i_2 có chiều như được vẽ ở hình trên. Q_1 bị khoá. Nếu dòng i_1 và i_2 bằng nhau, điện áp chày qua điện trở tải R_L sẽ có dạng sin. Nguyên lý hoạt động của mạch điện, cùng các tham số đặc tuyến của linh kiện và đường tải có thể xem trên hình 2.42. Chú ý rằng trục y của transistor PNP, Q_2 , đã được dịch đi để điểm V_{cc} khớp với $-V_{cc}$. Một ưu điểm lớn là sự đơn giản của sơ đồ mạch điện.



Hình 2.41. Bộ khuếch đại bù đối xứng chế độ B cơ bản. Lưu ý rằng mạch điện thực tế, hai cực phát của transistor (NPN và PNP) nối chung vào một điện trở tải.

Công suất ra AC là

$$P_{out} = \frac{I_c}{\sqrt{2}} \frac{V_{cc}}{\sqrt{2}} = \frac{I_c V_{cc}}{2} \quad (2.7.3)$$

Dòng điện chảy trong mỗi transistor có dạng nửa sin với giá trị trung bình của nó (tương đương DC) là $\frac{I_c}{\pi}$. Khi đó dòng điện này chống lại một điện thế khác V_{cc} , công suất vào DC là:

$$P_{dc} = \frac{2I_c V_{cc}}{\pi} \quad (2.7.4)$$

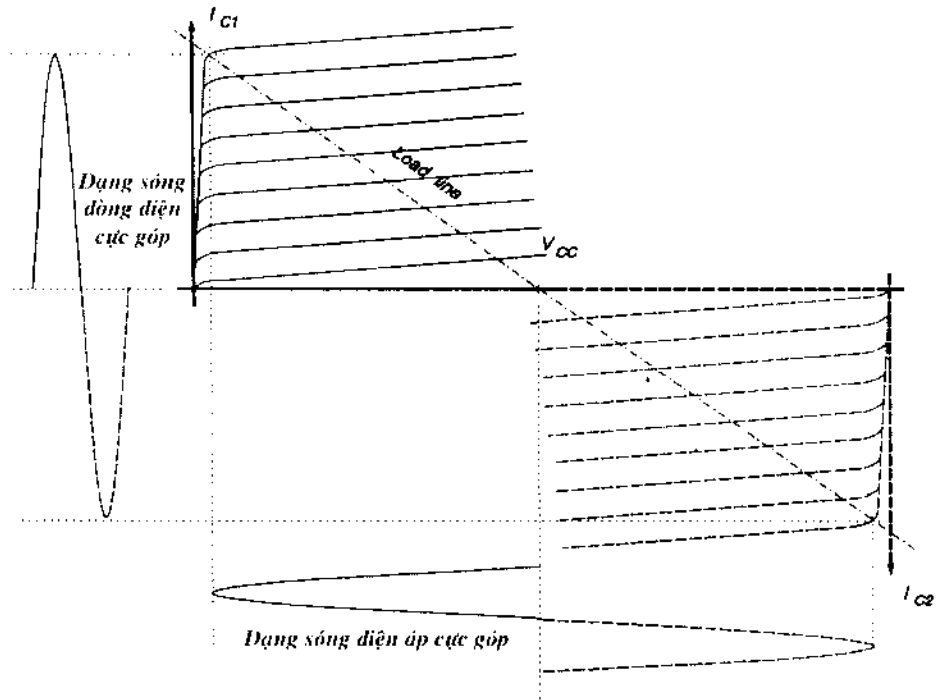
Hiệu suất biến đổi là

$$\eta = \text{AC power/DC power} = \pi/4 = 78,5 \% \quad (2.7.5)$$

Bộ khuếch đại đối xứng bù chế độ B có những nhược điểm sau:

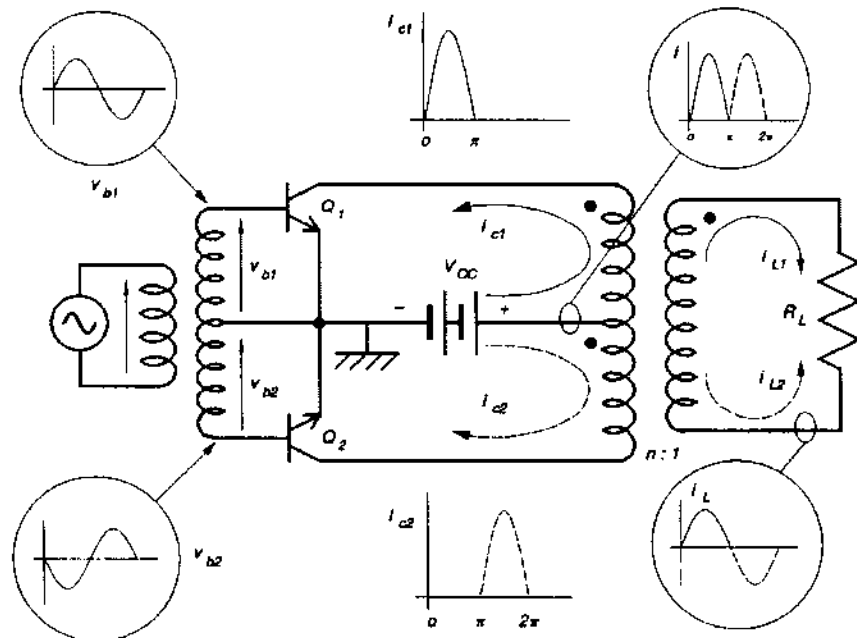
- (1) cần hai nguồn cung cấp DC bằng nhau
- (2) cặp transistor phức hợp khó chế tạo, đặc biệt là với công suất lớn
- (3) Mạch có hệ số khuếch đại điện áp bằng 0 khi cả hai cực phát cùng được nối với một tải chung.

Để khắc phục các nhược điểm trên, người ta sử dụng bộ khuếch đại chế độ B ghép biến áp.



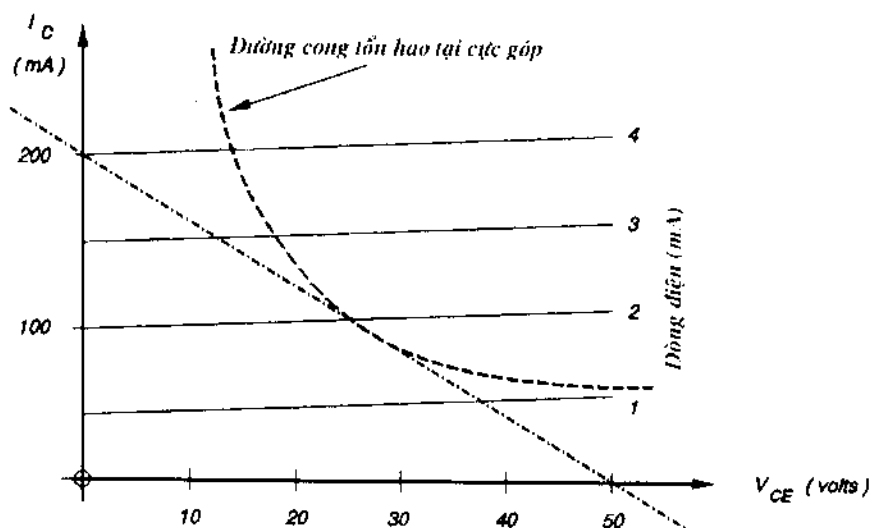
Hình 2.42. Hình minh họa các đặc tuyến phức hợp của cặp transistor bù đối xứng cùng với đường tải, điện áp cực góp và dòng điện. Đường liền nét là của Q_1 , đường đứt nét là của Q_2 .

2.7.3.2 Bộ khuếch đại chế độ B ghép biến áp.

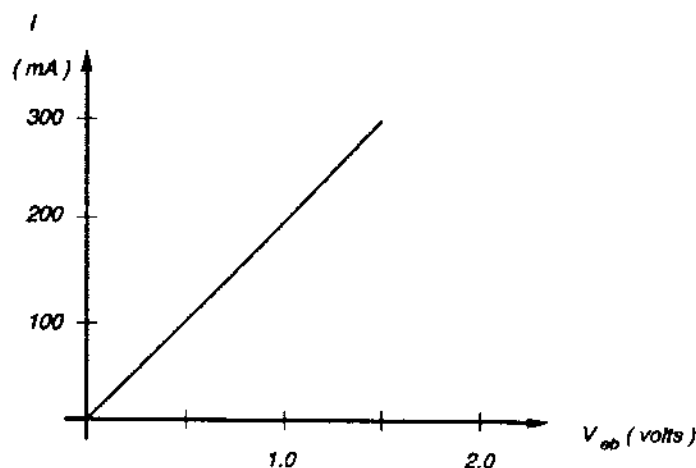


Hình 2.43. Sơ đồ mạch điện của bộ khuếch đại chế độ B ghép biến áp. Dạng dòng điện và điện áp tại một số điểm được vẽ trên hình. Đường liền nét là của Q_1 , đường đứt nét là của Q_2 .

Bộ khuếch đại chế độ B ghép biến áp sử dụng hai biến áp lấy ra ở điểm giữa, như được vẽ ở hình 2.43. Chỉ cần giả thiết là hai transistor thích ứng. Khi chúng đều là NPN (hoặc PNP) thì điều này nói chung không thành vấn đề. Khi điện áp vào có cực tính dương, hai điện áp v_{b1} và v_{b2} xuất hiện trên cuộn thứ cấp của biến áp vào như trên hình vẽ. Điện áp v_{b1} phân cực thuận cho transistor Q_1 làm transistor này thông còn v_{b2} phân cực ngược cho Q_2 làm cho transistor này khoá. Dòng i_{c1} chảy trong Q_1 và một nửa của cuộn sơ cấp biến áp ra có dạng nửa sin. Do đó điện áp tạo ra ở cuộn thứ cấp của biến áp ra có dạng nửa sin như trên hình vẽ.



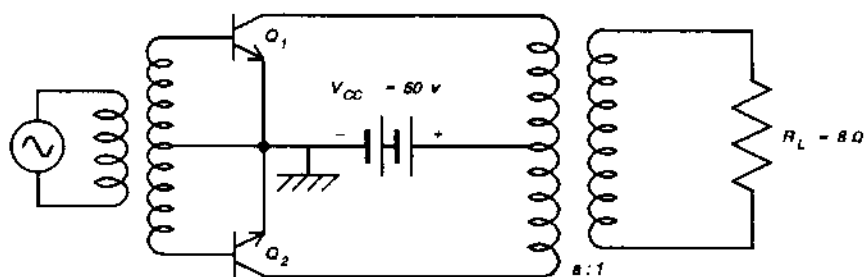
Hình 2.44. Các đặc tuyến của transistor đã được lý tưởng hoá và đường cong tiêu thụ công suất cực góp lớn nhất được vẽ chồng lên nó.



Hình 2.45. Để đơn giản, đường phi tuyến của diot tiếp giáp B-E được vẽ thành đường tuyến tính.

Khi điện áp vào có cực tính âm, v_{b1} phân cực ngược cho Q_1 làm đèn này khoá còn v_{b2} làm cho Q_2 thông. Dòng i_{c2} chảy trong Q_2 và nửa còn lại của cuộn sơ cấp biến áp ra có dạng nửa sin nhưng theo chiều ngược lại so với i_{c1} . Do đó điện áp tạo ra ở cuộn thứ cấp của biến áp ra có

dạng nửa âm của hình sin. Kết quả dòng điện tải i_L có dạng hình sin hoàn hảo. Lưu ý rằng tại điểm bất kỳ ở một thời điểm chỉ có một nửa cuộn sơ cấp của biến áp ra là được ghép với cuộn thứ cấp. Các biến áp khá cồng kềnh, nặng và có dải thông giới hạn bởi vậy các thiết kế đối với bộ khuếch đại chế độ B ghép biến áp ít được sử dụng.



Hình 2.46. Bộ khuếch đại chế độ B trong ví dụ 2.7.3

Ví dụ 2.7.3 Bộ khuếch đại chế độ B. Các đặc tuyến ra của một transistor được lý tưởng hoá sử dụng trong một bộ khuếch đại đẩy kéo chế độ B được cho ở hình 2.44.

Các thông số cho bởi:

- (1) Điện áp cung cấp $V_{cc} = 50V$
- (2) Trở kháng tải bộ khuếch đại $= 8\Omega$
- (3) Các đặc tuyến diot tại tiếp giáp B-E có thể được lấy xi bằng một đường thẳng như trên hình 2.45.

Tính các thông số sau:

- (a) Tỷ số biến áp ra,
- (b) hiệu suất biến đổi,
- (c) công suất vào,
- (d) công suất ra,
- (e) hệ số khuếch đại công suất tính bằng dB.

Lời giải: Đặc tuyến cực gộp là một hình hypebol vuông góc được vẽ trên nó để biểu diễn khả năng tiêu thụ lớn nhất của thiết bị. Đường tải do đó có thể liên quan tới quỹ tích của đường tiêu thụ cực đại nhưng có thể chúng không giao nhau. Trong trường hợp không có yêu cầu gì đặc biệt về công suất ra cực đại của bộ khuếch đại, thì có thể coi như nó cho công suất cực đại. Vậy đường tải có thể được vẽ qua $V_{CE} = 50V$ và tiếp tuyến với đường cong tiêu thụ cực đại. Qua đó nhận được giá trị điện trở tải cực gộp biểu kiến bằng 250Ω .

Một mạch điện tương ứng với bộ khuếch đại chế độ B được vẽ trên hình 2.46. Ở một điểm bất kỳ tại một thời điểm chỉ có một nửa cuộn sơ cấp biến áp liên hệ với cuộn thứ cấp. Tỷ số biến áp $a:1$ là của mỗi liên hệ này chứ không phải cho toàn bộ cuộn sơ cấp biến áp, mà thực ra nó là $2a:1$. Tải “nhìn từ” cực góp của transistor phải bằng $250\ \Omega$ nhưng đây là sự phản ánh của tải R_L được biến đổi qua biến áp. Do đó:

$$250 = a^2 R_1$$

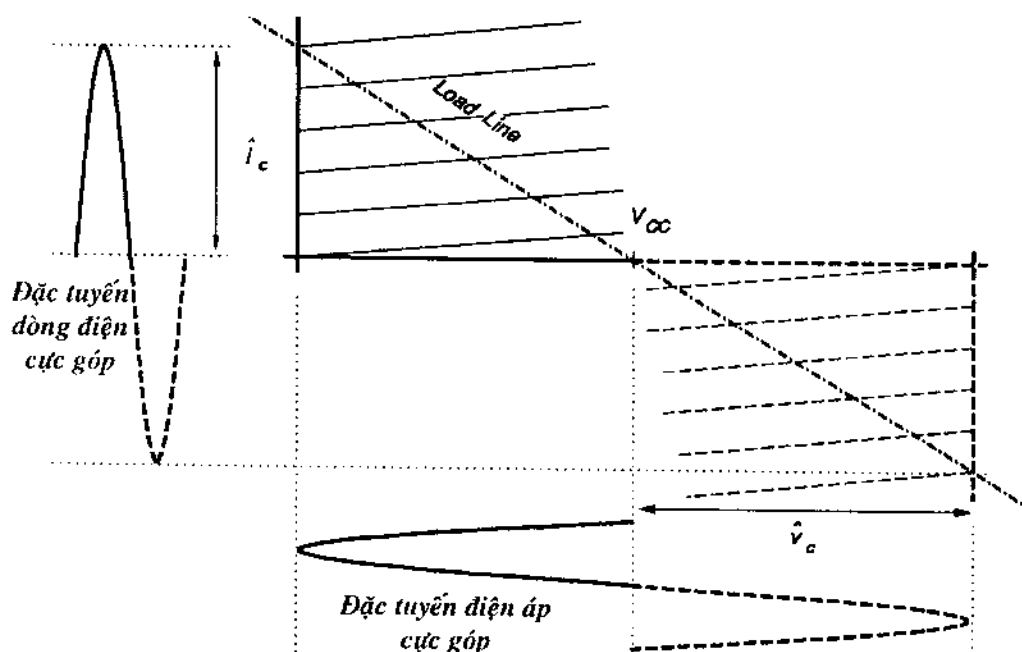
a = 5,59

Các đặc tuyến cực góp của transistor “phức hợp” và đường tải ac, cùng với dòng điện và điện áp cực góp tương ứng được vẽ ở hình 2.47.

Do đó nhận được các thông số sau:

- (a) hệ số khuếch đại dòng của transistor xấp xỉ bằng 50
(b) điện áp ra $= V_{cc} / \sqrt{2}$ V (hiệu dụng)
(c) dòng điện ra $= \hat{I}_c / \sqrt{2}$ A (hiệu dụng)
(d) công suất ra, $P_o = VI \cos \varphi$ (với $\varphi = \pi$ radian):

$$P_0 = -(50 \times 0,2)/2 \text{ W} \\ = 5 \text{ W}.$$



Hình 2.47. Đặc tuyến cực góp của transistor phức hợp được lý tưởng hoá cùng với đường tải, dạng dòng điện và điện áp cực góp. Đường nét liền là của Q_1 , đường nét đứt là của Q_2 .

Dấu âm có thể bỏ qua, đơn giản vì nó chỉ biểu thị rằng transistor sinh ra nguồn, không tiêu thụ năng lượng.

- (e) Dòng cực gốc cần thiết để cho dòng cực góp cực đại $\hat{I}_h = 4mA$. Sử dụng biểu thức gần đúng $I_C = I_E$ và đồ thị của $I_E - V_{eb}$, được $I_E = 200mA$,

$$\hat{V}_{eh} = 1.0V$$

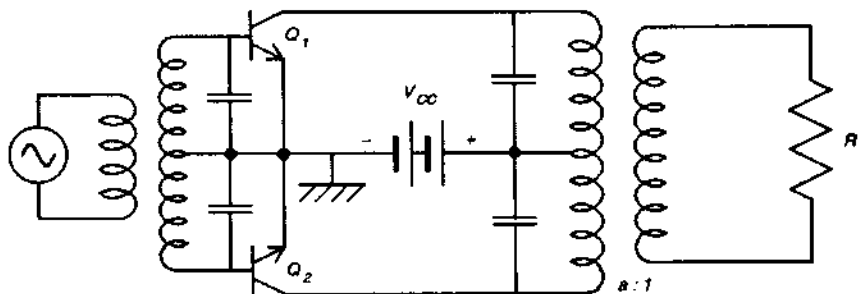
$$\text{công suất vào, } P_i = (\hat{V}_{eh} \hat{I}_h) / 2 = 0,002W$$

$$\text{hệ số khuếch đại công suất} = 10 \log_{10} P_o / P_i = 33,9dB$$

2.8 BỘ KHUẾCH ĐẠI CAO TẦN

Việc lựa chọn một bộ khuếch đại để khuếch đại công suất tại đầu ra của bộ điều chế tới mức công suất yêu cầu để đưa tới anten là việc phải thực hiện khi mà các điểm sau cần phải được quan tâm:

- (1) Bộ khuếch đại phải tuyến tính để bảo đảm tính trung thực của tín hiệu điều chế.
- (2) Công suất ra của bộ khuếch đại có thể thay đổi từ vài watt cho tới hàng trăm kilowatt.
- (3) Cần quan tâm đến hiệu suất biến đổi khi công suất ra yêu cầu lớn. Thành phần nguồn dc cung cấp cho bộ khuếch đại không được chuyển thành tín hiệu ac có thể sử dụng được mà nó được tiêu thụ ở các linh kiện của bộ khuếch đại. Sự lắp ráp thích hợp đã khắc phục được nhiệt. Nhưng điều này có thể làm tăng thêm sự phức tạp và giá thành vận hành máy phát.
- (4) Tín hiệu cần khuếch đại bao gồm sóng mang và hai dải biên chúng tạo thành một tín hiệu băng hẹp.



Hình 2.48. Bộ khuếch đại chế độ B với một mạch cộng hưởng ở đầu vào và đầu ra.
Bộ khuếch đại được thiết kế để chỉ khuếch đại sóng mang và các dải biên.

Thông thường vẫn chọn bộ khuếch đại chế độ B (trong thực tế là chế độ AB) với tải cộng hưởng để khuếch đại công suất cao tần. Chế độ B được chọn vì tính chất tuyến tính của nó, công

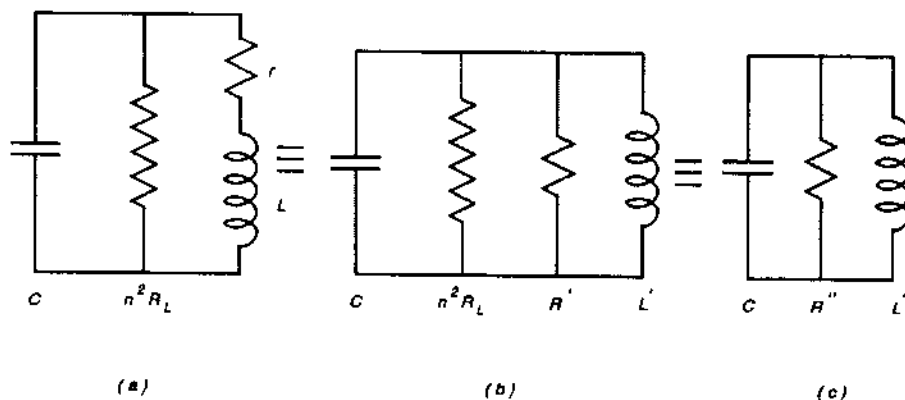
suất ra lớn và hiệu suất biến đổi cao, còn tải cộng hưởng để đảm bảo rằng nó là một khuếch đại băng hẹp. Khi yêu cầu công suất ra nhỏ, ở tầng ra của bộ khuếch đại có thể sử dụng transistor. Khi yêu cầu công suất ra trên vài trăm watt thì phải sử dụng đèn điện tử.

Một mạch điện thích hợp đối với bộ khuếch đại công suất cao tần được vẽ trên hình 2.48. Nguyên tắc hoạt động của nó giống như với bộ khuếch đại âm tần chế độ B đã được thảo luận ở mục 2.7.3.2.

Ví dụ 2.8.1 Bộ khuếch đại cộng hưởng chế độ B. Tầng cuối của một bộ khuếch đại công suất cao tần chế độ B trong một máy phát thanh có một mạch cộng hưởng trong đó $C = 2500 \text{ pF}$, tần số sóng mang $\omega_c = 5 \cdot 10^5 \text{ rad/s}$ và tần số điều chế nằm trong dải tần từ $\omega_{s1} = 20 \text{ rad/s}$ tới $\omega_{s2} = 10 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$. Công suất được ghép qua một biến áp có tỉ số 10:1 để đưa tới anten có trở kháng được giả thiết là 250Ω .

Tính các giá trị sau:

- Cảm kháng của mạch cộng hưởng.
- Hệ số Q của mạch cộng hưởng nếu đỉnh cực đại của hai biên nằm trong khoảng -3dB của sóng mang.
- Trở kháng cực đại của cuộn dây trong mạch cộng hưởng có thể bằng bao nhiêu với điều kiện (b) ?
- Hệ số Q của riêng cuộn cảm bằng bao nhiêu ?



Hình 2.49. (a) Mạch cộng hưởng cực góp của bộ khuếch đại với tải trở kháng được chuyển thành sơ cấp của biến áp. (b) Mạch cực góp khi thay thế hai thành phần RL mắc nối tiếp bằng sơ đồ song song. (c) Mạch tương đương cực góp khi hai thành phần trở kháng được kết hợp lại.

Giải:

$$(a) \quad \omega_c^2 = 1/(LC)$$

$$L = 1/(25 \times 10^{10} \times 2500 \times 10^{-12}) \text{ H} = 1,6 \text{ mH}$$

(b) vậy

$$Q_0 = \frac{\omega_c}{\omega_2 - \omega_1}$$

với ω_1 và ω_2 là hai tần số tại -3dB

$$Q = (5 \times 10^5 / 20 \times 10^3) = 25.$$

(c) Có hai nguồn tổn hao trong mạch cộng hưởng chúng góp phần tạo nên hệ số Q tải bằng 25. Đó là:

(1) trở kháng Anten (trở kháng Anten không phải là trở kháng vật lý của Anten; nó là một điện trở tương đương mà công suất bức xạ được tiêu thụ) ghép vào mạch cộng hưởng bằng một biến áp ($n^2 R_L$)

(2) trở kháng của cuộn dây, r .

Mạch tương đương của tải được vẽ làm ba bước ở hình 2.49(a-c). Bước a biểu diễn trở kháng phản xạ mắc song song với tải cộng hưởng còn trở kháng cuộn dây mắc nối tiếp với cuộn dây. Bước b là mạch điện tương đương khi trở kháng cuộn dây được biến đổi thành điện trở R' mắc song song với cảm kháng. Bước c minh họa mạch điện tương đương khi trở kháng $n^2 R_L$ và R' được kết hợp lại thành R'' .

Bây giờ, nếu hai mạch điện vẽ ở hình 2.50 là tương đương thì

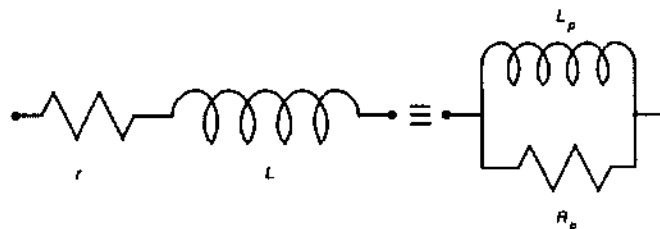
$$r + j\omega L = \frac{j\omega L_p R_p}{R_p + j\omega L_p} \quad (2.8.1)$$

Thực hiện tỉ lệ hoá và cân bằng phần thực và ảo:

$$r = \frac{\omega^2 L_p^2 R_p}{R_p^2 + \omega^2 L_p^2} \quad (2.8.2)$$

và

$$L = \frac{L_p R_p^2}{R_p^2 + \omega^2 L_p^2} \quad (2.8.3)$$



Hình 2.50. Chuyển mạch điện $R_p L_p$ mắc song song sang mạch RL mắc nối tiếp tương đương.

Hệ số Q cho bởi

$$Q = \frac{R_p}{\omega L_p} \quad (2.8.4)$$

Với $Q \gg 1$, $R_p \gg \omega L_p$, thì

$$r = \frac{\omega^2 L_p^2}{R_p} \quad (2.8.5)$$

và

$$L \approx L_p \quad (2.8.6)$$

từ mạch tương đương c,

$$Q = \frac{R'}{\omega L'} \quad (2.8.7)$$

Do đó

$$R' = 25\omega L' = 20k\Omega. \quad (2.8.8)$$

Trở kháng, R'' , có hai thành phần như được vẽ ở bước b, $n^2 R_l$ mắc song song với R' :

$$n^2 R_l = 10^2 \times 250 = 25k\Omega \quad (2.8.9)$$

Do đó

$$\frac{25R'}{(25 + R')} = 20. \quad (2.9.10)$$

Suy ra

$$R' = 100k\Omega \quad (2.8.11)$$

Sử dụng phương trình (2.8.1) với $R_p = R'$ có

$$r = 6,4\Omega \quad (2.8.12)$$

(d) hệ số Q của riêng cuộn cảm là

$$Q_0 = \frac{\omega L}{r} = 125. \quad (2.8.13)$$

2.9. ANTEN

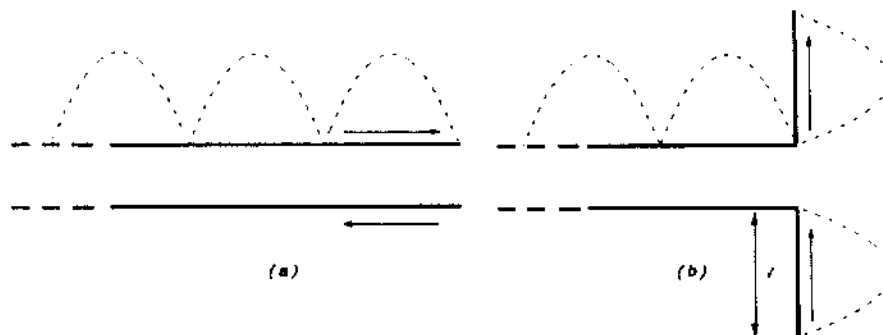
Anten có rất nhiều hình dạng vật lý khác nhau, từ anten “roi” được sử dụng cho xe hơi, rồi anten “tai thò” dùng cho tivi cho tới đĩa parabol viba sử dụng trong thông tin vệ tinh. Chỉ có một số loại anten thông dụng được dùng để phục vụ cho các tín hiệu quảng bá. Anten là một bộ xử lý tín hiệu cuối cùng ở đầu ra máy phát và đầu tiên ở đầu vào máy thu. Anten có rất nhiều hình dạng, kích thước và độ phức tạp, phụ thuộc vào tần số làm việc và đồ thị bức xạ yêu cầu.

Thông tin vô tuyến trong không gian tự do hoàn toàn có thể thực hiện được bởi vì, khi một dòng điện xoay chiều chảy trong một vật dẫn, thành phần năng lượng tổn hao dưới dạng bức xạ điện từ vào không gian tự do. Đối với dòng điện tần số thấp, “tổn hao” bức xạ rất nhỏ, nhưng khi tần số tăng, tổn hao vật liệu có thể xuất hiện. Đối với việc thiết kế một anten mục đích là để xây dựng một cấu trúc mà nó sẽ làm tối đa hoá năng lượng bức xạ theo một hướng hoặc toàn bộ một vùng địa lý.

Một ví dụ thông thường để minh hoạ một anten bức xạ năng lượng như thế nào được cho bởi một vật thể nổi trên mặt nước vào ngày lặng gió. Để phục vụ cho mục đích của việc mô tả này ta giả thiết vật thể là một trái bóng. Nếu ta cho một người treo trên một chiếc cần trục ở bên trên trái bóng để chìm từ từ trái bóng vào nước và thả nó ra từ từ khi đó năng lượng sẽ thoát ra từ từ khi nó được thả ra và tổn hao rất ít. Nếu người đó tăng tần số chìm và thả trái bóng thì phần năng lượng tổn hao sẽ tăng lên do việc tạo ra sóng từ trái bóng. Tại điểm bất kỳ trên bề mặt sẽ xác định một mối quan hệ tỉ lệ nghịch với khoảng cách tới trái bóng. Một điều phải thừa nhận đó là sóng trên mặt nước là sóng mặt (hai chiều) trái lại sóng tạo ra bởi anten là ba chiều. Tốc độ truyền của sóng vô tuyến bằng với tốc độ ánh sáng ($c = 3 \times 10^8$ m/s). Bước sóng và tần số có quan hệ với nhau cho bởi:

$$\lambda f = c \quad (2.9.1)$$

với λ là bước sóng tính bằng met và f là tần số tính bằng Hz. Vector bức xạ điện từ E và H vuông góc nhau và chỉ hướng truyền sóng. Việc nghiên cứu chi tiết về thiết kế anten vượt quá khuôn khổ của cuốn sách này và độc giả quan tâm có thể tham khảo các cuốn sách phù hợp với chủ đề này. Do đó ở đây chỉ thảo luận về yếu tố chất lượng.

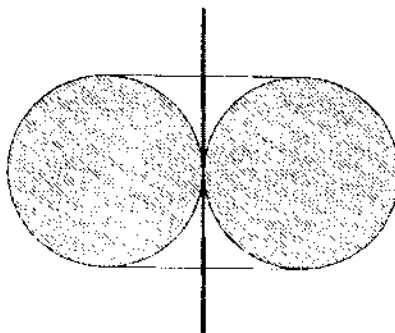


Hình 2.51. (a) Mô hình dòng điện sóng đứng trên một đường truyền đối xứng hồ mạch.
(b) Mô hình dòng điện sóng đứng khi đường truyền được gấp lại tại điểm có $l = \lambda/2$ để tạo thành một lưỡng cực.

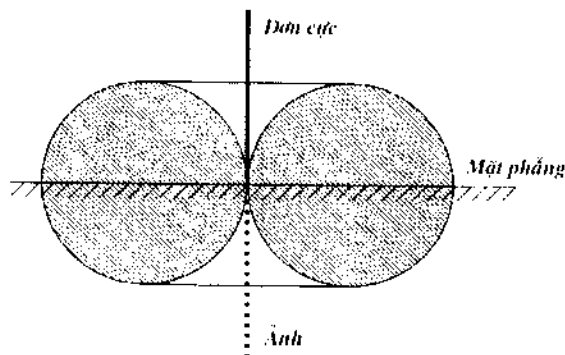
2.9.1. Mô hình bức xạ của một lưỡng cực cách ly

Một cách đơn giản để hiểu rõ nguyên lý hoạt động của một lưỡng cực là bắt đầu từ một đường truyền đối xứng hở mạch. Một đường truyền như vậy sẽ có một phân bố dòng điện sóng đứng theo hướng ngược lại bởi vậy sẽ bức xạ từ cấu trúc sẽ là rất nhỏ. Hình 2.51 (a) biểu diễn đường truyền và mô hình sóng đứng. Giả thiết rằng đường kính của vật dẫn là vô cùng nhỏ so với bước sóng của tín hiệu được truyền. Nếu đường truyền được bẻ gấp sang bên phải như được vẽ ở Hình 2.51(b), cấu trúc trúc được gọi là một lưỡng cực và nó có phân bố dòng điện như trên hình vẽ. Khi dòng điện theo hướng ngược lại là thành phần rất nhỏ, chúng sẽ tác động lẫn nhau và do đó lưỡng cực là một bộ bức xạ sóng điện từ rất tốt.

Nếu giả thiết rằng $2l = \lambda/2$, khi đó lưỡng cực được gọi là một lưỡng cực nửa sóng. Trường của lưỡng cực nửa sóng được vẽ bởi một đường tròn tiếp xúc với trục lưỡng cực tại điểm giữa. Trong không gian ba chiều, đồ thị có dạng như một chiếc bánh rán như vẽ trên hình 2.52. Bây giờ ta giả thiết rằng $l \ll \lambda/2$; lưỡng cực được gọi là một lưỡng cực ngắn và đồ thị trường cũng có dạng chiếc bánh rán nhưng bẹt dọc hơi bị méo một chút như thể là nó bị nén theo chiều dọc.



Hình 2.52. Mô hình bức xạ của một lưỡng cực nửa sóng cách ly.



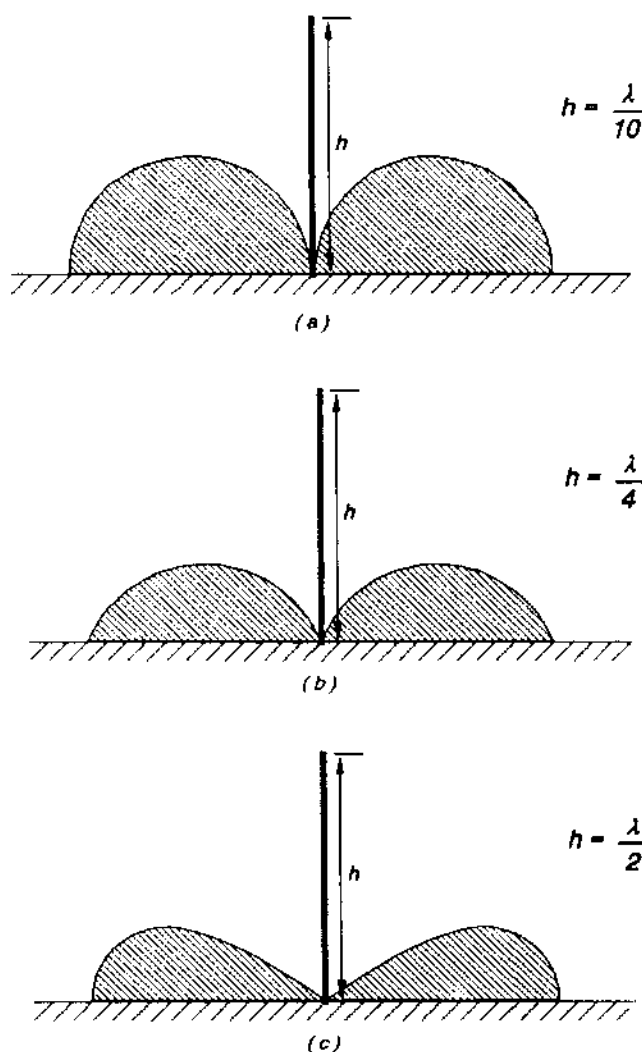
Hình 2.53. Đồ thị biểu diễn lưỡng cực nửa sóng có thể được thay thế bằng một anten đơn cực và một mặt phẳng dẫn điện (mặt đất) như thế nào.

2.9.2. Anten đơn cực hay nửa lưỡng cực

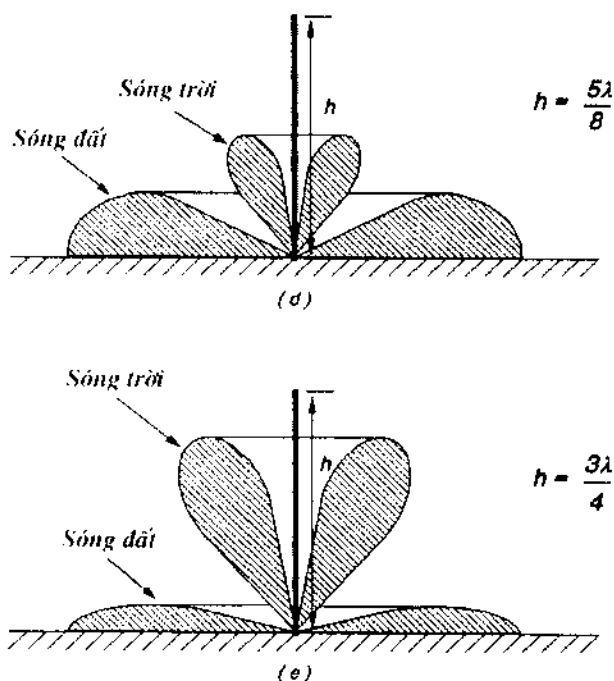
Các phương trình mô tả “hành vi” của lưỡng cực cách ly được sử dụng bằng việc thay đổi một chút chúng. Đối với anten đơn cực hoặc nửa lưỡng cực bằng cách giả thiết rằng bề mặt trái đất tại vị trí đặt anten dẫn điện lý tưởng. Điều này cho phép việc nghiên cứu anten đơn cực và ảnh của nó trên mặt đất như đối với một lưỡng cực. Hình 2.53 biểu diễn một anten đơn cực và ảnh của nó. Hình minh họa này của anten không thực tế bằng của lưỡng cực cách ly.

2.9.3. Đồ thị trường của một anten đất thẳng đứng

Đồ thị trường E được phát ra bởi một anten đất thẳng đứng hoàn toàn giống với anten đơn cực mặc dù mặt đất không hoàn toàn dẫn điện lý tưởng. Hình 2.54 (a)–(e) là chuỗi đồ thị biểu diễn đồ thị trường gần đúng mong muốn khi độ cao anten đất thẳng đứng thay đổi. Chú ý rằng độ cao được đo bằng độ dài bước sóng của tín hiệu được bức xạ.



Hình 2.54.



Hình 2.54. (a) Đồ thị bức xạ khi h xấp xỉ bằng $\lambda/10$. (b) Đồ thị bức xạ khi h xấp xỉ bằng $\lambda/4$. Chú ý sự kéo dài ra một chút của đồ thị dọc theo mặt đất. (c) Đồ thị bức xạ bị méo nhiều hơn khi h tăng lên xấp xỉ $\lambda/2$. (d) Khi h gần bằng $5\lambda/8$, sóng đất bị kéo dài hơn nữa sóng trời xuất hiện. (e) với h xấp xỉ bằng $3\lambda/4$, sóng trời tăng đáng kể trong khi sóng đất suy giảm.

2.10. PHÂN LOẠI BĂNG TẦN VÔ TUYẾN ĐIỀU BIÊN

Các tần số vô tuyến điều biên được nhóm lại thành ba dải theo bước sóng của các tần số sóng mang của chúng. Tần số sóng mang được chọn phụ thuộc vào phạm vi khoảng cách giữa đài phát thanh và thính giả.

1. **Sóng dài (tần số thấp).** Tất cả việc truyền dẫn mà tần số sóng mang của chúng nhỏ hơn 400 kHz nói chung được phân loại là sóng dài. Tại tần số 100 kHz, một anten một phần tư sóng sẽ có chiều cao 750 mét. Một anten như vậy đặt ra một vấn đề như là nguy cơ đổ do gió lớn, và gây nguy hiểm cho các máy bay tầm thấp. Do đó các đài phát thanh sóng dài sử dụng một anten ngắn kiểu điện từ. Tất nhiên nó sẽ giới hạn phạm vi phủ sóng trong khoảng vài chục km, bởi vì đối với anten ngắn chỉ có sóng đất.
2. **Sóng trung.** Các tần số sóng mang nằm trong dải 300 kHz + 3 MHz được coi là sóng trung. Độ cao của anten trở nên dễ điều chỉnh hơn và khả năng sử dụng sóng trời để tăng cự ly phát sóng là điều thực tế. Nói chung, sóng trung được sử dụng cho phát thanh khu vực.
3. **Sóng ngắn.** Sóng ngắn nói chung là các tần số nằm trong dải giữa 3MHz và 30MHz. Độ dài bước sóng được xét nằm giữa 100 mét và 1 mét. Cấu trúc anten có thể được chế

tạo để cho các đặc tính hướng tính nhất định. Hầu hết năng lượng được chuyển thành sóng trời và tín hiệu có thể được phản xạ qua lại giữa các lớp khí quyển (lớp khí ion hoá quanh trái đất) để tới được các máy thu ở nửa vòng trái đất. Một vấn đề khó khăn mắc phải trong việc truyền dẫn sóng ngắn, đó là, tín hiệu truyền đi bị suy yếu dần theo thời gian. Hiện tượng này gây ra bởi nhiều tín hiệu tại nhiều hướng cùng đến máy thu. Rõ ràng, nếu hai tín hiệu cùng tới máy thu tại hai hướng khác nhau trong khi pha của chúng sai khác nhau 180° chúng sẽ triệt tiêu lẫn nhau. Tầng khí quyển đôi khi trải qua sự nhiễu loạn nghiêm trọng mà nguyên nhân chính là do sự bức xạ từ mặt trời. Do đó việc truyền dẫn sóng ngắn tốt nhất là vào các giờ ban đêm.

CÂU HỎI ÔN TẬP

2.1 Một nguồn áp lý tưởng có một tín hiệu bao gồm một sóng mang dạng sin có tần số 1MHz biên độ được điều chế bằng một tín hiệu sin có tần số 20 kHz với độ sâu điều chế 100% và được đưa tới một mạch cộng hưởng LC mắc nối tiếp. Tụ điện có giá trị 100 pF và được giả thiết là không tổn hao. Hệ số Q của mạch là 100. Tính các thông số sau:

- (a) Giá trị điện cảm yêu cầu để dò tín hiệu.
- (b) Độ sâu điều chế của dòng điện chảy trong mạch
- (c) Thảo luận các nguyên nhân làm thay đổi độ sâu điều chế ở phần (c), với điều kiện bất kỳ.

2.2 Trong một máy phát AM, khi sóng mang không được điều chế thì dòng điện chảy trong anten bằng 7,5 A. Khi cung cấp một tín hiệu điều chế dạng sin thì dòng điện tăng lên 8,25 A. Tính:

- (a) Độ sâu điều chế.
- (b) Dòng điện chảy trong anten khi độ sâu điều chế bằng 65%.

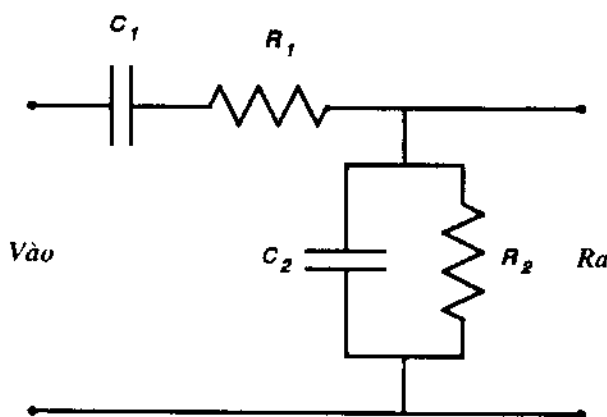
2.3 Một mạch điện hồi tiếp có $\beta = (8,0 + j4,0) \times 10^{-3}$ được mắc vào một bộ khuếch đại và tạo thành một mạch dao động dạng sin. Tính hệ số khuếch đại và di pha của bộ khuếch đại. Thiết kế một mạch điện có thể tạo nên chức năng hồi tiếp và nêu cách nối nó vào bộ khuếch đại như thế nào. Tần số của bộ khuếch đại bằng $100/2\pi$ kHz và giả thiết rằng nó có trở kháng vào cao và trở kháng ra thấp.

2.4 Chứng minh rằng khi một nguồn có emf bằng E V và trở kháng trong $Z_s = R_s + jX_s$ được nối vào tải có trở kháng $Z_L + jX_L$, công suất cực đại đưa đến tải khi:

- (a) $R_s = R_L$
- (b) $X_s = -X_L$.

Một tải trở kháng $1150\ \Omega$ được mắc vào cuộn thứ cấp của một biến áp. Cảm kháng của cuộn dây là 80 mH và hệ số Q bằng 32 . Cuộn sơ cấp của biến áp có các đặc tuyến lý tưởng và nó được mắc vào nguồn điện áp nối tiếp qua một tụ điện C_1 . Tần số của nguồn áp là $20 \times 10^3\text{ Hz}$ và trở kháng trong bằng $142\ \Omega$. Xác định giá trị tụ C_1 và hồ cảm của hai cuộn dây để công suất nhận được ở tải là lớn nhất.

- 2.5** Chổi quét của một chiết áp được di chuyển tuyến tính lập đi lập lại tại các thời điểm giữa 25% và 75% tương ứng với tần số 6 Hz . Một tín hiệu điện áp $V_m = 10\cos\omega_0 t$ được đưa vào hai đầu của chiết áp. Phác hoạ dạng điện áp qua chổi quét tương ứng với một trong các đầu của chiết áp khi $\omega_c = 2\pi 60\text{ rad/s}$. Xuất phát từ một biểu thức tổng quát cho tất cả các tần số hiện tại và xác định biên độ của thành phần lớn nhất hiện tại khác so với ω_c .



Hình 2.55.

- 2.6** Một nguồn tín hiệu dạng sin có thể được biểu diễn dưới dạng một nguồn áp lý tưởng có biên độ đỉnh bằng 1 V mắc nối tiếp với một điện trở $600\ \Omega$. Nguồn điện này được dùng để điều khiển một bộ khuếch đại transistor đơn chế độ A được ghép tới một điện trở tải $10\ \Omega$ bằng một biến áp. Việc thiết kế một bộ khuếch đại được cho bởi một nguồn điện 12 V DC và yêu cầu bộ khuếch đại cho công suất ra lớn nhất. β của transistor bằng 100 và tần số thấp nhất quan tâm bằng 20 Hz . Dòng dc tại cực góp của transistor không vượt quá 2 mA .

Tính hệ số khuếch đại công suất theo dB, giả thiết rằng 0 dB là trạng thái khi nguồn được nối trực tiếp vào tải.

- 2.7** Chứng minh rằng một bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại điện áp là A và hệ số hồi tiếp bằng β sẽ dao động khi $|\beta A| = 1$. Cần các điều kiện gì để có dao động dạng sin? Mạch điện hồi tiếp sử dụng trong bộ dao động như vẽ ở hình 2.55

Giả thiết rằng bộ khuếch đại điện áp lý tưởng, xuất phát từ một biểu thức có:

(a) tần số dao động

(b) hệ số tăng ích của bộ khuếch đại

Xác định (a) và (b) nếu $C_1 = C_2 = 1000 \text{ pF}$ và $R_1 = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$.

2.8 Tải của một bộ khuếch đại chế độ C được ghép qua một biến áp không tổn hao có tỉ số 10:1, và nó được điều hưởng tới tần số $250/2\pi \text{ kHz}$. Công suất trung bình tiêu thụ trên tải ở tần số này là 250 mW . Tải bộ khuếch đại bằng 50Ω và hệ số tải Q của cuộn sơ cấp với tải được chuyển sang cuộn thứ cấp bằng 25. Tính các thông số sau:

- (a) cảm kháng cuộn sơ cấp
- (b) cảm kháng cuộn thứ cấp
- (c) dung kháng yêu cầu để điều hưởng cuộn sơ cấp
- (d) tần số mà tại đó công suất ra sẽ đạt 125 mW
- (e) băng thông tại -3dB của bộ khuếch đại
- (f) nguồn điện áp DC nhỏ nhất yêu cầu ?

Trình bày cách chuyển một bộ khuếch đại thành một bộ nhân tần với hệ số nhân bằng 2 như thế nào? Cần phải có điều kiện gì để đạt được hệ số nhân lớn hơn ?

MÁY THU THANH ĐIỀU BIÊN

3.1 LỜI MỞ ĐẦU

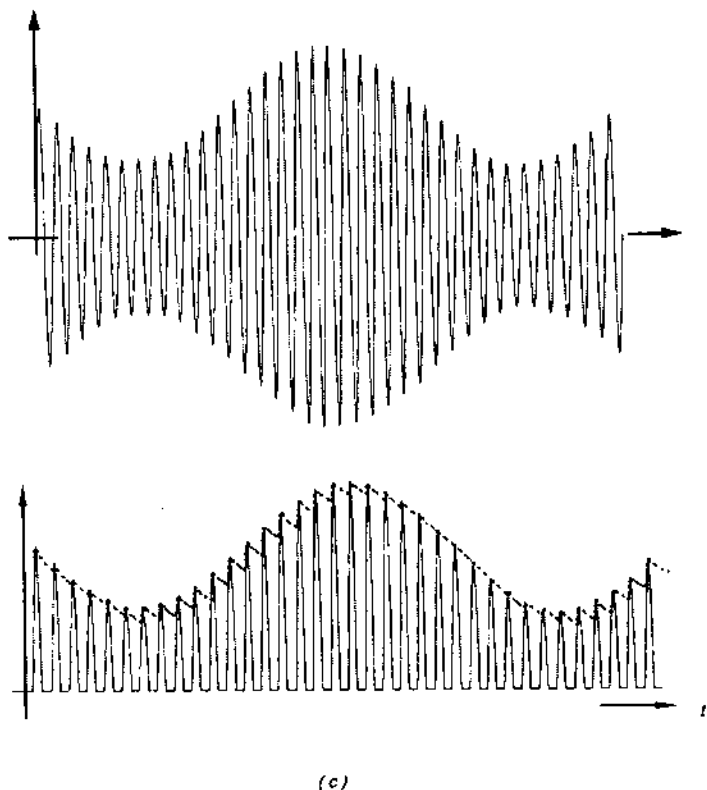
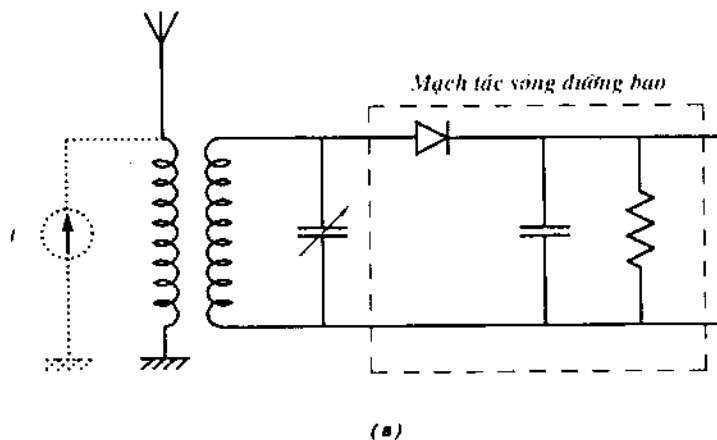
Nhiều điện từ gây ra bởi máy phát được phát đi từ anten phát và lan truyền trong không gian với vận tốc ánh sáng như đã mô tả ở chương 2. Nếu sóng điện từ bắt gặp một vật dẫn thì trên vật dẫn đó sẽ xuất hiện dòng điện. Cường độ dòng điện phụ thuộc vào cường độ trường điện từ, kích thước, hình dạng của vật dẫn và sự định hướng của vật dẫn so với chiều truyền lan của sóng điện từ. Vật dẫn sẽ hấp thụ một phần năng lượng của sóng điện từ và do vậy nó sẽ hoạt động giống như một anten thu. Tuy nhiên, sóng điện từ phát ra từ những máy phát khác cũng có tác dụng sinh ra dòng điện trên anten. Hai chức năng cơ bản của máy thu radio là:

- (1) Tách ra được tín hiệu mong muốn nhận được từ những tín hiệu khác mà anten thu được.
- (2) Khôi phục lại được “*thông điệp*” đã được điều chế vào sóng mang của máy phát.

3.2 MÁY THU CƠ BẢN: THIẾT KẾ HỆ THỐNG

Để tách được tín hiệu yêu cầu từ những tín hiệu khác mà anten thu được, ta sử dụng một bộ lọc thông dải quanh tần số sóng mang, có dải thông đủ lớn để chứa được biên tần trên và biên tần dưới, với hệ số Q đủ lớn thì tất cả các sóng mang khác cùng các biên tần của nó sẽ bị suy giảm đi và không còn khả năng gây nhiễu. Cách đơn giản nhất để thực hiện điều này là sử dụng một mạch điều hưởng LC mà tần số cộng hưởng của nó chính là tần số sóng mang.

Để khôi phục lại “*thông điệp*” được gửi tới, ta cần có một mạch điện sao cho mạch điện đó lọc ra được đường bao biên độ của sóng mang. Mạch điện như vậy được gọi là mạch tách sóng đường bao, nó bao gồm một diode và một mạch RC mắc song song như ở hình 3.1(a).



Hình 3.1. (a) Mạch tách sóng đường bao. Diode chỉnh lưu sóng AM và mạch LC sinh ra đường bao với độ gợn sóng nhỏ. (b) Tín hiệu vào mạch tách sóng đường bao. (c) Tín hiệu ra từ mạch tách sóng.

Khi điện áp của dạng sóng đường bao tăng thì độ gợn sóng lớn hơn khi điện áp này giảm. Nếu hằng số thời gian càng lớn thì độ gợn sóng càng nhỏ, tuy nhiên điều này làm tăng khả năng điện áp ra sẽ khác dạng đường bao khi điện áp dạng sóng vào đang giảm do sự cắt theo đường chéo. Trên thực tế, tần số sóng mang rất lớn so với tần số điều chế do vậy độ gợn sóng nhỏ hơn rất nhiều so với trong hình vẽ.

Tín hiệu đi vào mạch được biểu thị một cách thích hợp nhất là bằng một nguồn dòng lý tưởng được nối với cuộn sơ cấp của biến áp. Nguồn dòng lý tưởng này biểu thị tất cả các dòng điện trên anten do tất cả các trạm phát tín hiệu quảng bá trong không gian đưa tới. Các

tín hiệu được đưa vào mạch điều hưởng LC ghép song song, mạch này sẽ chọn ra và làm tăng biên độ của tín hiệu nào có tần số sóng mang giống với tần số cộng hưởng của mạch LC. Trong hình 3.1(b) ta thấy rằng chỉ có tín hiệu điều chế đã được cộng hưởng mới xuất hiện ở đầu vào của mạch tách sóng.

Do diode chỉ thông khi điện áp ở anode cao hơn so với catode nên chỉ có phần dương của tín hiệu xuất hiện trên điện trở ra. Bởi vì tụ điện được mắc song song với điện trở nên khi diode thông, tụ điện được nạp đến giá trị đỉnh của điện áp, khi điện áp vào thấp hơn điện áp đã nạp trên tụ, diode sẽ bị ngắt và tụ sẽ phóng điện qua điện trở với điện áp suy giảm theo hàm mũ.

Với sự lựa chọn hằng số thời gian RC một cách chính xác dạng sóng của điện áp ra sẽ như trong hình 3.1(c). Dạng sóng này thực chất là đường bao của tín hiệu sóng mang với độ gọn sóng bằng với tần số sóng mang. Có thể dùng bộ lọc thông thấp để loại bỏ những gọn sóng này.

Mạch điện trong hình 3.1(a) đã được sử dụng khá tốt như một máy thu trong thực tế với điện trở R được thay thế bằng một tai nghe trở kháng cao. Nhưng chắc chắn rằng một mạch điện đơn giản như vậy sẽ có những hạn chế. Năng lượng trong mạch được cung cấp hoàn toàn từ phía phát và hiển nhiên là nó ở mức rất thấp, nhất là khi khoảng cách giữa phía phát và phía thu tăng lên, hơn nữa khả năng triệt tín hiệu nhiễu từ các máy phát khác của mạch điều hưởng LC là có hạn do vậy một máy thu như thế sẽ phải chịu nhiễu lớn từ các máy phát khác. Những hạn chế này có thể được khắc phục bằng cách sử dụng cấu hình máy thu đổi tần được mô tả dưới đây.

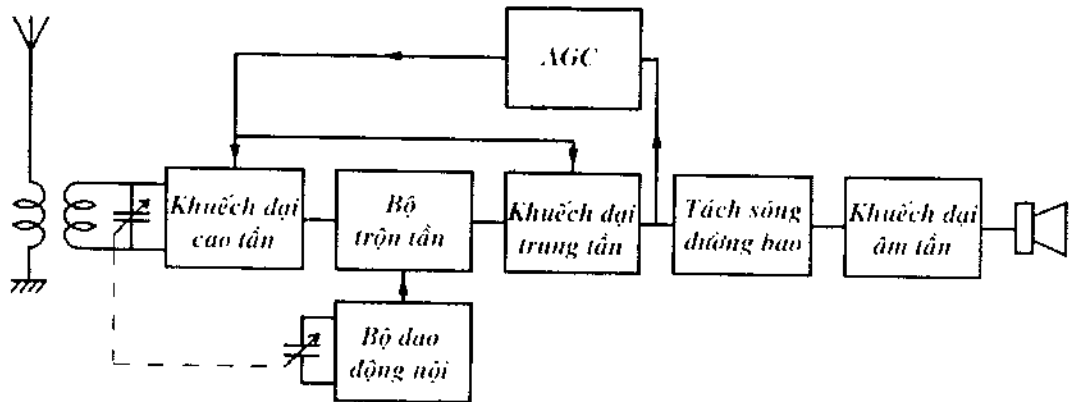
3.3 MÁY THU ĐỔI TẦN: THIẾT KẾ HỆ THỐNG

Máy thu radio đổi tần nhận tín hiệu cao tần và biến đổi nó thành một tần số cố định gọi là tần số trung tần (IF), khi đó sẽ dễ dàng hơn để thực hiện việc lọc nhiễu đồng thời cung cấp một chút độ lợi về công suất hoặc khuếch đại thành tín hiệu mong muốn.

Sơ đồ khối thông thường của một máy thu đổi tần AM được biểu diễn như trong hình 3.2. Trên anten bao gồm các dòng điện từ các máy phát khác nhau phát tới nó. Bước đầu là sử dụng một mạch điều hưởng khuếch đại tần số cao tần để làm tăng tín hiệu sóng mang mong muốn và các biên của nó. Máy thu được thiết kế sao cho bộ khuếch đại cao tần có khả năng điều chỉnh tần số bằng cách thay đổi giá trị của tụ điện trong mạch điều hưởng. Tụ điện này được ghép cơ khí hoặc “gộp” với một tụ điện khác là một bộ phận hình thành nên mạch dao động nội.

Tần số của bộ dao động nội và tần số đưa đến mạch khuếch đại cao tần đã điều hưởng được lựa chọn theo cách như sau: giá trị của bộ tụ thay đổi nhưng chúng duy trì sự sai khác cố định giữa hai tần số trên. Tín hiệu ra từ bộ dao động nội và bộ khuếch đại cao tần được

đưa vào bộ trộn tần. Thực chất bộ trộn tần nhân hai tín hiệu trên với nhau và cho ra một tín hiệu bao gồm tổng và hiệu của hai tần số đưa vào. Do sự sai khác giữa tín hiệu cao tần thu được và tần số dao động nội được cố định lại nên hiệu của chúng là một số không đổi và giá trị này tương ứng với giá trị của bộ tụ đã bị thay đổi.



Hình 3.2 Sơ đồ khối của máy thu đối tần, tự điều chỉnh cao tần được gộp với tụ quy định tần số của bộ dao động nội. Trong một máy thu AM thông thường tần số dao động nội luôn lớn hơn tần số cộng hưởng của mạch khuếch đại cao tần là 445KHz trên toàn dải tần có thể điều chỉnh.

Tín hiệu ra từ bộ trộn tần được đưa vào bộ khuếch đại trung tần, bộ khuếch đại trung tần được thiết kế để lọc ra hiệu tần trên cùng với các biên tần của nó đồng thời làm suy giảm tất cả các tần số khác hiện có. Khi hiệu tần được cố định lại (với các đài radio FM, tần số trung tần là 445KHz) yêu cầu về bộ lọc phải tương đối dễ thiết kế và phải có đặc tuyến ngưỡng rõ ràng.

Đầu ra của bộ khuếch đại trung tần gồm tần số trung tần và hai biên tần của nó được đưa tới mạch tách sóng đường bao. Mạch tách sóng đường bao sẽ loại bỏ tần số trung tần, giữ lại tín hiệu âm tần, tín hiệu này được khuếch đại qua mạch khuếch đại âm tần tới mức có thể đưa ra loa.

Rõ ràng sẽ có sự khác biệt lớn giữa tín hiệu thu được từ những trạm phát mạnh, ở gần và trạm phát yếu, ở xa. Để giảm thiểu sự khác biệt này một mạch tự điều chỉnh (AGC) được sử dụng để điều chỉnh tín hiệu đưa vào mạch tách sóng đường bao tới một giá trị định trước. Bước xử lý đáng quan tâm nhất trong hệ thống là ở bộ trộn tần. Có hai kiểu bộ trộn tần cơ bản là bộ nhân tương tự và kiểu chuyển mạch. Bộ nhân tần tương tự nhân tín hiệu cao tần và tín hiệu dao động nội, do vậy, khi tín hiệu sóng mang đã được điều chế là:

$$i_m(t) = A(1 + k \sin \omega_x t) \sin \omega_c t \quad (3.3.1)$$

và tín hiệu dao động nội là:

$$i_o(t) = B \sin \omega_L t \quad (3.3.2)$$

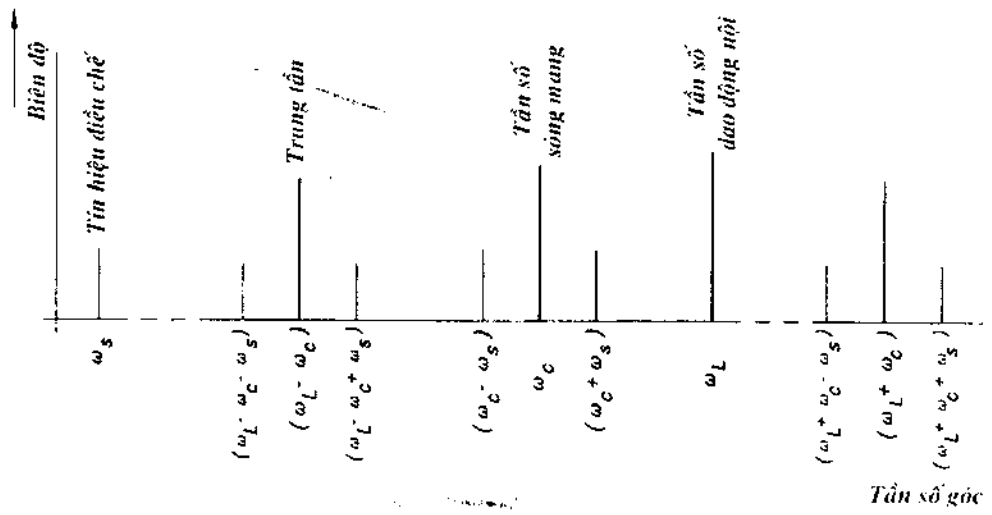
thì tín hiệu ra của bộ trộn tần là:

$$i(t) = A(1 + k \sin \omega_s t) \sin \omega_c t \times B \sin \omega_L t \quad (3.3.3)$$

$$i(t) = \frac{1}{2} AB(1 + k \sin \omega_s t) [\cos(\omega_L - \omega_c)t - \cos(\omega_L + \omega_c)t] \quad (3.3.4)$$

$$i(t) = \frac{1}{2} AB [\cos(\omega_L - \omega_c)t - \cos(\omega_L + \omega_c)t + k \sin \omega_s t \cos(\omega_L - \omega_c)t - k \sin \omega_s t \cos(\omega_L + \omega_c)t] \quad (3.3.5)$$

$$i(t) = \frac{1}{2} AB \left\{ \cos(\omega_L - \omega_c)t - \cos(\omega_L + \omega_c)t + \frac{1}{2} k [\sin(\omega_L - \omega_c - \omega_s)t + \sin(\omega_L - \omega_c + \omega_s)t] - \frac{1}{2} k [\sin(\omega_L + \omega_c - \omega_s)t + \sin(\omega_L + \omega_c + \omega_s)t] \right\} \quad (3.3.6)$$



Hình 3.3. Biểu diễn phổ tần số.

Phổ tần của biểu thức (3.3.6) được biểu diễn ở hình 3.3. Lưu ý đây là biểu thức đã được đơn giản hoá để cho rõ ràng hơn. Sự hình thành tích số trong biểu thức (3.3.3) không phải là một quá trình chính xác và nó có xu hướng tạo ra nhiều tần số do những sóng hài phụ và sóng hài bậc cao hơn có trong tín hiệu cao tần và tín hiệu dao động nội. Tín hiệu cao tần

và tín hiệu dao động nội được biểu thị rõ ở đầu ra. Điều quan trọng là loại bỏ tất cả những tín hiệu không mong muốn ra khỏi băng tần trung tần và làm biên độ của chúng suy giảm xuống rất thấp. Có thể thấy được rằng sự trộn tần sẽ đem lại thêm hai sóng mang và các biên tần của chúng, hai sóng mang này có tần số tương ứng với tổng ($\omega_L + \omega_C$) và hiệu ($\omega_L - \omega_C$) giữa tín hiệu dao động nội và các tần số sóng mang.

Lúc này tín hiệu hiệu tần-mong muốn (trung tần) có thể được lọc nhờ tầng lọc trung tần của máy thu. Chú ý rằng hoạt động của bộ trộn tần không làm ảnh hưởng đến các biên tần. Để làm rõ sự biến đổi của tín hiệu xảy ra trong toàn bộ hệ thống, băng AM quảng bá ($600\text{KHz} \div 1600\text{KHz}$) được dùng làm ví dụ trong bảng 3.1. Bộ trộn tần đặt ra hai vấn đề trực tiếp là sự lựa chọn tần số dao động nội và chiến lược thiết kế của bản thân bộ trộn tần.

Bảng 3.1

	Cao tần (KHz)	
	Giới hạn tần số thấp	Giới hạn tần số cao
Tín hiệu đến	600 ± 5	1600 ± 5
Tần số dao động nội, f_L	$600 + 455 = 1055$	$1600 + 455 = 2055$
Tần số trung tần, f_k	455	455
Tần số ảnh ^a , f_{im}	$1055 + 455 = 1510$	$2055 + 455 = 2510$
Đầu ra bộ khuếch đại trung tần, $f_k \pm f_s$	455 ± 5	455 ± 5
Mạch tách sóng đường bao, f_s	$0 \div 5$	$0 \div 5$

"Tần số ảnh là tần số của tín hiệu không mong muốn, đó là tần số khi được kết hợp với tín hiệu dao động nội sẽ cho ra tần số trung tần. Bộ khuếch đại cao tần thông thường có thể triệt được tần số ảnh nhưng việc này sẽ gặp khó khăn nếu tín hiệu mong muốn thu được rất yếu còn tín hiệu ảnh lại rất mạnh."

- (1) Qua bảng 3.1 có thể thấy được rằng tần số dao động nội được chọn sao cho nó cao hơn tín hiệu cao tần thu. Có nhiều lý do tốt để thực hiện việc này. Tỷ số giữa giá trị cực đại và cực tiểu của điện dung yêu cầu để có thể điều chỉnh dao động nội trên toàn dải phát quảng bá là 3.79 trong trường hợp chọn tần số dao động nội cao hơn tần số cao tần thu được. Ngược lại, nếu chọn tần số dao động nội thấp hơn tỷ số trên sẽ là 62.4. Sẽ rất khó để chế tạo một biến dung như vậy với độ dung sai thích hợp.
- (2) Sự trộn tần đã sớm được đề cập đến và được xem như việc nhân tương tự. Tuy nhiên hoạt động chính xác của một bộ nhân tương tự là một vấn đề quan trọng. Một bộ nhân tương tự thô sơ có thể được thực hiện bằng cách sử dụng một thiết bị có đặc tuyến điện áp-dòng điện là không tuyến tính. Một diode tiếp giáp p-n thông thường có thể được dùng để thực hiện việc này. Tín hiệu ra nhận được tương tự như đã trình bày trong mục 2.6.1 và sẽ không nhắc lại ở đây nữa.

Bộ trộn tần kiểu chuyển mạch sử dụng một diode hoặc một transistor mang dòng điện tỷ lệ với tín hiệu cao tần và sẽ chuyển nó từ trạng thái này sang trạng thái khác tại tần số dao động nội.

3.4 NHỮNG THÀNH PHẦN CƠ BẢN CỦA MÁY THU ĐỔI TẦN

3.4.1 Anten thu

Anten của máy thu AM có nhiều dạng như thanh Ferit trong hầu hết các máy thu xách tay, anten roi ở ô tô, anten thu ngoài trời gồm một vài mét dây được căng giữa hai cột. Nói chung anten càng dài và đặt càng cao thì nó cảm ứng những tín hiệu điện từ từ những máy phát càng mạnh. Mức tín hiệu thu được từ anten có thể biến đổi từ vài micro vôn tới vài vôn phụ thuộc vào khoảng cách từ máy phát, công suất của máy phát, kích thước của anten thu và hướng của nó tới trạm phát. Do sự thăng giáng lớn của tín hiệu vào anten nên một bộ khuếch đại với hệ số khuếch đại cố định sẽ thường xuyên hoặc không cung cấp đủ tín hiệu cho bộ trộn tần hoặc sẽ bị quá tải do vậy nó sẽ đưa ra những tần số không mong muốn. Để đảm bảo có thể thu từ hầu hết các trạm phát quảng bá, hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại phải được điều khiển tự động bởi chính tín hiệu tới anten—tín hiệu đến càng yếu thì hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại cao tần phải càng lớn.

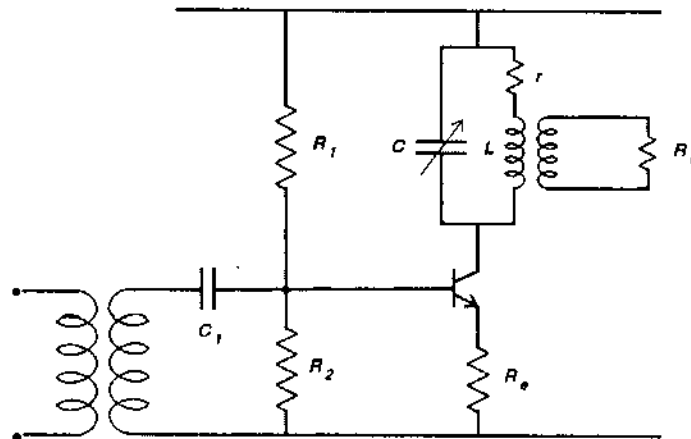
Tín hiệu vào từ anten được ghép tới đầu vào của bộ khuếch đại cao tần bằng một biến áp cao tần. Biến áp này được hình thành từ hai cuộn dây, mỗi cuộn gồm một số vòng dây cuốn chồng lên nhau, chúng có thể có hoặc không có lõi ferit. Điều quan tâm chủ yếu khi thiết kế biến áp cao tần là làm sao cho độ tự cảm của cuộn sơ cấp đủ lớn để đảm bảo rằng tín hiệu cần thu ở tần số thấp nhất cũng không bị suy giảm quá mức. Khi tín hiệu tần số biến đổi từ 600 đến 1600 KHz thì không cần phải điều chỉnh biến áp.

3.4.2 Bộ khuếch đại tín hiệu cao tần công suất thấp

Điện áp vào bộ khuếch đại nhỏ cỡ micro vôn còn tín hiệu cung cấp cho bộ giải điều chế thường là cỡ vôn, do vậy bộ khuếch đại phải có hệ số khuếch đại lớn. Một bộ khuếch đại nhiều tầng được sử dụng để thu được hệ số khuếch đại cần thiết. Một số tầng khuếch đại có thể được đặt trước bộ trộn tần, theo cách này chúng được gọi là tầng khuếch đại cao tần, còn nếu được đặt ở sau bộ trộn tần thì chúng được gọi là tầng khuếch đại trung tần. Tầng khuếch đại cao tần thường được thiết kế sao cho có hệ số khuếch đại vừa phải còn tầng khuếch đại trung tần có hệ số khuếch đại cao. Cả hai bộ khuếch đại cao tần và trung tần đều là những bộ khuếch đại băng hẹp. Có thể thấy rõ điều này qua việc tính toán hệ số Q cho hai bộ khuếch đại. Thông thường băng thông của đài radio AM là 0 đến 5 KHz nên cả hai bộ khuếch đại cao tần và trung tần phải có băng thông ít nhất là 10 KHz.

Hệ số Q của bộ khuếch đại cao tần ở tần số thấp nhất của dải phát thanh quảng bá (600 KHz) là 60 và ở tần số cao nhất của dải là 160, hệ số Q của bộ khuếch đại trung tần (tần số

trung tâm là 455 KHz) là 45. Sự hoạt động của bộ khuếch đại cao tần có hệ số Q cao sẽ gây ra lệch nghiêm trọng với bộ dao động nội và cũng sẽ dẫn đến sự suy giảm quá mức ở các rìa của biên tần. Ở bộ khuếch đại cao tần, hệ số Q khoảng 10 được sử dụng cho những mục đích thực tế, còn phần lớn những vấn đề còn lại là do cấp lọc trung tần đảm nhiệm. Vấn đề về một tần số trung tâm cố định trong việc thiết kế bộ lọc trung tần là dễ dàng thực hiện được và có thể đạt được độ chính xác cao hơn ở cấp cao tần do tần số trung tâm của dải lọc thay đổi khi tụ điều hướng được thay đổi. Mặc dù có sự khác nhau giữa hệ số Q của bộ khuếch đại cao tần và trung tần nhưng chúng vẫn có đủ những điểm chung cho cùng một nguyên lý hoạt động tổng quát và điều này được lợi dụng để thiết kế chúng.



Hình 3.4. Bộ khuếch đại cao tần có hệ số khuếch đại cố định.

Mức biến đổi rộng của tín hiệu cao tần vào và sự tự điều chỉnh cần thiết của mạch khuếch đại cao tần đã sớm được quan tâm. Tín hiệu cao tần đến thường được khuếch đại lên một mức cố định để thu được tín hiệu điều khiển cho hệ số khuếch đại của những bộ khuếch đại sau đó. Bộ khuếch đại cao tần có hệ số khuếch đại cố định được biểu thị ở hình 3.4. Mặc dù thấy rằng trong mạch sử dụng một transistor lưỡng cực nhưng ở đây cũng có thể dùng một transistor hiệu ứng trường. Tải góp là một mạch cộng hưởng song song LC trong đó điện dung của tụ có thể thay đổi được. Tụ này được ghép cơ khí với tụ điều khiển tần số của bộ dao động nội do vậy khi điện dung của nó bị thay đổi thì hiệu giữa tần số cộng hưởng của mạch cộng hưởng song song LC và tần số dao động nội luôn không đổi và bằng tần số trung tâm (455 kHz).

Có thể thấy rằng mạch điện trên phải chịu những tác động tương tự như mạch điện nhân tần đã trình bày trong hình 2.21. Sự khác nhau là mạch nhân tần làm việc ở chế độ C còn mạch khuếch đại cao tần làm việc ở chế độ A, tải tiêu thụ của bộ khuếch đại có thể được ghép với mạch góp thông qua một biến áp, theo cách này cuộn cảm trong mạch góp trở thành cuộn sơ cấp của biến áp. Tải này cũng có thể được ghép thông qua một tụ điện. Trong

cả hai trường hợp tải có thể được biểu thị bằng một điện trở R_L mắc song song với mạch điều hưởng.

Để đơn giản hoá việc phân tích mạch, điện trở dây cuốn r được chuyển đổi thành một điện trở tương đương R_p (hình 2.50).

$$R_p = \frac{\omega^2 L_p^2}{r} \quad (3.4.1)$$

với:

$$L_p = L \quad (3.4.2)$$

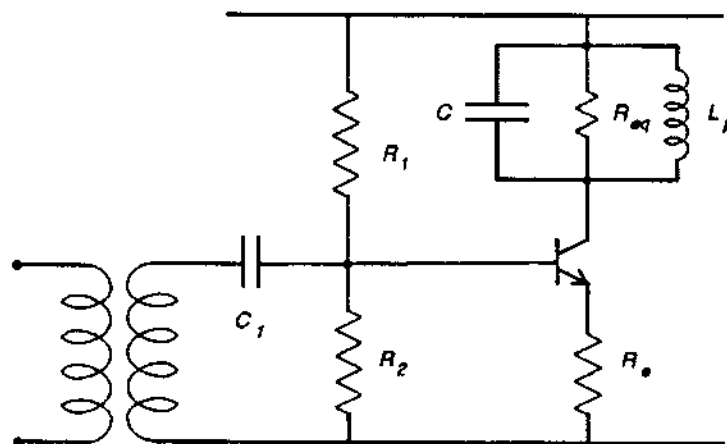
Khi hệ số $Q \gg 1$

Tải R_L của bộ khuếch đại được kết hợp song song với R_p để trở thành tải góp. Mạch điện tương đương được trình bày ở hình 3.5, trong đó:

$$R_{eq} = R_p // n^2 R_L \quad (3.4.3)$$

Từ hình 3.5 có thể thấy rằng:

- (1) Điện trở cực phát không được bỏ qua để thay thế bằng một tụ điện.
- (2) Ở tần số cộng hưởng, mạch song song LC trong mạch góp sẽ giống như một mạch hở. Tải cực góp tương đương là R_{eq} .
- (3) Do cuộn cảm được nối trực tiếp giữa $+V_{cc}$ và collector nên điện áp một chiều trên cực góp là $+V_{cc}$.



Hình 3.5. Bộ khuếch đại đã trình bày trong hình 3.4 với tải biến áp được chuyển đổi sang sơ cấp và được kết hợp với điện trở cuộn dây r .

Ưu điểm chính của việc không bỏ qua R_e là hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại được định rõ bởi tỷ số của trở kháng tải giữa cực góp và cực phát, trong trường hợp này là R_{eq}/R_e và đó là sự độc lập thực chất của các thông số của transistor như hệ số khuếch đại dòng và độ dẫn truyền. Các bước thiết kế một bộ khuếch đại được minh họa ở ví dụ dưới đây.

Ví dụ 3.4.1: Bộ khuếch đại tín hiệu cao tần công suất thấp

Anten của một máy thu thanh AM (600 đến 1600 KHz) cung cấp điện áp đỉnh 100mV tới đầu vào của mạch khuếch đại cao tần với tín hiệu điều chế có dạng sin, chỉ số điều chế là đồng nhất và tần số cao tần là 600KHz. Điện áp một chiều cấp là +6V và hệ số khuếch đại yêu cầu là 20. Tải khuếch đại được biểu thị bằng trở kháng vào của mạch tự điều chỉnh là 10 K Ω bao gồm cả phần ghép dung kháng. Tụ biến dung được sử dụng trong mạch điều hướng (và được ghép với tụ sử dụng trong bộ dao động nội) có giá trị lớn nhất là 250pF và nhỏ nhất là 25pF. Hệ số Q yêu cầu vào khoảng 50 và hệ số khuếch đại dòng của transistor là 100. Hãy thiết kế một bộ khuếch đại thỏa mãn các yêu cầu trên.

Lời giải:

Cảm kháng của cuộn dây điều hướng được tính theo công thức

$$L = \frac{1}{\omega^2 C}$$

với $\omega = 2\pi \times 600 \times 10^3$ và $C = 250 \text{ pF}$ ta có

$$L = 281 \mu\text{H}$$

Với $\omega = 2\pi \times 600 \times 10^3$ thì điện dung cần thiết để điều chỉnh bộ khuếch đại là

$$C = 35.2 \text{ pF}$$

Sự kết hợp giữa L và C có thể được sử dụng để điều chỉnh bộ khuếch đại tới bất kỳ tần số nào trên dải AM quảng bá.

Điện trở của cuộn dây:

$$r = \frac{\omega L}{Q} = 21.2 \Omega$$

Điện trở song song tương đương :

$$R_p = \frac{\omega^2 L_p^2}{r} = 52.9 \text{ K}\Omega$$

Kết hợp R_p với điện trở tải $10\text{ k}\Omega$ ta được :

$$R_{eq} = 8.41\text{ K}\Omega$$

Hệ số Q mạch cực góp phải đảm nhận là :

$$Q_L = \frac{R_{eq}}{\omega L} = 7.94$$

Hệ số Q tương đối thấp sẽ đảm bảo rằng các rìa biên tần không phải chịu sự suy giảm mạnh. Ở tần số cộng hưởng, mạch LC ở cực góp như một mạch hở. Do đó tải cực góp tương đương là R_{eq}

Điện trở cực phát:

$$R_e = \frac{R_{eq}}{\text{Hệ số khuếch đại}}$$

Điện áp ra là $100\text{mV} \times 20 = 2\text{V}$ (đỉnh) và dòng điện sinh ra trên tải $10\text{ k}\Omega$ là 0.2mA (đỉnh).

Để đảm bảo rằng bộ khuếch đại có đủ khả năng cung cấp dòng xoay chiều 0.2mA cho tải, dòng một chiều trên cực góp phải lớn gấp 10 lần dòng trên tải, 2mA . Điện áp một chiều ở cực phát và cực gốc sẽ tương ứng là $V_e = 0.84$ và $V_b = 1.54\text{V}$. Điện áp một chiều trên cực góp vẫn là 6V . Rõ ràng rằng bộ khuếch đại sẽ ở chế độ bão hoà khi điện áp cực góp giảm đến giá trị nhỏ nhất 1.34V ($V_e + 0.5$) và ở chế độ cắt khi điện áp cực góp là 12V . Khi tín hiệu ở cực góp chỉ là $\pm 2\text{V}$, điện áp tĩnh ở giá trị là 6V thì tín hiệu sẽ không có nguy cơ bị cắt ở cực góp.

Dòng cực gốc một chiều là:

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = 20\mu\text{A}$$

giá trị của R_1 và R_2 được chọn để có dòng $10I_b$ chỉ với điện áp 1.54V ở cực gốc của transistor. Ta có

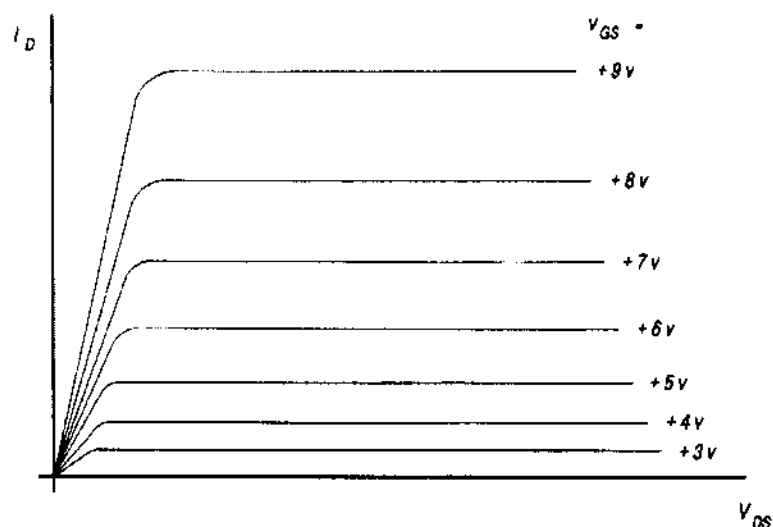
$$R_1 = 22.3\text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 7.7\text{ k}\Omega$$

Tụ điện ghép được chọn sao cho ở tần số thấp nhất của tín hiệu cần thu điện kháng của nó nhỏ không đáng kể so với tải.

3.4.3 Bộ biến đổi tần số hay bộ trộn tần

Có hai cách tiếp cận riêng biệt để thiết kế một bộ trộn tần. Thứ nhất là dựa trên việc nhân tương tự tín hiệu cao tần với tín hiệu dao động nội. Thứ hai là sử dụng tín hiệu dao động nội để khoá các phần dương và âm của tín hiệu cao tần, theo cách này bộ dao động phải cho ra sóng vuông.



Hình 3.6. Đặc tuyến cơ bản của MOSFET kênh n, chế độ cải tiến.

3.4.3.1 Bộ trộn tần tương tự

Như đã nói trước đây, việc nhân tương tự đơn giản có thể được thực hiện bởi một phần tử phi tuyến ví dụ như một diode tiếp giáp p-n được biểu thị qua biểu thức gần đúng :

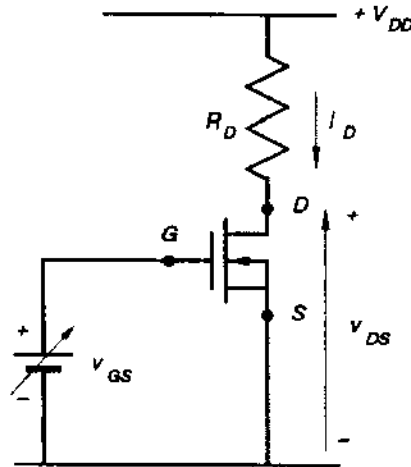
$$i = a_1 v + a_2 v^2 + \dots \quad (3.4.4)$$

Bộ trộn tần sử dụng diode cung cấp tín hiệu ở đầu ra với sự suy hao đáng kể. Trong thực tế tồn tại một số sơ đồ khác nhau, một số sử dụng những diode đầu ra đơn hoặc đầu ra vi sai.

Nếu sử dụng bộ trộn tần “tích cực” có thể đạt được độ khuếch đại đáng kể trong quá trình trộn. Bộ trộn tần tích cực hay được sử dụng dùng một transistor hiệu ứng trường tiếp xúc kim loại–oxit–bán dẫn kiểu cổng kép (MOSFET). Những lợi điểm của thiết kế này bao gồm sự yêu cầu năng lượng thấp từ bộ dao động nội và cải thiện sự cách ly giữa anten thu với bộ dao động nội. Sự cách ly giữa anten thu với bộ dao động nội sẽ đảm bảo độ phát xạ nhỏ nhất của tín hiệu dao động nội và do vậy sẽ giảm thiểu nhiễu với các thiết bị điện tử khác.

Để hiểu rõ quá trình thiết kế, cần phải bắt đầu với đặc tuyến dòng điện cực máng (i_D)–điện áp cực máng–cực nguồn (V_{DS}) của MOSFET kênh n, chế độ suy giảm

được biểu diễn ở hình 3.6. Có thể thấy rằng đặc tuyến này tương tự với đặc tuyến của BJT trừ dòng máng bị điều khiển bởi điện áp cực cổng-cực nguồn. Một bộ khuếch đại cực nguồn chung cơ bản được biểu diễn ở hình 3.7.



Hình 3.7. Sơ đồ phân cực thông thường cho bộ khuếch đại MOSFET nguồn chung.

Áp dụng KVL vào dòng máng :

$$V_{DD} = i_D R_D + v_{DS} \quad (3.4.5)$$

hay :

$$i_D = \left(\frac{1}{R_D} \right) V_{DD} - \left(\frac{1}{R_D} \right) v_{DS} \quad (3.4.6)$$

Khi phương trình (3.4.6) được vẽ trên đặc tuyến của FET ở hình 3.6 nó là đường thẳng có độ dốc là $(-1/R_D)$, phần đường thẳng bị chặn trên trục x cho bởi v_{DS} tương ứng với V_{DD} và trên trục y là $i_b = V_{DD}/R_D$. Đây chính là đường tải mô tả đáp ứng của bộ khuếch đại.

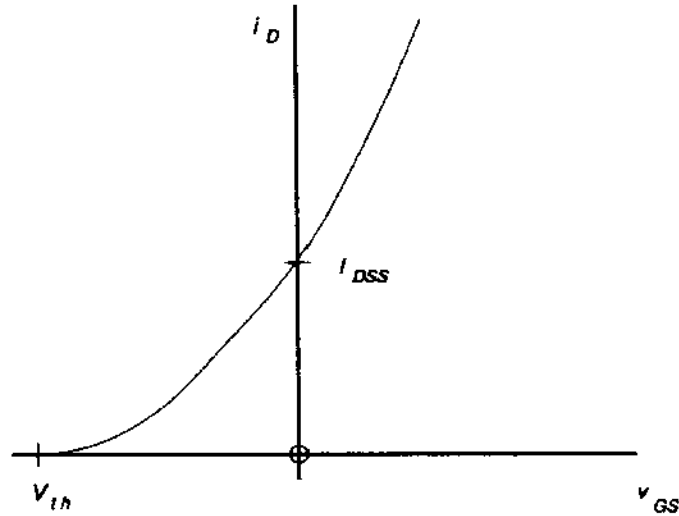
Khi thiết kế một bộ khuếch đại, điều cần thiết là chọn điểm phân cực V_{GS} dọc trên đường tải và tín hiệu vào v_{gs} để bộ khuếch đại sẽ ở trong vùng “tích cực”. Điều này được thực hiện bằng cách đảm bảo rằng thiết bị sẽ được phân cực ở trên ngưỡng V_{th} của nó. Khi đó:

$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs} \quad (3.4.7)$$

Và quan hệ giữa i_D với v_{GS} được lấy xấp xỉ:

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_{th}} \right)^2 \quad (3.4.8)$$

V_{th} và I_{DSS} được định nghĩa qua hình 3.8.



Hình 3.8 Đặc tuyến $I_D - V_{GS}$ đặc trưng của MOSFET kênh n, chế độ suy giảm bao gồm điện áp ngưỡng V_{th} và dòng máng - nguồn bão hoà, I_{DSS}

Thế phương trình (3.4.7) vào (3.4.8) ta có:

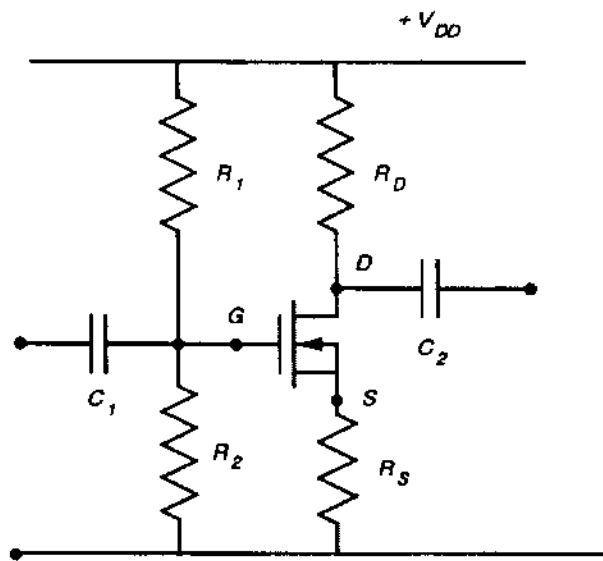
$$i_D = I_{DSS} \left[\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{th}}\right)^2 - 2\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{th}}\right)\left(\frac{v_{gs}}{V_{th}}\right) + \left(\frac{v_{gs}}{V_{th}}\right)^2 \right] \quad (3.4.9)$$

Hạng thức thứ nhất $(1 - V_{GS}/V_{th})$ biểu thị thành phần một chiều của dòng máng. Hạng thức thứ hai $2(1 - V_{GS}/V_{th})(v_{gs}/V_{th})$ là dòng xoay chiều tỉ lệ với tín hiệu điện áp vào và biểu thị tín hiệu ra mong muốn. Hạng thức thứ ba $(v_{gs}/V_{th})^2$ biểu thị tính phi tuyến không mong muốn. Tuy nhiên đó lại là yếu tố đầu ra được mong muốn về mặt thiết kế một bộ trộn.

Giá trị tương đối của hạng thức này có thể làm tăng lên được bằng cách làm cho tín hiệu đầu vào v_{gs} lớn lên. Tuy nhiên, khi phương trình (3.4.8) là xấp xỉ thì việc làm cho v_{gs} quá lớn có thể tạo ra những tín hiệu giả và có thể gây nhiễu với tín hiệu muốn thu.

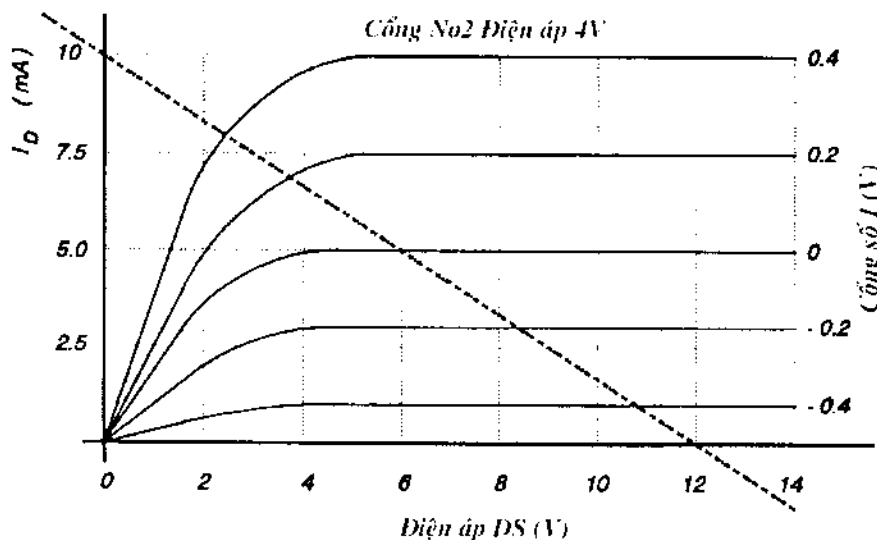
Một bộ khuếch đại thực tế dùng MOSFET được trình bày như trong hình 3.9. MOSFET dùng trong mạch là loại kênh n, chế độ cải tiến, R_1 và R_2 được chọn để giữ cho điện áp cực cổng ở một giá trị lớn hơn điện áp cực nguồn. R_s được sử dụng một phần để ổn định điểm phân cực một chiều và một phần để giảm sự phụ thuộc của hệ số khuếch đại vào các thông số khác của thiết bị. Nhìn chung các thông số của thiết bị bán dẫn thay đổi rất nhiều giữa các thiết bị do vậy cần phải kiểm soát được những thông số đó trong quá trình thiết kế. Khi thiết bị bán dẫn được sử dụng để thiết kế mạch, yêu cầu các phần tử của mạch phải có tính dung sai rất nhỏ. Đây là tiêu chuẩn tốt để thiết kế và tin tưởng vào tỉ số giữa các phần tử thụ động hơn là vào các thông số giá trị của bản thân các phần tử, ví dụ như với các

điện trở. Trong trường hợp này có thể thấy được rằng hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại bằng với tỉ số giữa trở kháng cực máng Z_D và điện trở cực nguồn R_S .



Hình 3.9. Bộ khuếch đại MOSFET thực tế hơn so với trong hình 3.7.

Khi bộ trộn tần có hai đầu tín hiệu tần số vào, một số vấn đề nảy sinh như sự “lôi kéo” tần số và tín hiệu dao động nội hồi tiếp qua anten, những vấn đề này có thể khắc phục bằng cách đảm bảo sự cách li tốt giữa hai nguồn tín hiệu trên. Độ cách ly cao có thể đạt được bằng cách sử dụng một MOSFET công kép. Quá trình thiết kế được minh họa rõ qua ví dụ sau:

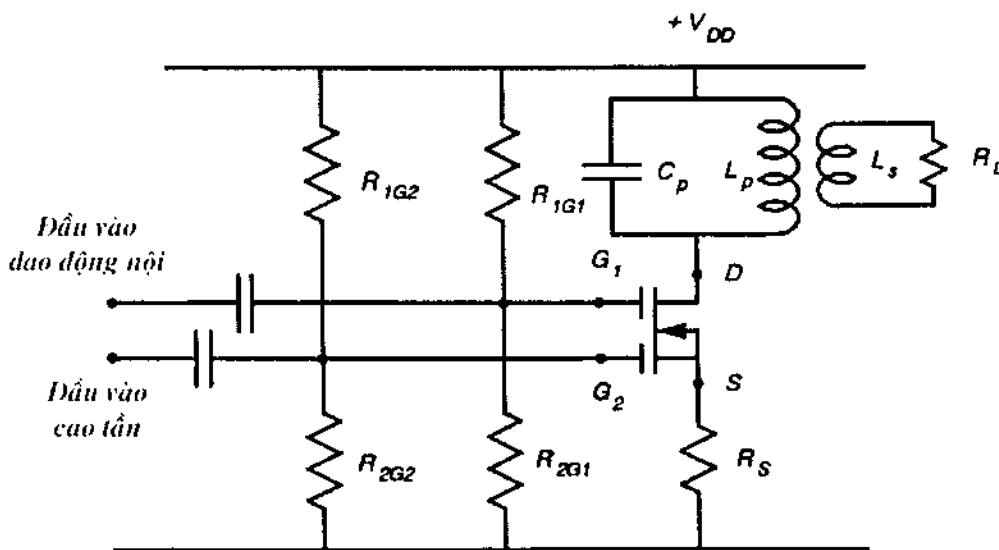


Hình 3.10 Đặc tuyến cực máng của MOSFET kênh n, công kép được sử dụng trong ví dụ 3.4.2.

Ví dụ 3.4.2 Bộ trộn tần. Thiết kế một bộ trộn tần cho máy thu radio AM, sử dụng MOSFET cổng kép, kênh n, chế độ suy giảm, các đặc tuyến đã được cho ở hình 3.10. Các thông số cho trước:

- (1) Nguồn cung cấp: $V_{DD} = 12V$
- (2) Dòng phân cực máng: $I_D = 5mA$
- (3) Cảm kháng của cuộn sơ cấp biến áp cực máng, $L_p = 250\mu H$
- (4) Tần số trung tâm trên đầu ra (trung tần) là 455KHz
- (5) Độ rộng băng tần là -3dB hay 20KHz
- (6) Tỉ số biến áp là 10:1

Bộ trộn tần cần phải nhận giá trị điện trở tải là bao nhiêu, cho rằng điện trở của cả cuộn sơ cấp và thứ cấp là nhỏ không đáng kể.



Hình 3.11 Bộ trộn tần điện hình sử dụng MOSFET kênh n, cổng kép

Giải: Sơ đồ mạch điện phù hợp cho bộ trộn như trong hình 3.11, điện dung yêu cầu để điều hưởng cực máng tới 455KHz được cho bởi:

$$\omega^2 = \frac{1}{L_p C_p} \quad (3.4.10)$$

$$C_p = \frac{1}{\omega^2 L_p} = \frac{1}{(2\pi \times 455 \times 10^3)^2 \times 250 \times 10^{-6}} = 489 pF \quad (3.4.11)$$

Sự liên hệ của băng thông Δf với tần số trung tâm được thể hiện qua biểu thức sau :

$$Q_0 = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{455 \times 10^3}{20 \times 10^3} = 22.75 \quad (3.4.12)$$

Trở kháng tải $n^2 R_L$ được chuyển đổi sang sơ cấp sẽ được nối song song với L_p . Q_0 hình thành nên một mạch LR song song và có giá trị là :

$$Q_0 = \frac{n^2 R_L}{\omega L_p} = 22.75 \quad (3.4.13)$$

$$n^2 R_L = 2\pi \times 445 \times 10^3 \times 250 \times 10^{-6} \times 22.75 \quad (3.4.14)$$

Do đó:

$$R_L = 162\Omega$$

Từ đặc tuyến của thiết bị đã cho ở hình 3.10. Xác định vị trí của điểm có $V_{DS} = V_{DD} = 12V$, đường thẳng đi qua hai điểm trên định ra một điểm trên đường thẳng biểu thị độ rộng dải động của dòng máng $I_D = 5mA$. Đường tải có thể được vẽ như đã thấy. Từ độ dốc của đường tải, thấy được rằng tải yêu cầu là $1,2 k\Omega$. Với bộ khuếch đại cực nguồn chung, tải này thông thường được mắc nối tiếp với cực máng. Tuy nhiên, xét trên phương diện một chiều, cực máng được ngắn mạch với V_{DD} (qua cuộn cảm L_p). Có thể phân cực một cách hợp lý cho thiết bị bằng cách mắc điện trở $1.2K\Omega$ nối tiếp với nguồn, do đó chọn:

$$R_S = 1.2k\Omega \quad (3.4.15)$$

Với dòng máng $5mA$, điện áp cực nguồn sẽ là:

$$V_S = 1.2 \times 10^3 \times 5 \times 10^{-3} = 6V \quad (3.4.16)$$

Khi không có dòng vào cực cổng, giá trị của hai điện trở là tùy ý và được chọn lớn ở mức có thể. Tuy nhiên:

$$R_{1G2} : R_{2G2} = 2 : 10$$

Chọn $R_{2G2} = 100K\Omega$, do đó $R_{1G2} = 20K\Omega$. Hai tụ điện C_1, C_2 được chọn sao cho trở kháng của chúng tương ứng đối với tín hiệu cao tần và tín hiệu dao động nội là không đáng kể. Mạch cộng hưởng song song ở cực máng được điều hưởng ở tần số trung tần do vậy tải cực máng là:

$$n^2 R_L = 16.26 \times 10^3 \Omega \quad (3.4.17)$$

Hệ số khuếch đại của tầng khuếch đại xấp xỉ bằng:

$$\frac{n^2 R_L}{R_S} = 13.6 = 22.6 \text{ dB} \quad (3.4.18)$$

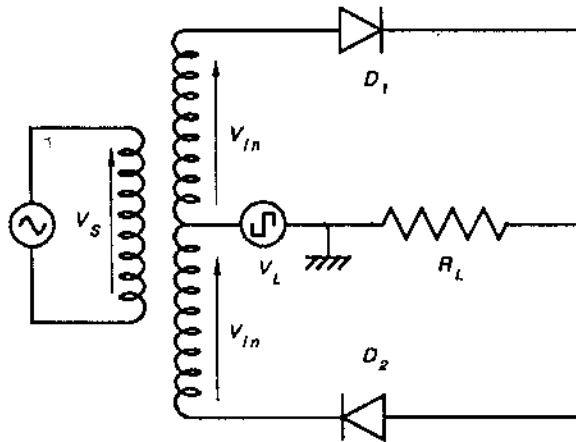
Điều này không giống như hệ số khuếch đại của bộ trộn tần được định nghĩa như sau:

$$10 \log_{10} \left(\frac{CS_{\text{trung_tan}}}{CS_{\text{cao_tan}}} \right) \text{ dB} \quad (3.4.19)$$

Trong mạch điện thực tế, mức tín hiệu tương đối của cả tín hiệu cao tần và tín hiệu dao động nội sẽ được điều chỉnh để tối ưu hoá tín hiệu trung tần.

3.4.3.2 Bộ trộn tần kiểu chuyển mạch

Sơ đồ mạch của một bộ trộn kiểu chuyển mạch đơn giản nhất được thấy ở hình 3.12 [2]. Tín hiệu cao tần V_S có dạng sin.



Hình 3.12. Mạch điện của bộ trộn tần kiểu chuyển mạch

Đầu ra của bộ dao động nội V_L là dạng sóng vuông có tần số lớn hơn tần số tín hiệu radio. Sóng vuông được định nghĩa như sau:

$$g(t) = 1 \text{ với } 0 > t > \frac{T}{2} \quad (3.4.20)$$

$$g(t) = -1 \text{ với } \frac{T}{2} > t > T \quad (3.4.21)$$

Giả thiết rằng các diode là lý tưởng và V_L lớn hơn V_{in} , khi $V_L > 0$ diode D_1 thông và D_2 ngắt:

$$V_0 = V_L + V_m \quad (3.4.22)$$

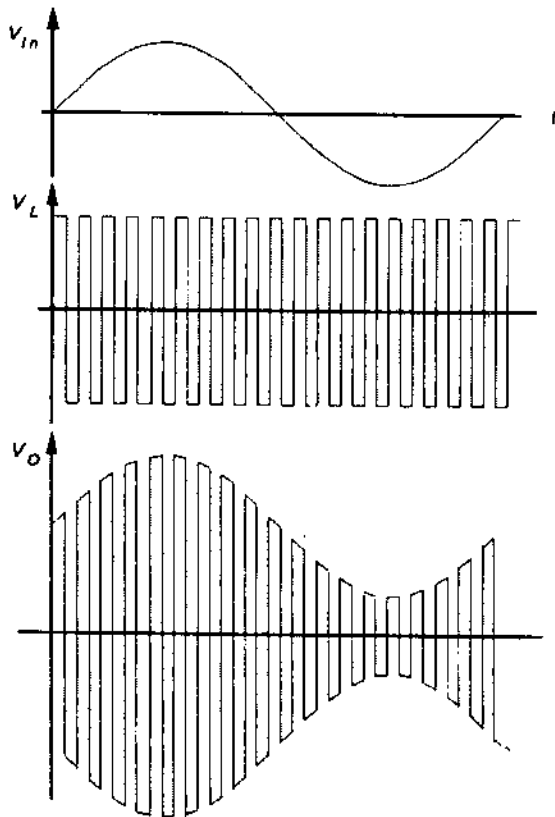
Và khi $V_L < 0$, diode D_1 ngắt và D_2 thông

$$V_0 = -(V_L + V_m) \quad (3.4.23)$$

Điện áp ra sẽ là:

$$V_0 = V_L + V_m g(t) \quad (3.4.24)$$

Điều này có thể được thấy rõ qua ví dụ ở hình 3.13.



Hình 3.13 Dạng sóng của các tín hiệu vào V_m , V_L và tín hiệu ra V_0 .

Sóng vuông $g(t)$ có thể được biểu thị qua các số hạng của chuỗi Fourier như sau:

$$g(t) = \frac{4}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_f t}{2n+1} \quad (3.4.25)$$

Mặt khác do

$$V_m = A \sin \omega t \quad (3.4.26)$$

Do vậy:

$$V_{in}g(t) = \frac{2A}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos[(2n+1)\omega_t - \omega_c]t - \cos[(2n+1)\omega_t + \omega_c]t}{2n+1} \quad (3.4.27)$$

Đầu ra của bộ trộn bao gồm tần số dao động nội cùng với số những hài tổng và hiệu giữa tín hiệu dao động nội và tín hiệu cao tần. Thành phần tần số mong muốn có thể được lọc ra ở tầng lọc trung tần đi cùng bộ trộn.

Nếu biểu thức sóng mang AM được dùng thay thế vào phương trình (3.4.25), có thể chứng minh được rằng hoạt động trộn tần duy trì sự liên hệ giữa tín hiệu trung tần mong muốn và các biên tần của nó.

Những nhược điểm chính của bộ trộn tần kiểu này là:

- (1) Mức tín hiệu dao động nội lớn yêu cầu từ bộ dao động nội để khoá các diode đòi hỏi công suất ra đáng kể của bộ dao động nội. Điều này dẫn đến những khó khăn khi thiết kế chúng.
- (2) Mức tín hiệu dao động nội lớn có ở đầu ra của bộ trộn có thể gây nhiễu cho quá trình lọc, đặc biệt là khi tần số dao động nội rất lớn hơn so với tần số cao tần. Do đó các tần số tổng và hiệu rất gần với nhau và gần với tần số dao động nội. Phần tín hiệu ra này có thể được loại trừ bằng cách thay đổi mạch điện trên từ đầu ra đơn thành đầu ra vi sai.

3.4.4 Tầng trung tần

Đầu ra của bộ trộn tần bao gồm vô số các tần số hình thành từ tổng và hiệu của tần số dao động nội và tần số tín hiệu cao tần cùng với các hài khác nhau của chúng. Nhiệm vụ đặt ra là phải lựa chọn được tần số ($f_{lo} - f_{rf}$) cùng với các biên tần của chúng, khuếch đại nếu cần thiết trước khi giải điều chế. Việc này có thể thực hiện nhờ một bộ lọc. Một bộ lọc lý tưởng cho mục đích này là bộ lọc có đường đặc tuyến vuông góc tức đáp ứng của bộ lọc trên toàn dải thông là bằng phẳng và dốc đứng ở rìa biên biểu thị độ suy giảm vô cùng ở bên ngoài dải thông. Hiện nhiên đặc tuyến của một bộ lọc thực tế sẽ không đặc biệt được như vậy.

Kiểu mạch chọn lọc tần số được nhắc đến nhiều là mạch điều hưởng LC. Một mạch điều hưởng LC đơn có thể có các rìa biên dốc đứng và độ suy giảm cao đối với những tín hiệu ngoài dải thông khi hệ số Q cao, tuy nhiên hệ số Q cao cũng đồng nghĩa với việc dải thông của nó rất hẹp. Việc thiết kế một bộ lọc với khả năng chọn lọc tần số trung tần cùng các biên tần của nó đồng thời khử các thành phần tần số khác bao gồm ở đầu ra của bộ trộn đến một mức độ có thể chấp nhận được không nằm trong phạm vi của cuốn sách này. Điều bạn đọc quan tâm là chọn lọc được nguồn tài liệu có nhiều thông tin trong mục sách tham khảo.

Thông thường bộ lọc được đặt giữa hai điện trở có giá trị có thể bằng hoặc không bằng nhau là điện trở cực nguồn và điện trở tải. Với các tần số trong dải thông, bộ lọc điều hợp nguồn với tải do đó sự phản xạ của tín hiệu từ tải là nhỏ nhất hay năng lượng lớn nhất được đưa tới tải. Trong dải chắn, đầu vào của bộ lọc thể hiện sự chặn tín hiệu tới một cách mạnh mẽ, do vậy hầu hết năng lượng của tín hiệu tới tải đều bị phản xạ trở lại.

Các bộ lọc có thể được phân loại như sau:

- 1. Các bộ lọc LC thụ động.** Bộ lọc loại này chỉ được hình thành nên từ các cuộn cảm và các tụ điện. Chúng được xem như không có tổn hao. Thông thường đặc tuyến của bộ lọc càng gần với đường đặc tuyến lý tưởng thì yêu cầu càng nhiều cuộn cảm và tụ điện. Các bộ lọc LC được sử dụng ở tần số khoảng 20Hz đến 500MHz. Giới hạn tần số thấp được quy định bởi hệ số Q của cuộn cảm và tần số cao được giới hạn ở mức làm cho L và C gây nhiễu loạn điện từ cho mạch. Các bộ lọc thụ động LC có thể được sử dụng ở tần số cao 40GHz, nhưng thông số của các thành phần phải được coi là các thông số phân tán. Các cuộn cảm và tụ điện được hiểu như các dây dẫn ngắn hoặc hở mạch, mạch điều hưởng LC như một bộ cộng hưởng. Biểu hiện về mặt vật lý của các thành phần trong các bộ lọc tần số cao không giống với các cuộn cảm và các tụ điện thông thường.
- 2. Bộ lọc tinh thể.** Với bộ lọc tinh thể, có thể đạt được hệ số Q rất cao, điều đó đưa ra khả năng chọn lọc cao và độ dốc sườn đặc tuyến lớn. Tuy nhiên các thông số của tinh thể không chịu sự điều khiển trực tiếp từ quá trình thiết kế một bộ lọc và do vậy bộ lọc tinh thể ít phổ biến. Các bộ lọc loại này có giới hạn tần số lên đến vài Mhz.
- 3. Bộ lọc LC tích cực.** Các bộ lọc loại này được hình thành từ những nhóm LC được phân cách bởi các bộ khuếch đại. Ưu điểm nhận được là bộ lọc có thể thu được toàn bộ độ lợi thay vì suy hao và tác dụng của bộ khuếch đại giữa các đoạn mạch L và C có thể giảm thiểu sự tác động giữa chúng làm sự điều chỉnh bộ khuếch đại trở nên dễ dàng hơn. Dải thông của các bộ khuếch đại được sử dụng có thể giới hạn phạm vi ứng dụng của các bộ lọc này ở tần số khoảng 300MHz.
- 4. Bộ lọc RC tích cực.** Những bộ lọc này được hình thành từ những điện trở, tụ điện và bộ khuếch đại thuật toán. Sự xuất hiện của các mạch điện được tích hợp đã thúc đẩy sự phát triển của loại bộ lọc này. Nhưng điều đáng tiếc là chúng chỉ được sử dụng ở những tần số thấp khoảng vài Mhz.
- 5. Bộ lọc số.** Bộ lọc số trở nên thực tế khi có sự phát triển của máy vi tính với tốc độ nhanh, bộ nhớ lớn và giá thành rẻ. Tín hiệu được lấy mẫu nhờ một bộ chuyển đổi tương tự-số. Các mẫu được chuyển đổi thành mã số và được nhân bởi một hàm có đặc tuyến ra mong muốn. Tín hiệu thu được được đưa vào bộ chuyển đổi số-tương

tự để nhận được đầu ra tương tự. Nhưng cho dù với máy vi tính tốc độ nhanh nhất bộ lọc số vẫn bị giới hạn tần số ở khoảng 50 KHz.

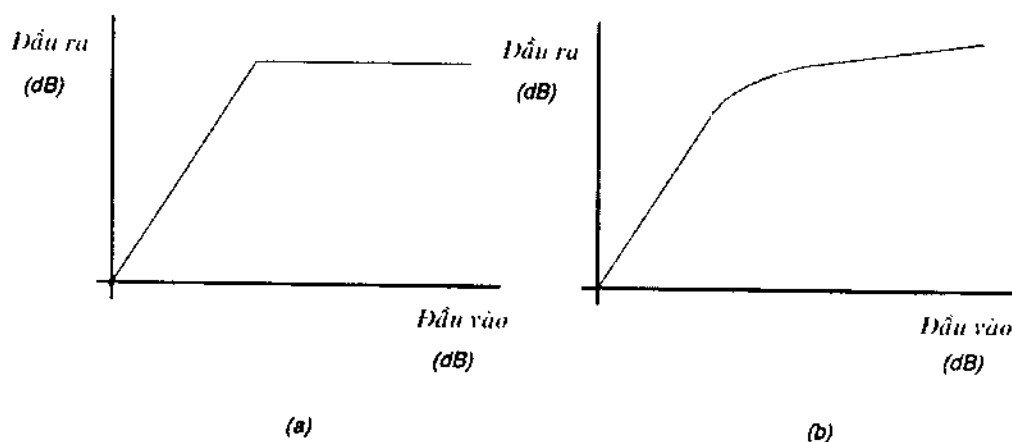
6. **Bộ lọc cơ.** Với loại bộ lọc này, tín hiệu điện được chuyển đổi thành dao động cơ nhờ một bộ chuyển đổi từ giải. Số bộ cộng hưởng ở dạng đĩa, tấm, dạng đĩa hoặc thanh rung sẽ định rõ tần số nào sẽ được truyền qua thiết bị để đến được đầu ra và tần số nào sẽ không được truyền qua. Ở đầu ra, một bộ chuyển đổi khác sẽ chuyển đổi sự dao động này trở thành tín hiệu điện. Thông thường bộ lọc cơ làm việc trong dải tần từ 50 đến 600KHz. Các bộ lọc loại này có ưu điểm là khá chính xác và giá thành rẻ.
7. **Bộ lọc sóng âm bề mặt.** Bộ lọc này thuộc loại thông dụng hơn các bộ lọc trên còn gọi là bộ lọc ngang. Với bộ lọc sóng âm bề mặt (SAW) hai bộ chuyển đổi được đặt ở hai đầu đối diện nhau của tấm vật liệu áp điện có độ bóng cao như thạch anh hoặc lithi. Khi một tín hiệu đến được đưa tới bộ chuyển đổi đầu vào, vật liệu áp điện sẽ thay đổi hình dạng vật lí và tại một tần số thích hợp sẽ làm cho sóng chạy được truyền trên bề mặt của tấm vật liệu. Tại đầu ra, sóng chạy được biến đổi ngược lại thành tín hiệu điện. Hình dạng cơ học, kích cỡ và vị trí bọc kim trên vật liệu áp điện sẽ định rõ những tần số nào sẽ được truyền qua, những tần số nào sẽ bị suy giảm. Bộ lọc SAW thông thường hoạt động ở dải tần 20 đến 500MHz.
8. **Bộ lọc tụ điện chuyển mạch.** Bộ lọc này có thể được chế tạo dễ dàng, kỹ thuật MOS được sử dụng để thu được các tụ điện, các khoá và các bộ khuếch đại thuật toán trên cùng một chip silicon. Hai khoá và một tụ điện được dùng để mô phỏng một điện trở. Lúc này có thể xây dựng một mạch điện tương đương cho hầu hết các cấu trúc bộ lọc tích cực RC. Bộ lọc tụ điện chuyển mạch thường được sử dụng khi không yêu cầu cao về độ chính xác. Tuy nhiên đặc tính của tụ chuyển mạch vẫn tiếp tục được cải tiến cũng như chúng tiếp tục là đối tượng nghiên cứu đáng quan tâm. Sự cần thiết phải khoá các tụ điện ở các tần số rất cao (những tần số giữa 30 và 40MHz) hơn tần số cao nhất có trong tín hiệu sẽ giới hạn tần số hoạt động của bộ lọc dưới mức 3MHz.

3.4.5 Mạch tự điều khuếch (AGC)

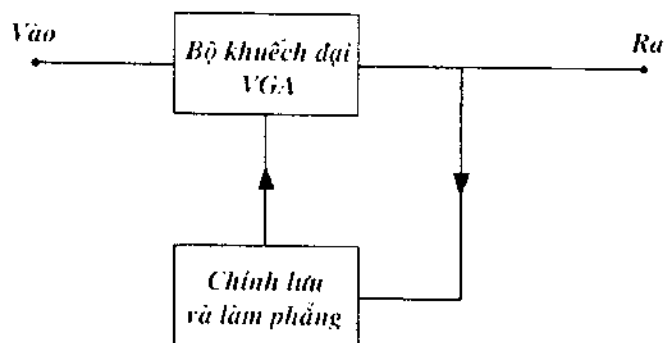
Nhiệm vụ của tự điều khuếch là đảm bảo rằng tín hiệu đến bộ giải điều chế là đủ lớn và ở trong giới hạn để sự giải điều chế có hiệu quả. Bộ tự điều khuếch thực hiện điều này bằng cách cảm nhận mức tín hiệu ở đầu vào tới bộ điều biến và điều chỉnh hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại để duy trì nó ở mức cố định. Trong thực tế không thể nâng tất cả các tín hiệu lên cùng một mức cố định và trong trường hợp nào đó nó có thể gây rắc rối khi khuếch đại cả nhiễu lên cùng mức với tín hiệu cần thu. Đặc tuyến mong muốn của mạch tự điều khuếch (AGC) được biểu diễn ở hình 3.14(a). Bên dưới điểm gãy của đặc tuyến, tín hiệu

được khuếch đại với một hệ số cố định. Bên trên điểm gãy, đầu ra được giữ ở mức không đổi. Đường đặc tuyến thực tế được thấy trong ở hình 3.14(b). Điểm gãy được làm tròn và đầu ra sẽ tiếp tục tăng mặc dù ở mức bị giới hạn.

Hệ thống con của mạch AGC bao gồm một bộ khuếch đại với hệ số khuếch đại có thể thay đổi được, hệ số khuếch đại này được điều khiển bởi điện áp hoặc dòng điện nhận được từ tín hiệu đầu ra. Sơ đồ khối của AGC được cho như ở hình 3.15.



Hình 3.14. (a) Đặc tuyến vào–ra lý tưởng của mạch tự điều chỉnh (AGC),
(b) Đặc tuyến vào–ra của mạch AGC thực tế.



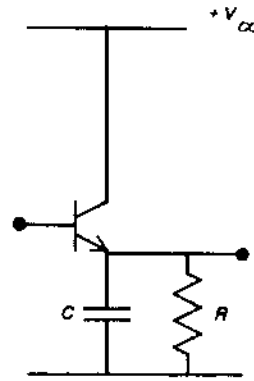
Hình 3.15. Sơ đồ khối của mạch AGC kiểu hồi tiếp.

Bộ chỉnh lưu cung cấp một tín hiệu một chiều tỉ lệ với tín hiệu xuất hiện ở đầu ra của bộ khuếch đại, tín hiệu một chiều này được hồi tiếp về bộ khuếch đại này để giữ tín hiệu ra không đổi trên một mức được định trước. Thông thường bộ khuếch đại được đặt trước bộ trộn tần do vậy sự biến đổi của tín hiệu cao tần đưa tới bộ trộn không quá rộng.

Một bộ khuếch đại thích hợp cho mạch AGC là bộ nhân tương tự cầu phương bốn trạng thái đã được nhắc đến ở mục 2.6.3. Ở hình 3.15 bộ khuếch đại cầu phương bốn trạng thái sẽ là một bộ phận của tầng cao tần với tín hiệu cao tần được đưa vào một trong hai đầu

vào của nó. Đầu vào thứ hai là tín hiệu một chiều nhận được từ tín hiệu trung tần đã được chỉnh lưu và làm phẳng, do vậy khi tín hiệu trung tần lớn thì hằng số của phép nhân nhỏ và khi tín hiệu này nhỏ thì hằng số này lớn.

Do bộ nhân tương tự cấu phương bốn trạng thái đã được nói đến nhiều trước đây nên chỉ có bộ chỉnh lưu và các hằng số thời gian có liên quan sẽ được thảo luận.



Hình 3.16 Mạch điện tạo ra sự cảm ứng nhanh và đáp ứng chậm cho điện áp điều khiển AGC.

Đặc tính chung của mạch AGC là phải có thời gian cảm ứng nhanh và thời gian đáp ứng có phần chậm hơn. Điều đó có nghĩa là hệ thống có thể bắt giữ được sự tăng đột biến của mức tín hiệu nhưng nó chiếm một thời gian dài hơn để điều chỉnh nâng hệ số khuếch đại cho những tín hiệu thấp. Bộ chỉnh lưu và hằng số thời gian phù hợp được cho ở hình 3.16.

Đầu tiên, tín hiệu điện áp dương xuất hiện trên cực base của BJT làm nó thông và tụ C được nạp rất nhanh bởi dòng cực phát rất lớn hơn so với dòng cực gốc của BJT. Do tín hiệu một chiều được yêu cầu để điều khiển sự tăng đột biến trong tín hiệu đến được hình thành thành rất nhanh. Khi tín hiệu điện áp dương bắt đầu giảm dần, tụ điện được nạp sẽ duy trì điện áp của cực phát, sự sụt áp trên cực gốc đảm bảo BJT bị ngắt. Sự phóng điện của tụ điện lúc này được điều khiển bởi điện trở mắc song song với nó. Thời gian cảm ứng của mạch có thể được làm chậm lại bằng cách nối tiếp một điện trở nhỏ với tụ điện. Thời gian cảm ứng và đáp ứng của mạch phải được định rõ bằng thực nghiệm.

3.4.6 Bộ giải điều chế

Ở đầu vào của bộ giải điều chế là sóng mang có tần số 455KHz (trung tần) với đường bao biên độ chính là tín hiệu âm tần. Do vậy mạch điện được dùng để giải điều chế thực chất là một mạch tách sóng đường bao như đã được trình bày ở hình 3.1. Hoạt động của mạch đã được thảo luận trong mục 3.2. Ví dụ về một mạch tách sóng đường bao như sau:

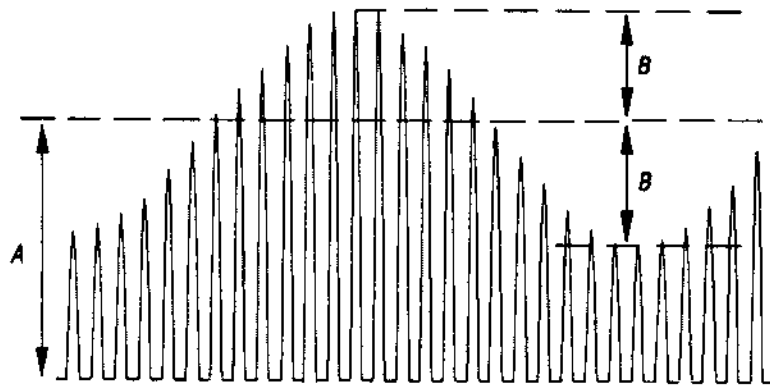
Ví dụ 3.4.3 Mạch tách sóng đường bao. Biên độ của tín hiệu được đưa tới đầu vào của mạch tách sóng đường bao là 4V đỉnh khi hệ số điều chế bằng 0 và tần số trung tần là 455KHz. Hãy chọn hằng số thời gian thích hợp để bộ tách sóng tránh được hiện tượng cắt chéo khi hệ số điều chế là 0.8 và thành phần âm tần có tần số cao nhất ở tín hiệu vào là 10KHz. Cho rằng diode là lý tưởng.

Giải. Dạng sóng trên đầu ra khi không có tụ điện được thấy như ở hình 3.17.

Vì $B/A = 0.8$, $B = 3.2V$ đỉnh. Biểu thức của đường bao là:

$$v_s(t) = B \cos \omega_s t \quad (3.4.28)$$

với $\omega_s = 2\pi \times 10 \times 10^3$



Hình 3.17. Dạng sóng của tín hiệu điện áp ra của bộ tách sóng đường bao được sử dụng ở ví dụ 3.4.3.

Độ dốc của đường bao là:

$$\frac{dv_s}{dt} = -B\omega_s \sin \omega_s t \quad (3.4.29)$$

Từ biểu đồ thấy rõ rằng, độ dốc cực đại là ở $t = T/4$, khi $\sin \omega_s t = 1$. Do vậy

$$\left. \frac{dv_s}{dt} \right|_{\max} = -B\omega_s \quad (3.4.30)$$

Khi tụ điện được nối vào và diode tắt thì điện áp ra suy giảm theo biểu thức:

$$v_c(t) = V e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.4.31)$$

Độ dốc của điện áp tụ điện khi suy giảm là:

$$\frac{dv_c}{dt} = -\left(\frac{1}{\tau}\right)V.e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.4.32)$$

Từ biểu đồ có thể thấy rằng khi $t = T/4$ hoặc $\omega t = \pi/2$, $V = A$ và

$$\frac{dv_c}{dt} = -\left(\frac{1}{\tau}\right)V.e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.4.33)$$

Giá trị cực đại tại $t = 0$ là

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{A}{\tau} \quad (3.4.34)$$

Để tránh hiện tượng cắt chéo, điện áp tụ điện phải giảm nhanh hơn điện áp đường bao, tức:

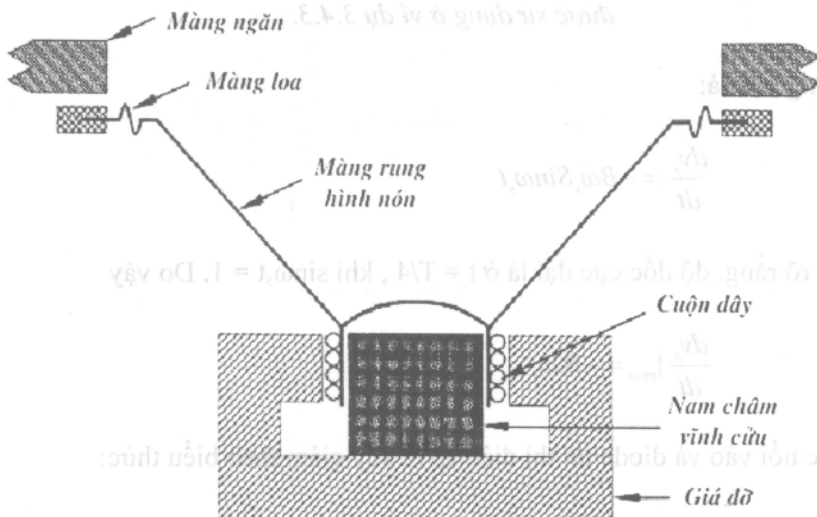
$$\left|\frac{A}{\tau}\right| \geq |-B.\omega_s| \quad (3.4.35)$$

$$\tau = \frac{A}{B\omega_s} = \frac{4.0}{3.2 \times 2\pi \times 10 \times 10^3} = 19.89 \times 10^{-6} s \quad (3.4.36)$$

Chọn $R = 10 k\Omega$, khi đó $C = 1989 pF$.

3.4.7 Bộ khuếch đại âm tần

Bộ khuếch đại âm tần đã được thảo luận ở mục 2.7. Cần thiết phải có một vài sự thay đổi nhỏ trong thiết kế tầng khuếch đại cuối để tín hiệu đưa ra loa đạt hiệu quả.



Hình 3.18. Mặt cắt ngang của một loa điện hình.

3.4.8 Loa

Từ trước đến giờ ta thấy rằng tín hiệu âm tần được cho ở dạng tín hiệu điện. Để chuyển đổi nó thành tín hiệu âm thanh, yêu cầu phải có một bộ chuyển đổi điện–thanh. Bộ chuyển đổi có hai dạng cơ bản là loa và tai nghe, phổ biến hơn cả trong hai loại là loa [3,4].

Loa có hai dạng cơ bản: loa bức xạ trực tiếp và loa bức xạ vòng–loa còi. Loa bức xạ trực tiếp với màng rung bức xạ trực tiếp âm thanh vào không gian, ngược lại, loa còi (cũng như tên gọi của nó đã gợi ý) bức xạ qua một ống loa. Thông thường loa còi có hiệu quả do sự phối ghép tốt giữa màng rung và không gian nhờ ống loa. Tuy nhiên nó cũng thường to, nặng, đắt hơn. Loa bức xạ trực tiếp thì trái lại, nó có cấu trúc đơn giản, nhỏ gọn và có sự đáp ứng tương đối ổn định trên một dải tần vừa phải. Sự thiết kế loa là một lĩnh vực chuyên môn cao và do vậy nó nằm ngoài phạm vi của cuốn sách này. Tuy nhiên chất lượng về độ trung thực của loa là đối tượng nghiên cứu đáng quan tâm của các kỹ sư radio. Mặt cắt ngang của loa bức xạ trực tiếp được cho ở hình 3. 18.

Cấu tạo của loa bao gồm một màng loa hình nón, chòm của nó được gắn với trục cuộn cuộn dây âm thanh. Cuộn dây âm thanh được đặt trong từ trường của một nam châm vĩnh cửu. Vành ngoài của hình nón được tạo nếp cho phép nó di chuyển dọc theo trục với độ cản trở cơ học là nhỏ nhất. Toàn màng loa hình nón được thấy trong hình vẽ của loa.

Sự tạo nếp được xem như sự tạo ra hệ thống treo màng loa. Ghờ ngoài cùng của nếp được gắn chặt với khung của loa và khung loa được gia cố vững chắc với màng ngăn. Một loa lý tưởng là loa có thể cho áp suất âm đồng đều ở tất cả các tần số với đặc tính hướng là vô hướng, có dải động tốt, hiệu suất cao và không gây méo. Đặc tính của một loa trong thực tế tương đối khác so với những điều trên, lí do là yêu cầu đặc tính rung ở tần số thấp khác biệt so với ở tần số cao của âm thanh. Hơn nữa, môi trường hoạt động có tác động quan trọng tới sự làm việc của loa. Khi có dòng điện đi qua cuộn dây âm thanh, cuộn dây phải chịu một tác động do sự tương tác giữa thông lượng nam châm vĩnh cửu và thông lượng sinh ra bởi dòng điện chạy trong cuộn dây. Kết quả là cuộn dây âm thanh di chuyển và do đó đẩy, kéo màng loa quanh điểm nó được gắn vào. Khi một tín hiệu xoay chiều được đưa tới, màng loa sẽ rung theo đúng tín hiệu và phát ra âm thanh. Màng rung, cuộn dây âm thanh và bìa cứng mà cuộn dây âm thanh được cuốn trên nó phải có khối lượng có hạn, có phần không gian được thay thế bởi màng rung hình nón phải bằng với sự di chuyển của nó ra phía trước và phía sau. Mặc dù hệ thống treo màng rung được thiết kế sao cho độ cản trở cơ học tới sự di chuyển của màng rung là nhỏ nhất nhưng cũng không loại trừ được hoàn toàn sự cản trở này. Khi những yếu tố hợp lí được thực thi như tính chất về độ cứng của màng rung, tính tuyến tính của hệ thống treo v.v..., có thể viết ra được một phương trình vi phân mô tả sự chuyển động của màng rung và được sử dụng để nghiên cứu các hiệu ứng khi thay đổi các thông số của hệ thống trong quá trình hoạt động.

Những kết luận rõ ràng dưới đây được rút ra từ cả lý thuyết và thực tế:

- (1) Động lực điều khiển màng rung tỉ lệ với mật độ từ thông qua khe hở không khí (B), với độ dài của cuộn dây âm thanh (l) và dòng điện trong cuộn dây âm thanh, i

$$f = B.l.i \quad (3.4.27)$$

Mật độ thông lượng cao có thể đạt được bằng cách sử dụng một nam châm lớn, mạnh cùng với khe hở không khí nhỏ. Khe hở tối thiểu phụ thuộc vào độ dày của cuộn dây âm thanh, đường kính của dây cuốn và sự cần thiết phải tránh tiếp xúc giữa cuộn dây âm thanh với nam châm. Dây cuốn càng dài thì khối lượng càng lớn và do đó, động lực yêu cầu để điều khiển nó phải càng lớn. Dòng điện lớn trên cuộn dây đặt ra yêu cầu phải có bộ khuếch đại để điều khiển nó.

- (2) Để có đáp ứng tốt ở tần số thấp, màng rung phải có diện tích lớn. Một màng rung lớn sẽ có khối lượng lớn. Tuy nhiên đáp ứng tốt ở tần số cao lại yêu cầu màng rung có khối lượng rất nhỏ. Điều này có vẻ như không thể dùng chung một màng rung cho các tần số trên toàn bộ dải tần của tín hiệu radio. Một sự dàn xếp hợp lý được đưa ra xuất phát từ lý do giá cả phù hợp là sử dụng một bộ lọc để chuyển hướng thành phần tín hiệu tần số thấp đến một loa lớn (loa trầm) và tín hiệu tần số cao đến một loa nhỏ (loa tiếng kim).
- (3) Khi tần số thấp, màng rung di chuyển như một khối, có nghĩa là tất cả các điểm trên màng rung giữ nguyên vị trí tương đối của nó so với những điểm khác khi màng rung di chuyển về phía trước và ra phía sau. Khi tần số tăng lên, màng rung bắt đầu đáp ứng giống như các khối phân tán và sự sai pha giữa các khối khác nhau xuất hiện. Kết quả là đáp ứng trở nên không đồng đều với các đỉnh và các đáy phụ thuộc vào hoặc tín hiệu được phát ra từ các vùng khác nhau của màng rung hoặc mỗi điểm trên màng rung ngoại trừ những điểm ở trong dải bức xạ của chúng.
- (4) Sóng âm thanh ở phía trước của loa phải được phân cách với sóng ở phía sau loa. Nếu không, ở tần số thấp, áp suất lớn được tạo bởi sự di chuyển về phía trước của màng rung sẽ bị vô hiệu hoá bởi áp suất thấp tạo nên ở phía sau của màng rung. Năng lượng đưa vào loa hoàn toàn chỉ có tác dụng làm chuyển động không khí quanh rìa của loa thay vì được chuyển đổi thành năng lượng bức xạ. Điều này có thể được ngăn chặn bằng cách gắn loa lên một màng ngăn lớn có kích thước ít nhất là lớn hơn một phần tư bước sóng của tín hiệu có tần số thấp nhất. Có thể đạt được kết quả tương tự bằng cách bọc phần lưng của loa trong một hộp kín.

- (5) Màng rung, cũng là vật phải chịu sức nặng của nó khi treo, là một hệ thống có đáp ứng cộng hưởng khi có kích thích phù hợp. Nó xảy ra ngẫu nhiên đến mức các tần số cộng hưởng thường nằm ở cuối dải tần số thấp mà loa đáp ứng. Bằng cách điều chỉnh khối lượng màng rung, đặc tính của hệ thống treo và cản rung, đỉnh đáp ứng cộng hưởng có thể được chuyển dịch đến một tần số thích hợp để lợi dụng đặc tính tần số thấp của loa.

Loa sẽ phát hàm điều hoà méo dạng khi đặc tính dịch lực của hệ thống treo là phi tuyến. Nguồn gây méo khác là sự phi đồng đều của mật độ từ thông trong khe hở không khí, nhất là khi cuộn dây âm thanh trệch khỏi trục quá mức.

3.5 Radio sóng ngắn

Những tần số trong khoảng 3MHz và 30MHz được dành riêng cho liên lạc vô tuyến ở khoảng cách lớn. Băng tần này nói chung được xem là băng sóng ngắn. Bước sóng nằm giữa khoảng 1m và 100m là ngắn hơn so với sóng trung. Mục 2.9 chỉ ra rằng tần số sóng mang cao được sử dụng trong liên lạc sóng ngắn sẽ làm tăng hướng tính của sự truyền dẫn sóng điện từ. Những anten phát có thể được thiết kế để tập trung năng lượng của máy phát vào một hướng đã định. Tầng điện li và bề mặt trái đất được sử dụng như các vật phản xạ, hướng tín hiệu từ máy phát đến máy thu khi khoảng cách bao trùm là rất lớn.

Máy thu đổi tần được sử dụng trong việc thu sóng ngắn. Tuy nhiên bởi tần số radio rất cao hơn tần số trung tần được sử dụng nên tần số trung tần đối với sóng ngắn cũng rất cao. Tần số trung tần được sử dụng trong radio sóng ngắn thường nằm trong khoảng 1.5 đến 28MHz. Trong một số trường hợp đặc biệt, hệ thống cặp máy thu đổi tần được sử dụng. Tần số vô tuyến chuyển thành tần số trung tần lần thứ nhất—một tần số cao và sau đó được chuyển đổi lần thứ hai thành một tần số thấp hơn nằm trong khoảng 455 kHz và 5MHz. Lợi điểm của hệ thống này là nâng cao khả năng lựa chọn và loại bỏ tần số ảnh.

CÂU HỎI ÔN TẬP

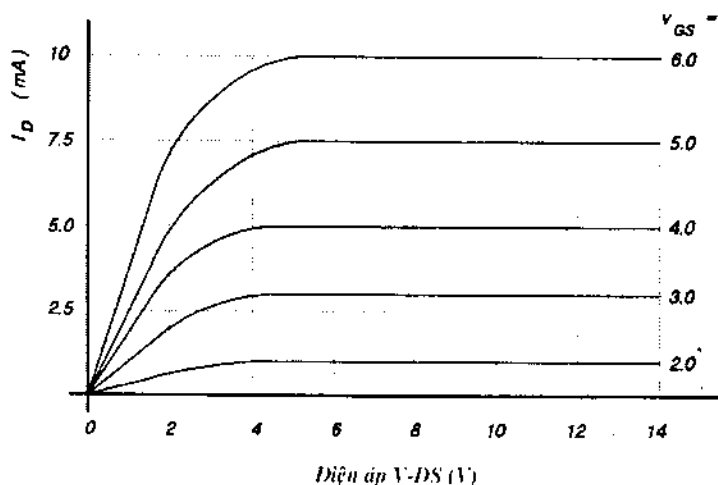
- 3.1 Một máy thu AM được điều chỉnh tới tần số 100KHz nhưng có hai đài phát (đài phát thứ nhất hoạt động ở tần số 1010KHz, trạm phát thứ hai hoạt động ở tần số 1200KHz) là nguyên nhân gây nhiễu. Tần số trung tần của máy thu được đặt là 455KHz. Bằng những tính toán phù hợp, hãy giải thích trạm phát nào trong hai trạm trên là nguyên nhân gây ra nhiễu. Nếu tần số trung tần được đặt là 100KHz, hỏi rằng sự thay đổi này có cải thiện được tình hình hay không ?. Giải thích đầy đủ câu trả lời của bạn ?

- 3.2 Một diode có đặc tuyến được mô tả gần đúng như sau:

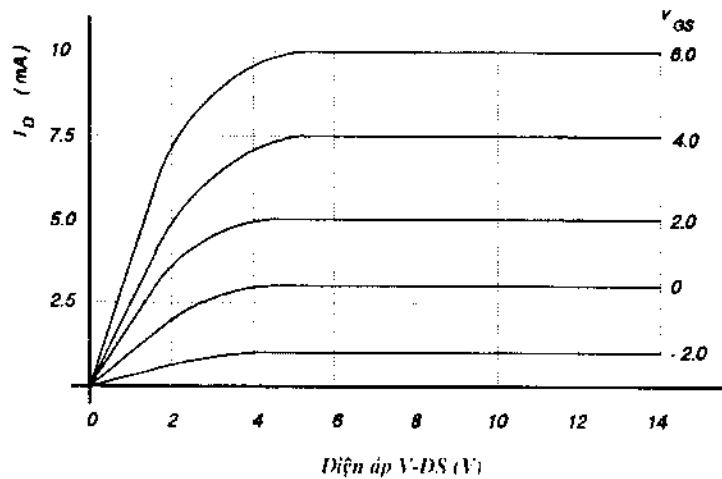
$$i = 5 + v + 0.05v^2 \mu A$$

được dùng trong bộ giải điều chế của máy thu AM. Tần số sóng mang là 1MHz với 100% điều chế bởi tín hiệu dạng sin tần số 5 kHz. Cho rằng cả nguồn tín hiệu sóng mang và tín hiệu dao động nội có điện áp đầu ra hở mạch là 5V và nội trở là $1\text{K}\Omega$. Hãy thiết kế một mạch phù hợp (mạch điều hướng LC đơn) sử dụng các diode, biến áp (các cuộn cảm), cùng các tụ điện để lựa chọn được tín hiệu trung tần mong muốn và cung cấp năng lượng lớn nhất cho tải điện trở 550Ω . Đưa ra sơ đồ mạch điện hợp lý và xác định rõ các giá trị của các phần tử được dùng trong mạch, các tín hiệu biên tần nằm trong dải -3dB . Tính độ khuếch đại của bộ trộn theo dB.

- 3.3** Một bộ trộn tần kiểu chuyển mạch như đã thấy ở hình 3.12. Tín hiệu dạng sin lí tưởng đến từ một nguồn áp có giá trị đỉnh là 5V. Điện áp tín hiệu dao động nội (nguồn sóng vuông) được coi như đủ để làm cho diode khoá tức thời. Tính biên độ của tín hiệu ra khi $n = 1, 2, 3$ và tần số của chúng nếu nguồn điện áp sin có tần số 1MHz và tần số dao động nội là 8MHz.
- 3.4** Cuộn thứ cấp của một biến áp có độ tự cảm $L = 500\text{ }\mu\text{H}$ và điện trở $15\text{ }\Omega$. Dòng sơ cấp là sóng điều biến với tần số sóng mang 500KHz được điều chế bởi một tín hiệu đơn tần dạng Sin có tần số 7.5KHz và độ sâu điều chế là 50%. Tính giá trị của tụ điện cần thiết để điều chỉnh và biên độ của tín hiệu biên tần trên, biên tần dưới của sóng mang trên cuộn thứ cấp.
- 3.5** Tải cực góp của một bộ khuếch đại transistor lưỡng cực bao gồm một cuộn dây có độ tự cảm $L_1 = 1\text{mH}$, hệ số $Q = 100$ khi được điều hướng ở tần số cộng hưởng 500KHz bởi một tụ điện mắc song song. Bộ khuếch đại nối với tải điện trở qua một cặp cuộn dây lí tưởng có hồ cảm bằng 5mH. Nếu tải điện trở có giá trị $6.25\text{ k}\Omega$, hãy xác định điện cảm tương đương của tải cực góp. Độ rộng băng -3dB của mạch điện có nghĩa là gì? Tính giá trị điện trở cực phát để có hệ số khuếch đại điện áp là 25.



Hình 3.19.



Hình 3.20.

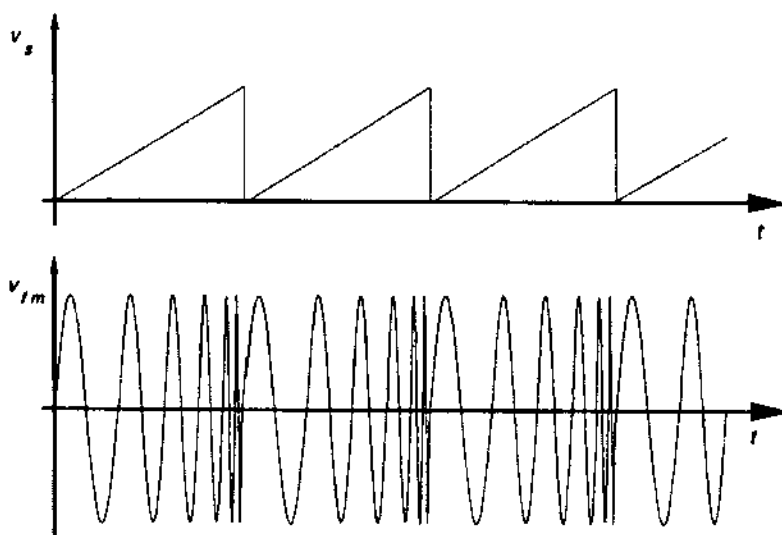
- 3.6 Sử dụng MOSFET có đặc tuyến cho trong hình 3.19, thiết kế một bộ khuếch đại chế độ A với độ khuếch đại điện áp bằng 10. Cho dòng cực máng là 3mA khi điện áp một chiều cung cấp là 12V. Điện áp lớn nhất của tín hiệu dạng sin ở đầu vào bộ khuếch đại là bao nhiêu để nó không bị cắt? Tính trở kháng vào của bộ khuếch đại.
- 3.7 Yêu cầu như bài 3.6 với đặc tuyến của thiết bị được cho ở hình 3.20.
- 3.8 Sử dụng thiết bị trong Hình P3.1, thiết kế biến áp được ghép với bộ khuếch đại chế độ A để làm việc ở tần số $500/2\pi$ KHz với độ khuếch đại điện áp bằng 10 và độ rộng băng – 3dB hay $20/2\pi$ KHz. Điện trở tải là 100Ω và điện áp một chiều cung cấp là 15V. Xác định giá trị của các phần tử được sử dụng. Có thể cho rằng các cuộn dây của biến áp có điện trở không đáng kể.
- 3.9 Một tín hiệu AM được đưa vào bộ tách sóng đường bao có tần số sóng mang là $\omega_c = 250$ krad/s. Đường bao phía trên có dạng sóng tam giác đi từ +10V đến +2V rồi lại trở lại +10V với tốc độ không đổi và chu kỳ 2ms (đường bao phía dưới tương tự như vậy!). Cho rằng diode là lí tưởng, tính hằng số thời gian cực đại của tải bộ tách sóng để tránh được hiện tượng cắt chéo. Chứng minh tất cả những điều bạn lấy gần đúng.

MÁY PHÁT THANH ĐIỀU TẦN

4.1 LỜI GIỚI THIỆU

Ở chương 2, biên độ của tín hiệu dạng sin tần số cao (*sóng mang*) được biến đổi theo dạng sóng của một tín hiệu âm tần (*điều chế*) để cho một sóng điều biên, dạng sóng này có thể được phát, thu, và giải điều chế để khôi phục lại tín hiệu âm thanh ban đầu.

Đối với phát thanh điều tần (FM), tần số của sóng mang biến thiên quanh một giá trị cố định theo biên độ của tín hiệu âm thanh. Biên độ sóng mang được giữ cố định. Dạng sóng của một sóng mang hình sin được điều chế bởi một sóng dạng răng cưa được vẽ ở hình 4.1.



Hình 4.1. Tần số dạng xung răng cưa của v_s điều chế một sóng mang để cho ra v_{fm} . Lưu ý rằng quan hệ biến thiên tần số đã được phóng đại lên cho rõ. Trong phát thanh FM sự biến thiên tần số có quan hệ với sóng mang nhỏ hơn 0,15%.

Tất cả các tín hiệu được truyền tải bởi bất kỳ hệ thống truyền dẫn nào dù sớm hay muộn cũng bị tác động bởi tạp âm. Bởi vậy độ nhạy của hệ thống thông tin đối với tạp âm là vấn đề

hết sức quan trọng. Tạp âm có thể được định nghĩa như là “*sự biến đổi ngẫu nhiên chồng lấn lên tín hiệu*”. Trong các hệ thống AM, thông tin được truyền tải nằm ở đường bao của tín hiệu sóng mang. Do đó tạp âm sẽ xuất hiện trên đường bao và đóng vai trò trực tiếp trong việc làm sai lệch tín hiệu. Trong các hệ thống FM thông tin được truyền tải nằm trong sự biến thiên của tần số sóng mang quanh một giá trị xác định. Biên độ của tín hiệu FM được giữ không đổi và, quả thực, nếu có các thay đổi về biên độ của tín hiệu FM, chúng sẽ bị loại bỏ bằng cách cắt đi trước khi điều chế.

Với việc so sánh như trên, có thể thấy rằng các hệ thống FM ít nhạy cảm hơn đối với việc suy giảm do tạp âm.

4.2 . LÝ THUYẾT ĐIỀU CHẾ TẦN SỐ

Trong khi một tín hiệu điều chế xung răng cưa cho dạng đơn giản của tín hiệu FM, thì tín hiệu điều chế sin là dạng đơn giản nhất xuất phát từ các biểu thức toán học để biểu diễn tín hiệu FM. Một điện áp dạng sin có thể được biểu diễn như sau

$$v = A \sin \omega t \quad (4.2.1)$$

$$v = A \sin \theta(t) \quad (4.2.2)$$

với ω là hằng số biểu diễn vận tốc góc của hình sin còn θ là góc pha. Nói chung, mối quan hệ giữa góc pha và vận tốc góc được cho bởi

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega(t) \quad (4.2.3)$$

Trong một hệ thống điều tần, ω được biến đổi quanh một giá trị cố định ω_c , theo tín hiệu điều chế được giả thiết trong trường hợp này cũng là dạng sin:

$$v_s = B \cos \omega_c t \quad (4.2.4)$$

vận tốc góc tức thời

$$\omega_i = \omega_c + \Delta\omega_c \cos \omega_c t \quad (4.2.5)$$

Thay các giá trị tức thời vào phương trình (4.2.3)

$$\omega_i(t) = \frac{d\theta_i(t)}{dt} \quad (4.2.6)$$

Thế phương trình (4.2.5) vào phương trình (4.2.6) và thực hiện tích phân

$$\theta_i(t) = \phi + \int_0^t \omega_c dt + \int_0^t \Delta\omega_c \cos\omega_s t dt \quad (4.2.7)$$

với ϕ là giá trị góc pha ban đầu, nói chung thường cho bằng 0. Sau đó thế phương trình (4.2.7) vào phương trình (4.2.2) được:

$$v_{fm}(t) = A \sin(\omega_c t + m_f \sin \omega_s t) \quad (4.2.8)$$

với $k\Delta\omega_c = B$, gọi là biên độ của tín hiệu điều chế. Hạng thức $k\omega_c/\omega_s$ được gọi là chỉ số tín hiệu điều chế, với:

$$v_{fm}(t) = A \sin(\omega_c t + m_f \sin \omega_s t) \quad (4.2.10)$$

khai triển:

$$v_{fm}(t) = A [\sin \omega_c t \cos(m_f \sin \omega_s t) + \cos \omega_c t \sin(m_f \sin \omega_s t)] \quad (4.2.11)$$

Các hạng thức $\cos(m_f \sin \omega_s t)$ và $\sin(m_f \sin \omega_s t)$ có thể được khai triển bằng chuỗi Fourier với các hệ số là các hàm Bessel dạng ban đầu $J_n(m_f)$ với n là bậc còn m_f là *argument*, thu được:

$$\cos(m_f \sin \omega_s t) = J_0(m_f) + 2 \sum J_{2n}(m_f) \cos 2n\omega_s t \quad (4.2.12)$$

và

$$\sin(m_f \sin \omega_s t) = 2 \sum J_{2n+1}(m_f) \sin(2n+1)\omega_s t \quad (4.2.13)$$

Thay các phương trình (4.2.12) và (4.2.13) vào phương trình (4.2.11) và sử dụng:

$$\cos x \sin y = \frac{1}{2} [\cos(x+y) + \cos(x-y)] \quad (4.2.14)$$

và

$$\sin x \sin y = -\frac{1}{2} [\cos(x+y) - \cos(x-y)] \quad (4.2.15)$$

kết quả được:

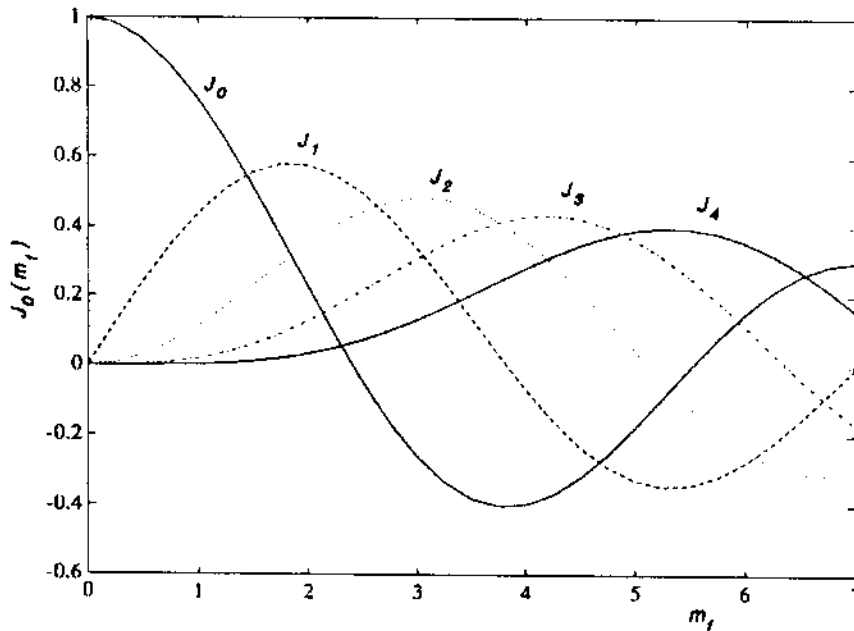
$$v_{fm}(t) = A \left\{ J_0(m_f) \sin \omega_c t \right. \\ \left. + J_1(m_f) [\sin(\omega_c + \omega_s)t - \sin(\omega_c - \omega_s)t] \right.$$

$$\begin{aligned}
& +J_2(m_f) [\sin(\omega_c + 2\omega_s)t - \sin(\omega_c - 2\omega_s)t] \\
& +J_3(m_f) [\sin(\omega_c + 3\omega_s)t - \sin(\omega_c - 3\omega_s)t] + \dots \}
\end{aligned} \tag{4.2.16}$$

với $J_n(m_f)$ được vẽ dựa trên m_f với các giá trị n thay đổi như ở hình 4.2.

Từ phương trình (4.2.16) có thể thấy rằng:

- (1) tần số sóng mang ω_c hiện tại và biên độ của nó được xác định bằng chỉ số điều chế m_f .
- (2) các hạng thức tiếp theo biểu diễn hai tần số là tổng $(\omega_c + \omega_s)$ và hiệu $(\omega_c - \omega_s)$ của sóng mang và tín hiệu điều chế với biên độ $J_1(m_f)$.
- (3) hai hạng thức tiếp theo có biên độ $J_2(m_f)$ và các dải tần số $(\omega_c + 2\omega_s)$ và $(\omega_c - 2\omega_s)$.
- (4) có một số vô hạn các tổng và hiệu của sóng mang và các bội số nguyên lần của tín hiệu điều chế.

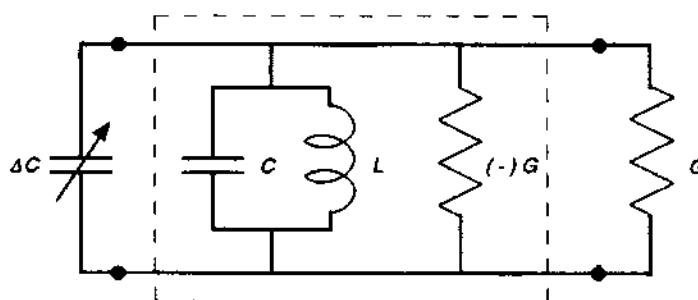


Hình 4.2. Đồ thị hàm Bessel bậc nhất, $J_n(m_f)$ dựa trên m_f với $n = 0, 1, 2$ và 3 .
Các giá trị $J_n(m_f)$ được dùng để tính biên độ của các biên tần xuất hiện trong tín hiệu FM.

Điều này nói lên rằng, để truyền một sóng sin đơn giản bằng hệ thống FM, thì phải cần một băng thông vô hạn để thích ứng với tất cả các dải biên. Tuy nhiên, từ hình 4.2 có thể thấy rằng, khi n tăng thì biên độ của các dải biên giảm và phân bố năng lượng của chúng suy giảm nhanh chóng. Không giống với hệ thống AM, ở hệ thống FM với một chỉ số điều chế lớn hơn giới hạn có thể gây ra méo nghiêm trọng, chỉ số điều chế của FM không hề có giới hạn trên trừ

khi điều chế một tín hiệu có tần số cố định ω_c , việc tăng chỉ số điều chế m_f làm cho độ di tần của tín hiệu FM so với sóng mang lớn hơn. Điều này có nghĩa là băng thông lớn hơn. Với điều kiện là không có các yêu cầu về giới hạn băng thông và để cho phép một số lớn nhất các đài phát FM hoạt động với độ méo và nhiễu nhỏ nhất, độ di tần cực đại cho phát thanh FM dân dụng được cho ở mức ± 75 kHz. Tuy nhiên, khi nguồn tín hiệu có giá trị vượt quá giới hạn ± 75 kHz, dải thông thực tế được đặt ở mức 200 kHz, với tần số điều chế cao nhất được giới hạn tới 15 kHz.

Các kênh thông tin điều tần còn có thể được biết đến nằm trong dải tần khoảng từ 1600 kHz đến 4000 MHz. Các thành phần phổ tần này được dành để sử dụng cho cảnh sát, các kênh tiếng của truyền hình VHF và UHF, thông tin di động VHF, và thông tin điểm nổi điểm. Đối với dải tần của đài phát thanh FM dân dụng nằm trong dải từ 88 đến 108 MHz.



Hình 4.3. Bộ dao động điện dẫn âm.

4.3. PHƯƠNG PHÁP BIẾN ĐỔI THÔNG SỐ

4.3.1. Thiết kế hệ thống cơ bản

Một phương pháp đơn giản để tạo ra một tín hiệu FM là bắt đầu bằng một bộ dao động LC bất kỳ. Tần số của bộ dao động được xác định bởi giá trị của C và L . Nếu một tụ điện biến đổi ΔC được mắc song song với C và sự biến đổi dung kháng tỉ lệ với tín hiệu điều chế thì sẽ nhận được một tín hiệu FM.

Xét một bộ dao động điện dẫn âm như vẽ ở hình 4.3. Điện dẫn âm có thể được tạo ra bằng diot tunel, đèn năm cực được phân cực thích hợp, hoặc một transistor tiếp giáp lưỡng cực cùng với một mạch hồi tiếp thích hợp.

Tần số của bộ dao động được cho bởi

$$\omega_c^2 = \frac{1}{LC} \quad (4.3.1)$$

Khi một tụ điện biến đổi ΔC được mắc song song với C , thì tần số của mạch dao động sẽ là:

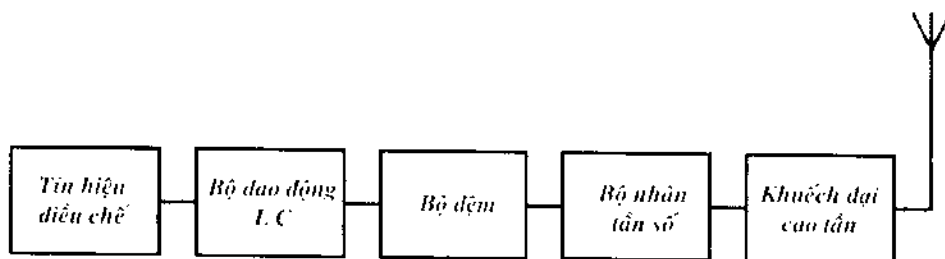
$$(\omega_c \pm \Delta\omega_c)^2 = \frac{1}{L(C' \mp \Delta C)} \quad (4.3.2)$$

Bất kỳ một diot tiếp giáp p-n nào khi được phân cực ngược cũng có thể tạo thành ΔC . Tuy nhiên mối quan hệ giữa ΔC và điện áp phân cực là không tuyến tính và do đó sẽ nhận được các bước tương ứng, cũng như khi sử dụng hai diot đẩy kéo hay chế tạo các diot đặc biệt (ví dụ các diot thông số hoặc các diot với các tiếp giáp siêu dốc, cả hai loại diot trên đều nằm trong sự phân loại tụ điện được điều khiển bằng điện áp).

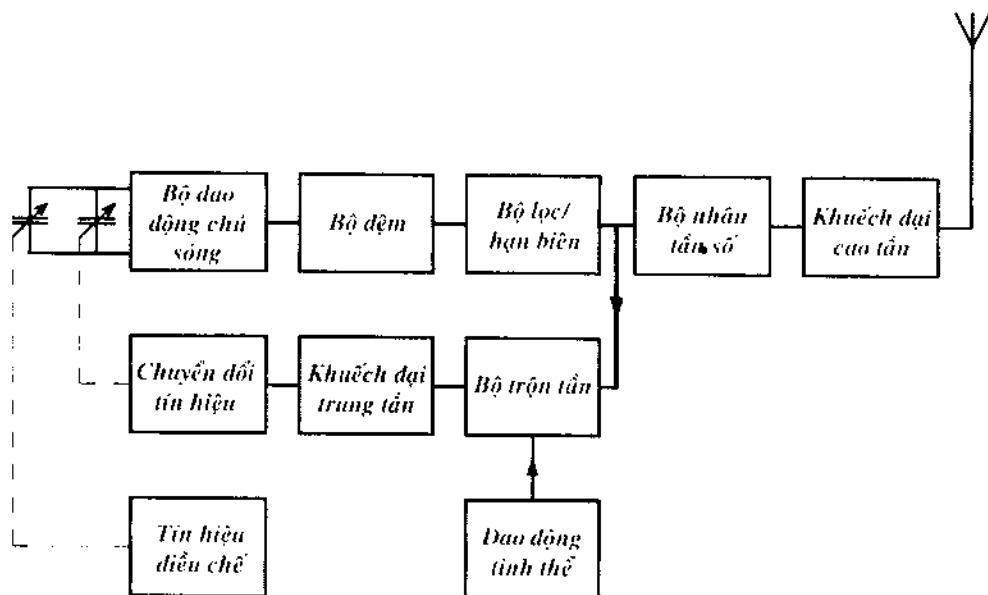
Việc tạo ra các tín hiệu FM trực tiếp trong thực tế rất khó thực hiện. Giả sử máy phát làm việc ở tần số 100MHz, thì các yêu cầu về cảm kháng và dung kháng tương ứng xấp xỉ bằng 160 nH và 16 pF. Các cảm kháng và dung kháng tập kết hợp với mạch điện sẽ làm cho việc thực hiện khó trở thành hiện thực. Một ý tưởng thực tế là tạo tín hiệu FM ở một tần số thấp, với yêu cầu các giá trị của L và C lớn hơn, sau đó sử dụng một số tầng của các bộ nhân tần để tăng tần số tới giá trị yêu cầu. Giả sử tín hiệu FM tần số thấp được tạo ra ở tần số 200 kHz. Khi đó các giá trị tương ứng của L và C là 1,27 mH và 500 pF, khi tần số được nhân lên 500 lần (thực tế là $2^9 = 512$) để đưa nó tới băng tần FM dân dụng, độ di tần cực đại là $75 \text{ kHz}/500 = 150 \text{ Hz}$ bởi vậy độ di tần sẽ không vượt quá giới hạn cho phép. Khi đó yêu cầu đối với điện dung biến đổi $\Delta C = 2,5 \text{ pF}$. Giá trị này nằm trong khoảng biến đổi điện dung của diot tiếp giáp p-n. Sơ đồ khối của hệ thống được cho ở hình 4.4.

Việc thiết kế toàn bộ các khối được vẽ ở hình 4.4 đã được thảo luận trước đây. Tuy nhiên, các yêu cầu về ổn định tần số của hệ thống vẽ ở hình 4.4 là không thực tế.

Một trong các yêu cầu của một máy phát đó là tần số của nó phải luôn được giữ nguyên ở một giá trị xác định để tần số của máy phát không bị trôi và gây nhiễu cho các kênh thông tin khác. Trong sơ đồ khối vẽ ở hình 4.4 không mắc thêm các thành phần để đảm bảo tần số trung bình của chu kỳ dài không thay đổi. Một sơ đồ thay thế được vẽ ở hình 4.5, trong đó tần số sóng mang của tín hiệu FM được so sánh với tần số của bộ dao động được ổn định bằng tinh thể và kết quả của tín hiệu sai lệch sẽ được sử dụng để hiệu chỉnh tần số sóng mang.



Hình 4.4. Một thiết kế máy phát FM cải tiến, trong đó tín hiệu FM được tạo ra ở một tần số thấp và sau đó được nhân với một hệ số nhân thích hợp để nhận được tần số yêu cầu.



Hình 4.5. Sơ đồ thay thế máy phát FM.

4.3.2 Mạch tự động điều chỉnh tần số của máy phát FM

Bộ dao động chủ là một mạch dao động kiểu LC tương tự như một bộ dao động điện dẫn âm đã được thảo luận trước đây. Sự biến thiên ΔC tạo ra tín hiệu FM. Đầu ra được đưa tới khối khuếch đại đệm, nó tạo ra sự cách ly giữa bộ dao động với tải của nó để khi tải thay đổi sẽ gây ảnh hưởng rất nhỏ đến sự hoạt động của mạch dao động. Tín hiệu tiếp tục được đưa tới khối hạn biên, nó có nhiệm vụ loại bỏ thành phần AM bất kỳ có thể xuất hiện và lọc bỏ các thành phần hài được tạo ra bởi khối hạn biên. Thành phần biên độ của tín hiệu FM đã được hạn biên sau đó được đưa tới khối trộn mà một đầu vào khác của nó nhận tín hiệu từ một khối dao động tinh thể. Hiệu tần được khuếch đại thích hợp, lọc và đưa tới khối tách sóng biến điệu tần số để tạo ra một tín hiệu một chiều tỉ lệ với hiệu giữa tần số yêu cầu và tần số của khối dao động tinh thể. Tín hiệu một chiều hay tín hiệu sai số được sử dụng để giữ bộ dao động chủ sóng làm việc tại tần số yêu cầu. Sử dụng sơ đồ này có thể thực hiện việc ổn định tần số của bộ dao động tinh thể dựa trên bộ dao động chủ. Cần chú ý rằng hằng số thời gian của tín hiệu sai số được chọn sao cho nó có thể hiệu chỉnh độ lệch tần trong một chu kỳ dài của khối dao động chủ mà không làm ảnh hưởng đến độ lệch tần của chu kỳ ngắn bởi tín hiệu điều chế. Đầu ra của khối hạn biên/lọc được đưa tới một chuỗi các bộ nhân để nâng tần số tới một giá trị yêu cầu. Sau đó khối khuếch đại công suất sẽ khuếch đại công suất tín hiệu tới giá trị mong muốn và đưa ra anten bức xạ tín hiệu.

4.3. Thiết kế khối tự động điều chỉnh tần số

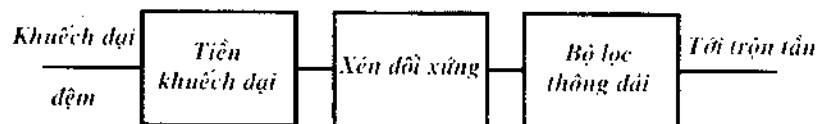
Hai khối mới được đưa vào hệ thống để thực hiện việc biến đổi thông số. Đó là khối hạn biên và tách sóng biến điệu tần số. Việc thiết kế mạch điện của các khối này như sau:

4.3.3.1 Khối hạn biên

Một tín hiệu FM trung thực phải có biên độ không đổi. Trong thực tế các mạch điện phi tuyến gây ra sự biến đổi đường bao của tín hiệu FM liên quan tới tín hiệu điều chế, tức vị trí của tín hiệu điều biên. Một điều hiển nhiên đó là bất kỳ một tín hiệu AM nào xuất hiện trong hệ thống FM sẽ gây can nhiễu với tín hiệu trong quá trình giải điều chế, vì hầu hết các bộ giải điều chế FM đều biến đổi sự biến thiên của tần số thành sự biến thiên của biên độ trước khi tách sóng. Lý do thứ hai để hạn chế biên độ của tín hiệu FM, đó là tạp âm xuất hiện trong kênh thông tin thường nằm bên trên đường bao của tín hiệu và do đó bằng cách xén bớt biên độ của tín hiệu thì một vài thành phần tạp nhiễu sẽ bị loại bỏ.

Bộ hạn biên lý tưởng có thể chấp nhận tại đầu vào một tín hiệu có biên độ bất kỳ và biến nó thành một tín hiệu có biên độ không đổi. Một phép gần đúng trong thực tế để cải thiện bộ hạn biên lý tưởng được thực hiện bằng cách khuếch đại đầu vào bằng với hệ số khuếch đại lớn và cắt một phần nhỏ đối xứng qua trục thời gian. Do đó tín hiệu ra sẽ có dạng sóng vuông. Để trở lại dạng sin, tín hiệu phải được đưa qua một bộ lọc thông dải để loại bỏ tất cả các sóng hài và chỉ còn lại thành phần cơ bản. Bộ hạn biên có ba khối: khối tiền khuếch đại, khối xén đối xứng, và khối lọc thông dải. Sơ đồ khối hệ thống được vẽ ở hình 4.6.

Ở mục 4.2, cho thấy một tín hiệu FM có một số vô hạn các dải biên nhưng trong thực tế không cần phải giữ lại tất cả các dải biên để duy trì một mức trung thực cao. Khi làm việc tại chỉ số điều chế cho phép, $m_f = 5$ và các dải biên giữ lại với các hệ số $J_n(m_f)$ lớn hơn 0,01 (ví dụ., 1% của sóng mang không được hạn chế) điều này cho 8 dải biên đầu tiên phải giữ lại. Khi các dải biên có khoảng cách ω_s , và ω_s có giá trị lớn nhất bằng 15 kHz, độ rộng băng thông bằng 240 kHz.



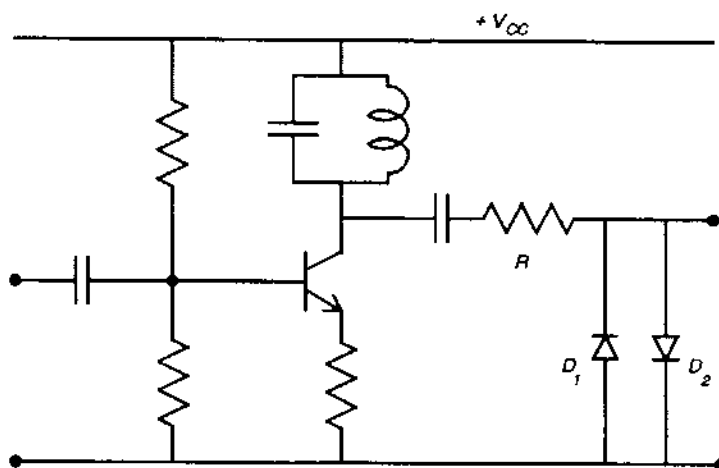
Hình 4.6. Sơ đồ khối biểu diễn chi tiết bộ hạn biên/lọc như được vẽ ở hình 4.5.

Hệ số Q (ở mức -3dB) của khối tiền khuếch đại với băng thông yêu cầu sẽ chỉ trên 400. Tuy nhiên, điều này có nghĩa là các dải biên xa nhất phải chịu suy giảm 3 dB so với sóng mang gần hơn này, gây ra sự biến thiên lớn về biên độ của tín hiệu. Trong thực tế, tín hiệu điều chế được tạo nên từ một số lượng lớn các tần số rời rạc điều này gây khó khăn cho việc tính toán dải thông yêu cầu. Có thể sử dụng một bộ khuếch đại có đáp tuyến tần số bằng phẳng nhưng nó có nhược điểm là khuếch đại dưới mức tạp âm và trên mức phổ quan tâm. Để dung hoà các yếu tố trên cần phải sử dụng một mạch khuếch đại điều hưởng có hệ số Q thấp hơn nhiều. Nó có ưu điểm là sự biến thiên nhỏ nhất về đáp tuyến của nó ở toàn bộ phổ tần được chiếm giữ bởi các

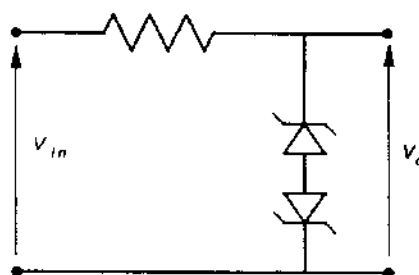
dải thông có nghĩa và suy giảm tạp âm xuất hiện trong thành phần phổ còn lại. Một hệ số Q tại băng 20 là thoả mãn.

Trong thực tế chấp nhận phương án tạo ra tín hiệu FM ở một tần số thấp và sử dụng một số tầng của các bộ nhân tần để đưa tới tần số hoạt động. Nếu tín hiệu FM được tạo ra tại tần số 200 kHz, độ di tần gần đúng vào khoảng 150 Hz. Băng thông thích hợp để thích ứng với 8 dải biên sẽ là 470 Hz.

Hình 4.7 minh hoạ sơ đồ khối mạch điện của bộ tiền khuếch đại và tải của nó, bộ hạn biên cân bằng. Việc thiết kế chi tiết một bộ khuếch đại tương tự sẽ được trình bày ở mục 3.4.2 và sẽ không được nhắc lại ở đây. Tuy nhiên, điều lưu ý đó là các diot có thể xem như ngắn mạch và do điện trở R sẽ được mắc song song với mạch cộng hưởng.



Hình 4.7. Sơ đồ mạch điện của bộ tiền khuếch đại và bộ xén cân bằng.



Hình 4.8. Sử dụng hai diot-Zener mắc đối nhau là một sự cải tiến cho bộ hạn biên đối xứng được vẽ ở hình 4.7.

4.3.3.2 Bộ hạn biên đối xứng

Một bộ hạn biên đối xứng đơn giản được vẽ ở hình 4.7. Điện trở R được chọn để sao cho hệ số Q của mạch cộng hưởng xấp xỉ bằng 20. Việc thiết kế chi tiết của một mạch cộng hưởng song song với một hệ số Q xác định đã được thảo luận ở mục 3.4.2.

Đầu ra của bộ hạn biên sẽ vào khoảng 0,7V khi sử dụng các diot silicon đơn hoặc là bội của 0,7V, phụ thuộc vào bao nhiêu diot được mắc nối tiếp nhau để xác định mức hạn biên. Hiển nhiên là việc hạn biên càng khắt khe thì tín hiệu ở đầu ra càng có khả năng là sóng vuông nhưng lại yêu cầu hệ số khuếch đại của các tầng tiếp theo lớn hơn.

Một thiết kế là tối ưu khi mức hạn biên cao là sử dụng các diot Zener mắc đối nhau như vẽ ở hình 4.8. Diot Zener tạo ra một mức khoá nhạy hơn so với một diot thông thường khi nó được phân cực ngược. Theo chiều thuận nó lại là một diot thông thường. Với cách mắc này, thì chỉ một trong hai diot Zener là làm việc như một diot Zener trong khi diot còn lại cho dòng chảy qua theo chiều thuận. Chúng đổi vai trò cho nhau khi cực tính điện áp cung cấp thay đổi.

4.3.3.3 Bộ lọc thông dải

Thật có lý khi giả thiết rằng đầu ra của khối hạn biên là dạng sóng hình vuông. Tần số của sóng hình vuông biến thiên nhưng nó ở giữa của tần số sóng mang. Việc phân tích chuỗi Fourier cho thấy rằng thành phần hài có giá trị nhất của sóng hình vuông là hài bậc ba. Bởi vậy với sóng mang phụ là 200 kHz, thì hài bậc ba sẽ là 600 kHz. Một mạch cộng hưởng song song đơn giản được điều hưởng tới tần số sóng mang thì cần phải lọc ra các thành phần hài. Nhưng, như trước đây, việc lựa chọn hệ số Q của mạch điều hưởng phải được thực hiện để đảm bảo rằng tất cả các dải biên có giá trị đều nằm trong dải thông của bộ lọc và chịu mức suy giảm nhỏ nhất. Các hệ số gây ảnh hưởng tới việc lựa chọn dải thông đã được thảo luận ở mục 4.3.3.1.

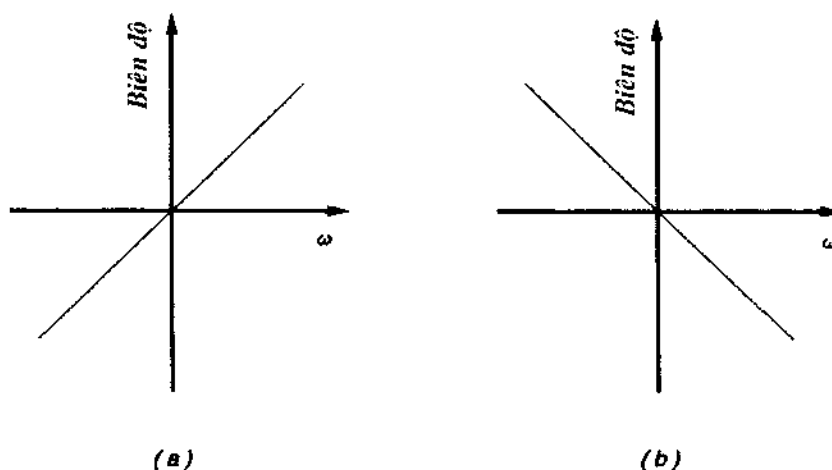
4.3.3.4 Bộ tách sóng biến điệu tần số

Mục đích của bộ tách sóng biến điệu tần số là để chuyển sự biến thiên về tần số thành sự biến thiên về biên độ. Một bộ biến đổi tần số–biên độ được theo sát bởi một bộ tách sóng đường bao được sử dụng để khôi phục tín tức được chứa trong tín hiệu điều chế. Các đặc tuyến truyền đạt của hai mạch điện có thể được sử dụng cho việc biến đổi tần số–biên độ được vẽ ở hình 4.9.

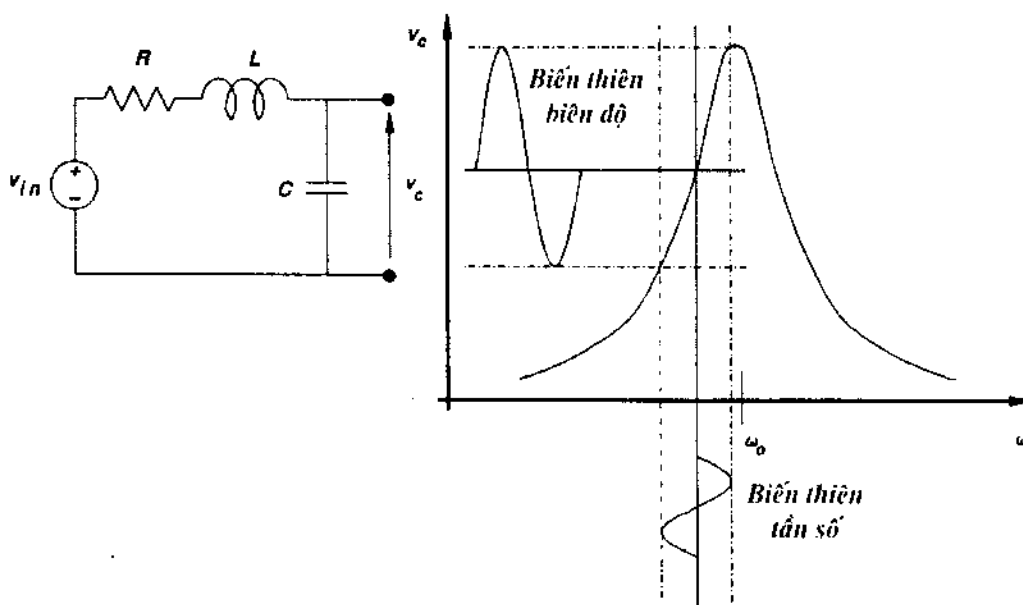
Mạch điện đơn giản nhất có đặc tuyến vẽ ở hình 4.9(a) là một mạch thông cao RC đơn giản với tần số góc của nó lớn hơn rất nhiều so với tần số góc sóng mang của tín hiệu FM. Hình 4.9(b) Minh họa đặc tuyến của một bộ thông thấp đơn giản với tần số góc của nó được chọn thấp hơn rất nhiều so với tần số sóng mang. Cả hai mạch điện đều dựa trên nguyên tắc, chuyển tín hiệu FM thành tín hiệu AM. Tuy nhiên, trong thực tế tần số sóng mang phụ của hệ thống vẽ ở hình 4.5 chỉ vào khoảng 200 kHz, trong khi sự biến thiên được giới hạn với một giá trị cực đại ± 150 Hz. Khi cả hai mạch điện này có độ dốc bằng 6 dB/octave, thì sự biến thiên về biên độ của các mạch điện này sẽ vượt quá ngưỡng thấp nhất. Việc sử dụng một bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại lớn kèm theo mạch chỉ làm tăng thêm tạp âm. Một phương pháp tốt hơn là tìm một mạch điện có độ dốc về biên độ lớn nhiều so với tần số.

Một mạch cộng hưởng RLC có sự biến thiên nhanh về biên độ đối với tần số ở cả hai biên của tần số cộng hưởng, đặc biệt khi hệ số Q của mạch cao. Mạch điện và đáp tuyến của nó được

vẽ trên hình 4.10. Rõ ràng mạch điện này có xu hướng gây ra sự méo dạng, đặc biệt đối với các sóng hài (sự phi tuyến là bất đối xứng).



Hình 4.9. Các đặc tuyến yêu cầu của một bộ biến đổi tần số–biên độ:
(a) mạch thông cao và (b) mạch thông thấp.



Hình 4.10. Một mạch cộng hưởng LC đơn được sử dụng như là một bộ biến đổi tần số - biên độ. Trong trường hợp này, sườn dốc dương (thông cao) được sử dụng. Sườn dốc âm (thông thấp) sẽ là hiệu ứng cân bằng. Chú ý rằng bởi sự phi tuyến của cả hai sườn dốc nên chúng có ưu điểm của một hàm bậc hai, các thành phần méo của mạch điện chủ yếu là các hài chẵn.

Sự biến thiên trong mạch điện vẽ ở hình 4.10 được vẽ ở hình 4.11. Hai mạch cộng hưởng tạo nên từ L_1-C_1 và L_2-C_2 được điều chỉnh tới hai hiệu tần cân bằng so với tần số sóng mang. Các đặc tuyến riêng và kết hợp được vẽ ở hình 4.11. Có thể thấy rằng mạch điện này có dải

động lớn hơn so với mạch điện trước và, khi được điều hưởng thích hợp sẽ không có méo hài lẫn phát sinh ở đầu ra.

4.3.3.5. Mạch tách sóng đường bao

Bộ tách sóng đường bao cơ bản đã được thảo luận ở mục 3.4.6. Sự cần thiết trong việc lựa chọn hằng số thời gian để tránh méo đường bao đã được thảo luận khá dài. Mục đích của bộ tách sóng đường bao là để hiệu chỉnh độ di tần chu kỳ dài của bộ dao động chủ trong khi cho phép độ di tần chu kỳ ngắn được gây ra bởi tín hiệu điều chế. Do đó hằng số thời gian được chọn dựa trên tần số thấp nhất xuất hiện trong tín hiệu điều chế, ω_{smin} , sẽ làm cho hệ thống hiệu chỉnh tần số không phải làm việc. Điều kiện này được thoả mãn khi hằng số thời gian của bộ tách sóng, τ_{det} , được chọn sao cho

$$\omega_{s,min}\tau_{det} \gg 1 \quad (4.3.3)$$

4.4. HỆ THỐNG ARMSTRONG

Sử dụng điều chỉnh tần số tự động trong việc phát các tín hiệu FM ở sơ đồ thực tế nhưng chúng vẫn còn phụ thuộc vào hồi tiếp. Đối với việc hoạt động chính xác của hệ thống thì tất cả các mạch điện phải bám sát lẫn nhau. Hơn nữa, tụ điện được điều khiển bằng điện áp được sử dụng trong mạch điều khiển tần số tự động là phi tuyến khi cần phải bù nhiệt. Dĩ nhiên, cần phải có một sơ đồ khác đơn giản hơn. Hệ thống Armstrong, được lấy tên của người phát minh ra nó là một sơ đồ như vậy. Cơ sở lý thuyết của hệ thống Armstrong cho bởi phương trình (4.2.7). Rõ ràng, trong các hệ thống FM dân dụng, độ di tần phải nhỏ hơn tần số sóng mang, do đó:

$$\omega_c(t) = k \frac{\omega_c}{\omega_s} |\sin \omega_s t| = m_f |\sin \omega_s t| \quad (4.4.1)$$

Các phép tính gần đúng có thể được áp dụng vào phương trình (4.2.11)

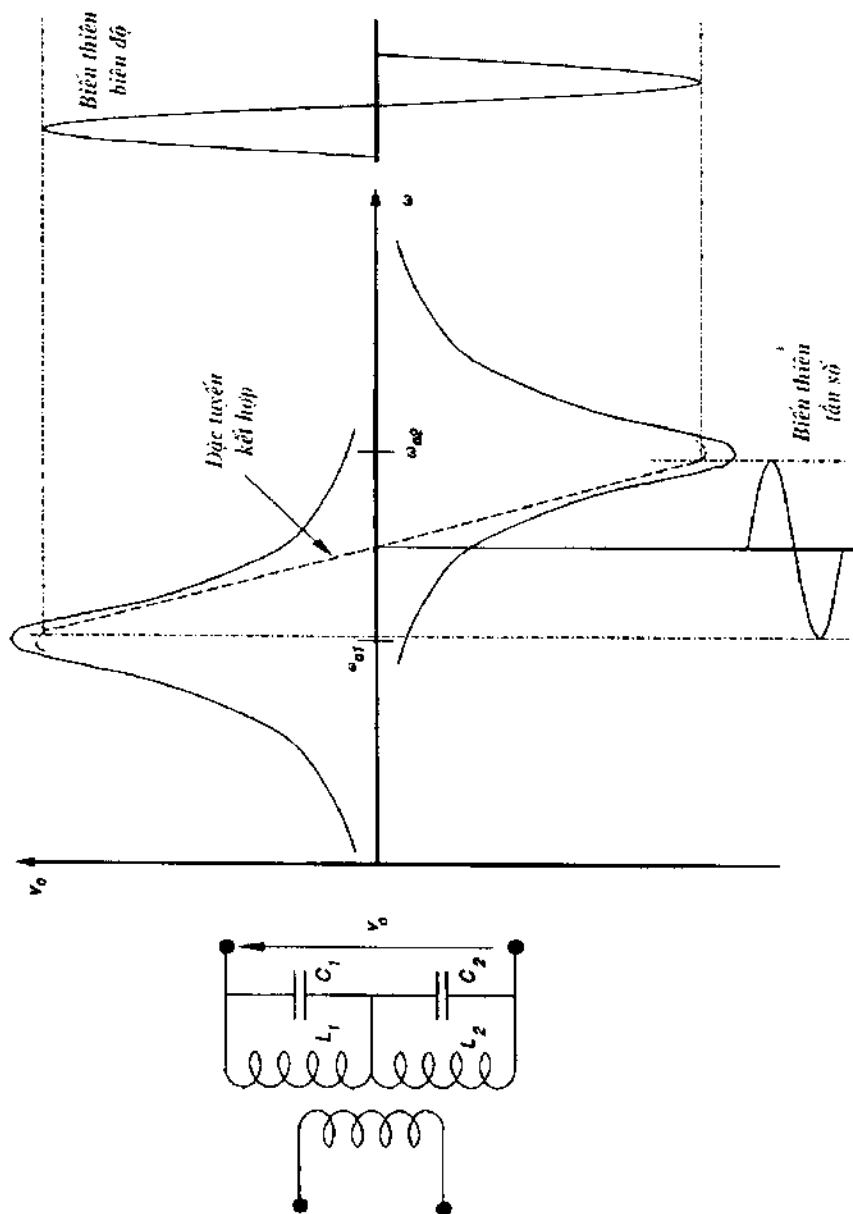
$$\cos(m_f \sin \omega_s t) \approx 1 \quad (4.4.2)$$

$$\sin(m_f \sin \omega_s t) \approx m_f \sin \omega_s t \quad (4.4.3)$$

nhận được

$$v_{fm}(t) = A [\sin \omega_c t + (m_f \sin \omega_s t) \cos \omega_c t] \quad (4.4.4)$$

$$v_{fm}(t) = A \left\{ \sin \omega_c t + \frac{1}{2} m_f [\sin(\omega_c - \omega_s)t + \sin(\omega_c + \omega_s)t] \right\} \quad (4.4.5)$$

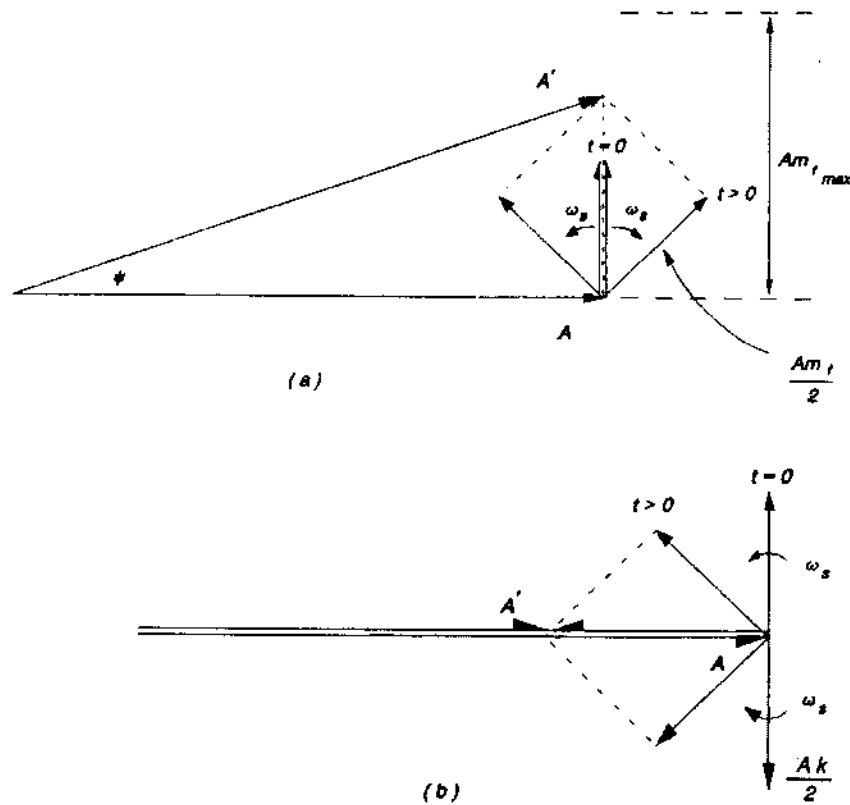


Hình 4.11. Sử dụng một mạch cộng hưởng kép để tăng dải động và cải thiện sự tuyến tính bằng cách cân bằng sự phi tuyến của một mạch LC với mạch còn lại. Chú ý rằng sự lắp ráp “đẩy kéo” minh họa ở đây sẽ tạo ra các hài lẻ vượt trội.

Cần lưu ý rằng phép gần đúng trên loại bỏ tất cả các dải biên trừ hai dải biên gần sóng mang nhất. Do đó kiểu điều chế này được gọi là điều chế tần số băng hẹp (NBFM). Nó có ưu điểm là có thể biểu diễn dưới dạng hình học đơn giản của tín hiệu FM bằng đồ thị véc tơ pha.

Hạng thức $[(m_f \sin \omega_s t) \cos \omega_c t]$ là một tín hiệu triệt sóng mang biên kép (DSB-SC). Phép cộng của biểu thức sóng mang $(\sin \omega_c t)$ thường nhân với một tín hiệu AM, trong trường hợp này,

pha của sóng mang bằng 90° so với tín hiệu DSB-SC. Sự khác nhau giữa tín hiệu AM và FM được vẽ bằng đồ thị pha ở hình 4.12.



Hình 4.12. (a) Đồ thị pha cho NBFM được biểu diễn dưới dạng hai đồ thị pha có biên độ $\frac{1}{2} A_{mf}$ quay theo các chiều ngược nhau với vận tốc góc ω_s theo hình cầu tới đồ thị pha A tại $t = 0$. (b) Đồ thị pha đối với một tín hiệu AM biểu diễn hai đồ thị pha quay ngược chiều nhau có biên độ $\frac{1}{2} kA$ và vận tốc góc ω_s . Lưu ý rằng biên độ của đồ thị pha kết hợp biến thiên từ $A(1 - k)$ tới $A(1 + k)$.

Giả sử một hệ toạ độ trong đó đồ thị pha $A \sin \omega_c t$ quay ngược chiều kim đồng hồ với vận tốc góc ω_c . Cho rằng việc quay đồ thị pha được sử dụng một hệ toạ độ chuẩn mới để sao cho nó được biểu diễn bởi một đồ thị pha ngang có giá trị bằng A . Trong các hạng thức của hệ chuẩn, hạng thức $(1/2 A m_f) \sin(\omega_c + \omega_s) t$ được biểu diễn bằng một đồ thị pha có giá trị $\frac{1}{2} A m_f$ quay ngược chiều kim đồng hồ với vận tốc góc ω_s . Tương tự, hạng thức $(1/2 A m_f) \sin(\omega_c - \omega_s) t$ được biểu diễn bằng một đồ thị pha bằng giá trị quay theo chiều kim đồng hồ với vận tốc góc ω_s . Tại thời điểm $t=0$, thành phần của mỗi đồ thị pha quay theo chiều ngang bằng 0. Do đó, hai vector phải song song nhau nhưng với các góc đúng bằng vector ngang A . Trạng thái này được minh hoạ ở hình 4.12 (a). Kết quả một vector gần như đạt giá trị cực đại:

$$A \sqrt{1 + m_f^2} \quad (4.4.6)$$

và một góc di pha lớn nhất bằng

$$\psi = \tan^{-1}(m_f). \quad (4.4.7)$$

khi m_f nhỏ, ψ nhỏ thì

$$\psi \approx m_f. \quad (4.4.8)$$

Sự biến thiên biểu kiến về biên độ của tín hiệu FM bởi vì trong thực tế việc phân tích này đã không được thực hiện bằng việc liệt kê các dải biên trong FM. Các vấn đề liên quan tới hệ thống AM cũng tương tự như vậy. Một tín hiệu AM được biểu diễn bởi phương trình (2.2.7).

$$v_{am}(t) = A \sin \omega_c t + \frac{kA}{2} \cos(\omega_c - \omega_s)t - \frac{kA}{2} \cos(\omega_c + \omega_s)t. \quad (4.4.9)$$

Trở lại với sóng mang $A \sin \omega_c t$ được biểu diễn bởi vectơ pha nằm ngang có giá trị bằng A và hai dải biên bằng hai vectơ pha đối có giá trị $kA/2$ quay với vận tốc góc có ω_s . Tại thời điểm $t = 0$, các thành phần của cả hai dải biên theo phương ngang đều bằng 0, khi đó chúng là các hạng thức dạng cosin còn A là các biểu thức dạng sin. Các vectơ pha biểu diễn hai dải biên phải bằng đúng các góc của vectơ pha A như vẽ ở Hình 4.12(b). Chú ý rằng một vectơ là dương và vectơ còn lại âm. Tại các thời điểm $t > 0$, vectơ pha biểu diễn sự kết hợp của các dải biên trừ hoặc cộng với vectơ pha A. Do đó biên độ của vectơ tổng sẽ biến thiên từ $A(1-k)$ đến $A(1+k)$ nhưng tại tất cả các thời điểm nó đều nằm theo phương ngang.

Kết quả là, trong một số hệ thống điều tần băng hẹp ($\Delta\omega_c \ll \omega_c$), hiệu pha giữa sóng mang và tín hiệu DSB-SC bằng 90° . Đây là vấn đề mấu chốt của hệ thống Armstrong. Sơ đồ khối của máy phát FM được vẽ ở hình 4.13.

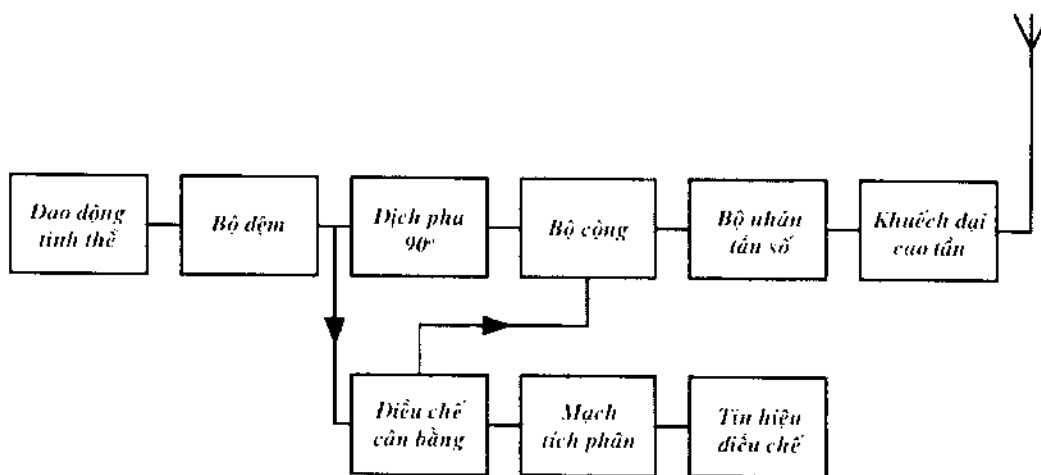
4.4.1 Thực hiện thực tế

Một bộ dao động tinh thể phát ra tín hiệu sóng mang $A \cos \omega_c t$. Tín hiệu này được đưa tới hai khối. Khối thứ nhất là một mạch di pha 90° , như tên của nó, do đó tại đầu ra có dạng $A \sin \omega_c t$. Khối thứ hai là một bộ điều chế cân bằng. Dĩ nhiên đầu vào khác được đưa tới bộ điều chế cân bằng là tín hiệu điều chế. Nhưng theo phương trình (4.2.8), $m_f = \Delta\omega_c / \omega_s$. Tín hiệu điều chế (âm thanh) chứa một dải tần từ gần 20 Hz tới 15 kHz và do đó khi ω_s tăng, $\Delta\omega$ phải tăng hay chỉ số điều chế cũng phải tăng. Tuy nhiên, trong FM, tần số của sóng mang biến đổi tỉ lệ với biên độ của tín hiệu điều chế chứ không phải tần số của tín hiệu điều chế. Để thoả mãn điều kiện này, biên độ của tín hiệu điều chế phải được giảm một nửa mỗi khi tần số tăng lên gấp đôi. Chung quy là cho tín hiệu đi qua một bộ lọc thông thấp có độ dốc 6 dB/Octave. Một việc kết hợp với tần số góc của nó dưới tần số điều chế thấp nhất yêu cầu. Biên độ của băng tần tín hiệu điều chế bằng cách được làm “méo trước” bằng bộ tích phân để thoả mãn các điều kiện trên. Yêu cầu đối với bộ tích phân hiển nhiên là từ phương trình (4.2.7).

Nếu tín hiệu điều chế là $B\sin\omega_s t$ thì ở đầu ra của bộ tích phân sẽ là $(B/\omega_s)\cos\omega_s t$. Tín hiệu này được đưa vào bộ điều chế cân bằng, nó sẽ cho ở đầu ra là tích của hai tín hiệu đưa vào nó, cho bởi, $(k'AB/\omega_s)\sin\omega_s t\cos\omega_s t$, với k' là hằng số. Tín hiệu này và tín hiệu ra của bộ di pha 90° được đưa tới bộ cộng và cho ở đầu ra một tín hiệu

$$v_o(t) = A\sin\omega_c t + \frac{kAB}{\omega_s}\sin\omega_s t\cos\omega_c t. \quad (4.4.10)$$

Tín hiệu này tiếp tục được cho qua một chuỗi các bộ nhân để nâng tần số tới giá trị yêu cầu. Bộ khuếch đại công suất khuếch đại tín hiệu tới mức thích hợp cho việc bức xạ của anten.



Hình 4.13. Sơ đồ khối của máy phát FM dựa trên hệ thống Armstrong.

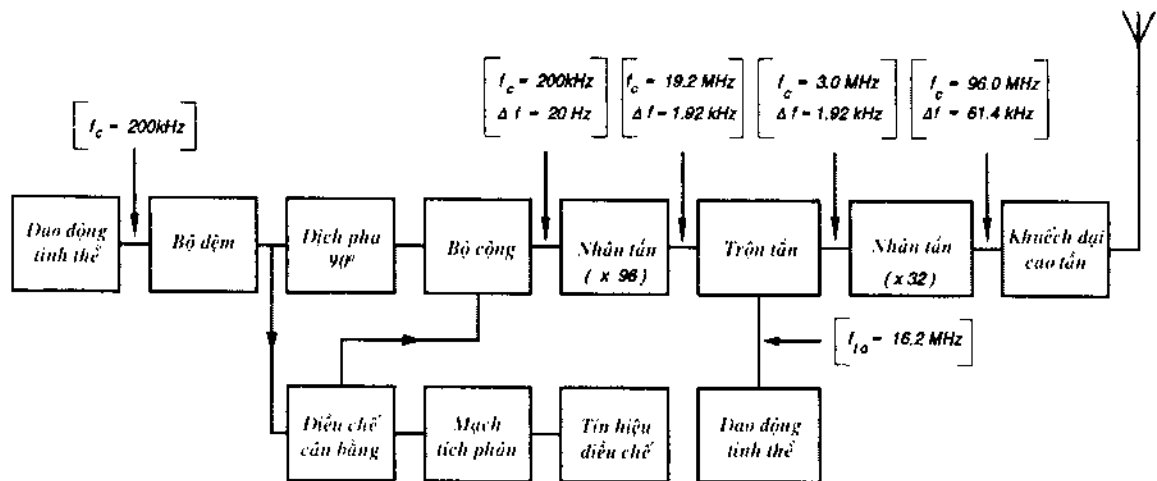
Đây là một ví dụ của việc tạo trực tiếp tín hiệu FM.

Trong máy phát FM thực tế, sóng mang được tạo ra ở tần số thấp sau đó tiến hành điều chế. Tiếp theo tần số được nhân lên tới giá trị yêu cầu. Nếu giả thiết rằng tần số sóng mang vào khoảng 200 kHz, tần số thích hợp có thể tìm được của một tinh thể, thì yêu cầu hệ số nhân để đưa tần số tới giữa của dải tần FM dân dụng sẽ vào khoảng 500 ($2^9 = 512$). Độ di tần lớn nhất của một sóng mang phụ ở tần số 200 kHz như đã được tính toán ở mục 4.3.4 cho giá trị 150 Hz.

Hệ số của tần số sóng mang phụ để tạo ra độ di tần lớn nhất chưa chắc đã là tối ưu nhất đối với một hệ thống thực tế. Để tạo ra một tín hiệu có độ trung thực cao, cần phải duy trì một mức tuyến tính cao. Đây là lợi điểm để thực hiện di tần độc lập với tần số sóng mang. Việc này có thể thực hiện được bằng cách chia quá trình nhân ra làm hai và chèn vào giữa chúng một bộ trộn để có thể thay đổi được tần số sóng mang mà không làm ảnh hưởng tới độ di tần. Ví dụ cho ở hình 4.14 sẽ giải thích cho quá trình này.

Giả thiết rằng tín hiệu sóng mang phụ là 200 kHz và độ di tần lớn nhất là 200 Hz. Để nhận được tần số sóng mang phụ ở tần số hoạt động thông thường khoảng 100 MHz, thì yêu cầu

số tầng của bộ nhân tần sẽ bằng 2^9 (512). Việc nhân tần số sóng mang đồng nghĩa với việc nhân độ di tần bởi vậy độ di tần tương ứng sẽ là $(512 \times 10 \text{ Hz}) = 10.240 \text{ Hz}$. Giá trị này thấp hơn rất nhiều so với giá trị cho phép, là 75 kHz. Mặt khác, để chuyển độ di tần 20 Hz thành giá trị yêu cầu 75 Hz, hệ số nhân phải bằng 3750 (xấp xỉ $3 \times 2^{10} = 3072$). Tuy nhiên, việc nhân tần số sóng mang phụ với hệ số này sẽ cho một tần số sóng mang bằng 614,4 MHz, nó nằm ngoài dải tần của phát thanh FM dân dụng. Để khắc phục vấn đề này, quá trình nhân được chia ra làm hai tầng và chèn thêm một bộ trộn giữa hai tầng. Tầng thứ nhất có thể bằng 96 (3×2^5). Như vậy tần số sóng mang sẽ bằng 19,2 MHz và độ di tần tương ứng là 1,92 kHz. Tín hiệu hiện tại sẽ được trộn với tín hiệu của bộ “dao động nội” mà tín hiệu ra của nó có giá trị 16,2 MHz để tạo ra một tần số sóng mang 3.0 MHz nhưng độ di tần luôn không đổi tại giá trị 1,92 kHz. Tầng nhân thứ hai ($32 = 2^5$) tạo ra một tần số sóng mang có tần số 96 MHz và độ di tần bằng 61,4 kHz. Đây không hoàn toàn là giá trị giới hạn cho phép nhưng đủ để thỏa mãn yêu cầu hiện tại. Tín hiệu “dao động nội” có thể được lấy từ bộ dao động tinh thể 200 kHz sau đó sử dụng một bộ nhân tần thích hợp ($81 = 3^4$).



Hình 4.14. Sơ đồ khối của một máy phát FM thực tế sử dụng hệ thống Armstrong.

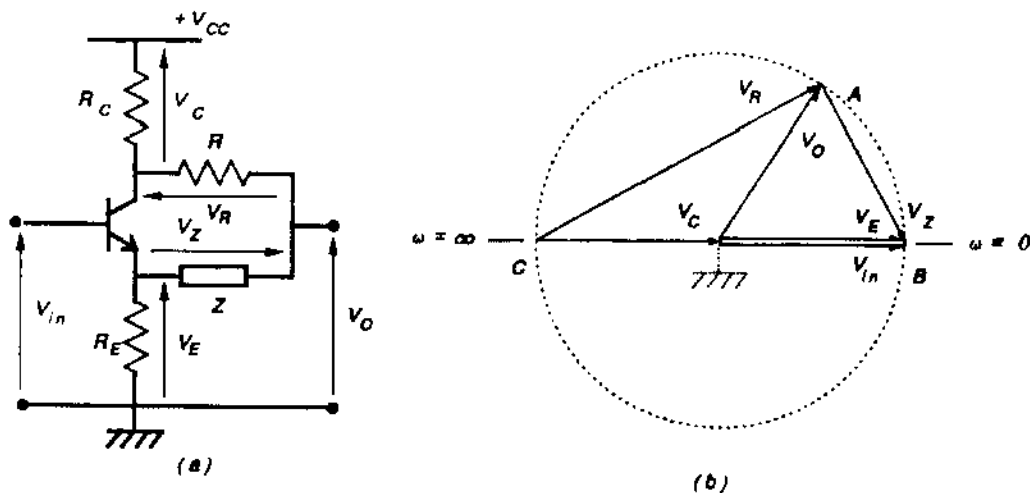
4.4.2 Thiết kế các thành phần mạch điện

Trong sơ đồ khối của hệ thống Armstrong cho ở hình 4.14, bốn khối mới được thêm vào, đó là, bộ di pha 90° , bộ điều chế cân bằng, bộ tích phân và bộ cộng. Việc thiết kế các khối mạch điện này như sau.

4.4.2.1 Mạch di pha 90°

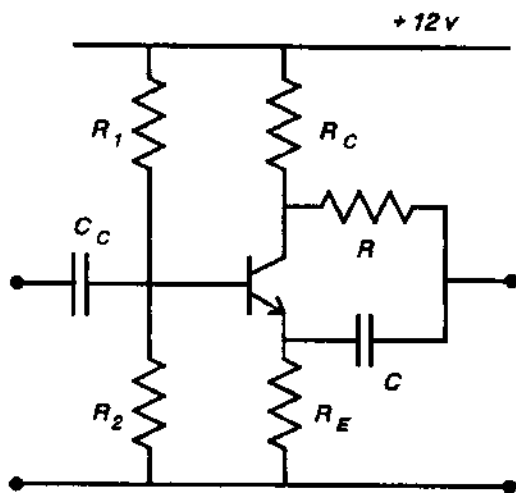
Ở mạch điện vẽ trên hình 4.15(a), các điện trở R_C và R_E bằng nhau. Đối với các yêu cầu thực tế, khi dòng cực góp và dòng cực phát bằng nhau, thì theo đó điện áp v_C và v_E phải bằng nhau về biên độ. Nhưng góc pha của chúng sai khác nhau 180° . Điện áp v_C và v_E được biểu diễn dưới dạng đồ thị vectơ pha như trên Hình 4.15(b). Điện áp xuất hiện trên R và Z bằng $(v_C + v_E)$.

Nếu trở kháng Z là thuần kháng (cảm kháng hoặc dung kháng), thì các vectơ pha $v_R + v_Z$ sẽ vuông góc nhau. Do đó điểm A phải nằm trên một đường tròn có bán kính bằng biên độ v_C , như hình vẽ. Khi đó điện áp ra bằng v_O . Khi tần số biến thiên từ 0 đến vô cùng, điểm A sẽ chạy trên một quỹ tích là nửa đường tròn. Điện áp ra có pha thay đổi từ 0 đến 180° nhưng biên độ của nó không đổi.

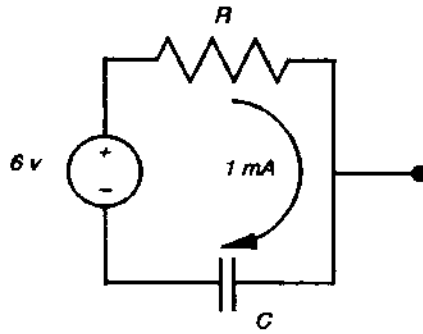


Hình 4.15. (a) Mạch di pha 90° kiểu tích cực.
(b) Đồ thị vectơ pha của mạch điện (a).

Có thể nhận thấy rằng, bằng việc lựa chọn R và Z thích hợp tại tần số cho trước, thì v_O có thể nhanh hay chậm pha so với v_m 90° . Một nhược điểm chính của mạch điện này đó là tải của nó phải có trở kháng rất cao, gần như hở mạch, mặt khác biên độ điện áp ra v_O sẽ không giữ được ở một giá trị cố định đối với tất cả các tần số. Mạch điện này là một ví dụ đơn giản của loại mạng được gọi là bộ lọc thông tắt.



Hình 4.16. Sơ đồ mạch điện được sử dụng cho ví dụ 4.4.1.



Hình 4.17. Mạch điện tương đương của mạch di pha 90° được vẽ ở hình 4.15(a).

Ví dụ 4.4.1. Mạch di pha 90°

Thiết kế một mạch thông tắt với góc di pha 90° tại tần số 200 kHz. Nguồn cung cấp một chiều bằng 12V và giả thiết rằng tải của mạch có trở kháng rất cao. Hệ số β của transistor bằng 100.

Lời giải: Một mạch điện thích hợp với bộ di pha được vẽ ở hình 4.16, với trở kháng Z được thay bằng một tụ điện đơn C.

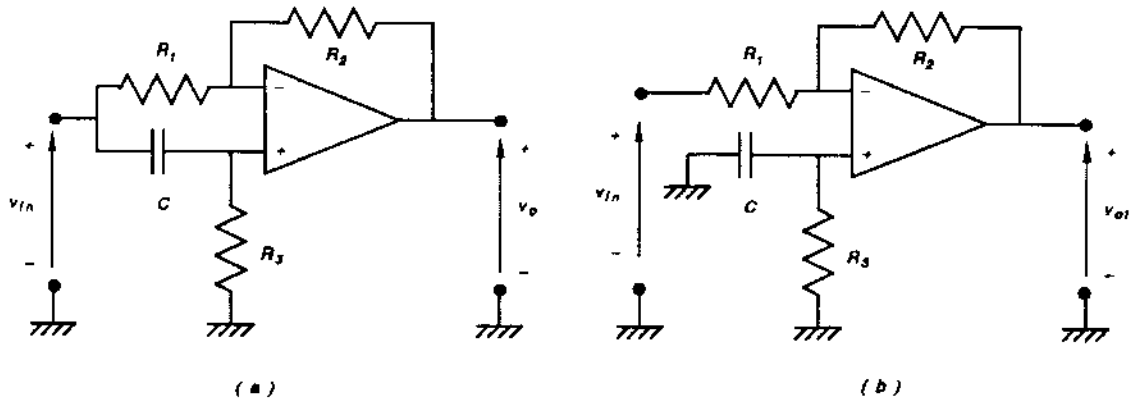
Khi hệ số tăng ích đồng nhất $v_c = v_e$ và tầng khuếch đại có dải động cực đại khi transistor được phân cực đến giá trị V_E bằng $V_{CC}/4$ còn V_C bằng $3V_{CC}/4$, tức là, tương ứng với các điện áp 3 và 9V. Do đó tín hiệu điện áp cực đại cung cấp cho mạch RC mắc nối tiếp có thể đạt giá trị 12V đỉnh. Mạch điện tương đương được vẽ ở hình 4.17. Cho dòng đỉnh trong mạch RC xấp xỉ bằng 1mA. Khi đó $R = 4,2 \text{ k}\Omega$, và dung kháng của tụ điện cũng phải bằng $4,2 \text{ k}\Omega$ tại tần số 200 kHz, tức $C = 190 \text{ pF}$.

Dòng cực góp một chiều của transistor phải được chọn sao cho với dòng qua mạch RC bằng 1 mA mà không làm ảnh hưởng tới sự hoạt động của transistor. Vì vậy chọn dòng cực góp bằng 10 mA là thích hợp. Ở chế độ tĩnh, điện áp cực phát bằng 3V. Do đó $R_E = 300 \Omega$ và $R_C = 300 \Omega$. Khi β của transistor bằng 100, dòng cực gốc bằng $100 \mu\text{A}$. Cần một dòng điện chảy qua hai điện trở R_1, R_2 lớn hơn 10 lần (1mA) so với dòng cực gốc, vậy $(R_1 + R_2) = 12 \text{ k}\Omega$. Nhưng điện áp tại cực gốc bằng 3,7 V và do đó $R_2 = 3,7 \text{ k}\Omega$ còn $R_1 = 8,3 \text{ k}\Omega$. Tụ ghép được chọn sao cho nó hoàn toàn ngắn mạch tại tần số 200 kHz; vậy chọn tụ điện có giá trị $0,1 \mu\text{F}$ là thoả mãn.

4.4.2.2. Mạch di pha 90° : Sử dụng mạch khuếch đại thuật toán

Khi tần số làm việc nằm trong dải thông làm việc của bộ khuếch đại, mạch điện vẽ ở hình 4.18 có thể được sử dụng để thấy rõ sự dịch pha 90° . Việc phân tích mạch điện có thể được giản bằng cách áp dụng nguyên lý xếp chồng. Bước thứ nhất là tách mạch điện thành đầu vào đảo và đầu vào không đảo. Với đầu vào không đảo được nối đất, còn v_m được đưa vào đầu vào đảo, khi đó điện áp ra cho bởi

$$v_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} v_m \quad (4.4.11)$$



Hình 4.18. Mạch di pha 90° sử dụng mạch khuếch đại thuật toán. Mạch điện có ưu điểm cho trở kháng đầu ra thấp. (b) Mạch điện hình (a) khi áp dụng nguyên lý xếp chồng.

Khi đầu vào đảo được nối đất còn v_m được đưa vào đầu vào không đảo, khi đó đầu ra cho bởi

$$v_{o2} = \frac{R_3}{R_3 + \frac{1}{j\omega C}} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) v_m \quad (4.4.12)$$

Tại đầu ra khi v_m được đưa vào cả hai đầu là

$$v_o = v_{o1} + v_{o2} \quad (4.4.13)$$

và

$$\frac{v_o}{v_m} = -\frac{R_2}{R_1} + \frac{j\omega CR_3}{1 + j\omega CR_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.4.14)$$

khi $R_1 = R_2$ và $\omega CR_3 = 1$,

$$\frac{v_o}{v_m} = j1. \quad (4.4.15)$$

Hệ số khuếch đại đồng nhất và tín hiệu ra sớm pha hơn tín hiệu vào 90° . Ưu điểm chính của phương pháp này là trở kháng ra của mạch đủ nhỏ để có thể đưa trực tiếp tới bộ điều chế cân bằng.

4.4.2.3. Bộ điều chế cân bằng

Một bộ điều chế cân bằng là một mạch điện có nhiệm vụ nhận hai tín hiệu vào có các tần số khác nhau, một tín hiệu sóng mang $A\cos\omega_c t$ và một tín hiệu điều chế $B\cos\omega_s t$ và tạo ra một tín hiệu tỉ lệ với tích của hai tín hiệu vào.

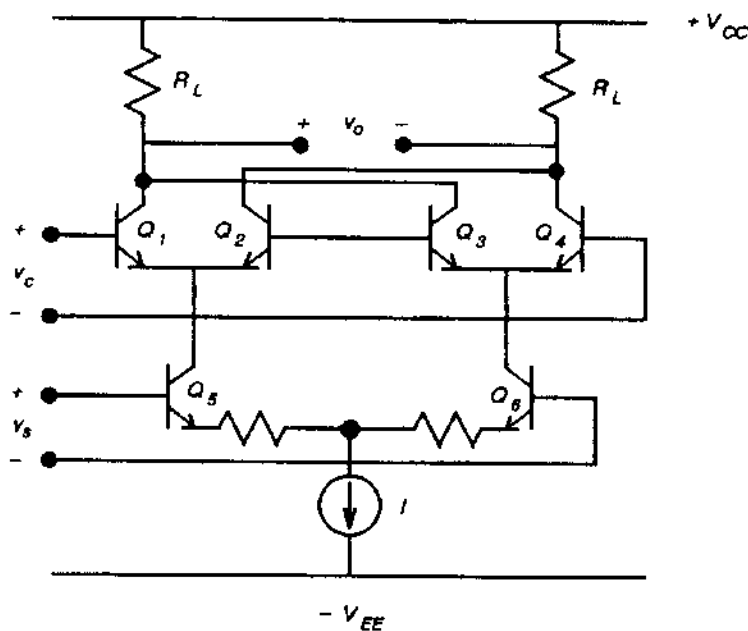
$$v_o(t) = kAB\cos\omega_c t \cos\omega_s t \quad (4.4.16)$$

Do đó bộ điều chế cân bằng là một bộ nhân tần tương tự hai đầu vào. Sở dĩ được gọi là bộ điều chế cân bằng bởi vì nó cho ở đầu ra một tín hiệu AM với các tín hiệu sóng mang và tín hiệu điều chế được nén. Nó cũng còn được biểu diễn bằng một bộ điều chế sóng mang nén biên kép (DSB-SC).

Ở mục 2.6.3, bộ nhân tương tự cầu phương bốn trạng thái được sử dụng để nhận được một sóng điều chế biên độ. Từ phương trình (2.6.26) dòng điện ra

$$I_2 = m_1 V_{dc} I_c + m_2 V_{dc} I_c \cos\omega_c t + m_3 V_s I_{dc} \cos\omega_s t + m_4 V_s I_c \cos\omega_c t \cos\omega_s t \quad (4.4.17)$$

với m là các hằng số.



Hình 4.19. Bộ nhân cầu phương bốn trạng thái được sử dụng như một bộ điều chế cân bằng (DSB-SC). Lưu ý sự khác nhau giữa hình này và hình 2.33.

Để đạt được các thông số yêu cầu ở đầu ra, ba hạng thức đầu của phương trình (4.4.17) phải được loại bỏ. Như vậy, bộ nhân tương tự cầu phương bốn trạng thái thực chất chỉ là dạng mạch tích hợp và một trong các đặc tính của mạch tích hợp là đó là trong quá trình chế tạo

transistor và các linh kiện khác, các đặc tuyến của chúng hoàn toàn được phối hợp với nhau. Các tín hiệu cùng chế độ có thể bị loại khỏi đầu ra bằng cách cung cấp hai mạch điện giống nhau mắc “song song” và giữ lại ở đầu ra là hiệu giữa hai điểm tương ứng trong hai mạch điện. Mạch điều chế cân bằng cơ bản được vẽ ở hình 4.19.

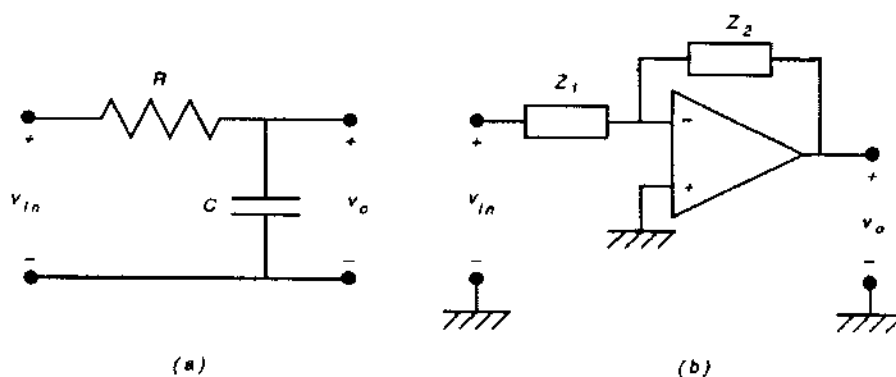
Cần chú ý rằng điểm khác nhau cơ bản giữa hai mạch điện ở hình 4.19 và mạch điện ở hình 4.33 đó là ở hình 4.19, cặp transistor tổ hợp Q_1-Q_3 và Q_2-Q_4 có tải cực góp R_L và đầu ra được lấy khác nhau. Đối với chỉ tiêu phân cực và thông số chỉ tiết bạn đọc có thể tham khảo chỉ tiêu kỹ thuật của MC 1595 (Bộ nhân tần cầu phương bốn trạng thái của tập đoàn bán dẫn Motorola).

4.4.2.4 Bộ tích phân

Trong thực tế, bộ tích phân thực chất là một bộ lọc thông thấp đơn giản có độ dốc 6dB/Octave (20dB/Decade) với tần số góc của nó được chọn nằm dưới tần số tần số thấp nhất xuất hiện trong tín hiệu điều chế. Mạch điện bộ tích phân cơ bản được vẽ ở hình 4.20(a) với hằng số thời gian $\tau=RC$ được chọn sao cho

$$\omega_{s, \min} \tau > 1 \quad (4.4.18)$$

Vì tín hiệu điều chế chứa các tần số trải rộng hầu như toàn bộ 3 Decade, tần số cao nhất hiện tại sẽ bị suy giảm gần 60 dB. Hơn nữa hằng số thời gian rất dài được yêu cầu cho ứng dụng này đã làm giảm sự đơn giản của mạch thông thấp RC. Một dạng mạch lọc thông thấp được quan tâm hơn được vẽ ở hình 4.20(b).



Hình 4.20. (a) “Bộ tích phân” đơn giản là một bộ lọc thông thấp. (b) Bộ tích phân trong thực tế có thể được thực hiện bằng cách mắc một mạch hồi tiếp RC thích hợp vào một bộ khuếch đại thuật toán.

Điện áp ra của bộ khuếch đại thuật toán là

$$v_o = -\frac{Z_2}{Z_1} v_{in}. \quad (4.4.19)$$

Khi $Z_1 = R_1$ và $Z_2 = 1/(j\omega C)$,

$$v_0 = -\frac{1}{j\omega CR_1} v_m \quad (4.4.20)$$

có thể biểu diễn v_0 trong miền thời gian

$$v_0 = -\frac{1}{CR_1} \int_0^t v_m(t) dt. \quad (4.4.21)$$

Do đó tên “bộ tích phân” chỉ là tương đối.

Đối với một mạch khuếch đại thuật toán lý tưởng (hệ số khuếch đại vòng hở mạch bằng vô cùng), hệ số khuếch đại của mạch điện vẽ ở hình 4.20(b) phải bằng vô cùng đối với dòng điều chế, khi Z_2 là một mạch hở đối với dòng một chiều. Trong bộ khuếch đại thuật toán thực tế hệ số khuếch đại vòng, cho dù lớn (xấp xỉ 10.000 lần), không được xác định chính xác. Để xác định hệ số khuếch đại dòng một chiều thì một điện trở R_2 được mắc song song với C bởi vậy hệ số khuếch đại dòng một chiều bằng $-(R_2/R_1)$. Điện áp ra khi đó phải được sửa lại thành

$$v_0 = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega CR_2} v_m \quad (4.4.22)$$

Ví dụ 4.4.2. Bộ tích phân

Thiết kế một bộ tích phân thoả mãn các chỉ tiêu sau:

- (1) Hệ số khuếch đại 0dB tại tần số 1kHz
- (2) Điểm gấp tần số tại 10 kHz
- (3) Hệ số khuếch đại của nó bằng bao nhiêu tại tần số 10 Hz và 15 kHz ?

Lời giải. Đặc tuyến yêu cầu được vẽ ở hình 4.21.

Mối quan hệ giữa hai tần số f_1 và f_2 dựa trên cơ sở tần số decade được cho bởi

$$f_1 \times 10^n = f_2$$

với n là tần số decade. Khi $f_1=10$ Hz và $f_2=1$ Hz, $n=2$.

Hệ số khuếch đại tại 10Hz = $2 \times 20\text{dB} = 40$ dB.

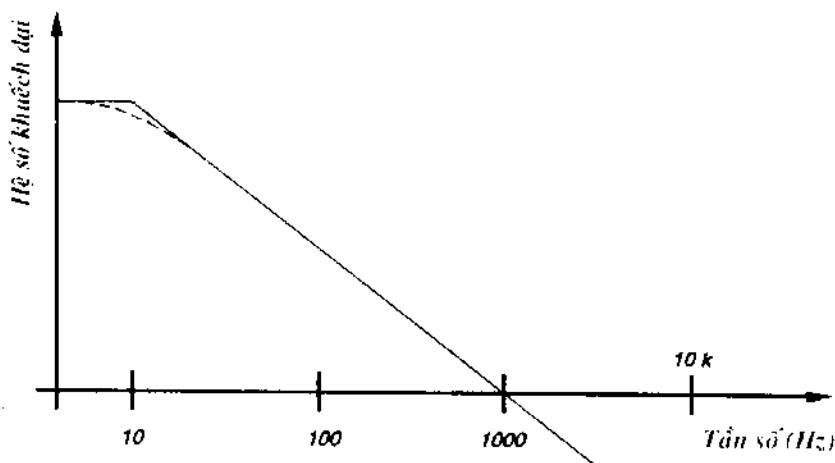
Hệ số khuếch đại điện áp 40dB tương ứng với tỉ số điện áp bằng 100. Do đó, $R_2/R_1 = 100$.

Chọn $R_2 = 1\text{M}\Omega$ vậy $R_1 = 10\text{ k}\Omega$. Từ phương trình (4.4.22) nhận thấy rằng tại tần số góc $\omega CR_2 = 1$ thì $C = 0,016\mu\text{F}$. Sử dụng các kết quả của 1kHz , thì 15kHz sẽ tương ứng với 1,18 tần số decade. Do đó, hệ số khuếch đại tại 15 kHz là

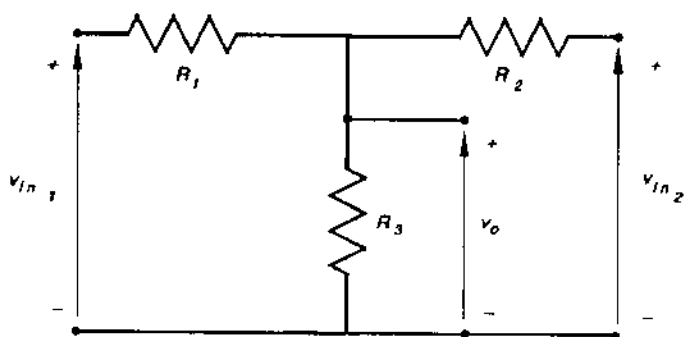
$$-20 \times 1,18 = -23,6\text{dB}$$

4.4.2.5. Bộ cộng

Việc cộng hai tín hiệu hoàn toàn có thể thực hiện được một cách dễ dàng bằng cách sử dụng mạng điện trở hình T như vẽ ở hình 4.22.



Hình 4.21. Đặc tuyến yêu cầu của bộ tích phân được xác định ở ví dụ 4.4.2.



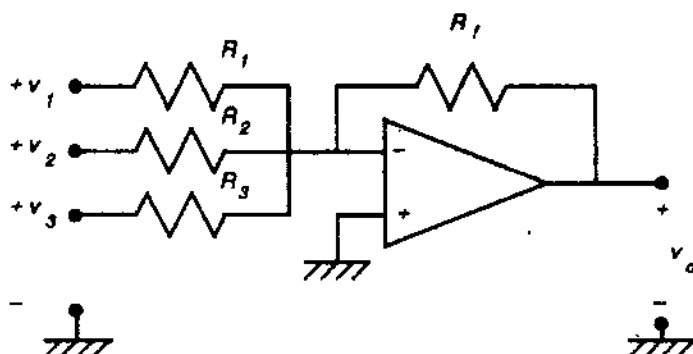
Hình 4.22. Một bộ cộng kiểu điện trở đơn giản. Việc sử dụng một mạch điện như vậy sẽ làm suy giảm chút ít tín hiệu.

Mạch điện này có hai nhược điểm chính: tín hiệu ra là một phân số của tín hiệu vào, và sẽ có xu hướng tín hiệu này “lôi kéo” tín hiệu kia. Để tăng sự cách ly giữa hai tín hiệu, và giảm sự lôi kéo có thể xảy ra, R_1 và R_2 phải được giảm theo R_3 . Điều này làm cho tổn hao công suất tín hiệu ở đầu ra của mạch điện trở nên trầm trọng hơn.

Một mạch điện bộ cộng có thể xem như việc khuếch đại các tín hiệu được cộng như được vẽ ở hình 4.23. Phương trình 4.4.19 có thể được khai triển thành

$$v_o = -\frac{R_f}{R_1}v_1 - \frac{R_f}{R_2}v_2 - \frac{R_f}{R_3}v_3. \quad (4.4.23)$$

Mối quan hệ giữa các giá trị R_1 , R_2 và R_3 xác định tỉ lệ tương ứng v_1 , v_2 , và v_3 biểu diễn qua v_o , trong khi tỉ số R_f/R_1 xác định hệ số khuếch đại điện áp của điện áp V_1 và tương tự.



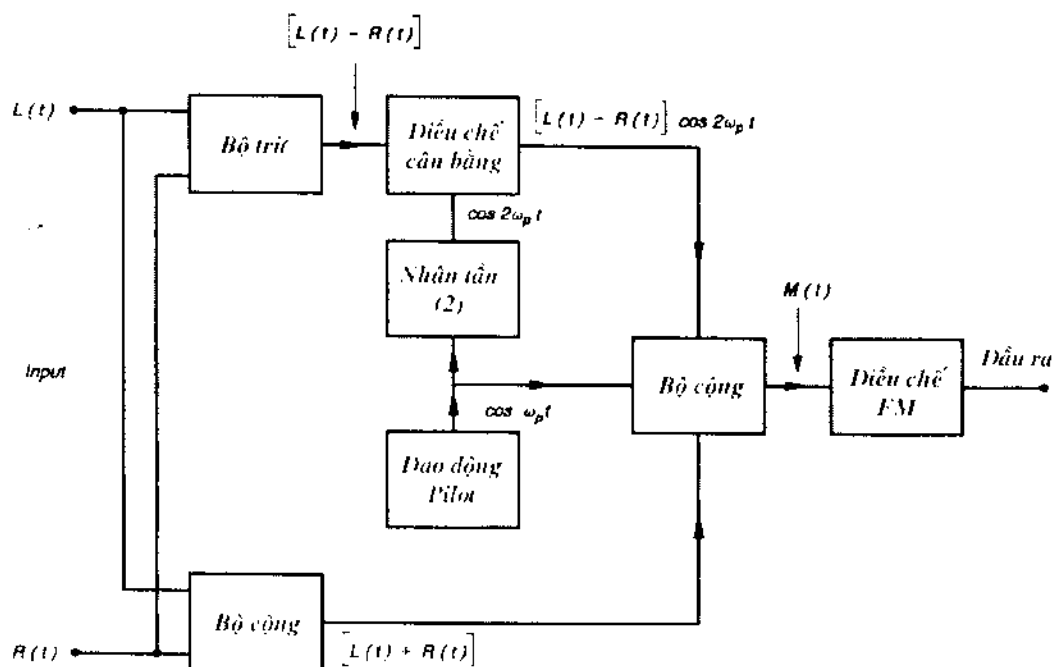
Hình 4.23. Một bộ khuếch đại thuật toán kiểu bộ cộng. Mạch điện này cho phép người thiết kế mạch lựa chọn hệ số khuếch đại theo yêu cầu cũng như các hằng số nhân.

4.5. TRUYỀN DẪN FM STEREO

Một nỗ lực để tạo ra sự biểu diễn âm thanh trung thực, bằng cách sử dụng hai micro, một cái để ghi âm thanh khi nó nhận được từ phía bên phải còn cái thứ hai là của bên trái. Khi phát lại các tín hiệu bên phải và bên trái sẽ được đưa tương ứng ra loa bên phải và bên trái. Người nghe ngồi trước loa có thể cảm nhận được âm thanh của các loại nhạc cụ khác nhau như thể là chúng đang được phát ra từ đúng các vị trí khi chúng được thu âm. Khi kỹ thuật này được ứng dụng cho rạp chiếu phim và truyền hình, nếu một chiếc xe hơi tiến lại từ một bên của màn hình thì ta có thể cảm nhận âm thanh cùng với vị trí của nó được biểu hiện trên màn hình giống như một chiếc xe hơi thật di chuyển qua màn hình vậy. Trong quá trình ghi âm thông thường, một hệ thống stereo yêu cầu có hai kênh riêng biệt. Bởi vậy người ta cho rằng một hệ thống FM stereo sẽ yêu cầu có băng thông lớn gấp đôi so với kênh mono. Trong thực tế, chỉ cần băng thông lớn hơn bởi vì hệ thống phải được thiết kế để làm sao thính giả sử dụng máy thu FM mono vẫn có thể bắt được sóng truyền dẫn stereo và thu được cùng chất lượng như đối với các chương trình mono.

4.5.1. Thiết kế hệ thống

Sơ đồ khối hệ thống được vẽ ở hình 4.24 sử dụng để xử lý tín hiệu điều chế trước khi cho nó điều chế tần số bằng một sóng mang phụ sử dụng kỹ thuật Armstrong đã được thảo luận ở mục 4.4.



Hình 4.24. Sơ đồ khối minh họa các tầng của việc xử lý một tín hiệu điều chế stereo bằng hệ thống Armstrong trong máy phát FM.

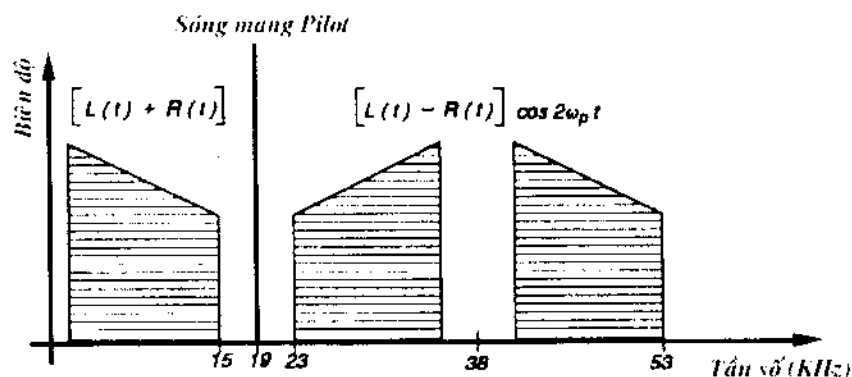
Tín hiệu biên bên trái $L(t)$ và tín hiệu biên bên phải $R(t)$ được đưa tới một bộ cộng và một bộ trừ (tín hiệu này trước hết được đảo sau đó cộng) để tạo ra tương ứng hai tín hiệu $[L(t)+R(t)]$ và $[L(t)-R(t)]$. Tín hiệu $[L(t)+R(t)]$ được đưa tới một trong số các đầu vào của bộ cộng ba đầu vào như được vẽ ở hình 4.24. Tín hiệu $[L(t)-R(t)]$ được đưa tới một trong số hai đầu vào của bộ điều chế cân bằng. Đầu vào còn lại của bộ điều chế cân bằng nhận tín hiệu 38kHz được tạo ra tại tần số gốc 19 kHz (tần số chủ) và sau đó được nhân đôi. Do đó đầu ra của bộ điều chế cân bằng tạo ra

$$[L(t)-R(t)]A\cos 2\omega_p t \quad (4.5.1)$$

với $2\omega_p$ là tần số góc của tần số dao động chủ sóng được nhân đôi còn A là biên độ. Hai đầu vào khác của bộ cộng ba đầu vào là tín hiệu chủ sóng và tín hiệu từ đầu ra bộ điều chế cân bằng. Khi đó đầu ra của bộ cộng cho

$$M(t) = [L(t) + R(t)] + [L(t) - R(t)]A\cos 2\omega_p t + B\cos \omega_p t \quad (4.5.2)$$

với B là biên độ của dao động chủ sóng. Việc thiết kế các mạch điện của tất cả các khối vẽ ở hình 4.24 đã được thảo luận ở chương học này và các chương học trước. Phổ băng gốc của tín hiệu stereo được vẽ ở hình 4.25.



Hình 4.25. Phổ của tín hiệu điều chế phức hợp được sử dụng trong máy phát FM stereo.

Việc xử lý tín hiệu stereo và tách nó thành các tín hiệu trái và phải sẽ được thảo luận ở chương 5.

CÂU HỎI ÔN TẬP

4.1. Công suất ra của một bộ phát FM làm việc tại tần số $100/2\pi$ MHz bằng 10W khi không sử dụng điều chế. Bạn sẽ quan sát thấy điều gì trên máy phân tích phổ được nối vào tải của nó. Cung cấp một tín hiệu sin và giảm dần biên độ của nó cho tới khi biên độ của sóng mang bằng 0. Công suất trung bình tại các tần số biên bằng bao nhiêu ?

Tính:

- (1) công suất trung bình tại các tần số biên cạnh sóng mang (các biên tần bậc nhất),
- (2) công suất trung bình tại các tần số biên bậc hai,
- (3) công suất trung bình tại các tần số biên bậc ba,
- (4) công suất trung bình tại các tần số biên còn lại.

4.2. Một bộ phát FM trực tiếp sử dụng một diot thông số cho bởi

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 + 2V}}$$

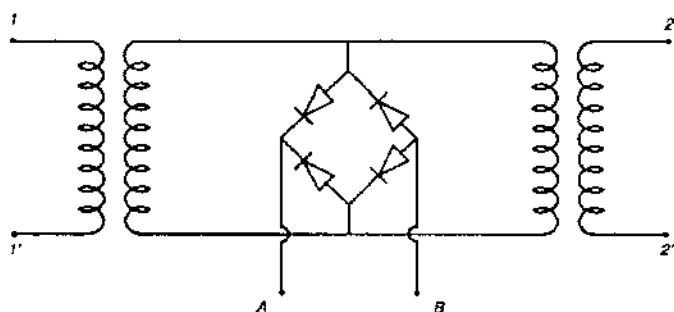
với V là điện áp phân cực ngược của tiếp giáp p-n. Giả thiết rằng bộ dao động có một mạch cộng hưởng LC song song như vẽ ở hình 4.3:

- (1) Viết biểu thức tần số là một hàm của V
- (2) Viết biểu thức khác với tần số dao động f_0 khi điện áp một chiều đưa vào tiếp giáp p-n bằng V_0 .

(3) Giả thiết rằng v là điện áp biến thiên trong một khoảng thời gian rất nhỏ chồng lên điện áp V_0 , tính độ dốc (Hz/V) đặc tuyến tần số–điện áp của mạch điện theo tần số dao động f_0 khi $f_0 = 25 \text{ MHz}$ và $V_0 = 5 \text{ V}$.

4.3. Một bộ tách sóng biến điệu tần số (biến đổi tần số–điện áp) được thiết kế để làm việc tại tần số $10/2\pi \text{ MHz}$. Bạn được cung cấp một biến áp đối xứng mà cuộn thứ cấp có hệ số tự cảm L nối tiếp với điện trở r đối với mỗi nửa cuộn dây. Hãy chọn hai tụ điện thích hợp để điều chỉnh cho cuộn thứ cấp có mức méo hài bậc hai nhỏ nhất, cho $L = 0,2 \text{ mH}$ và $r = 40 \Omega$ (một vài tác động có thể cần đến).

4.4. Trong một máy phát FM trực tiếp, tần số sóng mang $f_c = 250 \text{ kHz}$ với độ di tần cực đại $\Delta f = 50 \text{ Hz}$. Tín hiệu này được nhân tần bằng hai tầng (với một bộ trộn ở giữa hai tầng) để cho tần số sóng mang lên tới 100 MHz . Tầng nhân thứ nhất có hệ số nhân bằng 64. Hãy chọn tần số dao động nội thích hợp và hệ số nhân của bộ nhân tần thứ hai. Tính các tần số trung tâm và băng thông khi tín hiệu được tiến hành cho qua bộ nhân/trộn tần. Máy phát này sẽ cho các chỉ tiêu về độ di tần đối với các đài phát FM dân dụng như thế nào?



Hình 4.26.

4.5. Ở mạch điện hình 4.18, C và R_3 không đổi. Với các điều kiện gì thì mạch điện sẽ làm việc giống như bộ di pha 90° .

4.6. Nếu, trong một máy phát FM làm việc tại tần số 100 MHz , một tín hiệu điều chế dạng sin có tần số 15 kHz tạo ra tần số sóng mang có độ lệch 3 kHz , xuất phát từ một biểu thức cho sóng điều chế, chỉ xét hai cặp biên tần đầu tiên. Tính các biên độ của các tần số quan hệ với sóng mang không được điều chế.

4.7. Mạch điện vẽ ở hình 4.26, một tín hiệu dạng sin

$$v_s = 1,5 \sin \omega_s t$$

được đưa vào đầu 1 và 1' của biến áp T1, với $\omega_s = 5 \text{ krad/s}$. Một tín hiệu thứ hai

$$v_c = 10 \sin \omega_c t$$

được đưa vào đầu vào A và B, với $\omega_c = 50 \text{ krad/s}$. Giả thiết rằng các diot có đặc tuyến lý tưởng:

- (1) Phác hoạ dạng sóng của tín hiệu xuất hiện tại hai đầu 2 và 2' của biến áp T2, theo quan hệ v_s và v_c .
- (2) Xuất phát từ một biểu thức cho điện áp ra v_o theo các hạng thức v_s và v_c .
- (3) Tính biên độ của thành phần v_o tại tần số góc $n\omega_c$ với n là một số nguyên.
- (4) Hãy giải thích kết quả bạn đã tính ở câu (3).
- (5) Gợi ý một ứng dụng cho mạch điện.

Bạn có thể giả thiết đó là một dạng sóng vuông

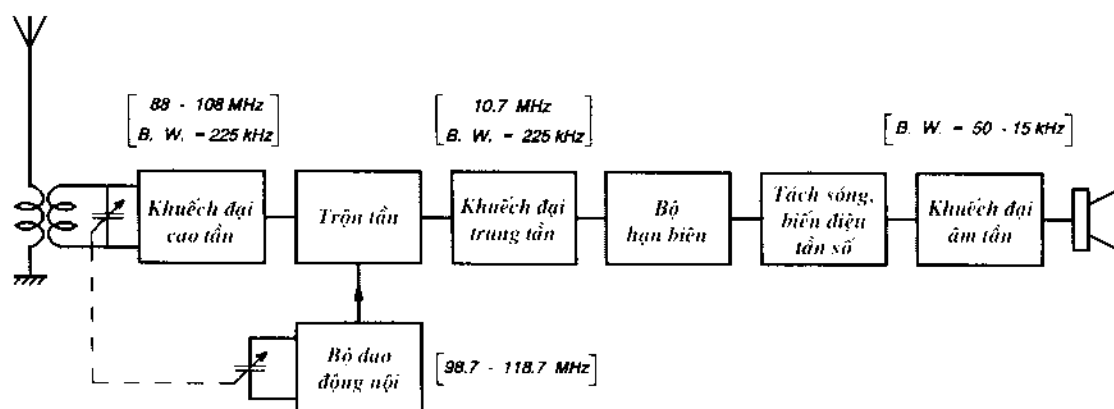
$$f(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega t.$$

MÁY THU RADIO ĐIỀU TẦN

5.1 LỜI MỞ ĐẦU

Trong điều chế biên độ, tần số của sóng mang được giữ không đổi trong khi biên độ của nó được biến đổi theo biên độ của tín hiệu điều chế. Trong điều chế tần số, biên độ của sóng mang được giữ không đổi còn tần số của nó biến đổi theo biên độ của tín hiệu điều chế. Hiển nhiên, cần có một mạch điện biến sự thay đổi tần số thành sự biến thiên về biên độ – những phương pháp kỹ thuật được sử dụng trong tách sóng AM, cũng có thể được sử dụng cho FM.

Trong mục 4.3.3.4, ba mạch điện chuyển đổi sự thay đổi tần số thành sự thay đổi biên độ đã được thảo luận và đặc tính của chúng về độ tuyến tính cũng như dải động đã được khảo sát. Từ đó thấy rằng máy thu FM cũng phải có các chức năng cơ bản giống như máy thu AM. Cấu trúc của máy thu FM được minh họa ở hình 5.1.



Hình 5.1 Sơ đồ khối của máy thu FM dân dụng cùng các dải tần và các độ rộng băng.

Kỹ thuật thu đổi tần được sử dụng trong FM vì cùng lý do như được sử dụng trong AM, nó chuyển đổi tất cả các tín hiệu tần số thu được thành một tần số trung gian cố định mà tại tần số đó quá trình lọc có thể được thực hiện một cách có hiệu quả.

Nhiệm vụ của anten là cảm ứng được phần năng lượng điện từ được phát đi từ máy phát. Những nguyên tắc cơ bản được ứng dụng để thiết kế một anten, tuy nhiên trong phát thanh FM, tần số của năng lượng điện từ nằm giữa khoảng 88 và 108 MHz nên thực tế cần phải có những anten mà kích thước vật lý của chúng nằm trong giới hạn thích hợp.

Mức công suất của bộ khuếch đại cao tần được nâng lên đến mức có thể được sử dụng trong bộ trộn tần để biến đổi tần số trung tâm thành một tần số thấp hơn—tần số trung tần (IF). Bộ trộn tần cùng bộ dao động nội chuyển đổi tín hiệu cao tần thu thành một tần số trung tần 10.7 MHz. Không có gì đặc biệt về tần số trung tần 10.7 MHz ngoại trừ tại một tần số tương đối thấp như vậy, yêu cầu giá trị của các cuộn cảm và các tụ điện phải đủ lớn để giảm thiểu hiệu ứng nhiễu loạn điện từ trong mạch. Tại tần số cố định này việc lọc được thực hiện để loại trừ những tín hiệu không mong muốn được sinh ra trong quá trình trộn tần, những tín hiệu nhiễu và tạp âm.

Tín hiệu sau khi lọc được đưa tới bộ hạn biên. Sự cần thiết của bộ hạn biên trở nên tất yếu khi tín hiệu FM thường được chuyển đổi thành tín hiệu AM trong bộ tách sóng điều tần trước khi nó được tách sóng. Điều này có nghĩa là bất kỳ sự thay đổi nào về biên độ tín hiệu FM sẽ được đặt lên tín hiệu gốc từ bộ tách sóng điều tần và do đó gây ra méo dạng. Bộ hạn biên cắt triệt để tín hiệu thành biên độ cố định và do đó lọc ra được những hài không mong muốn. Tín hiệu sau đó được đưa tới bộ tách sóng điều tần (*bộ chuyển đổi tần số—biên độ*) và bộ tách sóng đường bao. Bộ khuếch đại âm tần khuếch đại tín hiệu đầu ra của bộ tách sóng lên một mức thích hợp để đưa ra loa.

Mặc dù cấu trúc của các máy thu AM và FM có nhiều điểm tương đồng tuy nhiên cũng có những điểm khác biệt quan trọng đòi hỏi những thiết kế và những cách xây dựng khác nhau. Đó là những điểm sau:

1. Tần số sóng mang cao hơn (88–108MHz) được sử dụng trong FM đòi hỏi giá trị của cả cuộn cảm và tụ điện trong mạch điều hưởng phải nhỏ. Điều này đồng nghĩa với việc điện cảm tập tán và điện dung tập tán sẽ được xem như là đáng kể đối với giá trị thiết kế, do vậy gây ra ảnh hưởng lớn hơn trong các mạch điều hưởng. Trong thiết kế, mặc dù có thể thực hiện những biện pháp thích hợp để hạn chế những ảnh hưởng của sự nhiễu loạn điện từ cố định trong một mạch điện nhưng còn có những giá trị thay đổi khác của các phần tử ví dụ như hệ số nhiệt độ, hệ số rung động, có thể gây ra độ lệch đủ lớn đòi hỏi phải có sự tái điều chỉnh của máy thu trong suốt quá trình thu. Bộ dao động nội là nơi dễ bị ảnh hưởng nhất từ các thành phần tập tán, do nó phải làm việc ở tần số lớn hơn tần số sóng mang là 10.7MHz. Để đảm bảo sự ổn định của bộ dao động, mạch điện có hệ số Q cao, các tụ điện có hệ số nhiệt âm và sự tự điều khiển tần số (AFC) được sử dụng. Một số bộ khuếch đại cao tần đầu vào FM sử dụng những thành phần mạch có thông số phân tán như cấp đồng trục và những đường truyền dẫn (*hệ thống các vật dẫn như dây dẫn, ống dẫn sóng...*).

2. Với tần số trung tần 10.7MHz, dải tần mà các nhiễu ảnh có thể hình thành là từ 109.4MHz đến 129.4MHz. Dải tần này được dành riêng cho hệ thống vô tuyến định vị dẫn đường. Điều đó cho thấy rằng một trạm FM không thể gây nhiễu cho một trạm khác nhưng gây nhiễu cho một hệ thống vô tuyến định vị dẫn đường thì có thể. Trong AM, nhiễu ảnh có thể được giảm thiểu bằng cách khuếch đại vi sai tín hiệu mong muốn lên một mức tương đối so với tín hiệu ảnh. Trong FM, bộ khuếch đại điều hưởng cao tần có hệ số Q cao được sử dụng để phục vụ cho mục đích này.
3. Việc sử dụng bộ khuếch đại điều hưởng có hệ số Q cao trong tầng cao tần đòi hỏi tần số của bộ dao động nội phải rất ổn định, độ lệch của nó so với tần số cao tần phải chính xác và đưa ra mức biến động tối thiểu từ tần số trung tần được chọn. Bản thân bộ dao động nội không có được những khả năng này nhưng khi được kết hợp với mạch AFC và những biện pháp ổn định khác, hoạt động của bộ dao động nội có thể thoả mãn những yêu cầu trên.
4. Bộ lọc trung tần lý tưởng là bộ lọc có đặc tuyến dải thông bằng phẳng và có các sườn dốc đứng. Đỉnh bằng phẳng được yêu cầu để chống lại những tần số phụ thuộc vào sự biến đổi biên độ. Các sườn dốc đứng để loại trừ những nhiễu tạp được tạo ra từ quá trình trộn tần và những kênh lân cận. Hai phương pháp kỹ thuật xoay quanh một số tầng mạch điều hưởng kế tiếp nhau được sử dụng để đạt được đặc tuyến gần đúng so với bộ lọc lý tưởng. Thứ nhất, tất cả các mạch cộng hưởng có cùng một tần số cộng hưởng—được xem là sự điều hưởng đồng bộ. Thứ hai, tần số cộng hưởng được định ở các điểm khác nhau trong dải thông—được xem như sự điều hưởng lệch.

Sự thay đổi về đặc tính cũng như số lượng trên từ hệ thống AM đã được thảo luận ở chương 3.

5.2 THIẾT KẾ CÁC THÀNH PHẦN

5.2.1 Anten

Điều quan trọng cần nhớ là anten là một thiết bị thuận nghịch tức nó có thể được sử dụng cho cả phát cũng như thu tín hiệu. Cấu trúc anten có chuẩn bức xạ sóng đất tốt thì cũng sẽ có đáp ứng tốt đối với sự bức xạ sóng đất khi nó được sử dụng ở chế độ thu.

Thông thường, các máy thu FM dân dụng sử dụng hai kiểu anten: anten roi đứng, được sử dụng phổ biến nhất ở những máy thu trên ô tô còn anten lưỡng cực hoặc anten lưỡng cực xếp được sử dụng ở những máy thu FM xách tay hoặc để bàn.

Cho rằng anten roi đứng giống như một anten thẳng đứng được tiếp đất, anten nửa sóng làm việc ở khoảng giữa của băng tần FM sẽ có độ dài khoảng 1,5m. Một anten như vậy có thể được lắp trên các phương tiện truyền thông một cách tiện lợi. Mô hình trường của những anten

thẳng đứng tiếp đất được cho ở hình 2.54. Có thể thấy rằng, khi chiều cao anten h nhỏ hơn nửa hai bước sóng $\lambda/2$ thì đáp ứng của anten bị giới hạn đối với sóng đất. Các trạm FM dân dụng được thiết kế để hoạt động trong phạm vi nội vùng do vậy các anten của nó phải đảm bảo phần lớn năng lượng bức xạ được đưa vào sóng đất. Một máy thu FM với anten có chiều cao nhỏ hơn hoặc bằng $\lambda/2$ sẽ có đặc tuyến tốt.

Anten lưỡng cực và biến thể của nó, anten lưỡng cực xếp thông thường được sử dụng ở những máy thu FM để bàn. Chúng có thể được sử dụng kết hợp với các phần tử định hướng và/hoặc các phần tử phản xạ để tăng độ tăng ích của anten. Đó chính là anten Yagi-Uda. Việc thiết kế anten là vượt quá phạm vi của chương học này. Tuy nhiên một số bài mẫu về anten sẽ được trình bày ở những phần tiếp theo và bạn đọc nên tham khảo thêm trong giáo trình Anten và truyền sóng.

5.2.2 Bộ khuếch đại cao tần

Mục đích của bộ khuếch đại cao tần là nâng công suất của tín hiệu tới so với tất cả các tín hiệu khác mà anten thu được lên một mức để có thể sử dụng được trong bộ biến đổi tần số. Chức năng thứ hai của bộ khuếch đại cao tần là nó đóng vai trò như một tải nối với anten do đó tín hiệu anten không bị phản xạ tại giao tiếp giữa anten và phần máy gây ra tổn hao công suất.

Độ rộng băng thông của tín hiệu FM trong phát thanh dân dụng được tính xấp xỉ 240KHz ở mục 4.3.3.1. Với tần số sóng mang khoảng 100MHz, hệ số Q yêu cầu có giá trị khoảng 400. Hệ số Q cao như vậy thường không thể đạt được với một bộ khuếch đại điều hướng cao tần đơn giản, phương pháp giải quyết trong thực tế là sử dụng mạch điện có hệ số Q thấp hơn và hiệu chỉnh nó ở cấp trung tần tiếp sau đó. Phương pháp kỹ thuật xen kẽ trong đó sử dụng một số tầng nối tiếp nhau được cách ly bởi các bộ khuếch đại đệm. Để hệ thống máy thu đổi tần làm việc, giá trị tần số dao động nội phải được đặt bằng tần số cao tần cộng với tần số trung tần; với dải tần FM dân dụng tần số trung tần tiêu chuẩn là 10.7MHz. Tần số của bộ dao động nội phải biến đổi trong khoảng 98.7MHz đến 118.7MHz. Thường thì điều này không gây rắc rối khi tỉ số giữa tần số cao và tần số thấp là 1,2:1. Điểm quan trọng hơn là tần số trung tâm của bộ khuếch đại cao tần và tần số của bộ dao động nội phải được duy trì sự sai khác 10.7MHz trên toàn bộ dải tần FM. Trong trường hợp đối với AM, các tần số thường thấp, một số độ lệch có thể chấp nhận được mà không gây nguy ảnh hưởng nghiêm trọng đối với tín hiệu. Với hệ thống FM, các tần số cao hơn rất nhiều, tỉ lệ biến động nhỏ của một hoặc cả hai tần số cao tần và tần số dao động nội có thể gây ra những thay đổi lớn ở tần số trung tần. Để khắc phục vấn đề này, sử dụng hệ thống tự động điều chỉnh tần số của bộ dao động nội. Nguyên tắc hoạt động cơ bản của nó tương tự với mạch điều chỉnh tần số đã được mô tả ở mục 4.3.2.

5.2.3 Bộ dao động nội

Bộ dao động nội có thể tạo ra một số dạng dao động thông thường với một phần tử tích cực như transistor lưỡng cực. Nó phải cung cấp đủ công suất cho bộ trộn tần. Trị số của các

cuộn cảm và các tụ điện phải được lựa chọn để giảm thiểu hiệu ứng nhiễu loạn điện từ trong mạch. Bộ dao động nội phải được kết hợp chặt chẽ với mạch AFC để ổn định độ lệch tần số so với bộ khuếch đại cao tần (*có cộng hưởng*) như đã đề cập trước đây.

5.2.4 Bộ đổi tần

Bộ đổi tần cơ bản đã được thảo luận ở mục 3.4.3. Với ứng dụng này bộ trộn FET cổng kép được sử dụng do có ưu điểm về độ dò tín hiệu dao động nội ra Anten qua bộ khuếch đại cao tần nhỏ. Với tín hiệu dò như vậy và sự bức xạ của nó có thể gây nhiễu cho lĩnh vực thông tin khác và các thiết bị vô tuyến định vị dẫn đường.

5.2.5 Tầng trung tần

Tần số trung tần cho phát thanh FM dân dụng là 10.7MHz. Độ rộng băng thông yêu cầu của bộ lọc là khoảng 240KHz, tần số trung tâm là 10.7MHz, độ lớn của hệ số Q khoảng 45. Thường nhận thấy bộ khuếch đại qua hai hoặc nhiều tầng cộng hưởng được xen kẽ bởi những bộ khuếch đại đệm thích hợp.

5.2.6 Bộ hạn biên

Theo lý thuyết, bộ khuếch đại cao tần, bộ trộn tần và bộ khuếch đại trung tần đều có đáp ứng biên độ bằng phẳng trong dải thông của chúng. Nhưng trong thực tế thì không đúng như vậy. Kết quả là tín hiệu ở bộ khuếch đại trung tần có sự thay đổi về biên độ tương ứng với tần số. Đây là một dạng tín hiệu AM và nó phải được loại bỏ để tránh méo dạng.

Bộ hạn biên đã được thảo luận ở mục 4.3.3.1 và 4.3.3.2. Lưu ý rằng đôi khi bộ hạn biên được đặt ở sau một bộ tự điều chỉnh. Điều này làm giảm tác động cắt triệt để của bộ hạn biên và do vậy yêu cầu về công suất tín hiệu và những sóng hài giả được đưa ra.

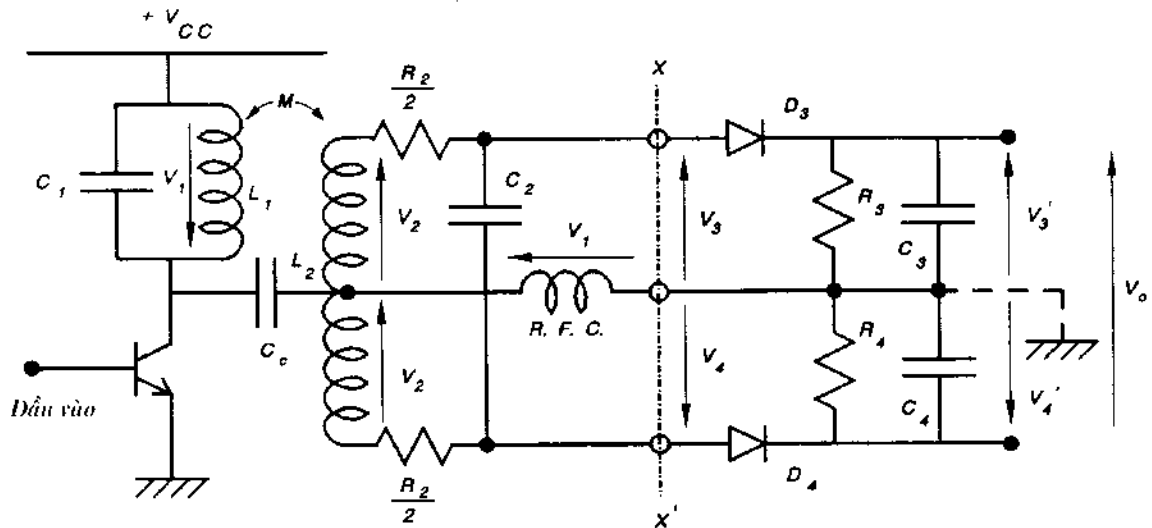
5.2.7 Bộ tách sóng biến điệu tần số

Mục đích sử dụng của bộ tách sóng biến điệu tần số là chuyển sự thay đổi tương đối nhỏ về tần số (*của tín hiệu có tần số rất cao*) thành sự thay đổi tương đối lớn của biên độ theo thời gian. Lúc này tín hiệu có thể được giải điều biến bằng một mạch tách sóng đường bao đơn giản như đã được thảo luận ở mục 3.4.6. Hai bộ tách sóng biến điệu tần số cơ bản đã được thảo luận ở mục 4.3.3.4 và chúng chỉ được sử dụng để minh họa cho những khái niệm. Trong thực tế thường sử dụng một số bộ tách sóng điều tần có cấu trúc tinh vi hơn. Một số bộ tách sóng điều tần trong số đó sẽ được thảo luận sau đây.

5.2.7.1 Bộ tách sóng điều tần Foster–Seeley

Bộ tách sóng điều tần Foster–Seeley [1,2] tương tự như bộ tách sóng điều tần sườn dốc cân bằng đã biết ở hình 4.11. Điểm khác nhau chủ yếu là nó có hai mạch điều hưởng thay vì ba mạch và cả hai mạch này đều được điều hưởng ở cùng một tần số. Đây là lợi điểm chính khi

máy thu đang được điều chỉnh. Lợi điểm thứ hai là trong hoạt động nó có dải tuyến tính lớn hơn so với bộ tách sóng điều tần dốc. Mạch tách sóng điều tần Foster–Seeley cơ bản được trình bày ở hình 5.2.



Hình 5.2 Mạch tách sóng điều tần Foster–Seeley. Đường thẳng $X-X'$ phân chia mạch thành hai phần, mạch cao tần và mạch âm tần.

Cuộn cảm L_1 và tụ điện C_1 nối với cực collector của transistor, được điều hưởng ở tần số f_0 (tần số trung tần của máy thu). Cuộn cảm L_1 được ghép hồ cảm với cuộn cảm đối xứng L_2 . Điểm giữa của L_2 được nối bởi tụ ghép C_2 tới cực collector của transistor. Cuộn cảm L_2 và tụ điện C_2 được điều hưởng ở tần số f_0 . Hai mạch giống hệt nhau bao gồm một diode nối tiếp với một mạch kết hợp song song một tụ điện và một điện trở ($D_3-R_3-C_3$ và $D_4-R_4-C_4$) được nối với nhau qua một cuộn cảm L_2 để hình thành nên một mạch đối xứng. Cuộn chặn cao tần (RFC—giá trị cảm kháng cao có thể được coi như một mạch hở ở tần số cao, ngược lại, là ngắn mạch ở tần số thấp) nối điểm nối giữa với điểm chung của mạch $D_3-R_3-C_3$ và $D_4-R_4-C_4$.

Mạch điện có thể được chia thành hai phần bởi một đường thẳng $X-X'$. Phần mạch điện bên trái đường $X-X'$ hoạt động ở tần số cao f_0 với độ lệch tương đối nhỏ $\pm\Delta f$. Phần mạch điện phía bên phải đường $X-X'$ là hai mạch tách sóng đường bao như đã được thảo luận ở mục 3.2.

Điện áp tần số cao đi vào mạch tách sóng đường bao được chỉnh lưu bởi diode D_3 và D_4 , hằng số thời gian R_3-C_3 và R_4-C_4 được chọn để làm phẳng những xung nửa sóng nhưng cho qua bất kì sự biến đổi chậm nào của đường bao (biên độ) của các xung nửa sóng. Những sự biến đổi chậm này thể hiện tần số thấp (âm tần).

Trước khi đi vào phân tích mạch, để cho đơn giản ta thừa nhận ba giả thiết sau:

- (1) Điện kháng của tụ ghép C_c là đủ nhỏ để nó được xem như là ngắn mạch tại tần số hoạt động.
- (2) Cảm kháng của RFC làm hở mạch ở tần số cao f_0 nhưng là ngắn mạch ở tần số thấp.
- (3) Điểm chung của hai mạch tách sóng đường bao có thể xem như được nối đất khi mạch thứ cấp bao gồm các mạch tách sóng đường bao là đối xứng.

Lúc này, điều cần được giải thích là, khi tín hiệu có tần số $f_0 \pm \Delta f$ được đưa vào mạch, biên độ điện áp xuất hiện trên đầu vào của các bộ tách sóng đường bao sẽ biến đổi tỉ lệ với $\pm \Delta f$. Các mạch điều hướng L_1-C_1 và L_2-C_2 là các mạch có hệ số Q cao nhưng hệ số ghép hồ cảm M là nhỏ. Điều này có nghĩa là tải thứ cấp được ghép vào mạch sơ cấp là không đáng kể. Dòng sơ cấp là:

$$I_1 \approx \frac{V_1}{j\omega L_1} \quad (5.2.1)$$

Điện áp cảm ứng trên cuộn thứ cấp là:

$$2V_2 = \pm j\omega M I_1 \quad (5.2.2)$$

Dấu $\pm$ phụ thuộc vào chiều cuốn tương đối của cuộn sơ cấp và cuộn thứ cấp. Giả sử trong trường hợp là dấu cộng, thế I_1 vào ta có:

$$2V_2 = \frac{M V_1}{L_1} \quad (5.2.3)$$

Khi mạch thứ cấp được điều hướng, dòng điện sơ cấp là:

$$I_2 = \frac{M V_1}{L_1} \quad (5.2.4)$$

Với R_2 là điện trở nối tiếp của mạch sơ cấp. Điện áp trên tụ điện C_2 là:

$$2V_2 = \frac{I_2}{j\omega_0 C_2} \quad (5.2.5)$$

Thay I_2 vào ta có :

$$2V_2 = \frac{M V_1}{j\omega_0 C_2 R_2 L_1} \quad (5.2.6)$$

Điện áp thứ cấp đưa vào một mạch tách sóng đường bao được cho bởi:

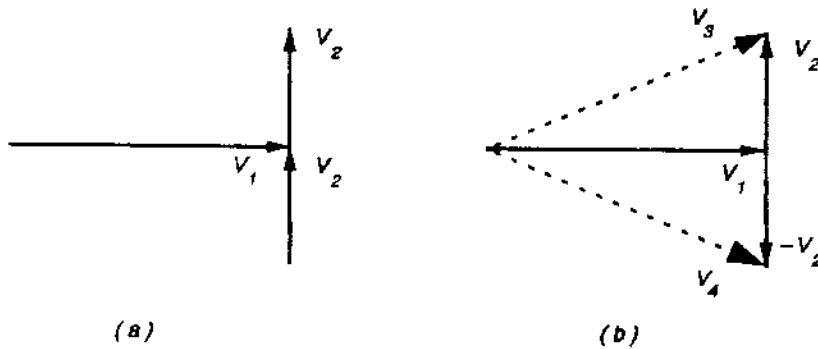
$$V_2 = \frac{M}{j2\omega_0 C_2 R_2 L_1} V_1 \quad (5.2.7)$$

Rõ ràng tại tần số cộng hưởng, véc-tơ điện áp sơ cấp V_1 là vuông góc so với điện áp thứ cấp V_2 . Giản đồ véc-tơ của điện áp đưa tới đầu vào của mạch tách sóng đường bao được vẽ ở hình 5.3(a). Giản đồ véc-tơ này có thể được thay đổi bằng cách đảo chiều của một véc-tơ biểu thị V_2 như đã thấy ở hình 5.3(b).

Điện áp bộ tách sóng đường bao có độ lớn bằng độ lớn của các véc-tơ V_3 và V_4 , kể từ khi đầu ra của các mạch tách sóng đường bao tỉ lệ với độ lớn của điện áp đưa vào, nếu trên đầu ra có sự chênh lệch thì nó sẽ bằng không. Điều đó có nghĩa là đầu ra của bộ tách sóng Foster-Secley sẽ có giá trị 0V tại tần số cộng hưởng.

Trở kháng của mạch cộng hưởng thứ cấp tại một tần số bất kì ω là :

$$Z_2 = R_2 + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \quad (5.2.8)$$



Hình 5.3 (a) Giản đồ véc-tơ cơ bản của bộ tách sóng.

(b) Giản đồ véc-tơ khi sóng mang FM không được điều biến.

Nhưng tại tần số cộng hưởng

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} \quad (5.2.9)$$

Thế C_2 vào phương trình (5.2.8) ta có:

$$Z_2 = R_2 + j \left(\omega L_2 - \frac{\omega_0^2 L_2}{\omega} \right) \quad (5.2.10)$$

Nếu ta định nghĩa hệ số Q ở tần số cộng hưởng như sau :

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L_2}{R_2} \quad (5.2.11)$$

Khi đó biểu thức (5.2.10) có thể được viết lại:

$$Z_2 = R_2 + j\omega_0 L_2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (5.2.12)$$

Bây giờ hãy để ý tới sự thay đổi tương đối nhỏ của tần số quanh tần số cộng hưởng ω_0 và định nghĩa sự lệch điều hưởng rất nhỏ δ như sau:

$$\delta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \quad (5.2.13)$$

Khi đó :

$$\frac{\omega}{\omega_0} = 1 + \delta \quad (5.2.14)$$

Do vậy :

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = 1 + \delta - \frac{1}{1 + \delta} = \delta \left(\frac{2 + \delta}{1 + \delta} \right) \quad (5.2.15)$$

Với mạch có hệ số Q rất cao ở tần số rất gần tần số cộng hưởng, độ lệch cộng hưởng δ là rất nhỏ hơn 1, do đó

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \approx 2\delta \quad (5.2.16)$$

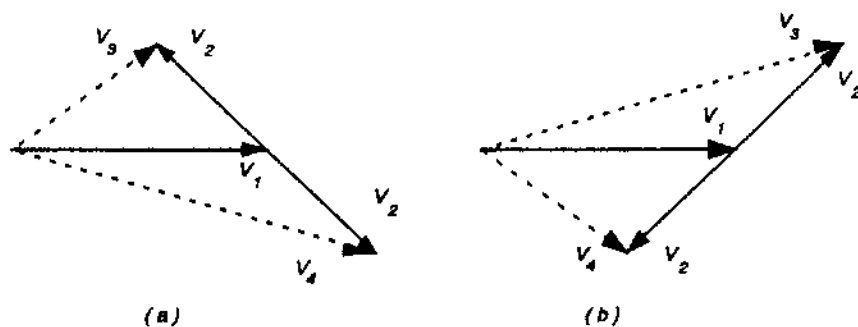
Thế vào phương trình (5.2.12) ta có

$$Z_2 = R_2(1 + j2Q_0\delta) \quad (5.2.17)$$

Thay R_2 trong biểu thức (5.2.7) bằng Z_2 ta có

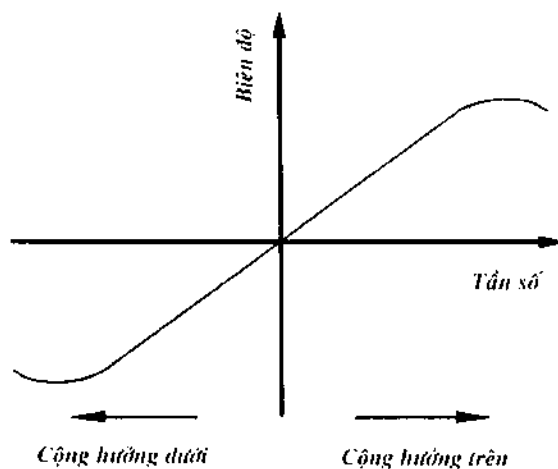
$$V_2 = \frac{M}{j2\omega_0 C_2 L_1 R_2 (1 + j2Q_0\delta)} V_1 \quad (5.2.18)$$

Hiển nhiên vectơ V_1 và V_2 không còn vuông góc với nhau. Góc giữa chúng phụ thuộc vào dấu và độ lớn của δ . Khi δ dương, góc giữa V_1 và V_2 nhỏ hơn 90° , và khi δ âm thì góc giữa chúng lớn hơn 90° , hoặc ngược lại. Các giản đồ vectơ cho giá trị dương và âm của δ tương ứng được thấy ở hình 5.4 (a) và (b).

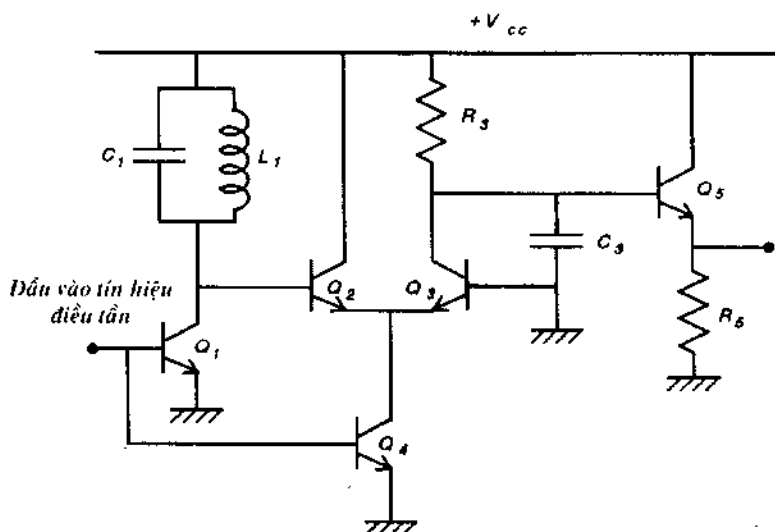


Hình 5.4 (a) Giản đồ vector khi tần số tín hiệu nhỏ hơn tần số sóng mang.

(b) Giản đồ vector khi tần số tín hiệu lớn hơn tần số sóng mang.

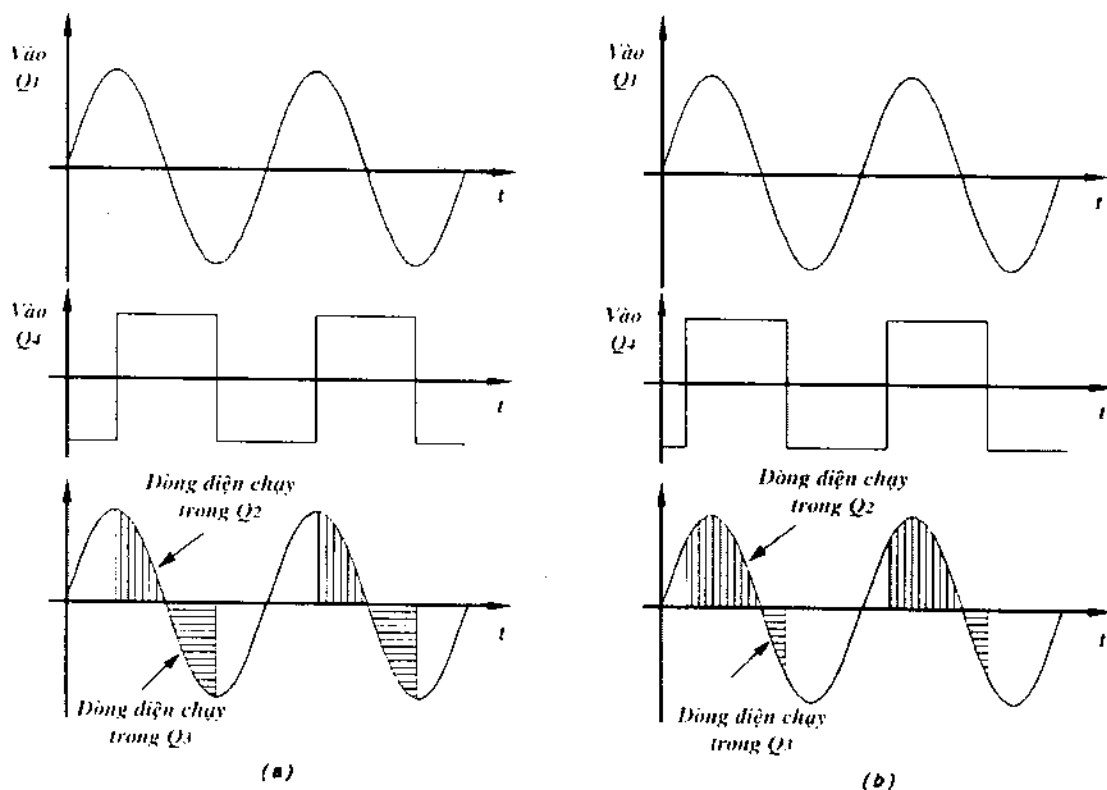


Hình 5.5 Đặc tuyến biên độ tần số của bộ tách sóng điều tần Foster-Seeley.



Hình 5.6 Sơ đồ mạch điện của mạch tách sóng vuông góc vớidần ra lấy từ cực E có trở kháng ra thấp.

Từ những điều này có thể nhận thấy rằng độ lớn của các điện áp vào V_3 và V_4 không bằng nhau khi δ có giá trị khác không. Đặc tuyến của bộ tách sóng Foster–Seeley được cho ở hình 5.5. Biểu thức của bộ tách sóng Foster–Seeley khi bao gồm cả chức năng của bộ hạn biên và bộ tách sóng biến điệu tần số được gọi là bộ tách sóng tỉ lệ [3]. Đó là các đặc tính của nó mặc dù đã bỏ qua nhiều yếu tố mong muốn được trình bày.



Hình 5.7 (a) Sự sai pha giữa tín hiệu sin và sóng vuông khi sóng mang không được điều biến, như vậy các dòng điện bằng nhau đi qua Q_2 và Q_3 và đưa ra tín hiệu một chiều ở đầu ra. (b) Khi sóng mang được điều biến, lệch pha tương đối giữa tín hiệu dạng sin và sóng vuông thay đổi và các dòng điện trong Q_2 và Q_3 không còn bằng nhau; tín hiệu một chiều ra sẽ thay đổi giá trị – tín hiệu một chiều thay đổi này chính là tín hiệu âm tần.

5.2.7.2 Bộ tách sóng vuông góc

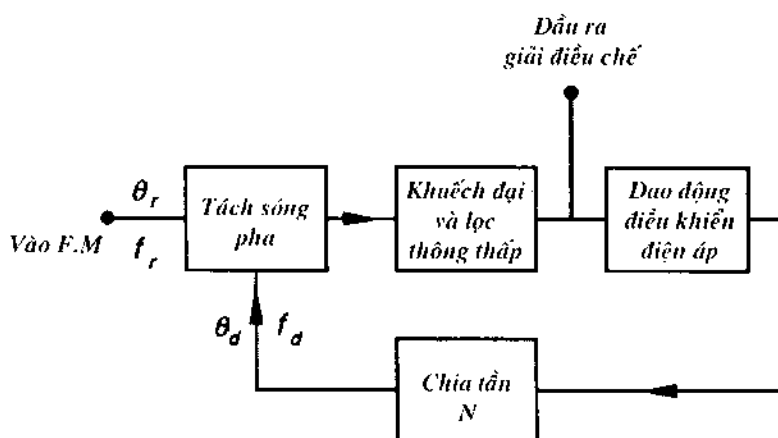
Mạch điện bao gồm một đèn khuếch đại cộng hưởng Q_1 , với tải cực-góp có hệ số Q rất cao. Đầu vào của mạch điện chính là đầu ra từ bộ hạn biên đó là tần số sóng vuông được điều biến (tức sóng vuông có tần số cố định với độ lệch tương đối nhỏ ở điểm đi qua mức không). Do mạch điều hướng có hệ số Q rất cao, đầu ra của bộ khuếch đại là sóng dạng sin có tần số không đổi. Cũng sóng vuông trên được đưa vào cực gốc của transistor Q_4 , Q_4 đóng vai trò như một nguồn dòng cố định cho cặp đèn vi sai Q_2 – Q_3 . Do vậy dòng điện chạy trong cặp đèn vi sai chỉ khi Q_4 thông. Sóng dạng sin đưa tới Q_2 định rõ tỉ lệ dòng cố định ở Q_4 chạy qua Q_2 chứ không phải Q_3 . Từ hình 5.7 (a) có thể thấy rằng, khi tín hiệu vào không được điều biến, tức là khi độ

sai pha giữa sóng dạng sin và sóng vuông là cố định, mạch điện có thể được điều chỉnh, do đó Q_2 và Q_3 dẫn dòng có giá trị như nhau và đưa ra điện áp không đổi trên tụ điện C_3 . Hằng số thời gian R_3C_3 giữ cực gốc của đèn Q_5 ở một giá trị một chiều và đầu ra còn lại là không đổi.

Khi tín hiệu trên đầu vào của mạch điện được điều biến, tín hiệu sin đưa tới Q_2 không còn trùng khớp với sóng vuông và Q_3 lúc này sẽ thông trong khoảng thời gian tỉ lệ với độ lệch pha giữa hai tín hiệu. Có thể thấy điều này ở hình 5.7 (b). Điện áp rơi trên tụ C_3 là thành phần một chiều biến đổi chậm và ở đầu ra thực tế là tín hiệu âm tần đã được điều biến tần số vào cao tần.

Lưu ý rằng:

- (1) Đèn khuếch đại Q_5 cung cấp trở kháng ra thấp cho mạch điện.
- (2) Cấu trúc của mạch điện thích hợp cho việc thực hiện bằng mạch tích hợp.
- (3) Hằng số thời gian R_3C_3 được chọn để “tạo ra” sự thay đổi về biên độ của tín hiệu âm tần.
- (4) Khi hai tín hiệu lệch nhau 90° (vuông góc) Q_2 và Q_3 dẫn các dòng điện bằng nhau và điều kiện này có thể được sử dụng để làm mốc tính toán.



Hình 5.8 Sơ đồ khối của bộ tách sóng FM vòng khoá pha. Để ý rằng tín hiệu một chiều biến đổi chậm được yêu cầu để giữ vòng kín ở trạng thái khoá chính là tín hiệu âm tần.

5.2.7.3 Bộ tách sóng FM vòng khoá pha

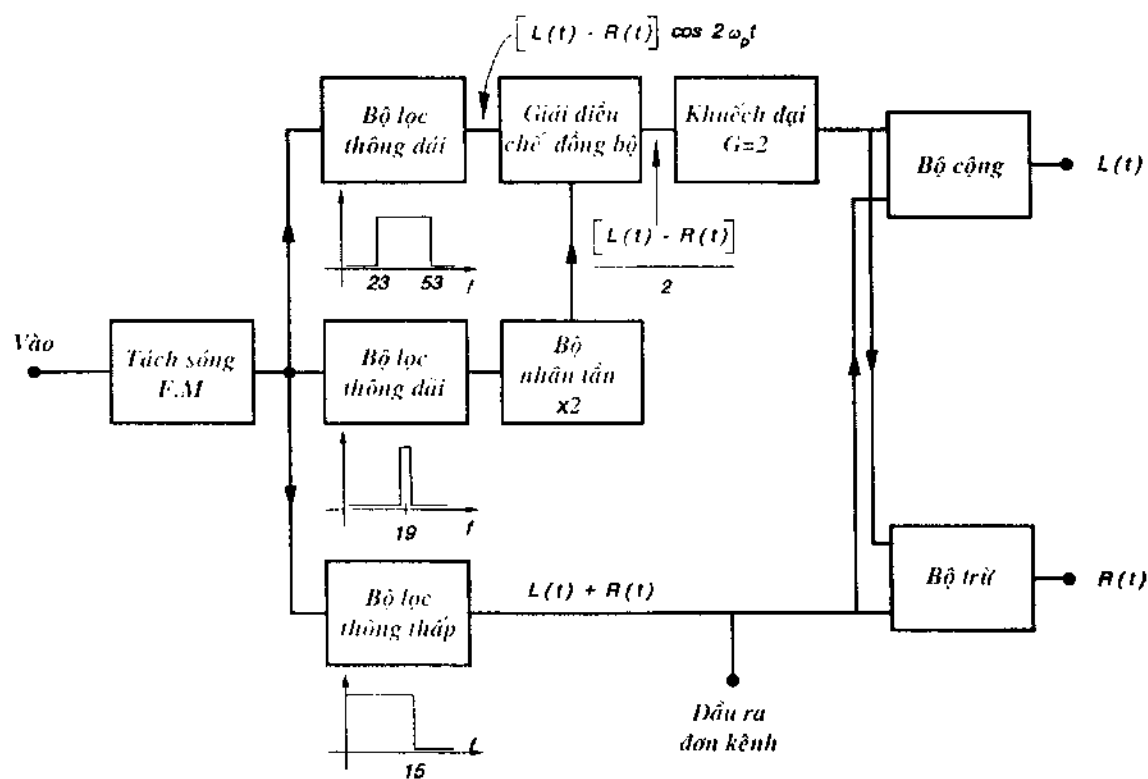
Bộ tách sóng FM vòng khoá pha [4] là bộ tách sóng FM phức tạp nhất nhưng lợi điểm là nó có thể được chế tạo dưới dạng mạch tích hợp, ở đó sự phức tạp của mạch điện không còn là vấn đề lớn. Hệ thống cơ bản được cho ở hình 5.8.

Bộ tách sóng FM vòng khoá pha bao gồm một bộ tách sóng pha có khả năng đưa ra trên đầu ra một tín hiệu tỉ lệ với độ lệch pha giữa hai tín hiệu vào (tín hiệu sai số). Tín hiệu ra được

khuếch đại và được dùng để điều khiển bộ dao động được điều khiển bằng điện áp (VCO)–thường làm việc ở tần số cao hơn tần số tín hiệu vào. Đầu ra của bộ dao động được chia bởi một hệ số N thích hợp để nhận được tần số giống như tần số tín hiệu vào. Đây chính là đầu vào thứ hai của bộ tách sóng pha.

Tín hiệu sai số được đưa tới VCO làm nó thay đổi tần số do vậy f_d tiến gần đến f_r . Khi hai tần số gần nhau hệ thống sẽ khoá tức hai tần số trở nên bằng nhau và sự sai pha giữa chúng bằng không. Điện áp điều khiển từ bộ lọc thông thấp là một chiều. Khi tín hiệu đến thay đổi tần số và do đó cả về pha, điện áp điều khiển sẽ thay đổi giá trị của nó để duy trì hệ thống ở trạng thái khoá. Giá trị điện áp điều khiển thay đổi trên thực tế chính là đầu ra giải điều biến yêu cầu.

Bộ tách sóng FM vòng khoá pha có lợi điểm là không cần mạch điều hướng LC. Trong dạng mạch tích hợp của nó, yêu cầu một số điện trở và tụ điện mắc ngoài để hoạt động của nó được chính xác. Những thông tin này thường được cung cấp bởi nhà sản xuất.



Hình 5.9 Sơ đồ khối của máy thu FM lập thể chỉ ra đặc tuyến lý tưởng của các bộ lọc khác nhau được yêu cầu và điểm truy cập của các máy thu đơn âm.

5.3 MÁY THU ĐIỀU TẦN STEREO

Dải phổ tần cơ bản của tín hiệu FM Stereo được mô tả ở mục 4.5.2 và được thấy ở hình 4.25. Việc sử dụng tín hiệu để điều biến tần số một sóng mang phù hợp còn lại, về bản chất

giống như trường hợp truyền đơn âm ngoại trừ phổ tần stereo có độ rộng băng lớn hơn gấp ba lần. Ở máy thu, tín hiệu được giải điều biến và thông tin băng cơ bản được khôi phục lại. Hình 5.9 minh họa sơ đồ phân chia, kênh trái $L(t)$ và kênh phải $R(t)$, thông tin và đường đi tới loa tương ứng của chúng. Bộ lọc thông dải thứ nhất có dải thông $25\div 53\text{KHz}$ và nó được sử dụng để phân tách tín hiệu sóng mang biên tần kép được triệt nhiễu (DSB-SC) bao gồm tín hiệu về trái trừ đi tín hiệu về phải $[L(t)-R(t)]$. Bộ lọc thông dải thứ hai là một bộ lọc dải hẹp, tần số trung tâm là 19KHz và nó được dùng để phân tách sóng mang chủ. Bộ lọc thứ ba là bộ lọc thông thấp với tần số ngưỡng là 15KHz , nó làm nhiệm vụ tách tín hiệu về trái cộng về phải $[L(t)+R(t)]$ (tức đơn âm) từ hai thành phần khác.

Tín hiệu DSB-SC không thể được giải điều biến trừ khi sóng mang được khôi phục lại. Do đã thu được tín hiệu DSB-SC ở máy phát, từ bộ dao động chủ tín hiệu được cho qua bộ nhân đôi tần số, quá trình được lặp lại trong máy thu đến khi đạt được sóng mang 38KHz . Sóng mang lúc này được đưa vào bộ giải điều biến đồng bộ để lấy ra được tín hiệu băng cơ bản bao gồm thông tin $[L(t)-R(t)]$ và sau khi được khuếch đại lên hai lần, nó được kết hợp với tín hiệu $[L(t)+R(t)]$ trong bộ cộng và bộ trừ tương ứng để có được $L(t)$ và $R(t)$.

5.3.1 Giải điều biến đồng bộ

Việc giải điều biến của tín hiệu DSB-SC có thể được thực hiện một cách đơn giản bằng cách nhân tín hiệu DSB-SC, $[L(t) - R(t)] \cdot \cos 2\omega_p t$ với tín hiệu đồng bộ $\cos 2\omega_p t$. Kết quả nhận được

$$v(t) = [L(t) - R(t)] \cos^2 2\omega_p t \quad (5.3.1)$$

$$v(t) = \frac{1}{2} [L(t) - R(t)] (1 + \cos 4\omega_p t) \quad (5.3.2)$$

Tín hiệu băng cơ bản yêu cầu $\frac{1}{2} [L(t) - R(t)]$ dễ dàng được tách ra từ tín hiệu $4\omega_p$.

5.3.2 Mạch điện máy thu lập thể

Thiết kế bộ lọc là vấn đề không thuộc phạm vi cuốn sách này. Sách tham khảo về thiết kế bộ lọc có thể tìm thấy ở cuối chương 3. Việc thiết kế các bộ nhân tần đã được thảo luận ở mục 2.5. Sự thiết kế bộ giải điều chế đồng bộ (bộ nhân tương tự hai đầu vào) đã được thảo luận ở mục 4.4.3.3. Bộ cộng, bộ trừ là chủ đề của mục 4.4.3.5.

CÂU HỎI ÔN TẬP

5.1 Một transistor lưỡng cực hoạt động ở tần số 100MHz có các thông số Y như sau $y_{11} = 9.84 + j9.1$, $y_{12} = 0.01 - j0.68$, $y_{21} = 60.7 - j95.8$ và $y_{22} = 0.60 + j1.8$, có cấu hình E

chung với điện áp B-E là 0.6V đỉnh-đỉnh. Sử dụng transistor này để thiết kế một bộ dao động nội cung cấp công suất lớn nhất cho một tải điện kháng thích hợp?. Bạn có sự thay đổi nào về bộ dao động để đạt được tần số dao động nội cho máy thu FM hoạt động ở dải tần 88 đến 108MHz ?

5.2 Một máy thu FM được điều hưởng với máy phát ở 100MHz. Sự điều biến là điều hoà ở tần số 15KHz. Tần số trung tần là 10.7MHz và hệ số Q của bộ khuếch đại trung tần là 10. Hãy ước lượng độ lệch tối đa cho phép ở tần số dao động nội, cho rằng thành phần $J_3(m_f)$ phải nằm trong độ rộng băng thông -3dB của bộ khuếch đại trung tần.

5.3 Sử dụng đặc tuyến của FET được cho ở hình 3.19, thiết kế một bộ khuếch đại có thể được điều hưởng tại 100MHz với hệ số khuếch đại điện áp là 15. Điện áp một chiều cung cấp là 15V và có thể cho phép dòng điện một chiều 2mA chạy qua cực máng. Độ rộng băng thông -3dB có thể không lớn hơn 250KHz khi bộ khuếch đại được nối với tải thứ hai có trở kháng vào là 250Ω thuần trở.

5.4 Hãy đưa ra hai lí do tại sao hệ thống điều chế sóng mang biên tần kép triệt nhiễu lại không hay được sử dụng trong các hệ thống thông tin?. Kể tên một hệ thống mà trong đó nó được sử dụng và chỉ ra những chi tiết xác đáng.

Một tín hiệu tới máy thu được cho bởi

$$v(t) = \frac{1}{2} \beta [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \quad (5.10)$$

với ω_c là tần số góc sóng mang và ω_m là tần số góc tín hiệu điều biến.

Bạn cần phải làm gì để giải điều biến tín hiệu và thực hiện giải điều biến như thế nào?. Minh hoạ câu trả lời của bạn bằng những sơ đồ thích hợp và những công thức nhận được. Bạn có thể nghĩ ra phương pháp kỹ thuật giải điều biến thứ hai cho tín hiệu không?

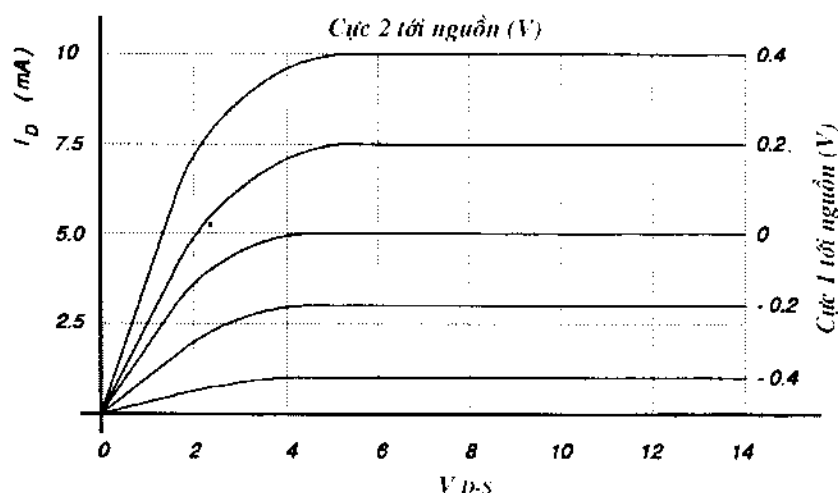
5.5 Mô tả phương pháp kỹ thuật thu đổi tần khi thu các tín hiệu FM dân dụng với sự trợ giúp của sơ đồ khối. Bạn có một máy thu AM/FM và bạn muốn thay đổi cấu hình của máy thu bằng cách đưa vào một bộ trộn thứ hai để chuyển đổi tần số trung tần của hệ thống FM từ giá trị chuẩn 10.7MHz sang tần số chuẩn của hệ thống AM 455KHz. Vẽ lại sơ đồ khối và đưa ra những chi tiết cần thiết để đạt được điều mong muốn. Những lợi điểm và bất lợi của máy thu mới của bạn là gì ?

5.6 Một FET cổng kép (đặc tuyến của nó đã được cho ở hình 5.10) được sử dụng trong thiết kế bộ trộn tần của một máy thu FM dân dụng có tần số trung tần là 10.7MHz. Đầu ra của bộ khuếch đại cao tần được đưa tới cực cổng thứ nhất có điện áp 0.4V đỉnh-đỉnh và tần số 100MHz. Tín hiệu từ bộ dao động nội được đưa tới cực cổng thứ hai là sóng vuông có điện

áp biến đổi từ +4V đến một giá trị âm đủ để ngắt dòng cực máng. Hãy thiết kế một bộ trộn tần thích hợp có các đặc tính kỹ thuật sau:

- (1) Nguồn cung cấp là 12V.
- (2) Dòng cực máng trung bình là 4mA
- (3) -3dB độ rộng băng là 240KHz

Lựa chọn tất cả các giá trị khác và chứng minh cho sự lựa chọn của bạn. Tính tỷ số của công suất trung tần ra trên công suất cao tần vào.



Hình 5.10

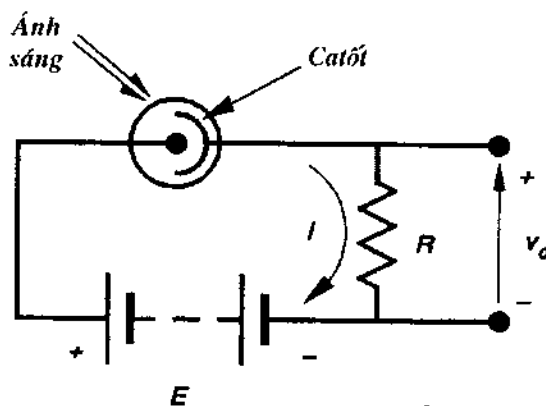
5.7 Mục đích sử dụng của bộ tách sóng điều tần trong máy thu FM là chuyển đổi sự biến đổi về tần số thành sự biến đổi về biên độ. Mô tả hoạt động của bộ tách sóng điều tần Foster–Seeley và trình bày về khả năng chuyển đổi tần số–biên độ của nó. Phương pháp nào có thể được thực hiện trước đối với tín hiệu đưa vào bộ tách sóng điều tần để làm giảm sự méo dạng? Tại sao?

MÁY PHÁT TRUYỀN HÌNH

6.1. LỜI MỞ ĐẦU

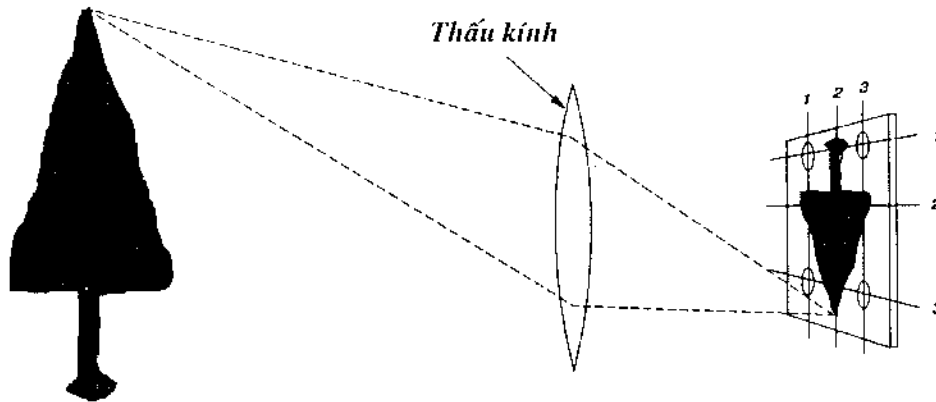
Việc truyền dẫn hình ảnh video phụ thuộc vào một thiết bị quét, thiết bị này có thể chia hình ảnh thành hệ thống lưới và thực hiện đo độ sáng của mỗi thành phần lưới này. Thông tin này có thể được truyền nối tiếp hoặc song song tới một điểm ở xa và được sử dụng để tái tạo lại hình ảnh. Nếu kích thước của các thành phần lưới này càng nhỏ thì độ nét của hình ảnh càng cao.

Một trong những thiết bị đơn giản nhất để đo độ sáng là ống quang điện. Nó bao gồm một catốt được phủ một lớp vật liệu có khả năng giải phóng điện tử khi ánh sáng chiếu vào và một anốt có khả năng hút các điện tử được phát ra khi cung cấp cho nó một điện áp thích hợp. Catốt và anốt được đặt trong một ống thủy tinh chân không. Số lượng điện tử được phát ra bởi catốt tỉ lệ với cường độ ánh sáng chiếu vào nó. Giả sử việc hút các điện tử là hoàn hảo, khi đó dòng điện trên điện trở R được biểu diễn ở hình 6.1 sẽ tỉ lệ với độ sáng và do đó sẽ có dòng điện chảy qua R .



Hình 6.1. Ống quang điện cùng với mạch điện phụ trợ để chuyển cường độ sáng thành điện áp.

Một tín hiệu video cơ bản có thể được tạo ra bằng cách sử dụng một ma trận 3×3 bằng các ống quang điện như vẽ ở hình 6.2. Để đơn giản ta giả thiết hình ảnh của cây có màu đen còn nền có của nó có màu trắng. Một thấu kính thích hợp hội tụ hình ảnh của cây lên ma trận của ống quang điện. Rõ ràng điện áp ra tại các phần tử (1,1), (1,3), (3,1) và (3,3) sẽ ở mức cao; còn tất cả các ống quang khác sẽ ở mức thấp. Các điện áp nhận được như vậy có thể được truyền và sử dụng để điều khiển độ sáng các điểm của ma trận 3×3 tương ứng ở xa để cho một hình ảnh lý tưởng giống với ảnh thực. Chi tiết của hình ảnh có thể được cải thiện bằng cách tăng số lượng các phần tử của ma trận sao cho mỗi phần tử tương ứng với một vùng nhỏ nhất có thể. Việc giả thiết ảnh thực phải có màu đen còn nền màu trắng là không cần thiết khi tăng chi tiết ảnh, khi đó các chi tiết khác nhau về độ đậm nhạt có thể nhận ra.



Hình 6.2. Việc tạo ra một tín hiệu video cơ bản sử dụng một tế bào quang điện ma trận 3×3 .

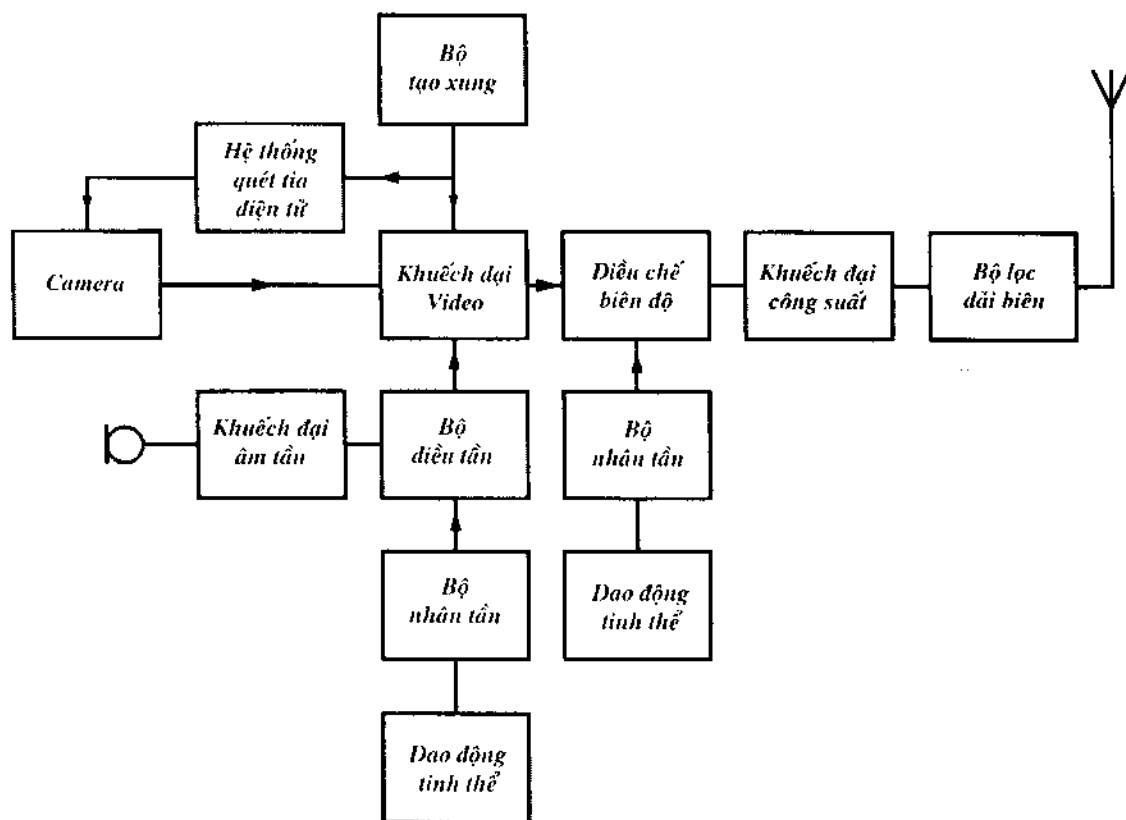
Thông tin có thể được truyền bằng các dây dẫn thông thường nối với ống quang điện tới ma trận sáng (truyền dẫn song song) nhưng việc này sẽ rất tốn kém và không thực tế đối với bất kỳ hệ thống nào đơn giản hơn hệ thống mô tả ở đây. Hệ thống tốt hơn là hệ thống mà trong đó điện áp từ mỗi ống quang điện được quét theo thứ tự còn điện áp và vị trí của mỗi ống quang điện được truyền trên một dây đơn tới bên thu, để tái tạo lại (truyền dẫn nối tiếp). Cái giá phải trả cho việc giảm số lượng dây dẫn là làm tăng sự phức tạp phát sinh bởi cơ cấu quét và một hệ thống mã hoá và giải mã điện áp và thông tin về vị trí tương ứng tại phía phát và phía thu.

6.2. THIẾT KẾ HỆ THỐNG

Hình 6.3 biểu diễn các thành phần cơ bản của một máy phát truyền hình. Một hệ thống thấu kính hội tụ hình ảnh lên một ống kính camera, nó làm nhiệm vụ thu thập và mã hoá thông tin về độ sáng và vị trí của mỗi phần tử ma trận để tạo nên hình ảnh bằng việc quét ma trận. Đầu ra của camera được đưa tới bộ khuếch đại và thêm vào các xung để phục vụ cho việc giải mã tại phía thu.

Micro thu tín hiệu âm thanh tương ứng với hình ảnh và sau khi khuếch đại, tín hiệu được đưa tới khối điều tần. Tín hiệu sóng mang cung cấp cho khối điều tần là tín hiệu có tần số 4,5

MHz, được tạo ra bởi một bộ dao động tinh thể ở tần số thấp và được nhân lên với một hệ số nhân thích hợp. Tín hiệu FM mang thông tin tiếng được cộng vào tín hiệu video. Đầu ra của bộ khuếch đại video bao gồm tín hiệu video, các xung điều khiển cho phía máy thu và tín hiệu điều tần được đưa tới khối điều biên. Sóng mang của bộ điều chế biên độ được cung cấp bởi một bộ dao động tinh thể thứ hai và được kết hợp với bộ nhân tần để tạo ra tín hiệu có tần số nằm trong dải 54÷108 MHz (VHF). Bộ khuếch đại công suất cao tần sẽ khuếch đại công suất tới giá trị xác định thích hợp và bộ lọc dải biên sẽ loại bỏ hầu hết tín hiệu của dải biên dưới trước khi đưa nó ra anten bức xạ.



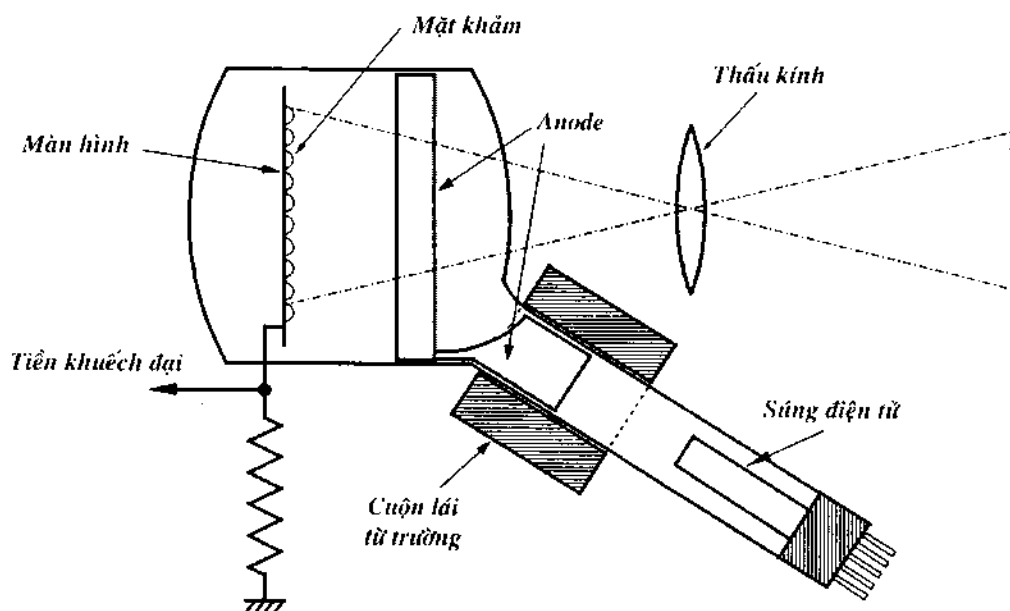
Hình 6.3. Sơ đồ khối của một máy phát truyền hình.

6.3. THIẾT KẾ CÁC THÀNH PHẦN

6.3.1. Ống kính

6.3.1.1. Icônoscôp – Ống kính camera đầu tiên được phát minh bởi một nhà khoa học người Mỹ tên là Vladimir Zworykin [4,5] và được xem như một sự tiến bộ vượt bậc so với sắp xếp ống quang điện đã thảo luận trước đây. Trong hệ thống icônoscôp của Zworykin ông thay ma trận ống quang điện bằng thiết bị mà ông gọi là mặt khảm. Thiết bị này được tạo nên từ rất nhiều các chấm vật liệu nhạy sáng trên một mặt của một tấm mica. Mặt còn lại của tấm mica được phủ một lớp than chì rất mỏng–mặt tín hiệu. Mặt cắt của icônoscôp được vẽ ở hình 6.4.

Mặt khảm và mặt tín hiệu tạo thành một số lượng lớn các tụ điện nhỏ có chung một bản cực. Khi hình ảnh được chiếu vào mặt khảm, mỗi điểm riêng biệt của vật liệu nhạy quang sẽ phát ra các điện tử tỉ lệ với cường độ sáng. Những điện tử này bị hút bởi một bản cực anốt đặt trước mặt khảm. Lúc đó mặt khảm là một bức ảnh “*được vẽ bằng điện tích*”. Việc biến đổi từ điện tích thành điện áp ở đầu ra được thực hiện nhờ súng điện tử và mạch điện kết hợp.



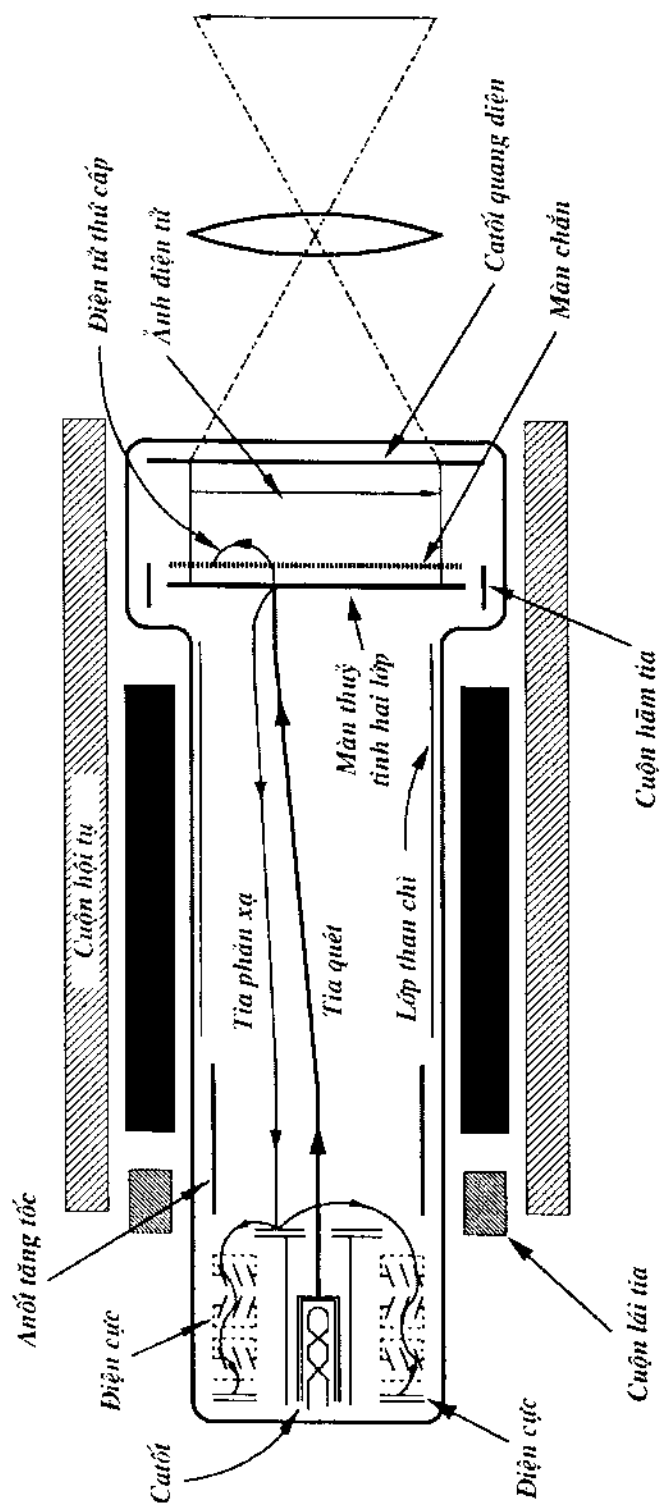
Hình 6.4. Cấu tạo ống Icônoscôp.

Súng điện tử tạo ra một chùm điện tử rất hẹp được hội tụ trên mặt khảm. Các điện tử mới đến có hiệu ứng “*phóng điện*” các tụ điện nhỏ làm cho điện tích của nó giảm xuống. Khi đó số lượng các điện tử yêu cầu để phóng điện các tụ điện sẽ tỉ lệ với điện tích được tạo ra bởi độ sáng, dòng điện của súng điện tử là một hàm của sự tích điện hiện tại và của cả cường độ sáng. Do đó dòng của súng điện tử sẽ tỉ lệ với điện áp xuất hiện trên điện trở R.

Để biến đổi hình ảnh thành một tín hiệu hình ảnh, cần phải làm cho chùm điện tử quét lên mặt khảm tuần tự theo từng dòng. Súng điện tử có hai hệ thống làm lệch dùng cho việc quét hình ảnh. Hệ thống thứ nhất di chuyển chùm điện tử với tốc độ không đổi theo một đường thẳng nằm ngang và quay trở lại rất nhanh để sẵn sàng bắt đầu cho dòng quét tiếp theo (quét ngang). Hệ thống thứ hai điều khiển vị trí của chùm tia điện tử theo chiều dọc và đảm bảo cho các dòng quét liên tiếp nhau và đưa nó về đỉnh trên cùng của màn hình sẵn sàng cho khung hình tiếp theo (quét dọc).

Hai nhược điểm chính của hệ thống icônoscôp đó là nó đòi hỏi cường độ sáng cao để nhận được chất lượng hình ảnh có thể chấp nhận được và việc tạo ra các điện tử thứ cấp từ vật liệu nhạy quang trong quá trình quét. Các điện tử thứ cấp gây ra nhiễu (thông tin sai lệch) trong

tín hiệu hình ảnh. Do đó, hệ thống icônoscôp được thay bởi ảnh orthicon, một phát minh khác của Zworykin.



Hình 6.5. Mặt cắt ngang của ảnh orthicon.

6.3.1.2. Ảnh Orthicon – Trong ảnh orthicon [6] hai chức năng của hệ thống khảm trong icônoscôp, đó là (a) việc tạo ra hình ảnh dưới hình thức tích điện và (b) mục đích của việc quét chùm điện tử là hoàn toàn độc lập. Hình 6.5 minh hoạ mặt cắt của hệ thống hình ảnh orthicon. Ống kính camera hội tụ hình ảnh trên catôt quang điện mỗi phần tử nhỏ của catôt quang điện sẽ tạo ra các điện tử tỉ lệ với cường độ sáng chiếu vào nó. Các điện tử bị hút vào bia bởi điện áp dương được đặt vào nó. Cuộn hội tụ tạo ra một điện trường để đảm bảo rằng các điện tử chuyển động theo các đường thẳng song song. Bia là một mặt thủy tinh rất mỏng có đặc điểm là có độ dẫn điện cao theo bề dày nhưng điện dẫn suất thấp qua các điểm trên bề mặt của nó. Các điện tử đập vào bia làm phát ra các điện tử thứ cấp từ catôt quang điện bên cạnh nó và bị giữ lại ngay lập tức bởi một cái lưới rất nhỏ, được gọi là bia màn hình, nó có một điện áp dương thấp. Điều này sẽ làm giải phóng một điện tích dương trên mặt catôt quang điện của bia. Bởi vì độ dẫn suất cao qua bề dày của bia nên tạo thành một mô hình đồng nhất tích điện dương ở mặt kia của nó.

Súng điện tử được đặt ở đầu còn lại của ống chân không tạo ra một dòng điện tử hẹp, chúng được tăng tốc về phía bia bởi điện thế dương cao trên anôt tăng tốc. Anôt tăng tốc là một lớp than chì phủ bên trong cổ đèn hình. Nếu các điện tử được cho đập vào bia mà không có sự điều khiển tốc độ nào, thì rõ ràng chúng sẽ tạo ra các điện tử thứ cấp. Để điều khiển tốc độ của các điện tử tới bia, người ta bố trí một vòng than chì thứ hai được gọi là lưới tái gia tốc. Bằng cách điều chỉnh các điện áp trên anôt tăng tốc và lưới tái tăng tốc, có thể điều khiển được tốc độ của dòng điện tử tới bia để đảm bảo không cho phát ra các điện tử thứ cấp. Dòng điện tử đập vào một vùng cơ bản của bia tận dụng một số điện tử để trung hoà điện tích dương còn lưu lại ở bức ảnh. Các điện tử còn lại bị hút theo hướng ngược lại bởi anôt tăng tốc nhưng theo một hướng khác.

Bằng cách đặt một bộ thu điện tử ở một vị trí thích hợp trong cổ đèn hình, các điện tử quay lại có thể được tập trung và khuếch đại bởi một bộ nhân điện tử. Đầu ra của bộ nhân điện tử được chuyển thành một điện áp tỉ lệ với cường độ sáng chiếu vào phần catôt quang điện. Bằng cách sử dụng một hệ thống quét chung với súng điện tử (cuộn làm lệch), hình ảnh hoàn hảo có thể được tạo ra ở đầu ra dưới dạng một điện áp biến thiên theo một hàm độ sáng của tất cả các thành phần bức ảnh được chiếu tới catôt quang điện.

6.3.1.3. Vidicon – Vidicon không được nhạy như ảnh orthicon nhưng thường có kích thước nhỏ hơn và do đó thích nghi tốt trong các môi trường ứng dụng như giám sát theo dõi, với độ phân dải cao không giới hạn. Nguyên lý hoạt động của nó hoàn toàn khác với cả ảnh orthicon và icônoscôp trước đây bởi vì nó dựa trên sự thay đổi tính quang dẫn theo một hàm của cường độ sáng. Một hệ thống quét điện tử được sử dụng để tạo thông tin hình ảnh.

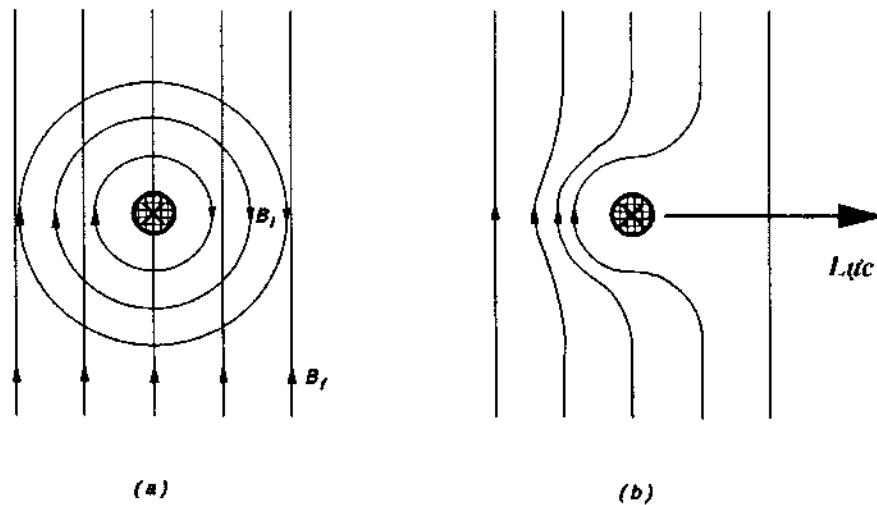
6.3.2. Hệ thống quét

Ở mục 6.3.1, vai trò của hệ thống quét chùm điện tử trong việc tạo ra tín hiệu hình ảnh đã được thảo luận. Một chuỗi xung được tạo ra có chức năng điều khiển việc bắt đầu dòng quét của

chùm điện tử qua bia (quét dòng) theo hướng từ trái sang phải. Một xung xoá được sử dụng để loại bỏ chùm điện tử khi nó được quay trở lại về bên trái sẵn sàng cho dòng quét tiếp theo (vẽ lại tuần tự). Trong quá trình này, mạch quét dọc di chuyển chùm tia điện tử một khoảng cách đúng bằng vị trí của dòng quét thứ hai. Khi toàn bộ khung hình được quét, một xung thiết lập đưa chùm tia lên đỉnh góc bên trái sẵn sàng cho việc lặp lại quá trình này. Chùm tia được xoá trong khi thiết lập. Tất cả các xung điều khiển được thêm vào tín hiệu hình ảnh và được sử dụng ở máy thu để đồng bộ giữa máy thu và máy phát. Tất cả các xung được lấy từ nguồn cung cấp 60 Hz hoặc từ một bộ dao động tinh thể 31,5 kHz, và được chia xuống tới tần số thích hợp.

Truyền hình đen-trắng ở Bắc Mỹ sử dụng 525 dòng quét ngang để lưu trữ hình ảnh. Nếu các dòng quét được quét tuần tự. Độ “*đư huy ảnh*” của lớp photpho ở dòng đầu tiên sẽ bị mờ đi trước khi dòng cuối cùng được quét. Điều này gây ra hiện tượng lặp loè trên màn hình, đặc biệt đối với độ sáng cao. Do đó, quá trình quét phải xen kẽ nhau, trong đó, tất cả các dòng có số lẻ được quét trước từ 1 đến 525 và sau đó chùm tia được quay trở lại về dòng 2 và thực hiện quét tất cả các dòng chẵn còn lại. Bởi vậy mỗi khung hình có 525/2 dòng và chúng được quét 60 lần trên một giây. Điều này đồng nghĩa với việc có 262,5×60 dòng được quét mỗi giây. Do đó hệ thống quét ngang sẽ làm việc ở tần số 15,75kHz. Cần phải chỉ ra rằng không phải là tất cả 525 dòng được sử dụng cho việc tạo ra hình ảnh; một số được sử dụng để xoá màn hình và các điều khiển khác như dùng cho mục đích cân bằng và đồng bộ.

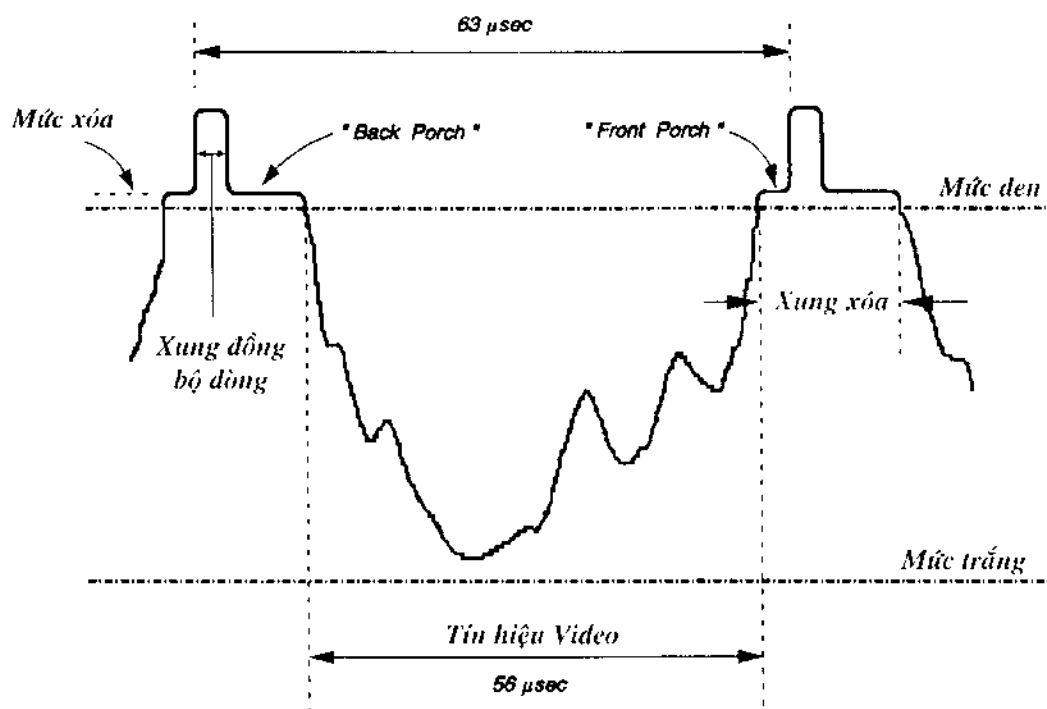
Chu kỳ của quét dòng là $63\mu s$ và nó được chia làm quét thuận $56\mu s$ và quét ngược $7\mu s$. Do đó hệ thống lái tia yêu cầu phải di chuyển chùm tia từ trái sang phải trong $56\mu s$ và quay ngược lại mất $7\mu s$.



Hình 6.6. (a) Từ trường B_t do một dòng điện, i chạy vuông góc với mặt giấy chông lên một từ trường đồng nhất, B_f , khi không có tương tác. (b) Hiệu ứng kết hợp của hai từ trường tạo ra một lực từ qua lại tại điểm vuông góc với vật dẫn và từ trường.

Cơ cấu làm lệch chùm điện tử dựa trên hiện tượng đó là khi một vật dẫn điện mang dòng điện được đặt trong một từ trường, vật dẫn sẽ chịu tác động một lực vuông góc. Sự chuyển động sẽ xuất hiện nếu vật dẫn được di chuyển tự do. Ở ống kính camera súng điện tử và các thành phần kết hợp tạo ra một dòng điện tử, mỗi điện tử trong số này mang một điện tích và một điện tích di chuyển là một dòng điện. Do đó chùm điện tử sẽ chịu tác động một lực, và khi nó chuyển động tự do, nó sẽ bị làm lệch theo phương vuông góc. Hình 6.6(b) minh họa điều này.

Xét dòng điện trong vật dẫn (chùm điện tử) theo hướng đi vào mặt phẳng trang giấy. Theo “*quy tắc bàn tay phải*” cho hướng của từ thông B_z kết hợp với dòng điện trong vật dẫn là các đường tròn đồng tâm có hướng thuận chiều kim đồng hồ. Giả sử vật dẫn được đặt trong một từ trường B_z có hướng thẳng đứng từ dưới lên, hai thông lượng sẽ tác động lên nhau là phát sinh từ trường méo dạng như vẽ ở hình 6.6(b). Thông lượng ở bên trái vật dẫn mạnh trong khi thông lượng ở bên phải vật dẫn yếu; do đó vật dẫn sẽ chuyển động sang bên phải. Khi muốn xác định hướng lệch của điện tử cần phải nhớ rằng điện tử chuyển động ngược với chiều dòng điện.



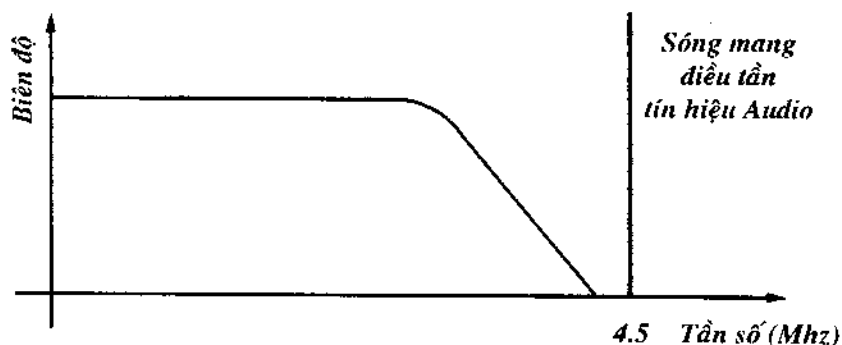
Hình 6.7. Một tín hiệu hình ảnh phức hợp điển hình cùng với các xung xóa và đồng bộ dòng.

Do đó việc làm lệch chùm điện tử phụ thuộc vào việc thiết kế một mạch điện để cung cấp một dòng điện thích hợp tới cuộn lệch ngang để nó tạo ra một từ trường tăng tuyến tính và sự hoạt động của nó phải được đồng bộ hoá với quét dòng để sao cho nó lặp lại quá trình này sau 262,5 chu kỳ. Tín hiệu hình ảnh, các xung điều khiển, và đầu ra bộ điều chế FM được kết hợp trong bộ khuếch đại hình ảnh. Một tín hiệu hình ảnh phức hợp điển hình được minh họa ở hình 6.7.

Chú ý rằng:

- (1) Chỉ có xung đồng bộ dòng được biểu diễn ($\sim 5\mu s$); các xung đồng bộ màu ($\sim 190\mu s$) được phân biệt với các xung đồng bộ dòng bởi sự khác nhau về độ rộng của chúng.
- (2) Xung xóa bắt đầu trước và sau cuối xung đồng bộ dòng.
- (3) Tín hiệu video chứa sóng mang cao tần có tần số 4,5 MHz được điều chế bởi tín hiệu âm thanh.

Phổ của tín hiệu phức hợp tại đầu ra của bộ khuếch đại video được vẽ ở hình 6.8.



Hình 6.8. Phổ của tín hiệu video phức hợp biểu diễn sóng mang FM được sử dụng cho việc truyền dẫn tín hiệu âm thanh.

6.3.3 Mạch điện âm tần và FM

Một số bộ khuếch đại âm tần đã được thảo luận ở mục 2.7. Việc thiết kế bộ dao động tinh thể đã được thảo luận ở mục 2.4.7 và bộ nhân tần ở mục 2.5. Việc thiết kế chi tiết bộ điều chế FM có thể tìm thấy ở mục 4.4.

6.3.4. Bộ khuếch đại video

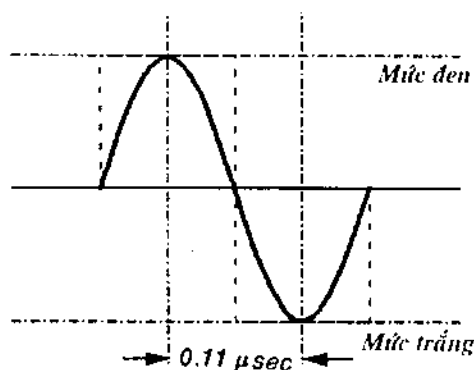
6.3.4.1. Tính toán độ rộng băng thông. Một tín hiệu video lý tưởng bao gồm các tần số từ 0 (một chiều) tới một tần số cao. Đáp tuyến điều chế được yêu cầu khi thành phần ảnh tối lớn, các hình màu trắng hoặc trung bình khác phải được truyền tải. Giới hạn của đáp tuyến tần số cao được xác định bởi độ phân dải yêu cầu cho một ảnh có các sọc đen trên nền trắng hoặc ngược lại. Dòng ngang nhỏ nhất có thể nhìn thấy được có độ cao (rộng) bằng độ rộng của dòng quét. Để giữ cùng độ phân dải cho sọc ngang cũng như là cho sọc đứng, tín hiệu video phải trải từ màu trắng tới đen trong $56/525 \mu s = 0,11 \mu s$.

Tần số thấp nhất có thể thay đổi từ đỉnh dương tới đỉnh âm là một hình sin như được vẽ ở hình 6.9. Lưu ý rằng chu kỳ của tín hiệu sin là $2 \times 0,11 \mu s$ hay $0,22 \mu s$.

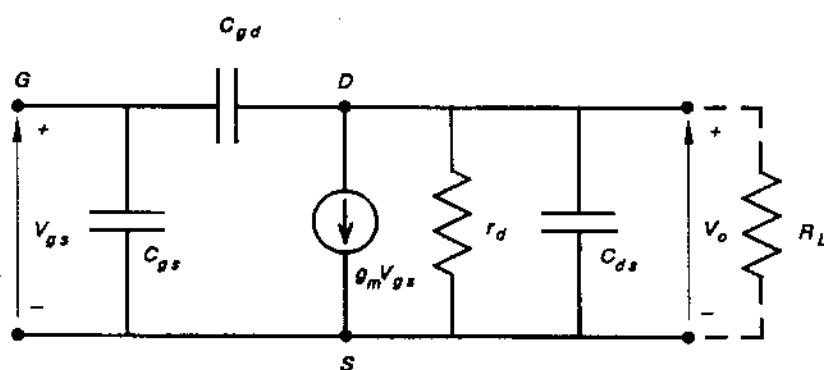
Nó được xác định từ các thực nghiệm tâm lý đó là một bức ảnh có tỉ lệ chiều ngang - dọc nhỏ hơn 4:3 nhìn vào không được đẹp. Tỉ lệ này đã được chấp nhận như một tiêu chuẩn cho tất cả các thiết bị hình ảnh. Nó được xem như là cỡ ảnh. Đưa cỡ ảnh sang việc tính toán, một chu kỳ hình sin biểu diễn ở hình 6.9 phải mất $0,22 \times 3/4 \mu s$ (lấy ví dụ, chu kỳ $T = 0,16 \mu s$). Tần số thấp nhất phải xuất hiện trong tín hiệu video để dùng cho việc tái tạo sọc đen trên nền trắng cùng độ phân dải với dòng đen trên nền trắng được cho bởi

$$f = \frac{1}{T} = 6,25 \text{ MHz} \quad (6.3.1)$$

Điều này có nghĩa là tất cả các mạch video trong hệ thống phải có dải thông lớn hơn hoặc bằng 6,25 MHz. Lưu ý rằng dải thông của các mạch điện thành phần phải lớn hơn 6,25 MHz bởi vì ghép tầng làm giảm dải thông hệ thống so với mạch đơn.



Hình 6.9. Hình vẽ sóng dạng sin biểu diễn tần số cao nhất được yêu cầu để cho phép truyền tải từ mức đen tới mức trắng trong $0,11 \mu s$.



Hình 6.10. Mạch tương đương của một FET cực nguồn chung.

6.3.4.2. Thiết kế bộ khuếch đại video – Bởi vì tín hiệu video mang các tần số từ 0 cho tới tần số khá cao, nên một bộ khuếch đại video phải được thiết kế để sao cho có một đặc tuyến băng phẳng từ tín hiệu điều chế cho tới tần số cao yêu cầu. Phương pháp lý tưởng là tất cả các tầng

khuếch đại video cần được ghép trực tiếp. Trong thực tế, một bộ khuếch đại với một dải thông từ gần 30Hz cho tới xấp xỉ 4MHz được coi là một bộ khuếch đại video.

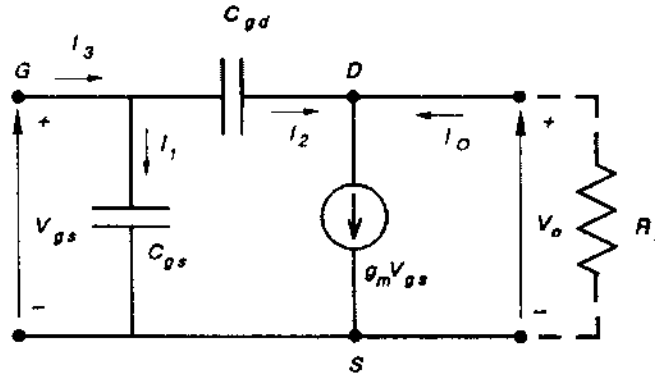
Xét một bộ khuếch đại video sử dụng FET [1] trong đó phần tử FET được mô hình hoá dưới dạng cực nguồn chung như được vẽ ở hình 6.10.

Khi $r_d \gg R_L$ và $|X_{C_{ds}}| \gg r_d$, cả r_d và C_{ds} có thể được đơn giản hoá như vẽ ở hình 6.11. Từ hình 6.11.

$$I_1 = j\omega C_{gs} V_{gs} \quad (6.3.2)$$

$$I_2 = j\omega C_{gd} (V_{gs} - V_o) \quad (6.3.3)$$

$$I_3 = I_1 + I_2 = j\omega V_{gs} \left[C_{gs} + \left(1 - \frac{V_o}{V_{gs}} \right) C_{gd} \right]. \quad (6.3.4)$$



Hình 6.11. Mạch điện tương đương đơn giản của FET với r_d và C_{ds} bị lược bỏ.

Trong đó $I_1 \gg I_2$, do đó

$$V_o = -g_m V_{gs} R_L. \quad (6.3.5)$$

Thay vào phương trình (6.1.4)

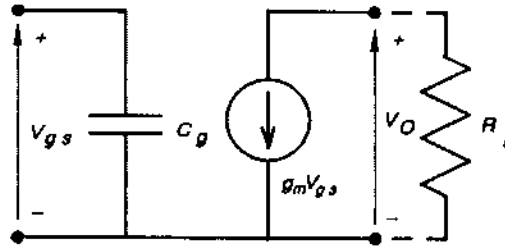
$$I_3 = j\omega V_{gs} [C_{gs} + (1 + g_m R_L) C_{gd}] \quad (6.3.6)$$

$$\frac{V_{gs}}{I_3} = \frac{1}{j\omega [C_{gs} + (1 + g_m R_L) C_{gd}]}. \quad (6.3.7)$$

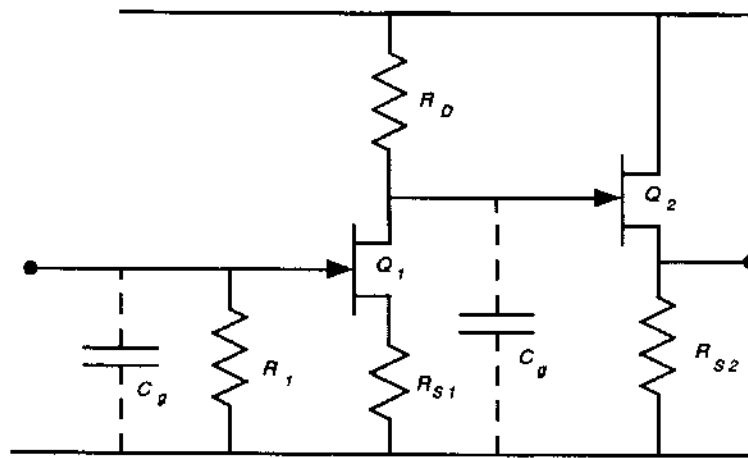
Bây giờ phần tử FET có thể được biểu diễn bằng mạch điện tương đương như vẽ ở hình 6.12 trong đó:

$$C_K = [C_{gs} + (1 + g_m R_L) C_{gd}]. \quad (6.3.8)$$

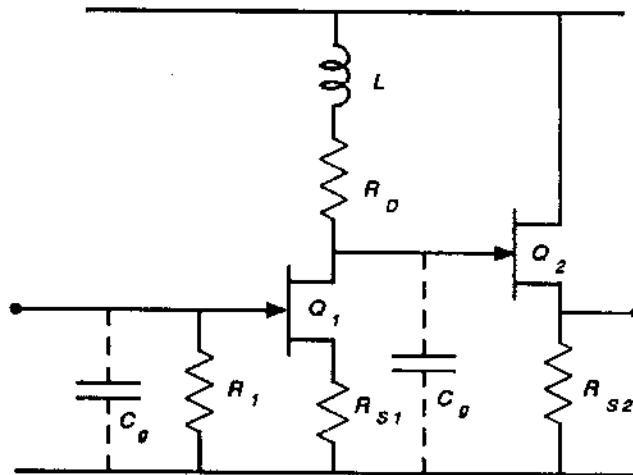
Xét bộ khuếch đại video hai tầng vẽ ở hình 6.13.



Hình 6.12. Một dạng mạch thay đổi của phần tử FET được vẽ ở hình 6.11.



Hình 6.13. Một bộ khuếch đại video sử dụng hai tầng FET có vẽ cả C_g chung cho cả hai linh kiện.



Hình 6.14. Bộ khuếch đại ở hình 6.13 với cuộn cảm L được mắc nối tiếp với R_D .

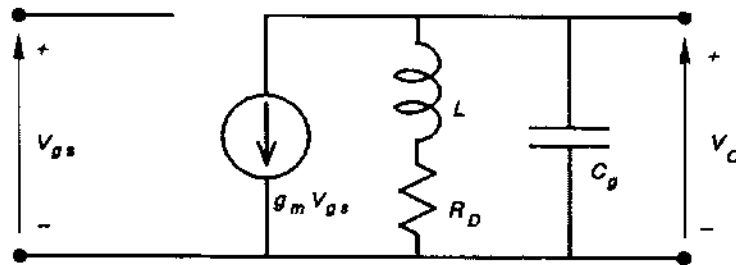
Điện trở R_1 được sử dụng để phân cực cho cực cổng của Q_1 và nó thường có giá trị rất lớn ($M\Omega$). Do đó hằng số thời gian $C_g R_1$ rất lớn so với $C_g R_D$. Để lấy gần đúng, hằng số thời gian $C_g R_D$ xác định đáp tuyến tần số cao của bộ khuếch đại, tần số tại -3dB là

$$\omega_2 \approx \frac{1}{R_D C_g}. \quad (6.3.9)$$

Dải thông ω_2 có thể được tăng lên bằng cách mắc một cuộn cảm nối tiếp với điện trở cực máng của R_D như vẽ ở hình 6.14. Mạch điện tương đương được vẽ ở hình 6.15.

Tải có giá trị

$$Z_L = \frac{1}{(R_D + sL)^{-1} + sC_g}. \quad (6.3.10)$$



Hình 6.15. Mạch điện tương đương đơn giản tầng đầu của bộ khuếch đại FET với C_g của tầng thứ hai được ghép ở đầu ra.

với

$$s = \sigma + j\omega \quad (6.3.11)$$

và

$$V_o = -g_m V_{gs} Z_L. \quad (6.3.12)$$

hệ số khuếch đại bằng

$$A = \frac{V_o}{V_{gs}} = -g_m Z_L. \quad (6.3.13)$$

$$A = \frac{V_o}{V_{gs}} = -\frac{g_m}{C_g} \frac{s + \left(\frac{R_D}{L}\right)}{s^2 + s\left(\frac{R_D}{L}\right) + \omega_0^2} \quad (6.3.14)$$

với

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC_{\kappa}}, \quad (6.3.15)$$

Hàm tăng ích có hai nghiệm tại

$$s_1, s_2 = -\frac{R_D}{2L} \pm \sqrt{\frac{R_D^2}{4L^2} - \omega_0^2}. \quad (6.3.16)$$

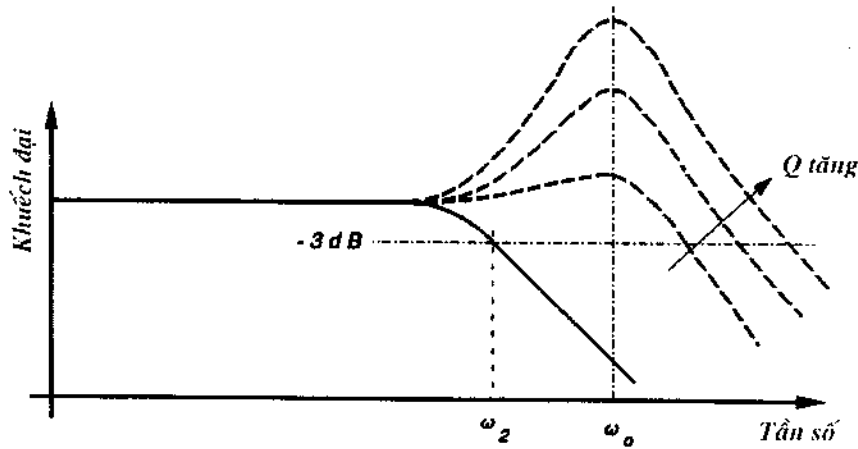
Khi

$$\omega_0^2 = \frac{R_D^2}{4L^2} \quad (6.3.17)$$

các nghiệm của hàm tăng ích liên hợp trên trục ảo của mặt phẳng s và điều này làm tăng hệ số khuếch đại tại tần số cộng hưởng ω_0 . Giá trị tới hạn của L bằng

$$L_{crit} = \frac{R_D^2 C_{\kappa}}{4}. \quad (6.3.18)$$

Do đó đặc tuyến được vẽ ở hình 6.16.



Hình 6.16. Đặc tuyến tần số của bộ khuếch đại sau khi thêm cuộn cảm. Lưu ý rằng hiện tượng cộng hưởng làm tăng hệ số khuếch đại tại tần số cao, do đó làm tăng dài thông.

Hình dạng của đặc tuyến khuếch đại có thể được điều chỉnh bằng cách biến đổi hệ số Q của mạch điện. Để:

$$q = \frac{\omega_2 L}{R_D} = \frac{L}{R_D^2 C_{\kappa}} = \frac{L}{4L_{crit}}. \quad (6.3.19)$$

Thay q và $s = j\omega$ vào phương trình (6.1.14) được:

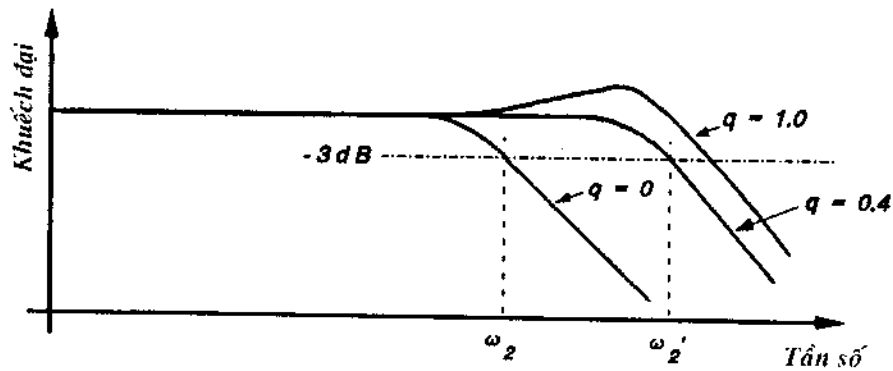
$$|A| = \bar{A} \sqrt{\frac{1 + q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2}{1 + (1 - 2q) \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2 + q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^4}} \quad (6.3.20)$$

Thông thường, đặc tuyến khuếch đại có thể được biểu diễn bằng tỉ số của hai đa thức dạng ω^2 :

$$H(\omega) = \frac{1 + a_1 \omega^2 + a_2 \omega^4 + \dots}{1 + b_1 \omega^2 + b_2 \omega^4 + \dots} \quad (6.3.21)$$

Điều này cho một đặc tuyến khuếch đại tần số bằng phẳng khi $a_1 = b_1$ và $a_2 = b_2$ và tương tự. Cân bằng các hệ số của $(\omega/\omega_2)^2$ trong phương trình (6.3.21) được:

$$q = \pm\sqrt{2} - 1 = 0,414 \text{ or } -2,414. \quad (6.3.22)$$



Hình 6.17. Đặc tuyến tần số của bộ khuếch đại với các giá trị q khác nhau.

Giá trị âm không có ý nghĩa vật lý và nó được rút gọn. Thay vào phương trình (6.3.19), ta có

$$q = 0,414 = \frac{L}{4L_{crit}} = \frac{L}{R_D^2 C_g} \quad (6.3.23)$$

và

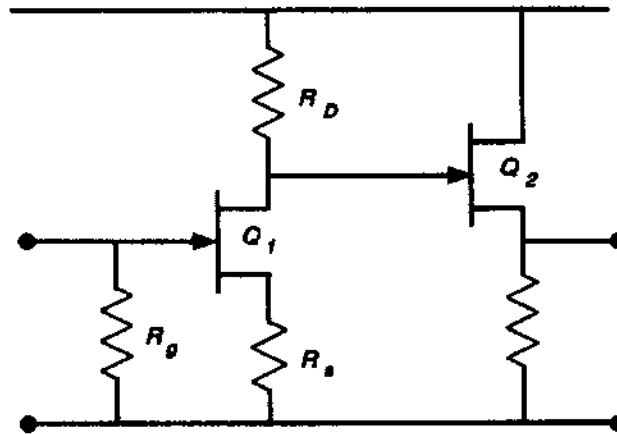
$$L = 1,656 L_{crit} = 0,414 R_D^2 C_g. \quad (6.3.24)$$

Đặc tuyến tần số cho ba giá trị q được vẽ ở hình 6.17. Giá trị tần số mới tại -3dB là

$$\omega_2' = 1,72 \omega_2. \quad (6.3.25)$$

Ví dụ 6.3.1: Bộ khuếch đại video

Một bộ khuếch đại video sử dụng các phần tử FET có hai tầng được vẽ ở hình 6.18.



Hình 6.18. Bộ khuếch đại video được sử dụng ở ví dụ 6.3.1.

Các FET có các thông số như sau: $g_m = 0,004 \text{ S}$, $C_{gs} = 1,0 \text{ pF}$, $C_{gd} = 1,5 \text{ pF}$. Giả thiết rằng chỉ dung kháng hiệu ứng Miller ảnh hưởng tới đáp tuyến tần số cao. Tính tần số tại -3dB của bộ khuếch đại với hệ số khuếch đại bằng 15. Tính giá trị của cảm kháng khi nó được mắc nối tiếp với R_D . Khi mắc nối tiếp với R_D một cuộn cảm sẽ làm mở rộng tần số ngưỡng tại -3dB cao tới mức có thể, trong khi vẫn giữ đặc tuyến khuếch đại bằng phẳng, tính giá trị của cảm kháng. Tính tần số tới hạn mới.

Lời giải: Bỏ qua tất cả các ảnh hưởng dung kháng, mạch điện tương đương của bộ khuếch đại được vẽ ở hình 6.19, với

$$V_o = -g_m V_{gs} R_D \quad (6.3.26)$$

và hệ số khuếch đại điện áp bằng

$$A = \frac{V_o}{V_{gs}} = -g_m R_D = 15. \quad (6.3.27)$$

Do đó

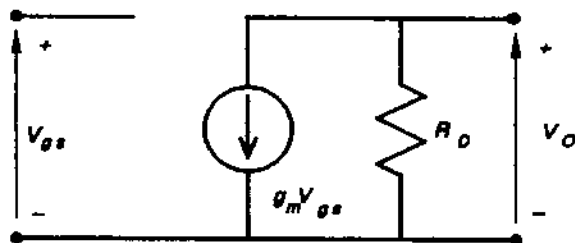
$$R_D = \frac{15}{0,004} = 3750 \Omega. \quad (6.3.28)$$

Hệ số khuếch đại điện áp

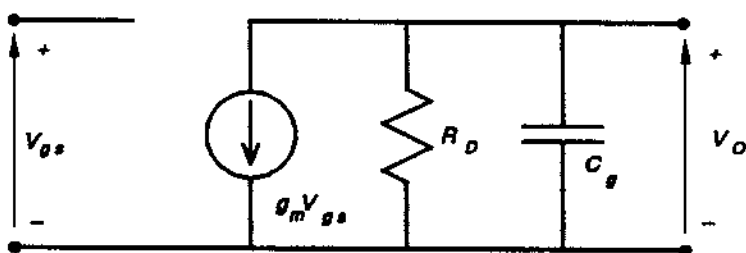
$$A = \frac{V_o}{V_{gs}} \approx \frac{R_D}{R_s} = 15. \quad (6.3.29)$$

Do đó

$$R_s = 250\Omega. \quad (6.3.30)$$



Hình 6.19. Mạch điện tương đương tầng 1 của bộ khuếch đại khi bỏ qua tất cả các thành phần dung kháng.



Hình 6.20. Mạch điện tương đương tầng 1 của bộ khuếch đại bao gồm cả C_g của tầng 2.

R_g có thể được tạo ra rất lớn do đó coi như không có dòng chảy qua nó. Dung kháng hiệu ứng Miller của Q_1 sẽ loại bỏ ảnh hưởng lên đáp tuyến tần số, đặc biệt nếu trở kháng trong của nguồn nhỏ. Dung kháng hiệu ứng Miller của Q_2 sẽ xuất hiện qua R_D như được vẽ ở hình 6.20 với

$$C_g = C_{gs} + (1 + g_m R_D) C_{gd} = 1,0 + (1 + 15)1,5 = 25 pF. \quad (6.3.31)$$

tần số ω_2 tại $-3dB$ được xác định bởi

$$\omega_2 \tau = 1 \quad (6.3.32)$$

với

$$\tau = R_D C_g \quad (6.3.33)$$

và

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_D C_g} = 1,67 MHz \quad (6.3.34)$$

khi cảm kháng L được mắc nối tiếp với R_D và L có giá trị tới hạn,

$$L = 4qL_{crit} = qR_D^2 C_R. \quad (6.3.35)$$

khí $q = 0,414$,

$$L = 145,5 \mu H. \quad (6.3.36)$$

tần số tới hạn mới tại $-3dB$ là

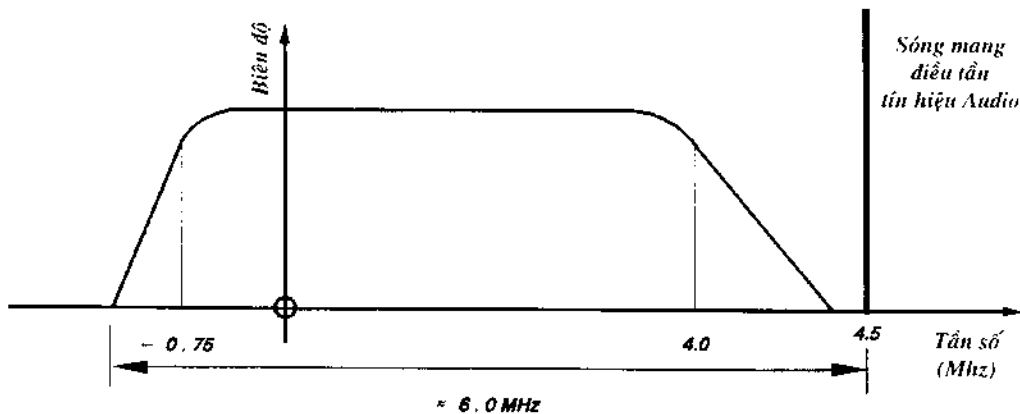
$$f_2' = 1,72 f_2 = 2,87 MHz. \quad (6.3.37)$$

6.3.5. Các mạch điện cao tần

Tín hiệu video phức hợp từ đầu ra bộ khuếch đại video được sử dụng để điều chế sóng mang cao tần nhận được tại một tần số thấp từ một bộ dao động tinh thể và được nhân với một hệ số nhân thích hợp bởi một bộ nhân tần. Các bộ điều chế đã được thảo luận ở mục 2.6, bộ nhân tần ở mục 2.5, còn bộ dao động tinh thể ở mục 2.3 và 2.4.

6.3.6. Bộ lọc các dải biên sóng

Từ hình 6.8, nhận thấy rằng tín hiệu phức hợp chiếm một băng thông bằng xấp xỉ $0 \div 4,5 MHz$. Nếu cả hai dải biên được truyền nó sẽ yêu cầu một băng thông trên $9,0 MHz$. Điều này sẽ không những khó đáp ứng được yêu cầu về băng thông mà nó còn không cần thiết bởi vì thông tin ở biên trên và biên dưới là hoàn toàn giống nhau. Có thể sử dụng phương pháp truyền dẫn đơn biên nhưng bộ lọc yêu cầu phải loại bỏ được một biên, rõ ràng là rất phức tạp và thiết bị giải điều chế phức tạp và khó vận hành. Một phương pháp để loại bỏ hầu hết các biên dưới là sử dụng một bộ lọc thông dải. Như hình vẽ ở mục 7.2.4, một bộ tách sóng đường bao đơn giản là đủ điều kiện cho việc giải điều chế một tín hiệu AM như vậy nếu chỉ số điều chế thấp. Phổ tần tại đầu ra của bộ lọc dải biên sóng được vẽ ở hình 6.21.



Hình 6.21. Phổ của tín hiệu video sau khi được điều chế biên độ và lọc các dải biên sóng.

Chú ý tín hiệu sóng mang AM chiếm vị trí tần số bằng 0 sau điều chế.

6.3.7. Anten

Các tần số truyền hình thuộc băng tần rất cao (VHF) nằm trong dải tần từ 30 tới 300 MHz hoặc băng tần siêu cao (UHF) nằm trong dải từ 300 tới 3000MHz. Ở các tần số này, các anten có đặc tính hướng tính cao. Để nhận được đồ thị bức xạ dạng tròn trên mặt phẳng nằm ngang thông thường được sử dụng cho các tín hiệu truyền hình, có thể sử dụng các anten mảng. Phổ biến nhất là loại mảng Turrustile. Nguyên tắc cơ bản đó là, khi hai hay nhiều phần tử bức xạ như lưỡng cực được đặt gần nhau chúng sẽ tác động lẫn nhau để tạo ra một đồ thị bức xạ dưới dạng cộng vector của các thành phần riêng biệt. Bằng cách thay đổi mối quan hệ về vị trí vật lý của các thành phần và góc pha của tín hiệu, có thể tạo ra một đồ thị bức xạ có dạng gần giống hình tròn trong mặt phẳng nằm ngang.

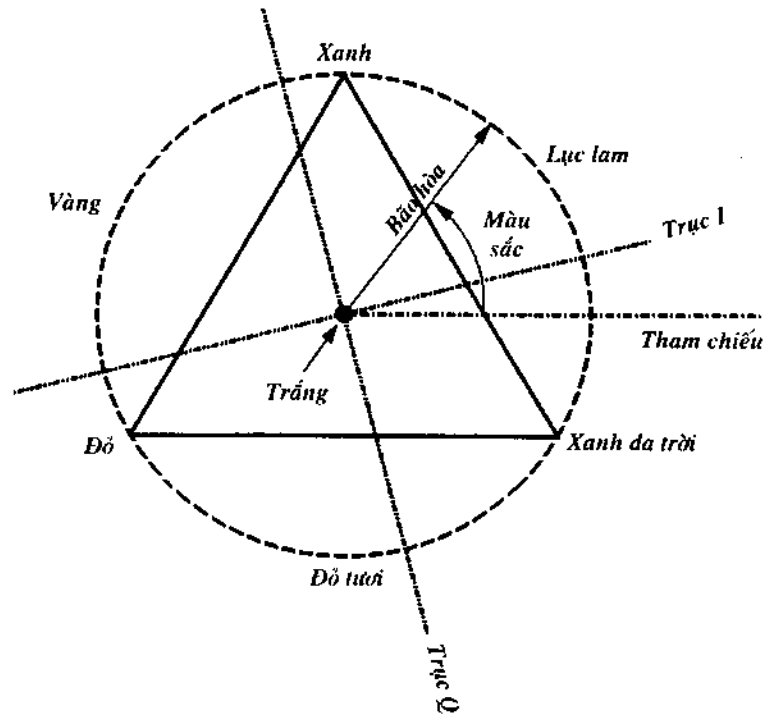
6.3.8. Truyền hình màu

Việc truyền dẫn tín hiệu video màu là vấn đề phức tạp vì nó có thể chiếm nhiều tài nguyên hệ thống.

Bước thứ nhất đề cập đến một số đặc điểm của màu sắc và kết quả của việc trộn lẫn chúng. Có ba màu cơ bản: đỏ, xanh lơ, xanh lục, và bằng cách sử dụng các màu này theo các tỉ lệ thích hợp thì có thể biểu thị được tất cả các màu sắc khác mà mắt người có thể cảm nhận được. Một mô hình đơn giản để mô tả các đặc tính của màu sắc là tam giác màu [2,3], được vẽ ở hình 6.22.

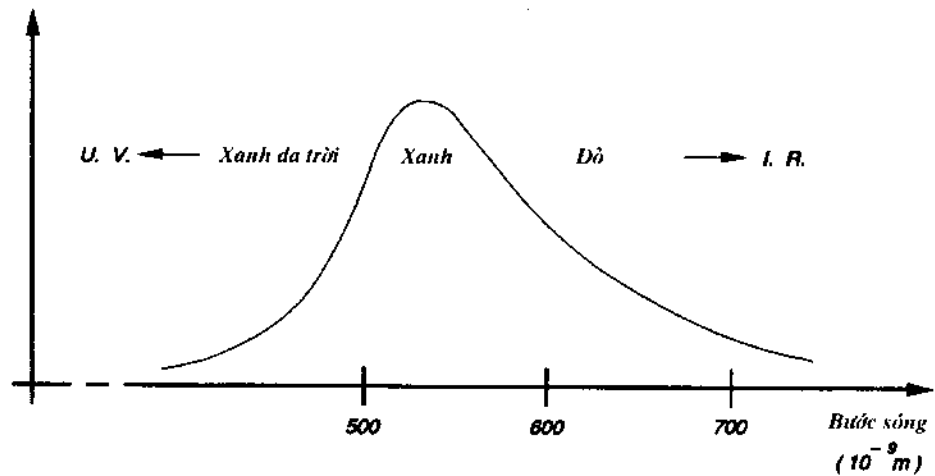
Các màu cơ bản chiếm các đỉnh của tam giác. Việc trộn các tỉ lệ bằng nhau giữa màu đỏ và màu xanh lơ tạo ra màu tím; cũng trộn tương tự đối với màu đỏ và màu xanh lục cho ta màu vàng, và cuối cùng giữa màu xanh lơ và màu xanh lục cho màu xanh lá mạ. Giữa tam giác màu biểu diễn màu trắng, khi các tỉ lệ màu đỏ, xanh lơ, xanh lục bằng nhau. Hai thành phần thông tin đặc trưng cho việc mã hoá tín hiệu video màu. Thứ nhất là độ sáng; thuật ngữ kỹ thuật gọi là *lumen* (độ chói), nó là một đơn vị đo năng lượng ánh sáng. Độ chói chỉ là thông tin được yêu cầu cho truyền hình đơn sắc (đen và trắng). Thứ hai là màu sắc, hoặc màu đơn giản. Cách biểu diễn màu sắc tốt nhất là bằng đồ thị bằng dưới dạng trục tọa độ, điểm xuất phát của nó là điểm giữa (màu trắng) của tam giác. Khi di chuyển dọc theo một đường thẳng từ điểm xuất phát tới đỉnh màu đỏ, ban đầu sẽ quan sát thấy ánh sáng trắng tiếp theo là sự tăng dần tới màu đỏ (màu hồng). Tại đỉnh (ánh sáng thuần đỏ) màu đỏ được gọi là đã đạt tới trạng thái bão hoà. Khoảng cách tính từ điểm giữa của tam giác (biên độ của số phức) là phép đo độ bão hoà màu của màu đặc trưng. Góc của số phức, liên quan tới các đường chuẩn tuỳ ý, được gọi là *màu sắc* của ánh sáng. Sự kết hợp giữa màu sắc và độ chói sẽ tạo ra một hệ thống phối hợp dạng trụ trong đó độ chói sẽ nằm trên trục của hình trụ.

Ở hệ thống này, việc mã hoá màu phải có ba thành phần: độ chói, độ bão hoà màu và màu sắc.



Hình 6.22. Tam giác màu với các trục I và Q.

Mô hình trên không quan tâm tới sự nhạy cảm của mắt người đối với phổ màu sắc và cần phải được sửa đổi khi mắt người là mối qua tâm cuối cùng (bộ phát hiện) của việc truyền dẫn các tín hiệu video. Đặc tuyến của mắt người được vẽ ở hình 6.23.



Hình 6.23. Mối quan hệ giữa mắt người và bước sóng ánh sáng.

Do đó, việc trộn các tỉ lệ bằng nhau của các màu cơ bản được cảm nhận bởi mắt người như là một màu xanh vàng. Thực tế, để nhận được ánh sáng trắng thì việc trộn phải bao gồm 59% màu xanh lục, 30% màu đỏ, và chỉ 11% màu xanh lơ.

Hệ thống đơn giản nhất để mã hoá thông tin video cho truyền hình chỉ đơn giản bằng việc quét bức ảnh bằng ba màu cơ bản và xử lý mỗi màu như đối với một màu đơn. Một số hệ thống phức tạp có thể thực hiện điều tiết cả ba tín hiệu màu. Một hệ thống như vậy đã được thử nghiệm tại Mỹ vào cuối những năm 1940 và đầu những năm 1950. Nhưng nhận thấy rằng nó không tương thích với hệ thống truyền hình đen trắng đang tồn tại.

Vào năm 1953, một hệ thống được phát minh bởi Ủy ban hệ thống truyền hình quốc gia Mỹ (NTSC) đã được Ủy ban truyền thông liên bang (FCC) chấp nhận và từ đó nó đã được xem như là một chuẩn truyền hình ở khá nhiều quốc gia. Thành phần NTSC độc lập với tín hiệu độ chói và màu sắc (thông tin về màu sắc được tách trực tiếp ra thành các thành phần I và Q, chúng tương ứng gần đúng với màu sắc và độ bão hoà). Điều này sẽ được giải thích sau. Hệ thống thực tế yêu cầu thông tin về độ chói nhận được từ tổng của ba thành phần màu cơ bản để cho ánh sáng trắng mà mắt người cảm nhận được là:

$$L_w = 0,59L_g + 0,30L_r + 0,11L_b. \quad (6.4.1)$$

Khi đó L_w chứa tất cả các thông tin cho truyền dẫn ảnh đen - trắng. Đối với các ảnh màu, ba tín hiệu L_w , $(L_r - L_w)$ và $(L_b - L_w)$ được truyền đi. Tín hiệu thứ ba $(L_g - L_w)$ không cần sử dụng vì nó là thành phần có tỉ lệ nhỏ nhất trong ba tín hiệu hiệu màu và do đó rất dễ bị sai do nhiễu. Hai tín hiệu hiệu màu $(L_r - L_w)$ và $(L_b - L_w)$ được ghép cầu phương, một dạng của phương pháp điều chế DSB-SC, với sóng mang phụ màu có tần số ω_0 . Hai tín hiệu hiệu màu có dạng.

$$(L_b - L_w) \cos \omega_0 t + (L_r - L_w) \sin \omega_0 t. \quad (6.4.2)$$

tín hiệu

$$L_w + (L_b - L_w) \cos \omega_0 t + (L_r - L_w) \sin \omega_0 t \quad (6.4.3)$$

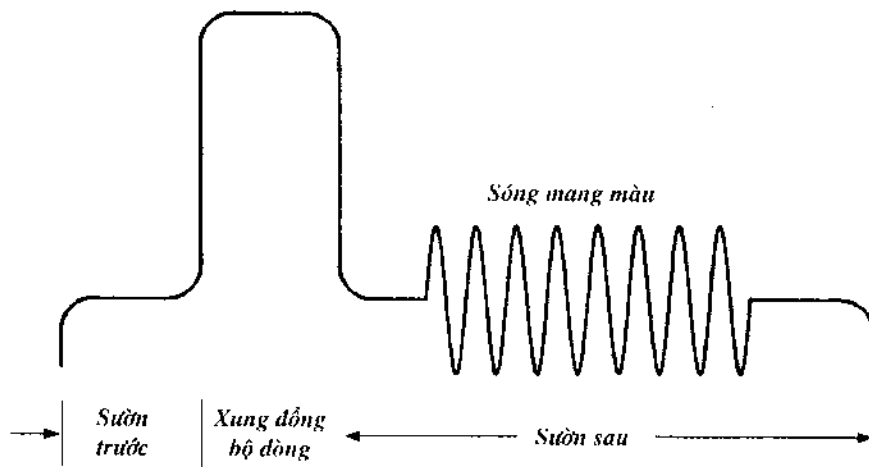
được sử dụng để điều chế một sóng mang thích hợp trong dải biên sóng thông thường.

Ở phía thu, hai tín hiệu hiệu màu được tách ra bằng cách nhân chúng với tín hiệu tại đầu ra bộ dao động nội đã được đồng bộ với sóng mang phụ màu có tần số ω_0 ở phía phát. Tín hiệu sóng mang phụ màu được truyền trong các cụm (burst) tại vị trí các xung xoá dòng được gọi là thêm sau. Điều này được minh họa ở hình 6.24. Hệ thống giải điều chế được vẽ ở hình 6.25.

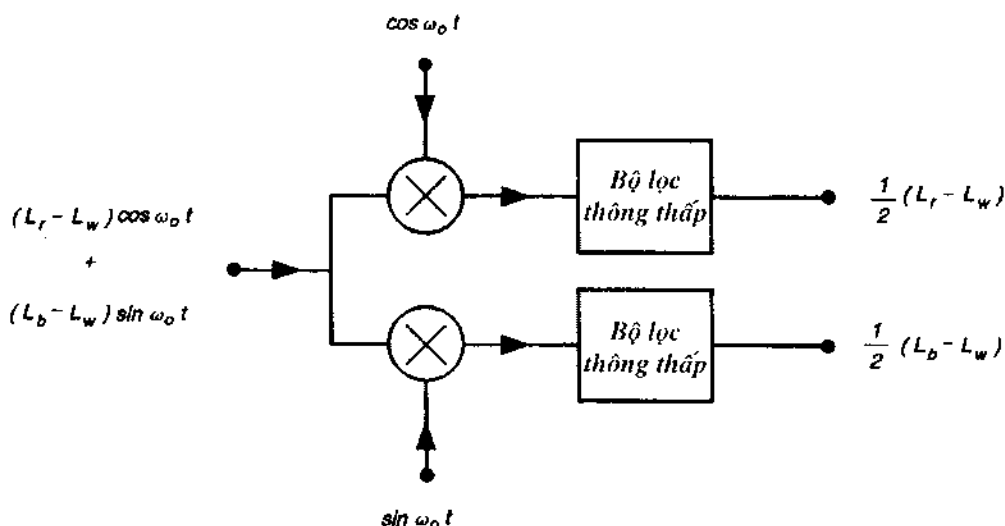
Các tín hiệu được khôi phục L_w , $(L_r - L_w)$ và $(L_b - L_w)$ được sử dụng để tái tạo tín hiệu hiệu màu bị thiếu $(L_g - L_w)$ bằng cách:

$$(L_g - L_w) = \frac{0,30}{0,59} (L_r - L_w) - \frac{0,11}{0,59} (L_b - L_w). \quad (6.4.4)$$

Bốn tín hiệu được sử dụng để điều khiển các lưới thích hợp trên ống hình để tái tạo lại ảnh ban đầu.



Hình 6.24. Một phần thêm sau của xung xoá được sử dụng để truyền sóng mang phụ màu.

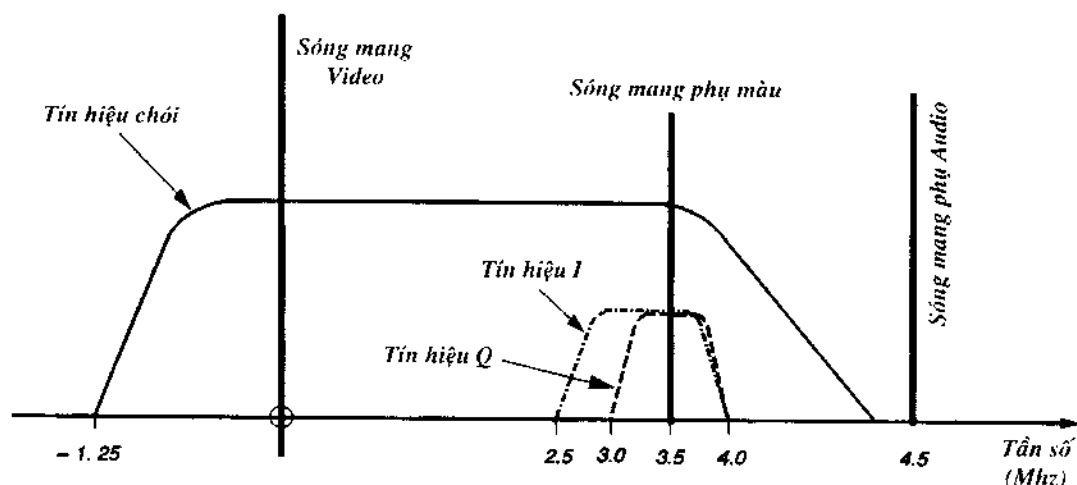


Hình 6.25. Sơ đồ của quá trình tách thông tin màu.

Trong khảo sát, băng thông yêu cầu của ba tín hiệu L_w , $(L_r - L_w)$ và $(L_b - L_w)$ được giả thiết là như nhau. Trong thực tế không đúng như vậy. Mắt người có sự phân biệt ánh đen trắng cao hơn so với ánh màu. Đó là yếu tố để thực hiện việc đồng nhất, các vùng rộng của bức ảnh (tần số thấp) bằng màu; các chi tiết nhỏ (tần số cao) có thể được thể hiện bằng ánh trắng đen. Thông tin về độ chói L_w phải chiếm toàn bộ dải thông. Tín hiệu hiệu màu chứa thông tin màu sắc yêu cầu dải thông nhỏ hơn.

Một ưu điểm rất lớn nhận được do sự nhạy cảm của mắt người đối với ánh sáng xanh-vàng là bằng cách thực hiện tiền nhân thành phần xanh-vàng sẽ yêu cầu một băng thông nhỏ hơn cho việc truyền dẫn thành phần phổ này. Đây được gọi là tín hiệu Q. Các màu xanh lơ và màu đỏ, do mắt người ít nhạy cảm hơn được cung cấp tương ứng băng thông lớn hơn. Đây được gọi là tín hiệu I. So sánh phổ bằng độ chói, các tín hiệu Q và I được vẽ ở hình 6.26.

Bởi vì tín hiệu Q chiếm một băng thông tổng cộng bằng 1MHz, và nó vừa bằng giới hạn băng thông của toàn bộ tín hiệu khi cả hai dải biên được truyền. Biên trên của tín hiệu I nằm ngoài dải thông và phần biên trên được loại bỏ bởi một bộ lọc biên sót.



Hình 6.26. Toàn bộ phổ của tín hiệu truyền hình màu.
Lưu ý rằng tần số 0 tương ứng với tần số sóng mang AM (video).

CÂU HỎI ÔN TẬP

6.1 Tín hiệu video là gì ? Hãy giải thích tại sao cần phải sử dụng một bộ khuếch đại video trong việc ghép nối với ống kính truyền hình.

Giải thích cùng với sự trợ giúp của sơ đồ khối cấu tạo và chức năng của mỗi khối của máy phát truyền hình điện hình. Chỉ ra dạng tín hiệu mong muốn tại đầu ra của mỗi khối bằng dạng sóng, tần số và băng thông.

6.2 Giải thích với sự trợ giúp của sơ đồ khối thích hợp nguyên lý làm việc của inoscóp. Cần các điều kiện gì để đạt được sự hoạt động tối ưu?

6.3 Giải thích với sự trợ giúp của sơ đồ khối thích hợp nguyên lý làm việc của othicon. Thảo luận các quan hệ về hiệu suất của nó so với inoscóp.

6.4 Một hệ thống truyền hình có các chỉ tiêu kỹ thuật sau:

- (1) 625 dòng mỗi khung với sự quét xen kẽ,
- (2) 25 khung hình trên giây,
- (3) 5% của quá trình quét được sử dụng cho quét ngược,
- (4) tỉ số chuẩn là 4:3

Giả thiết độ phân dải nằm trên các trục dọc và ngang của màn ảnh, tính bằng thông yêu cầu để xử lý tín hiệu.

- 6.5** Cung cấp một điện áp vào cực anốt của ống tia để tăng tốc một điện tử tới một vận tốc bằng 10×10^6 m/s dọc theo trục của ống tia (trục x). Sau đó điện tử chuyển động giữa hai bản cực đặt song song (làm lệch) có chiều dài 2,5 cm (theo phương trục x). Khoảng cách giữa hai bản cực theo phương trục y bằng 2,0 cm và giữa chúng được duy trì một điện áp một chiều bằng 270 V. Giả thiết rằng trường tĩnh điện là đồng nhất và bị giữ trong giới hạn giữa hai bản cực, tính các giá trị sau:

- (1) Vận tốc của điện tử theo phương trục y khi nó vượt khỏi trường tĩnh điện.
- (2) Tính độ lệch của điện tử theo phương y khi nó đập vào bia được đặt cách các bản cực làm lệch 5cm.

Cho biết:

- (a) lực (tính bằng Niuton) tác động lên điện tử bởi trường tĩnh điện được cho bởi

$$F = eE$$

với e là điện tích của điện tử (đơn vị là Culon) và E là cường độ điện trường (đơn vị là Von/met),

- (b) khối lượng của điện tử bằng 9.10^{-31} kg và điện tích bằng $1,6.10^{-19}$ C.

- 6.6** Trường tĩnh điện được mô tả ở Bài toán 6.5 được thay thế bằng một từ trường đồng nhất có độ rộng 2,5 cm theo phương trục x. Từ trường được hướng theo trục z. Mật độ thông lượng của trường bằng $1,44 \times 10^{-3}$ T (Wb/m²). Giả thiết không có các hiệu ứng vãn, tính các giá trị sau:

- (1) Vận tốc của điện tử khi nó rời khỏi điện trường.
- (2) Độ lệch của điện tử khi nó đập vào bia đặt cách bờ điện trường 5cm.

Cho biết:

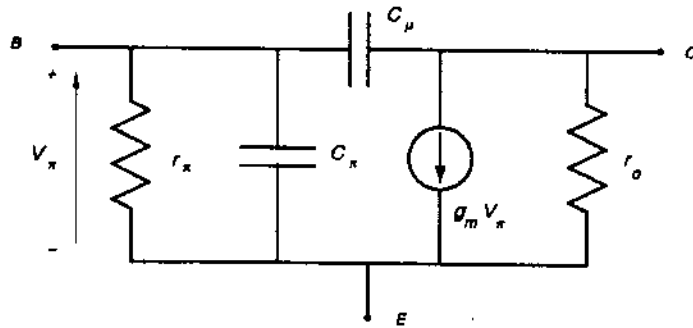
- (a) lực F (tính bằng Niuton) tác động lên vật dẫn có độ dài l (tính bằng mét) mang dòng điện i (tính bằng Ampe) trong một từ trường có mật độ thông lượng B (tính bằng Tesla = Wb/m²) được cho bởi:

$$F = Bli$$

- (b) một điện tử mang điện tích (tính bằng Culon) có vận tốc v (tính bằng m/s). Trong thực tế, dòng điện $i = e$ (ampe = culon/s) chảy trong vật dẫn có độ dài l (tính bằng mét).

6.7 Một bộ khuếch đại video yêu cầu có hệ số khuếch đại điện áp bằng 10 được thiết kế làm hai tầng trong đó tầng thứ nhất đảm nhiệm việc khuếch đại điện áp còn tầng thứ hai đảm nhiệm việc khuếch đại dòng điện với đầu ra trở kháng thấp. Thiết kế một bộ khuếch đại như vậy và tính băng thông của nó sử dụng mạch hình π cho ở hình 6.27.

Khi mắc nối tiếp với tải cực góp của tầng khuếch đại điện áp một cuộn cảm, sẽ cải thiện dải thông của bộ khuếch đại. Tính giá trị cảm kháng đó.



$$\begin{aligned} C_{\mu} &= 2 \text{ pF} & g_m &= 20 \text{ mA/V} \\ C_{\pi} &= 10 \text{ pF} & r_{\pi} &= 5 \text{ k}\Omega \\ & & R_o &= 15 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

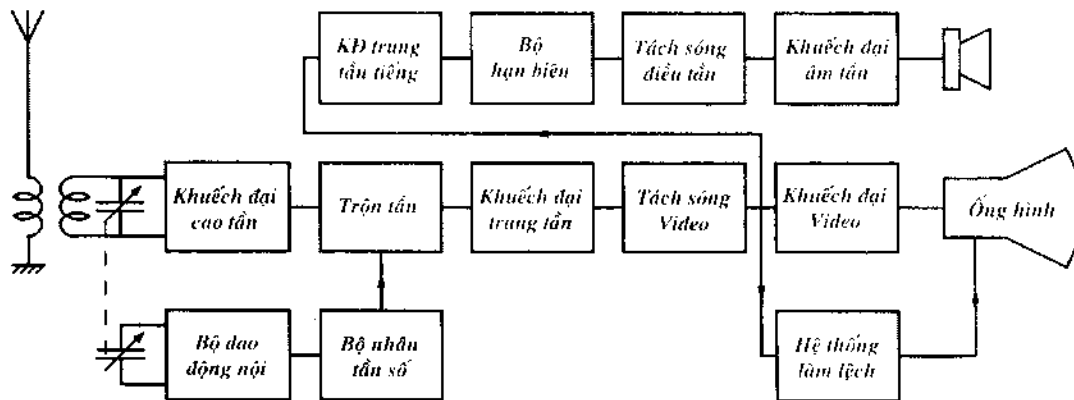
Hình 6.27. Sơ đồ bộ khuếch đại video

MÁY THU HÌNH

7.1 MỞ ĐẦU

Ở chương 6 đã trình bày việc mã hoá các tín hiệu hình ảnh thành một dạng thích hợp để truyền qua một kênh thông tin. Trong chương này sẽ xem xét các phương pháp kỹ thuật để giải mã các tín hiệu và thể hiện chúng qua ống tia âm cực.

Máy thu hình hầu như giống hệt với máy thu thanh AM về nguyên lý thu đổi tần. Có một số khác biệt chi tiết về việc xử lý tín hiệu, do hệ thống của nó phức tạp hơn. Hình 7.1 biểu thị sơ đồ khối đặc trưng của một máy thu hình.



Hình 7.1 Sơ đồ khối của máy thu hình.

Anten thu được sóng điện từ bức xạ từ máy phát và đưa tới bộ khuếch đại cao tần. Sau khi khuếch đại và lọc để suy giảm tất cả các tín hiệu thu được từ những máy phát khác, tín hiệu được đưa vào bộ trộn tần và được trộn với tín hiệu dao động nội. Cũng như trước đây, bộ dao động nội và bộ khuếch đại cao tần được điều chỉnh để chúng lệch nhau một khoảng tần số cố định bằng với tần số trung tần. Tần số trung tần của máy thu hình thường là 45,75MHz. Tín hiệu phải được lọc thêm nữa trước khi được đưa vào bộ giải điều biến hình

ảnh để khôi phục lại thông tin bằng gốc. Tầng tiếp theo sẽ phân tách các thành phần hợp thành tín hiệu hình ảnh thành ba thành phần. Đó là hình ảnh chính xác, sóng mang phụ mang tín hiệu âm thanh FM cùng các biên tần và các xung điều khiển dòng, điều khiển mảnh. Tín hiệu hình ảnh được khuếch đại bởi bộ khuếch đại thị tần đến giá trị yêu cầu để điều khiển đèn hình. Các xung điều khiển dòng và mảnh được quy định đúng thời điểm và được sử dụng trong các hệ thống làm lệch của máy thu để đồng bộ nó với máy phát—điều kiện đó phải được đáp ứng để tái tạo lại chính xác hình ảnh đã được gửi đi. Tín hiệu FM được khuếch đại, hạn biên và được tách sóng, sau một số lần khuếch đại nữa, nó được đưa ra loa.

7.2 THIẾT KẾ HỆ THỐNG

7.2.1 Anten

Thiết kế anten là chủ đề không thuộc phạm vi cuốn sách này. Tuy nhiên ở mục 2.9 đã đề cập ngắn gọn về anten. Mục 5.2.1 đã đề cập sâu hơn về anten cho việc thu các tín hiệu FM dân dụng. Các tần số dành cho FM dân dụng ($88\div 108\text{MHz}$) chiếm phổ tần giữa kênh 6 và kênh 7 của các tần số đài truyền hình VHF (tương ứng là $54\div 88\text{MHz}$ và $174\div 216\text{MHz}$). Ngoại trừ một số sự khác biệt nhỏ về kích thước vật lý, còn lại các anten nói chung có cùng một dạng. Trong những dải tần số này anten lưỡng cực nửa sóng có kích thước vật lý $0.7\div 2.7\text{m}$.

7.2.2 Bộ phận đổi tần

Bộ khuếch đại cao tần có thể điều hưởng trên toàn dải tần VHF. Có thể thực hiện việc này nhờ một tụ điện biến dung, nó được ghép để đồng chỉnh với tụ biến dung trong bộ dao động nội. Mục đích là tạo ra tần số dao động nội bằng với tần số cao tần trung tâm cộng với tần số trung tần. Trong trường hợp này dải tần số cao tần cho truyền hình VHF là từ xấp xỉ 57 MHz (kênh 2) đến xấp xỉ 85 MHz (kênh 6) và từ xấp xỉ 177 MHz (kênh 7) đến gần 213 MHz (kênh 13). Độ rộng băng danh định là 6MHz và hệ số khuếch đại cao tần là từ 20 đến 50 lần. Khi tần số trung tần hình ảnh thông thường là 45,75MHz, bộ dao động nội phải có khả năng điều hưởng từ 102,75 đến 528,75MHz. Từ hình 6.2.1 có thể thấy rằng có hai tần số sóng mang trong tín hiệu hình ảnh hợp thành: sóng mang hình ảnh và sóng mang âm thanh. Sóng mang âm thanh cao hơn sóng mang hình ảnh là 4,5MHz, sau khi trộn tần, tần số trung tần hình ảnh là 45,75MHz và tần số trung tần tiếng là $(45,75+4,50)$ hay 41,25MHz. Thông thường, bộ khuếch đại cao tần, bộ dao động nội và bộ trộn tần được gọi là đầu vào thị tần hay đơn giản là bộ điều chỉnh truyền hình. Những thiết bị này thường được bọc bảo vệ trong vỏ chứa riêng biệt để chống lại những hiệu ứng nhiễu loạn điện từ, các thành phần điện cảm và điện dung tạp tán. Các nguyên lý thiết kế mạch điều chỉnh truyền hình tương tự như trong truyền thanh vô tuyến đã được thảo luận trước đây. Chỉ có sự thay đổi về tần số hoạt động và độ rộng băng yêu cầu. Sự suy hao lớn hơn phải được tính vào mẫu bố trí vật lý của các mạch thực tế. Các bộ khuếch đại cao tần đã được thảo luận ở mục 2.8. Thiết kế bộ dao động có thể tìm ở mục 2.4 và thiết kế bộ trộn tần ở mục 3.4.3.

7.2.3 Bộ khuếch đại trung tần

Giống như các hệ thống máy thu đôi tần, sự lựa chọn chi tiết các tần số mong muốn và sự loại bỏ các tần số không mong muốn xảy ra ở tầng trung tần. Cùng lúc, một số dải phổ có thể được làm nổi bật lên giống như phổ của tín hiệu hình ảnh tần số thấp (vùng đồng dạng lớn) và phổ của tín hiệu hình ảnh tần số cao (các vùng với từng chi tiết nhỏ). Đáp ứng tần số chính xác của bộ khuếch đại trung tần hình ảnh ở đây không phải là điều quan trọng ngoại trừ điều nó được thiết kế để bù cho đáp ứng tần số của bộ lọc dải biên sót trong máy phát. Để hiểu rõ về các phương pháp kỹ thuật được sử dụng để đạt được mục đích này yêu cầu phải có hiểu biết tốt về lý thuyết thiết kế bộ lọc nhưng điều đó không nằm trong phạm vi của cuốn sách này. Danh sách các tài liệu về thiết kế bộ lọc được cung cấp ở mục sách tham khảo ở cuối chương 3.

Đầu ra của bộ khuếch đại trung tần phải có điện áp khoảng vài vôn để điều khiển bộ tách sóng hình ảnh tiếp sau nó. Các bộ khuếch đại trung tần đã được thảo luận ở mục 3.4.4.

7.2.4 Bộ tách sóng hình ảnh

Cần nhắc lại rằng tín hiệu hình ảnh được điều biến biên độ và theo lý thuyết, đòi hỏi một mạch tách sóng đường bao đơn giản để giải điều biến tín hiệu này. Tuy nhiên, trên thực tế nó có phần phức tạp hơn bởi tín hiệu đưa vào bộ tách sóng là tín hiệu dải biên sót.

7.2.4.1 Giải điều biến các tín hiệu dải biên sót – Khi sóng mang có tần số ω_c được điều chế biên độ bởi một tín hiệu có tần số ω_m , kết quả là:

$$\Phi_2(t) = A[1 + m \cos \omega_m t] \cos \omega_c t \quad (7.2.1)$$

$$\Phi_1(t) = A \cos \omega_c t + \frac{mA}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t] \quad (7.2.2)$$

Trong điều biến dải biên sót, một trong các biên tần sẽ bị loại bỏ, nó có thể là biên tần trên hoặc biên tần dưới, trong trường hợp này giả sử đó là biên tần dưới. Cho rằng quá trình loại bỏ đã hoàn thành. Để đơn giản hoá, ta có

$$\Phi_2(t) = A \cos \omega_c t + \frac{mA}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (7.2.3)$$

$$\Phi_2(t) = A \cos \omega_c t + \frac{mA}{2} \cos \omega_c t \cos \omega_m t - \frac{mA}{2} \sin \omega_c t \sin \omega_m t \quad (7.2.4)$$

$$\Phi_2(t) = A(1 + \frac{m}{2} \cos \omega_m t) \cos \omega_c t - \frac{mA}{2} \sin \omega_c t \sin \omega_m t \quad (7.2.5)$$

Biên độ của tín hiệu sóng mang là:

$$|\Phi_2(t)| = \sqrt{A^2 \left(1 + \frac{m}{2} \cos \omega_m t\right)^2 + \left(\frac{mA}{2} \sin \omega_m t\right)^2} \quad (7.2.6)$$

$$|\Phi_2(t)| = \sqrt{A^2 \left(1 + \frac{m^2}{4}\right) + A^2 m \cos \omega_m t} \quad (7.2.7)$$

Khi độ sâu điều chế nhỏ $m < 1$ và $\frac{m^2}{4} \ll 1$

$$|\Phi_2(t)| \approx A(1 - m \cos \omega_m t)^{\frac{1}{2}} \quad (7.2.8)$$

Sử dụng khai triển nhị thức, ta nhận được:

$$|\Phi_2(t)| \approx A \left(1 + \frac{m}{2} \cos \omega_m t\right) \quad (7.2.9)$$

Biểu thức trên bao gồm tần số điều biến ω_m cũng như các hài bậc cao hơn mà biên độ của nó suy giảm rất nhanh.

Qua đó ta có thể kết luận rằng tín hiệu dải biên sóng có thể được giải điều biến bằng cách sử dụng một bộ tách sóng đường bao đơn giản miễn là chỉ số điều chế của nó rất nhỏ hơn 1. Cần nhớ rằng, biên độ của tín hiệu ra là một nửa của nó nếu cả hai biên tần được biểu thị. Các bộ tách sóng đường bao đã được thảo luận ở mục 3.2. Một ví dụ được cho ở Mục 3.4.6. Hình 7.2 chỉ ra dạng sóng vào và ra của một bộ tách sóng đặc trưng ở máy thu hình.

7.2.5 Bộ khuếch đại hình ảnh

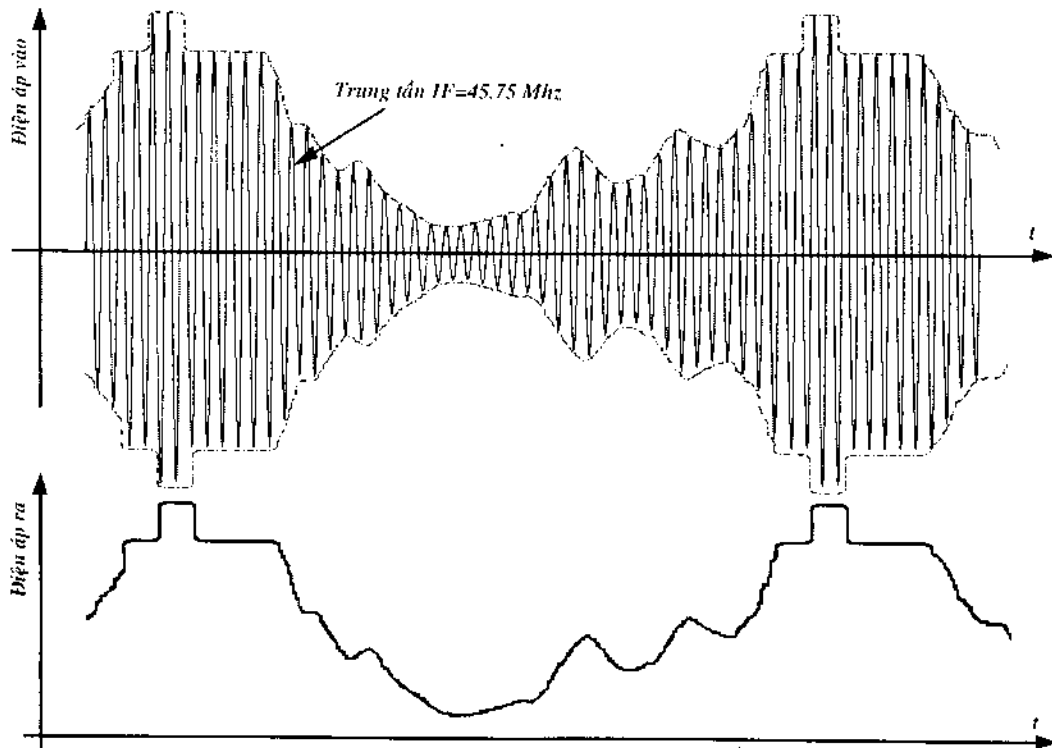
Thiết kế các bộ khuếch đại hình ảnh đã được thảo luận ở mục 6.3.4. Trong các máy thu hình, tải của bộ khuếch đại hình ảnh là lưới của ống tia âm cực (thường được gọi là đèn hình). Điều này đòi hỏi điện áp có giá trị xấp xỉ trong khoảng 50V đến 100V và theo lý thuyết, không có dòng điện chạy trong mạch lưới. Tuy thế, mạch lưới biểu thị tải điện kháng và điện dung yêu cầu sự di chuyển của vật mang (dòng điện) để thay đổi điện áp trên nó. Tầng đầu ra của bộ khuếch đại hình ảnh phải có khả năng cung cấp dòng cần thiết hay công suất. Cách nói khác về cùng một vấn đề là tầng đầu ra của bộ khuếch đại hình ảnh phải có điện trở ra thấp do vậy điện dung lưới có thể được nạp nhanh hơn sự thay đổi nhanh nhất của điện áp biểu thị tín hiệu hình ảnh.

7.2.6 Kênh âm thanh

Từ đầu ra của bộ tách sóng hình ảnh, một bộ khuếch đại thông dải lựa chọn và khuếch đại tín hiệu FM ở 4,5MHz. Bộ hạn chế được mô tả ở mục 4.3.3.1 và 4.3.3.2. Bộ khuếch đại âm tần được thảo luận ở mục 2.7. Loa phát thanh được thảo luận ở mục 3.4.8.

7.2.7 Phân hệ điều khiển chùm tia điện tử

Ở máy phát hình, đầu ra của bộ tạo xung được sử dụng để điều khiển sự quét dọc và quét ngang của chùm tia điện tử lên bề mặt phủ chất phát quang của đèn hình. Các xung tương tự được kết hợp với tín hiệu hình ảnh cùng với sóng mang âm thanh FM 4.5MHz để tạo ra tín hiệu hình ảnh hợp thành.

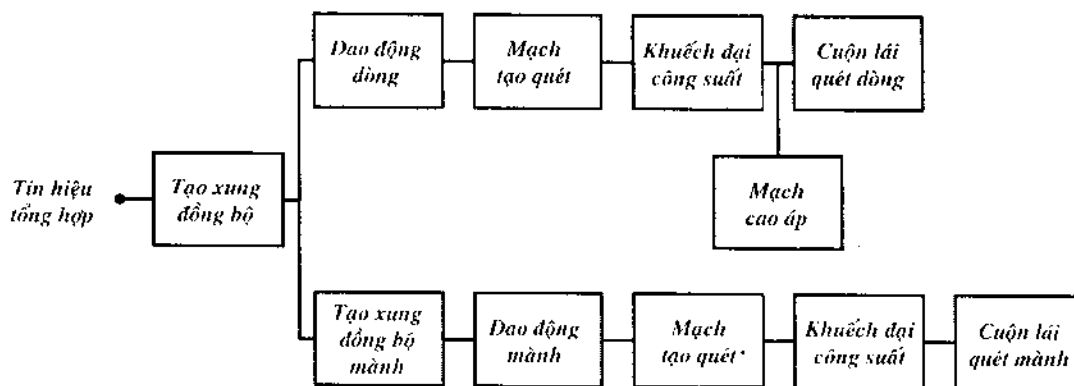


Hình 7.2 Tín hiệu trung tần truyền hình điển hình trước và sau khi tách sóng.

Hình 7.2 chỉ ra hai xung như vậy (chỉ thấy được các xung đồng bộ dòng) các xung đồng bộ dòng được sử dụng để điều khiển sự khởi quét ngang của chùm tia điện tử trong đèn hình do vậy sự đồng bộ với quét dòng của chùm tia điện tử trong đèn thu hình được duy trì. Tương tự như vậy, các xung đồng bộ màn được sử dụng để giữ cho đèn thu hình và đèn hình đồng bộ theo chiều dọc.

Việc giữ cho đèn thu hình và đèn hình đồng bộ theo cả chiều ngang và chiều dọc là rất quan trọng, nếu không sẽ không có hình ảnh có ý nghĩa xuất hiện trên đèn hình. Bước đầu tiên là chuyển thông tin định thời trong các xung đồng bộ vào một mạch phân tách cho các bước xử lý tiếp sau này.

Hình 7.3 là sơ đồ khối của phân hệ điều khiển chùm tia điện tử.



Hình 7.3 Sơ đồ khối của hệ thống điều khiển quét chùm tia điện tử.

Tín hiệu hình ảnh hợp thành được đưa vào bộ phân tách xung đồng bộ để lấy ra cả xung đồng bộ mạnh và xung đồng bộ dòng. Đầu ra được sử dụng để điều khiển hai nhánh phân biệt của hệ thống. Nhánh dọc có bộ phân tách xung đồng bộ mạnh, nó được thiết kế để cung cấp một đầu ra chỉ khi xung mạnh xuất hiện ở đầu vào. Hai tín hiệu định thời thực chất phải chịu những tiến trình giống hệt nhau đó là: đồng bộ với bộ dao động, phát tín hiệu quét và khuếch đại để đạt đủ công suất nhằm điều khiển những cuộn dây làm lệch. Điều quan trọng cần nhớ là các xung đồng bộ mạnh có tần số là 60Hz, ngược lại xung đồng bộ dòng có tần số 15,75KHz.

Các xung đồng bộ có các đặc tính thời gian như sau:

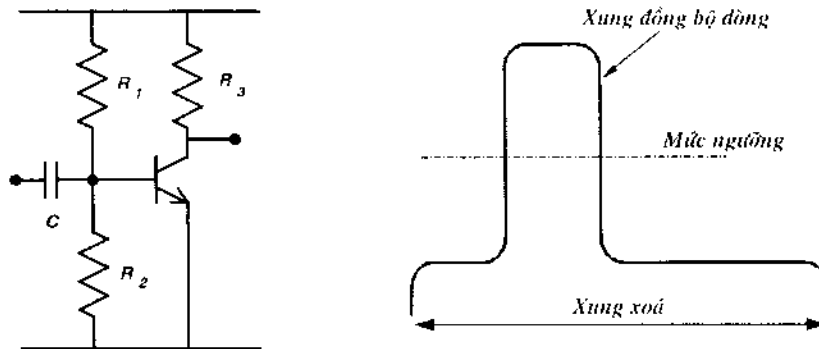
Mạnh	Dòng
Chu kỳ xung: 16.683ms	Chu kỳ xung: 63.556μs
Chu kỳ trống: 1.335ms	Chu kỳ trống: 10.5-11.4μs
Chu kỳ quét: 15.348ms	Chu kỳ quét: 52.156- 53.056μs

7.2.7.1 Bộ phân tách xung đồng bộ – Bộ phân tách xung đồng bộ cơ bản là một bộ đảo transistor đơn giản như được thấy ở hình 7.4.

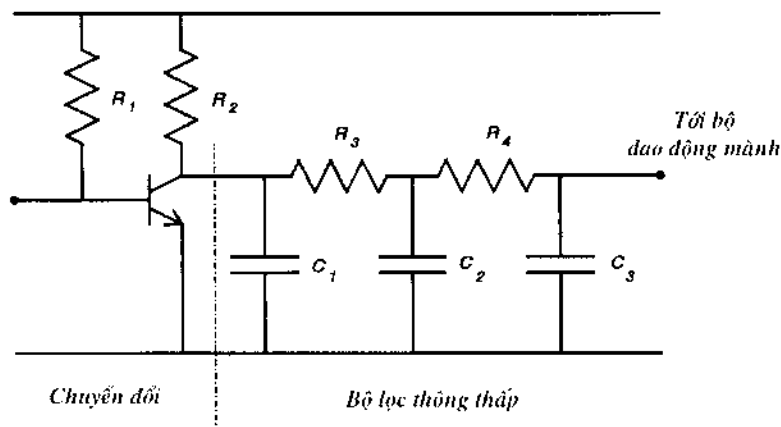
Tỉ số giữa R_1 và R_2 được chọn sao cho transistor ở trạng thái ngắt cho đến khi điện áp cấp vào vượt quá mức xóa (mức đen của tín hiệu hình ảnh). Khi đó transistor sẽ dẫn và, với một giá trị R_3 thích hợp, nó sẽ ở vào trạng thái bão hoà. Đầu ra của mạch điện khi đó là dãy các xung hình chữ nhật, trùng khớp với các xung đồng bộ nhưng bị đảo lại. Các xung này trực tiếp được sử dụng để điều khiển bộ dao động dòng.

7.2.7.2 Bộ phân tách xung đồng bộ mạnh – Phải nhắc lại rằng các xung đồng bộ dòng có độ dài là 5μs trong khi đó xung đồng bộ mạnh là 190μs. Chúng dễ dàng được phân tách bằng cách sử dụng một bộ lọc thông thấp RC với một hằng số thời gian thích hợp. Hình 7.5 chỉ ra một mạch phân tách xung đồng bộ mạnh điển hình.

Bộ lọc thông thấp RC ở Hình 7.5 gồm ba phần, có tốc độ thay đổi biên độ cao hơn so với tần số. Độ lệch giữa hai tần số được lọc (60Hz và 15.75KHz) làm việc thiết kế bộ lọc trở nên đơn giản.



Hình 7.4 Mạch điện sử dụng cho việc phân tách xung đồng bộ đồng. Ngưỡng được quy định bởi giá trị tương đối của R_1 và R_2 .

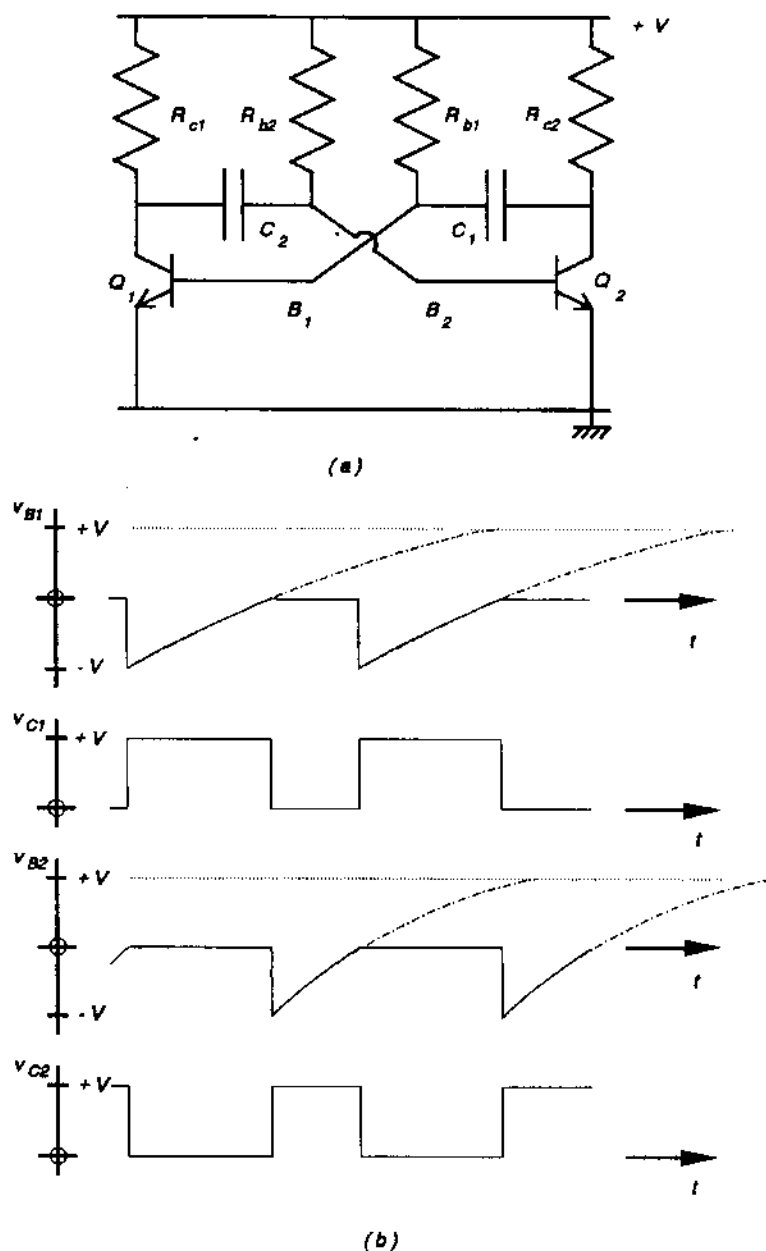


Hình 7.5 Bộ phân tách xung đồng bộ mạnh. Bộ lọc thông thấp đảm bảo không có tác động ngược tới xung đồng bộ đồng.

7.2.7.3 Bộ dao động mạnh – Bộ dao động mạnh là một bộ dao động đa hài phiếm định nó được đồng bộ với các xung đồng bộ mạnh. Hình 7.6(a) thể hiện sơ đồ mạch điện của bộ dao động đa hài phiếm định.

Khi bắt đầu cung cấp nguồn một chiều, dòng điện được cấp tới cực gốc của cả hai transistor và chúng đều có xu hướng dẫn thông. Thực tế, có thể cho rằng một trong hai transistor (ví dụ Q_1) sẽ dẫn tốt hơn transistor còn lại. Do đó điện áp trên cực góp của Q_1 sẽ giảm đi một lượng nhỏ nhanh hơn so với điện áp này ở Q_2 .

Do không thể thay đổi tức thời điện áp trên tụ C_2 , điện áp ở cực gốc của Q_2 sẽ buộc phải giảm đi. Điều này sẽ tác động làm giảm độ phân cực thuận trên tiếp giáp cực gốc- cực phát của Q_2 .



Hình 7.6 (a) Sơ đồ mạch điện của bộ dao động đa hài phiếm định.
(b) Các dạng sóng điện áp trên các cực gốc và cực góp.

Dòng cực góp của Q_2 sẽ bị giảm nhỏ và điều này sẽ làm cho điện áp cực góp của Q_2 tăng lên. Lại do điện áp trên tụ điện C_1 không thể thay đổi tức thời nên điện áp cực góp của Q_2 có xu hướng buộc điện áp cực gốc Q_1 phải tăng lên. Điều đó làm cho phân cực thuận của tiếp giáp cực gốc-cực phát của Q_1 trở nên mạnh hơn. Dòng cực góp sẽ lớn hơn và điện áp cực góp của Q_1 sẽ giảm đi. Lúc này chúng ta lại trở lại điểm khởi đầu và những biến đổi tiếp theo tạo ra một chuỗi các sự kiện sẽ được khuếch đại lên. Điều hiển nhiên là quá trình hồi tiếp (hồi tiếp dương) kết thúc với Q_1 dẫn thông hoàn toàn và Q_2 ngắt. Với sự lựa chọn R_{c1} và

R_{c2} phù hợp, Q_1 sẽ rơi vào trạng thái bão hoà, thực chất là điện áp cực góp của nó bằng 0. Giai đoạn hoạt động này được gọi là pha hồi tiếp và, do những hiện tượng hồi tiếp cơ bản là không ổn định nên chúng có xu hướng xảy ra rất nhanh.

Giai đoạn hoạt động kế tiếp được gọi là pha tích thoát, khởi đầu, tụ C_2 được nạp thông qua R_{b2} . Điện áp ở nút B_2 sẽ tăng theo hàm mũ và cuối cùng nó đạt tới giá trị đủ lớn để phân cực cho tiếp giáp cực gốc-cực phát của Q_2 theo chiều thuận. Một pha hồi tiếp mới lại bắt đầu. Q_2 bắt đầu dẫn thông và điện áp cực góp của nó bắt đầu giảm đi, điện áp giảm đi sẽ được cho qua bởi tụ điện C_1 và đưa tới cực gốc của Q_1 , Q_1 lúc này sẽ dẫn yếu hơn, cực góp của nó sẽ không còn ở chế độ bão hoà nữa (đó là tăng dần lên) và được cho qua bởi tụ điện C_2 đưa tới cực gốc của Q_2 . Q_2 dẫn thông hơn nhiều và điện áp cực góp của nó sẽ giảm nhanh hơn trước đó. Lại sự thay đổi mà sinh ra một chuỗi các sự kiện đang chuyển động được khuếch đại bởi các transistor. Cuối cùng Q_2 rơi vào trạng thái dẫn thông hoàn toàn (bão hoà) và Q_1 bị ngắt. Sự lựa chọn phù hợp giá trị của R_{b2} , R_{c2} sẽ đảm bảo Q_2 ở trạng thái bão hoà, điều khiển cực gốc của Q_1 đến giá trị âm bằng với điện áp nguồn một chiều cung cấp, nhưng khi nó đạt giá trị yêu cầu để phân cực thuận cho tiếp giáp cực gốc-cực phát của Q_1 , Q_1 sẽ bắt đầu dẫn lại, pha hồi tiếp kế tiếp được lặp lại và được kế tiếp bằng một pha tích thoát và cứ mãi như vậy.

Các dạng sóng điện áp ở cực góp và cực gốc được thấy ở hình 7.6(b). Cách đơn giản để đồng bộ bộ dao động đa hài phiếm định với xung đồng bộ mạnh là ghép sườn trước của xung đồng bộ vào cực gốc của một trong hai transistor sử dụng một mạch vi phân để nhận được một xung đồng hồ nhọn. Để có được sự đồng bộ ổn định, bộ dao động đa hài phiếm định nên hoạt động ở tần số hơi thấp hơn so với tần số xung đồng bộ mạnh khi tự do dao động. Các nguyên lý thiết kế được thảo luận ở trên sẽ được minh họa qua ví dụ sau:

Ví dụ 7.2.1 Thiết kế bộ dao động mạnh

Hãy thiết kế một bộ dao động đa hài phiếm định với tỉ số thời gian có xung trên thời gian trống là 15,35/1,34 (xem chu kỳ quét và chu kỳ trống ở mục 7.2.7) và đồng bộ nó với sườn trước của xung vuông 60Hz nhận được từ xung đồng bộ mạnh của máy thu hình. Các thông số được cho như sau:

- (1) Điện áp cung cấp, 12V một chiều
- (2) Hai transistor Silic loại NPN, $\beta = 100$ và $V_{be} = 0,7V$
- (3) Dòng tải bằng 10mA

Lời giải. Giả sử rằng:

- (a) Tải cực góp của các transistor là tải của bộ dao động.

(b) Điện áp cực góp bằng 0 khi transistor ở trạng thái bão hoà.

Các điện trở cực góp là:

$$R_{c1} = R_{c2} = \frac{12}{10mA} = 1.2k\Omega \quad (7.2.10)$$

Hằng số thời gian phải được chọn sao cho thời gian hoàn thành một chu kỳ dài hơn 1/60s một chút, ví dụ như 17 ms. Điều này có nghĩa là một transistor sẽ dẫn thông trong 15,6 ms và transistor còn lại là 1,36ms.

Từ hình 7.6(b) có thể thấy rằng biểu thức của điện áp trên cực gốc của Q_1 là:

$$v_{b1} = 2V(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) - V \quad (7.2.11)$$

Thời gian để điện áp cực gốc của Q_1 đạt tới 0,7V là $t = 15,6ms$. Hằng số thời gian là:

$$\tau = 20,71ms \quad (7.2.12)$$

Vì transistor có $\beta = 100$, dòng cực gốc yêu cầu để bão hoà ở mỗi transistor là $10mA/100 = 100\mu A$. Điện trở cực gốc là:

$$R_{b1} = R_{b2} = \frac{(12 - 0.7)}{100\mu A} = 113k\Omega \quad (7.2.13)$$

Hằng số thời gian $\tau_1 = C_1.R_{b1}$, do vậy:

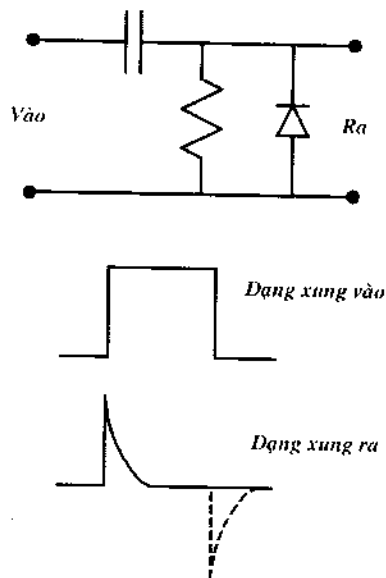
$$C_1 = 0.183\mu F \quad (7.2.14)$$

Tương tự, $\tau_2 = 1.79ms = C_2.R_{b2}$, nên:

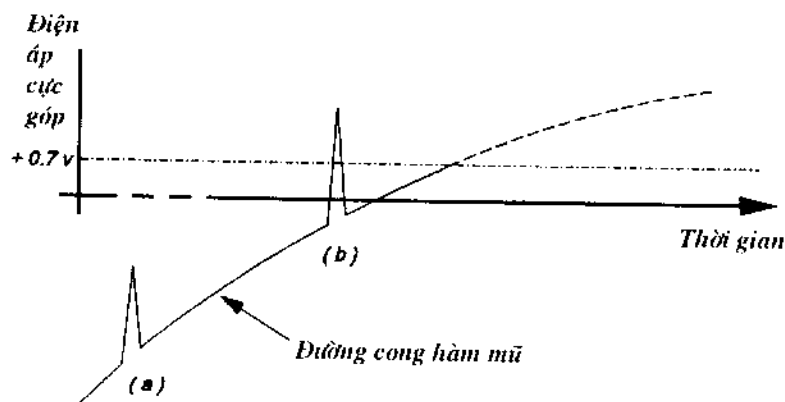
$$C_2 = 0.016\mu F \quad (7.2.15)$$

Để có được xung đồng hồ trùng với sườn trước của sóng vuông, mạch vi phân như được thấy ở hình 7.7 được sử dụng. Điều kiện để gần đúng với vi phân là hằng số thời gian $CR \ll T$, chu kỳ của điện áp đưa vào. Diode sẽ cắt bỏ những đỉnh xung nhọn âm không mong muốn.

Điện áp cực gốc của Q_1 lúc này là một đường cong hàm mũ với các xung đồng hồ dương được đặt trên nó như đã thấy ở hình 7.8. Từ biểu đồ ta thấy rõ rằng khi xung đồng hồ xuất hiện ở thời điểm được biểu thị bởi vị trí a, bộ dao động sẽ không đồng bộ với xung đồng hồ này. Tuy nhiên, khi xung đồng hồ xuất hiện ở vị trí b điện áp cực gốc của Q_1 sẽ vượt quá 0,7V. Q_1 sẽ đi vào chế độ hồi tiếp và bộ dao động sẽ được đồng bộ.



Hình 7.7 Dạng xung vào và ra của mạch vi phân.

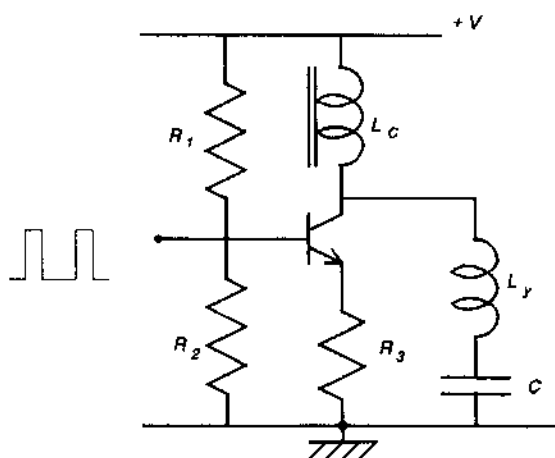


Hình 7.8 Điện áp cực góp của transistor được sử dụng trong bộ dao động đa hài phiếm định cho ra các xung đồng bộ.

7.2.7.4 Bộ tạo dòng điện quét màn – Bộ tạo dòng quét rất đơn giản với dòng điện ra khá tuyến tính tương ứng với thời gian được thấy ở hình 7.9. Mạch này cũng hoạt động giống như bộ khuếch đại chế độ A và điều khiển cuộn lái tia của hệ thống màn.

Transistor được phân cực để hoạt động ở chế độ A. Cực góp được nối tới nguồn cấp một chiều qua một cuộn cảm có độ tự cảm lớn và điện trở đáng kể, nghĩa là nó là một mạch ờ ứng với tần số hoạt động nhưng là ngắn mạch với dòng một chiều. Khi sóng vuông từ bộ dao động đa hài phiếm định được đưa vào cực gốc của transistor, dòng cực góp của transistor sẽ là sóng vuông. Trong quá trình quá độ dòng, một điện áp sẽ được sinh ra trên L_c ngược lại cuộn cảm lái tia L_y có nguồn cung cấp một chiều nối trực tiếp qua nó. Do điện áp một chiều là không đổi, di/dt trong L_y là một đại lượng không đổi. Tụ điện C ngăn dòng một chiều chảy

xuống đất. Bởi tần số hoạt động thấp, mạch điện này không tiêu thụ nhiều công suất, bằng không, có một công suất phản kháng lớn được tính vào mạch.



Hình 7.9 Sơ đồ mạch điện điều khiển cuộn lái tia quét màn.

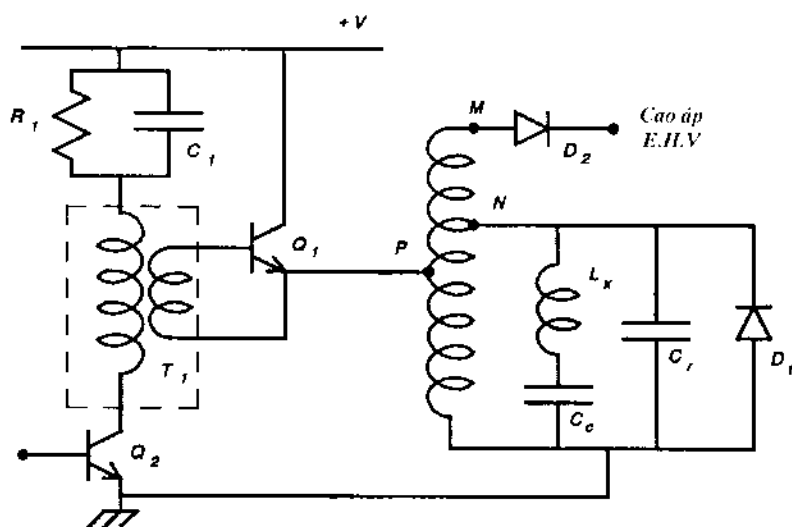
7.2.5 Hệ thống quét dòng

Từ hình 7.3 có thể thấy rằng phần quét dòng có những khối tương tự như phần quét màn. Sự mô tả và thiết kế các khối sẽ không nhắc lại nữa. Trong thực tế, khối quét màn và quét dòng là khác nhau và những khác biệt này xuất phát từ:

- (1) Hệ thống màn hoạt động ở tần số 60Hz trong khi đó hệ thống dòng là 15,75KHz.
- (2) Độ lệch giữa chiều ngang và chiều dọc là 4:3 (tỉ số màn ảnh).
- (3) Hệ thống dòng rất nhạy với điều biến pha và do vậy bộ dao động dòng phải có một vòng điều pha tự động để giữ điều biến pha ở mức độ thấp có thể.
- (4) Công suất cao (~ 50W) được yêu cầu để điều khiển cuộn dây lái dòng nếu năng lượng tích trữ trong nó bị tiêu tán hết ở cuối mỗi chu kỳ. Bằng cách sử dụng mạch điện mở rộng bên ngoài, có thể thu hồi phần lớn năng lượng về nguồn một chiều bởi cộng hưởng điện cảm của cuộn lái tia với một tụ điện thích hợp để gây ra hiện tượng dao động ở xấp xỉ 60KHz.
- (5) Yêu cầu điện áp một chiều cao (~10.000V) để đèn hình hoạt động có thể đạt được bằng cách sử dụng một biến áp tự ngẫu (tự biến áp) để tăng cường điện áp đưa qua bởi một bộ chỉnh lưu (dạng ống). Sơ đồ mạch điện cấp cuối cùng của hệ thống quét dòng đã được đơn giản hoá được cho ở hình 7.10.

Bộ dao động dòng được đồng bộ với đầu ra của bộ phân tách xung đồng bộ. Khi đó xung đồng bộ điều khiển cực gốc của Q_2 với một chuỗi xung chữ nhật có tần số xấp xỉ 15,75 kHz.

Khi Q_2 dẫn, nó đưa dòng điện qua phần sơ cấp của biến áp T_1 . Điều đó sinh ra một dòng điện chạy trong cuộn thứ cấp, làm phân cực Q_1 và đưa nó vào trạng thái bão hoà. Nguồn điện áp một chiều cung cấp điện áp V do đó được đặt trực tiếp lên kết cuối sơ cấp P của biến áp tự ngẫu và đất. Q_1 và cuộn dây cuốn của biến áp tự ngẫu giữa nút P và đất hình thành nên đường đi của dòng điện cực phát. Cuộn lái dòng, L_x , được nối với biến áp tự ngẫu ở nút N , có một điện áp không đổi, cao hơn điện áp V rơi trên nó. Dòng điện chạy trong L_x là một đường dốc tuyến tính được yêu cầu để tạo ra sự lệch ngang tuyến tính. Tụ điện C_c ngăn dòng một chiều qua L_x và nó ngăn mạch ở tần số làm việc. Tại điểm cuối của đường dốc tuyến tính biểu diễn dòng điện, Q_2 bị ngắt. Một điện áp được cảm ứng trên phần thứ cấp của T_1 theo chiều phù hợp để ngắt Q_1 một cách đột ngột. Thông thường, sự chấm dứt đột ngột của dòng điện chạy trong biến áp tự ngẫu và L_x sẽ sinh ra một xung điện áp lớn trong quá trình cố gắng tiêu tán năng lượng được chứa trong cuộn cảm.



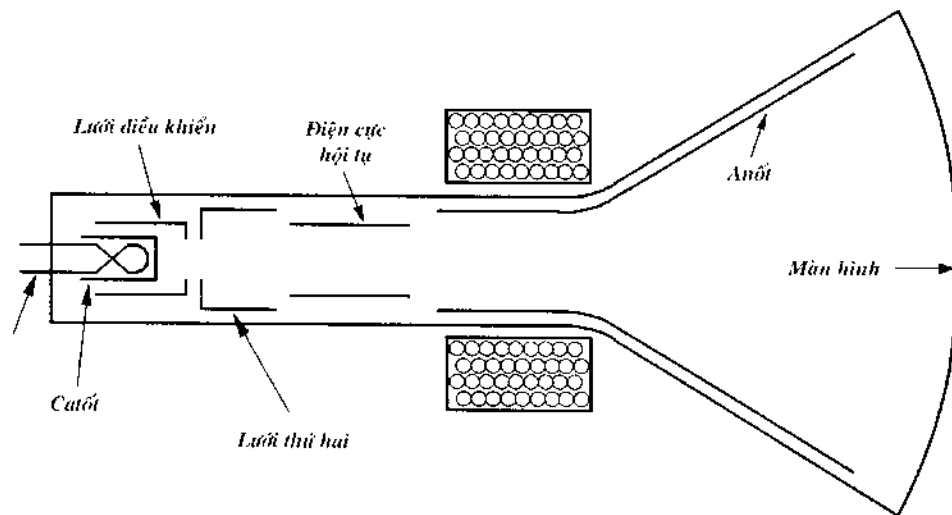
Hình 7.10 Mạch điều khiển cuộn lái tia quét dòng với bộ tạo điện áp cực cao (EHV) cấp cho dương cực của đèn hình.

Tuy nhiên diode D_1 dẫn thông và tạo ra đường đi của dòng điện vào mạch điều hướng gồm L_x và C_r cộng hưởng (“dao động”) ở tần số xấp xỉ 60KHz (gấp bốn lần tần số quét dòng). Nếu thời gian được thiết lập chính xác, năng lượng được tích trữ trong mạch điều hướng sẽ đi từ tụ điện vào cuộn lái tia ngay khi đường dốc biểu thị dòng điện kế tiếp bắt đầu. Khi không có diode được nối qua phần M-N của biến áp tự ngẫu, một xung điện áp lớn xuất hiện trên nó, được chỉnh lưu và được sử dụng để phân cực anốt của đèn hình.

7.2.8 Đèn hình

Đèn hình là một ví dụ của ống tia âm cực (CRT) được sử dụng phổ biến trong các hệ thống hiển thị. Nó bao gồm một trụ thủy tinh phát sáng vào một hình nón có mặt đáy gần như bằng phẳng. Hình 7.11 biểu diễn mặt cắt ngang của CRT điển hình được sử dụng cho sự hiển thị

hình ảnh truyền hình. Ở đầu cuối của trụ thủy tinh có một súng điện tử. Súng điện tử được làm từ một hình trụ, một đầu đóng kín và được phủ oxit bari và oxit stroni, nó phát ra điện tử khi bị đốt nóng. CRT có các lưới điều khiển, các điện cực hội tụ hay làm lệch hoặc các cuộn dây lái tia. Dòng điện đi qua cuộn dây đốt nóng nâng nhiệt độ của âm cực tới một giá trị thích hợp, các điện tử đi vào trong đèn hình và va đập lên màn hình với vận tốc rất lớn. Các lưới có điện áp âm có thể thay đổi được để điều khiển số điện tử bứt ra khỏi âm cực và cuối cùng đi tới màn hình. Các lưới do vậy điều khiển mật độ ánh sáng hình thành nên hình ảnh. Những thấu kính điện tử hoặc là tĩnh điện hoặc là từ tĩnh để hội tụ các điện tử, tạo ra một đốm sáng nhỏ trên màn hình.

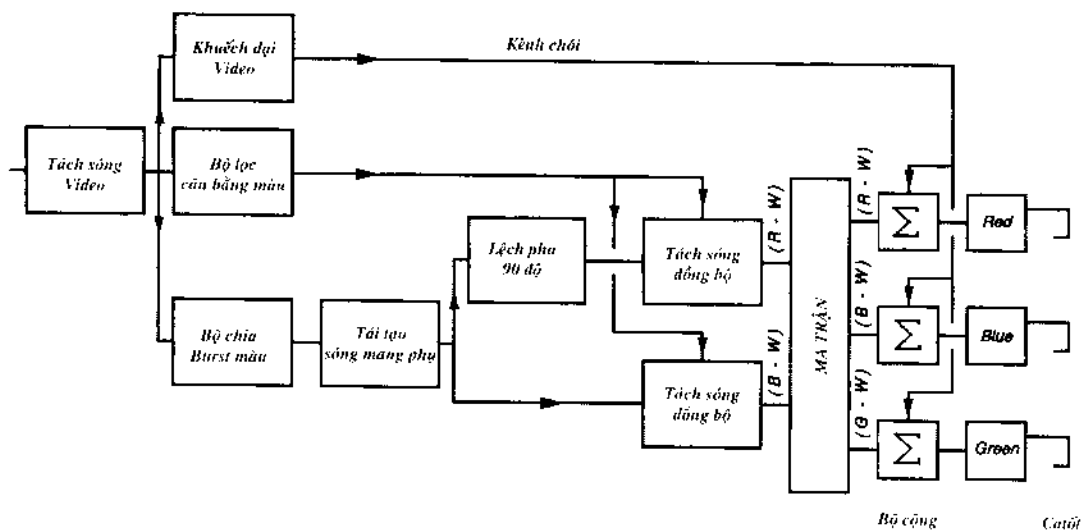


Hình 7.11 Mặt cắt ngang của ống tia âm cực (CRT).

Phần còn lại của đèn hình được hình thành từ những điện cực làm lệch hoặc các cuộn dây, chúng làm cho chùm điện tử di chuyển trên màn hình dựa theo giá trị của điện áp hoặc dòng điện. Dương cực là một màng dẫn mỏng trên thành phát sáng phía trong như đã thấy và yêu cầu điện áp dương khoảng vài nghìn vôn để hoạt động bình thường. Màn hình được phủ silicat, sunfua, florua và hợp chất kiềm halogen để phát ra ánh sáng khi bị các điện tử bắn phá. Màu của ánh sáng phát ra được quy định bởi đặc tính bước sóng kết hợp với từng thành phần hoá học có trong vật liệu màn hình.

Ví dụ, đồng hoạt hoá, 85% kẽm sunfua và 15% catmi sunfua sẽ cho ra ánh sáng màu vàng trong khi với 93% Kẽm sunfua và 7% Catmi sunfuasex cho ra ánh sáng xanh phốt pho. Sự phát sáng (dư huy) của phốt pho có thể được thay đổi để phù hợp với các điều kiện khác nhau.

Phần lớn các CRT hiện đại được sử dụng trong các máy thu hình có hệ thống hội tụ tĩnh điện bởi nó đơn giản hơn và giá thành sản xuất rẻ hơn. Tuy nhiên hệ thống làm lệch lại là từ tĩnh bởi xu hướng thu ngắn hơn của các ống và diện tích màn hình lớn hơn.



Hình 7.12 Sơ đồ mạch điện cho việc phân tách màu trong máy thu. Nó được mô tả giống như tiền ma trận đèn hình bởi vì các màu được phân tách bên ngoài đèn hình.

7.3 MÁY THU HÌNH MÀU

7.3.1 Giải điều biến và ma trận

Ở mục 6.3.8, tín hiệu truyền hình màu và các tín hiệu truyền hình đen trắng được chứng minh có rất nhiều yếu tố chung giống nhau. Điểm khác biệt cơ bản là:

- (1) Thêm vào thông tin về độ chói (L_w), thông tin về thành phần màu ($L_r - L_w$) và ($L_b - L_w$) được truyền đi, sử dụng biểu đồ điều chế trực giao (DSB-SC) với một sóng mang màu phụ có tần số 3,58MHz,
- (2) Tám chu kỳ xung của sóng mang phụ màu sắc được đặt lên trên phần trống phía sau của xung dòng.

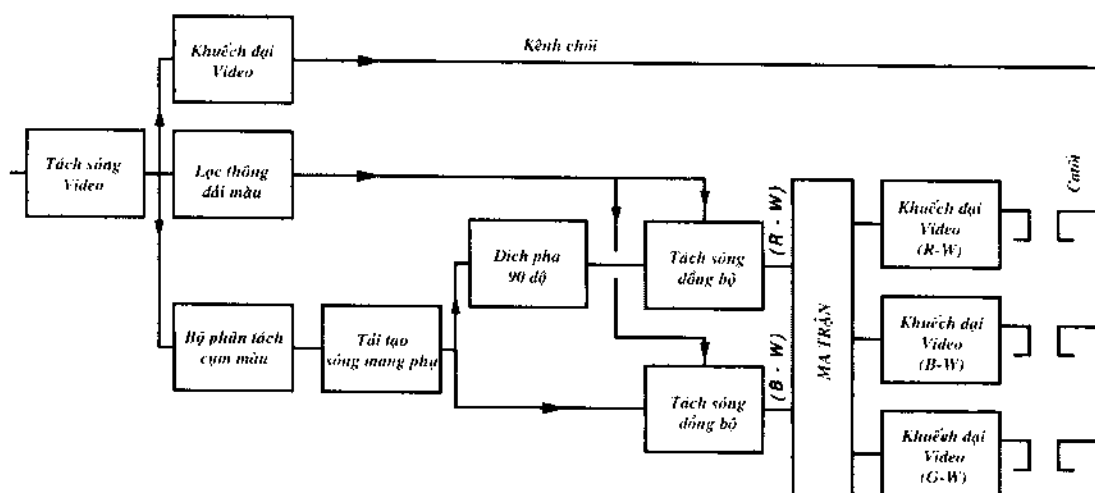
Biểu đồ sử dụng cho việc khôi phục tín hiệu gốc màu đỏ, xanh lục, xanh lam được thấy ở hình 7.12. Nó được mô tả giống như tiền ma trận đèn hình.

Từ đầu ra của bộ tách sóng hình ảnh, bộ phân tách cụm màu khôi phục tám chu kỳ sóng mang phụ 3,58MHz và đưa chúng vào bộ tái sinh sóng mang phụ màu sắc. Mạch điện tái sinh thực chất là một mạch có hệ số Q cao ở chế độ dao động tự do. Sóng mang phụ phải được giới hạn biến thiên về cả biên độ và pha để sự tách sóng đồng bộ chính xác và do đó sự suy giảm biên độ trong suốt chu kỳ tự dao động phải được điều khiển. Để duy trì sự biến thiên biên độ tới 90% giá trị thiết lập của thời gian yêu cầu để quét một dòng ngang ($63\mu s$) yêu cầu một hệ số Q là 7000. Thạch anh được sử dụng trong bộ tái sinh bởi chỉ thạch anh mới có được hệ số Q cần thiết.

Tín hiệu 3,58MHz được tái tạo lại, được chia làm hai nhánh. Nhánh thứ nhất đi qua bộ dịch pha 90° để tạo ra tín hiệu vuông góc được yêu cầu cho việc giải điều biến đồng bộ các tín hiệu $(L_r - L_w)$ và $(L_b - L_w)$ có trong đầu ra của bộ lọc thông dải màu sắc. Sau khi giải điều biến, ma trận tái cung cấp tín hiệu thứ ba, đó là $(L_g - L_w)$.

Tín hiệu hình ảnh hợp thành bao gồm thông tin về độ chói L_w lúc này được kết hợp ở bên trong bộ cộng để tạo ra màu đỏ gốc, thông tin về màu xanh lục và màu xanh lam. Sau khi khuếch đại phù hợp chúng điều khiển các âm cực của đèn hình. Một sự thay đổi trong biểu đồ này được gọi là ma trận đèn hình, cung cấp tín hiệu $(L_g - L_w)$ và việc cộng L_w được thực hiện trong đèn hình bằng cách điều khiển các lưới và các âm cực khác nhau. Điều này được thấy ở hình 7.13.

Khi sự phối hợp tín hiệu I và Q được sử dụng trong truyền dẫn, nó phải được giải mã thành $(L_r - L_w)$ và $(L_b - L_w)$ sau các bộ tách sóng đồng bộ và trước khi tín hiệu được đưa vào ma trận.



Hình 7.13 Sơ đồ khối cho việc phân tách màu ở đèn hình.
Cần nhớ rằng các màu khác nhau được đưa trực tiếp tới đèn hình.

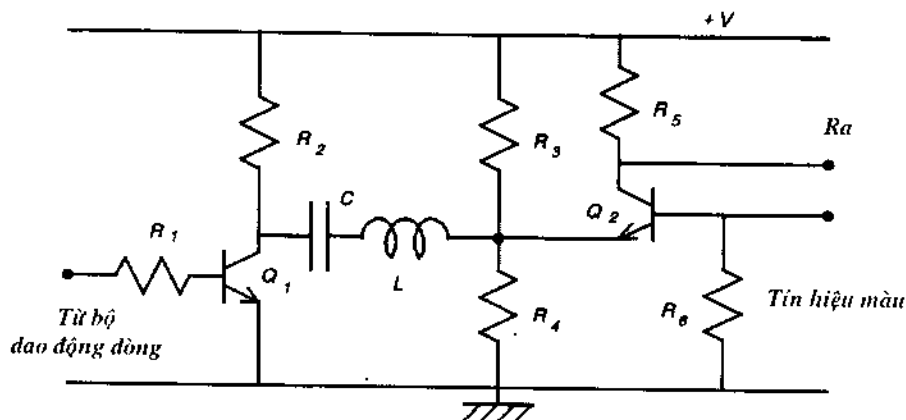
7.3.2 Thiết kế mạch thành phần

Mạch di pha 90° đã được thảo luận ở mục 4.4.3.1 và 4.4.3.2. Bộ tách sóng đồng bộ (bộ nhân cầu phương bốn trạng thái) được thảo luận ở mục 2.6.4 và 4.4.3. Thiết kế bộ cộng được thảo luận ở mục 4.4.3.5. Thiết kế bộ khuếch đại hình ảnh được thảo luận ở mục 6.3.2.4.

7.3.2.1 Bộ phân tách cụm màu – Chu kỳ của sóng mang phụ màu sắc được đặt trên phần trống phía sau của xung dòng như đã thấy ở hình 6.24. Khi tín hiệu này được yêu cầu cho việc tách sóng đồng bộ của tín hiệu thành phần màu, không có phần tín hiệu hình ảnh nào được phép dùng bộ phân tách. Phương pháp kỹ thuật phổ biến nhất là sử dụng sườn sau của

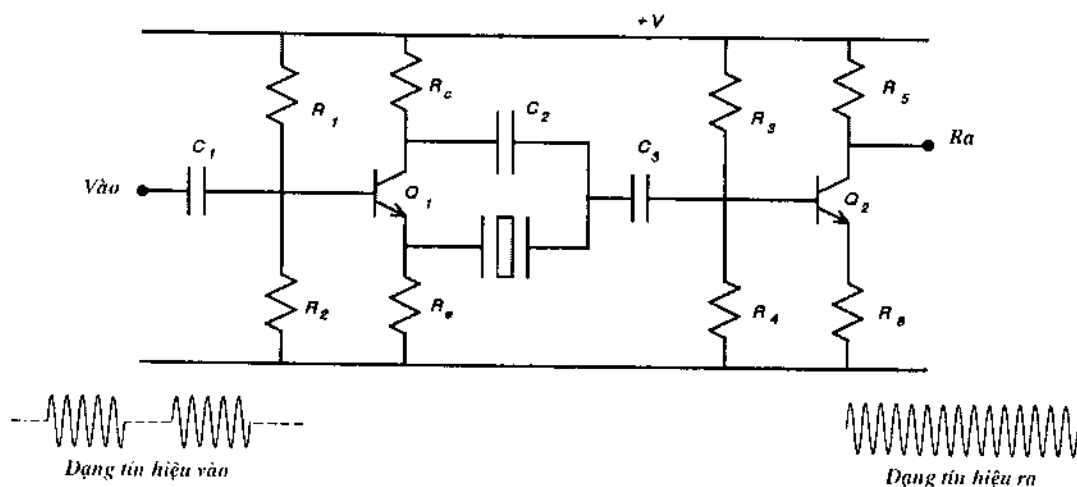
xung đồng bộ dùng để kích mở một cổng và đóng nó ngay sau khi hết thời gian của tám chu kỳ 3,58MHz (2,23MHz). Mạch điện sử dụng được thấy ở hình 7.14.

Q_2 là một bộ khuếch đại được phân cực ở trạng thái ngắt bởi các điện trở R_3 , R_4 , R_5 và R_6 . Cực phát của nó được nối qua mạch điều hướng LC tới cực góp của Q_1 . Cực gốc của Q_1 được điều khiển bởi đầu ra của bộ dao động đồng (xem hình 7.3). Tần số cộng hưởng của mạch LC được điều chỉnh sao cho thời gian tăng của dạng sóng chữ nhật ở Q_1 được trễ đủ để chỉ cho tám chu kỳ tín hiệu 3,58MHz qua cực góp của Q_2 .



Hình 7.14 Bộ phân tách xung mang phụ màu sắc. Đầu ra được sử dụng để đồng bộ bộ khôi phục xung mang phụ màu sắc.

7.3.2.2 Bộ khôi phục xung mang phụ màu sắc. Mạch điện bộ khôi phục xung mang phụ màu sắc điển hình được thấy ở hình 7.15.



Hình 7.15 Bộ khôi phục xung mang phụ màu sắc. Nhớ rằng, do hệ số Q cao của thạch anh trong mạch, nó hầu như dao động tự do ở khoảng giữa các cụm xung mang phụ.

Đầu ra từ transistor Q_1 được lấy từ cả cực góp và cực phát. Tụ điện C_2 được điều chỉnh để loại bỏ điện dung rẽ nhánh của thạch anh (xem hình 2.18). Thạch anh được chọn sao cho tần số cộng hưởng nối tiếp của nó là 3,58MHz và nó cộng hưởng khi bị kích thích bởi sóng mang phụ. Ở chế độ cộng hưởng nối tiếp, trở kháng của thạch anh thực chất là một mạch điện ngắn mạch (nguồn điện áp lí tưởng). Sự suy hao trên R_c và R_1 mắc song song với R_4 do đó trở nên vô nghĩa. Mạch điện có hệ số Q đủ lớn để thực hiện khoảng 217 chu kỳ dao động tự do giữa các cụm tín hiệu sóng mang phụ màu sắc. Q_2 được sử dụng giống như một bộ khuếch đại đệm. Trong một số mô hình trước đây, tín hiệu từ bộ tái sinh được dùng để đồng bộ một mạch dao động I.C mà đầu ra của nó được sử dụng cho việc giải điều biến. Đó là một cách tốn kém để giải quyết một vấn đề theo quan điểm thích hợp với một hệ thống tự do.

7.3.2.3 Ma trận – Chức năng của ma trận là khôi phục lại tín hiệu thứ ba ($L_g - L_w$). Biểu thức (6.4.4) cho hoạt động này được nhắc lại

$$(L_g - L_w) = -\frac{0.30}{0.59}(L_r - L_w) - \frac{0.11}{0.59}(L_b - L_w) \quad (7.3.1)$$

Rõ ràng rằng điều này có thể đạt được với một mạng điện trở đơn giản và một bộ khuếch đại đệm đảo pha.

7.3.3 Đèn hình màu

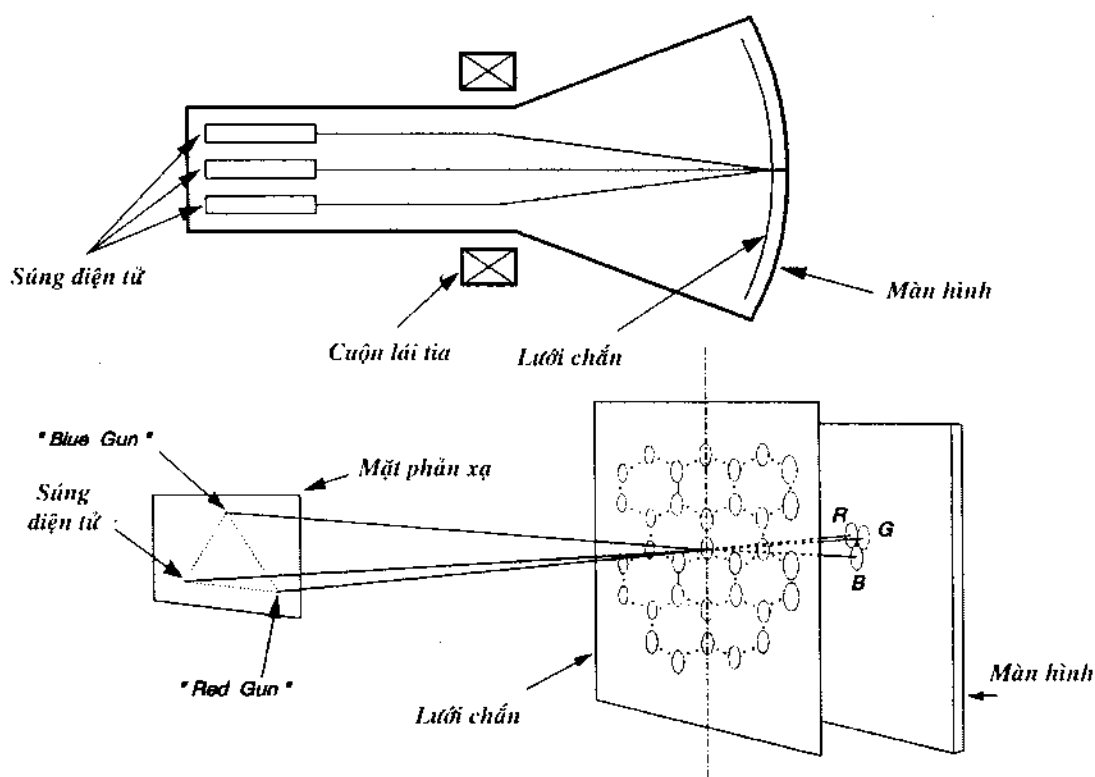
Ở mục 7.2.8 các vật liệu phát quang khác nhau phủ trên màn hình của đèn hình cho ra ánh sáng có các màu sắc khác nhau khi bị bắn phá bởi các điện tử đã được nói tới. Hiện có một số phương pháp kỹ thuật tạo ra hình ảnh màu ở CRT, tất cả các phương pháp đó đều dựa trên hiện tượng này. Phương pháp thành công nhất là sử dụng kỹ thuật lưới chắn. Hình 7.16 minh hoạ những khái niệm cơ bản.

Ba súng điện tử biểu thị ba màu cơ bản được đặt đối xứng nhau trên mặt phẳng vuông góc với trục của đèn hình. Do đó các điện tử từ mỗi súng sẽ bắn phá các vùng khác nhau trên màn hình sau khi đi qua những lỗ trên lưới chắn. Nếu vùng màn hình ứng với súng màu xanh lam được phủ phát quang, sẽ phát ra ánh sáng màu xanh lam và vân vân, lúc này rõ ràng rằng, bằng cách lắng đọng các vật liệu phát quang khác nhau thành những nhóm ba điểm ở những vị trí phù hợp trên màn hình, những màu sắc khác có thể được tạo ra bằng cách điều chế sự bão hoà tương đối của mỗi thành phần.

Kỹ thuật lưới chắn có các nhược điểm sau:

- (1) Lưới chắn phải được sắp thẳng hàng một cách chính xác để có được độ phân giải màu sắc tốt.

- (2) Sự hiện diện của lưới chắn làm giảm độ sáng trung bình (độ chói) của hình ảnh nhưng điều này có thể được bù lại bằng cách tăng độ phát xạ của các súng điện tử.



Hình 7.16 Đèn hình màu, chỉ rõ các chi tiết của lưới chắn.

7.4 VÔ TUYẾN TRUYỀN HÌNH CÓ ĐỘ PHÂN GIẢI CAO (HDTV)

Vô tuyến truyền hình có độ phân giải cao cung cấp các hình ảnh có chất lượng có thể so sánh được với phim ảnh động 35mm. Hệ thống được đề xuất có 1125 dòng quét với 60 bán ảnh trên một giây. HDTV của Nhật sử dụng các kỹ thuật tương tự và yêu cầu băng thông 20÷25MHz. Ở Bắc Mỹ, HDTV sử dụng kỹ thuật số nó cho phép nén dữ liệu để băng thông chỉ còn là 6MHz. Chuẩn truyền hình số có tên được ghép từ những chữ cái đầu tiên của các từ khác là MPEG-2, nó có thể đạt được tỉ số nén bit là 55:1. Nó thực hiện điều này bằng cách giữ lại phần lớn dữ liệu và chỉ biểu thị những biến đổi trên khung hình. Mặc dù sự đổi mới của hình ảnh phân giải cao đạt được bởi HDTV nhưng sự chuyển sang sử dụng dạng mới này vẫn còn chậm. Giá thành cao của máy thu HDTV khiến chỉ có ít người sử dụng sẵn sàng chấp nhận hệ thống mới này. Cũng vậy với các tổ chức quảng bá, họ chưa sẵn sàng đầu tư một lượng tiền lớn vào HDTV để trang bị lại những trường quay, xưởng phim của họ khi họ chưa chắc chắn về sự thu hồi vốn hợp lý cho sự đầu tư này. Bảng 7.1 so sánh giữa hệ thống chuẩn hiện thời (NTSC) và HDTV.

Bảng 7.1

	NTSC	HDTV
Phương pháp kỹ thuật	Tương tự	Số
Độ rộng băng thông	6MHz	6MHz
Tổng số dòng	525	1125
Số dòng thực tế	486	1080
Tỉ số màn hình	4x3	16x19
Độ phân giải cực đại	720x486	1920x1080
Âm thanh	2 kênh (Lập thể)	5.1 ² kênh

²0,1 Kênh dành cho loa âm trầm phụ “những âm thanh bạn có thể cảm nhận”

CÂU HỎI ÔN TẬP

7.1 Đưa ra hai ưu điểm của các hệ thống điều biến dải biên sóng. Những nhược điểm của chúng là gì? Sự truyền dẫn bao gồm một sóng mang và biên tần trên của nó. Chỉ ra rằng, khi chỉ số điều biến nhỏ hơn 1, một bộ tách sóng đường bao bình thường có thể được sử dụng để giải điều biến nó. Tính công suất tín hiệu trong tín hiệu dải biên sóng nếu giá trị đỉnh điện áp sóng mang là 5V khi điện trở tải là 2,5KΩ và chỉ số điều biến là 0,15. Bạn có thể cho rằng diode là lí tưởng.

7.2 Một máy thu hình được điều hưởng để thu một tín hiệu truyền dẫn với tần số sóng mang là 67,25MHz (kênh 4). Nếu tần số trung tần là 45,75MHz, những tần số có thể có ở các đầu của bộ dao động nội là gì? Nếu có hai tần số có thể, hỏi rằng một trong hai tần số có làm tăng thêm ưu điểm cho tần số còn lại?. Tín hiệu dao động nội cho máy thu hình được sinh ra ở một tần số thấp hơn và được nhân với hệ số là 512. Tính tần số của bộ dao động và thiết kế bộ dao động kiểu Harley biết rằng tụ điện có giá trị 144pF. Thảo luận về sự đề phòng mà bạn đã thực hiện để tối thiểu hoá sự thay đổi tần số dao động.

7.3 Sử dụng những sơ đồ khối thích hợp và những biểu thức đã có, giải thích nhân cầu phương được sử dụng như thế nào để truyền và nhận thông tin về thành phần màu trong một hệ thống TV màu. Quy định những điều kiện phải được thoả mãn cho việc phân kênh là có thể xảy ra. Những điều kiện này được giải quyết như thế nào trong máy thu TV nội địa?

7.4 Mô tả cấu trúc và hoạt động của đèn hình TV màu. Giải thích tại sao đèn hình màu lại yêu cầu một điện áp một chiều (EHV) cao hơn đèn hình đơn sắc cho cùng một độ chói.

7.5 Với sự trợ giúp của các sơ đồ thích hợp hãy mô tả hoạt động của bộ khôi phục sóng mang phụ màu sắc.

Cho rằng với một mạch điều hưởng RLC nối tiếp ở tần số cộng hưởng:

- (1) Tổng năng lượng chứa trong mạch là không đổi.
- (2) $Q_0 = 2\pi(\text{Năng lượng được chứa đựng} / \text{Năng lượng tiêu tán trong một chu kỳ})$ (P7.5).

Bộ khôi phục sóng mang phụ màu sắc sử dụng thạch anh làm việc ở tần số 3,58MHz. Tổng năng lượng còn lại trong mạch điện sau 218 chu kỳ dao động tự do là 90% giá trị ban đầu của nó. Tính giá trị điện áp đỉnh trên tụ điện ở cuối chu kỳ dao động tự do và đánh giá hệ số Q_0 của mạch điện.

7.6 Tín hiệu hình ảnh là gì? Giải thích tại sao bộ khuếch đại hình ảnh phải được sử dụng kết hợp với ống đèn hình.

Một hệ thống TV có những thông số sau:

- (1) 625 dòng xen kẽ trên một khung.
- (2) 25 khung trên một giây.
- (3) 5% chu kỳ đường quét được sử dụng cho quét ngược.
- (4) Tỉ số màn ảnh là 4:3.

Cho rằng độ phân giải theo các trục thẳng đứng và nằm ngang là như nhau, tính độ rộng băng thông yêu cầu để sử dụng tín hiệu.

MẠNG ĐIỆN THOẠI**8.1 MỞ ĐẦU**

Lịch sử phát triển của hệ thống điện thoại đã được trình bày ở chương 1. Sự phát triển của hệ thống điện thoại quả thực rất đáng kể và thực tế cho thấy rằng sự phát triển không ngừng đó cùng với các loại hình dịch vụ gia tăng mới liên tục được bổ sung như truyền dữ liệu, fax và điện thoại di động.

Điện thoại khác với hệ thống phát thanh, truyền hình ở hai điểm cơ bản sau:

- (1) Trong phát thanh, truyền hình, về mặt lý thuyết, một số người có thông tin cần gửi đến nhiều người cần thông tin. Đó là sự trao đổi thông tin một chiều. Còn liên lạc được cung cấp bởi điện thoại là thông tin hai chiều.
- (2) Mục đích chính của phát thanh, truyền hình là làm cho tin tức có thể đến được bất kì ai có thiết bị và sẵn sàng kết nối. Điều này là ngược lại đối với hệ thống điện thoại nơi mà sự riêng tư của tin tức được bảo vệ bởi luật pháp.

Chính bởi những điểm khác biệt này mà hai hệ thống nắm giữ những dạng tin tức rất khác nhau – riêng tư và công khai – và các mô hình phát triển của chúng cũng rất khác biệt.

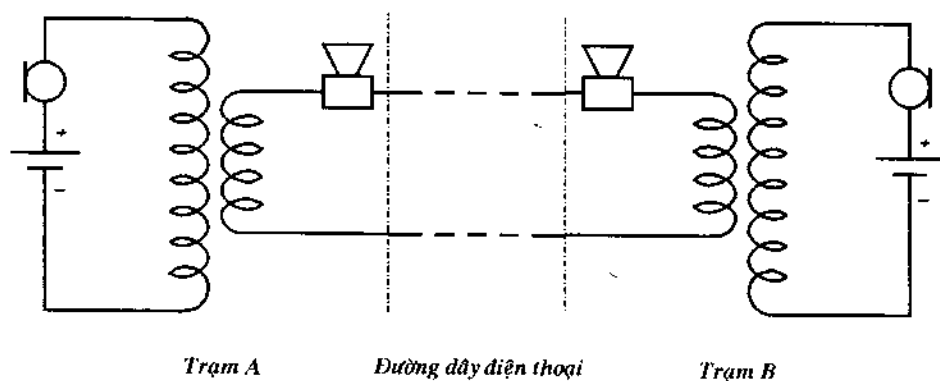
8.2 TỔ CHỨC KỸ THUẬT

Để một hệ thống điện thoại hoạt động, phải có tối thiểu hai người muốn liên lạc với nhau. Lúc này có thể thiết lập một mạch điện như ở hình 8.1.

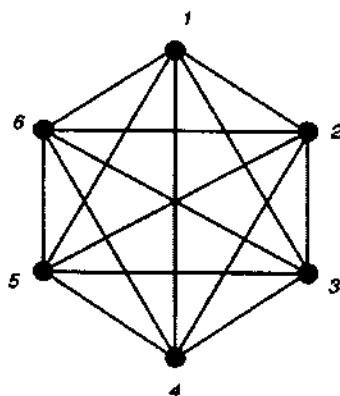
Điều này hoàn toàn đúng, trừ trường hợp hai người này có thể không muốn đối thoại với nhau và do vậy một vài hệ thống phụ trợ được lắp đặt cho mỗi bên để thông báo cho bên kia biết rằng họ muốn nói chuyện

Có lẽ sự thành công của hệ thống truyền thông ban đầu đã sớm thu hút được sự chú ý của những người muốn thiết lập những hệ thống tương tự như vậy. Rõ ràng, hệ thống được

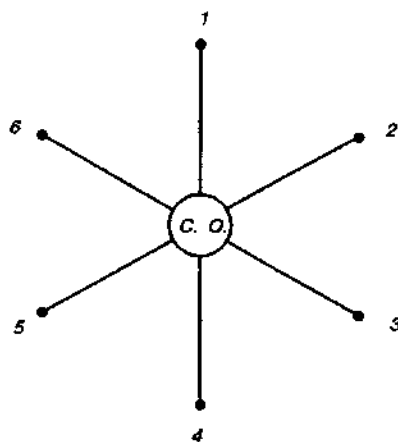
mô tả ở hình 8.2 sẽ phát triển đến mức mọi thuê bao sẽ được kết nối với nhau. Điều này có thể bị hạn chế bởi giá cả và không thực tế.



Hình 8.1. Các thành phần cơ bản của hệ thống điện thoại.



Hình 8.2. Sơ đồ kết nối cho 6 thuê bao cho thấy tất cả 15 đường liên lạc có thể có.



Hình 8.3. Khái niệm tổng đài làm giảm thiểu số đường nối giữa 6 thuê bao.

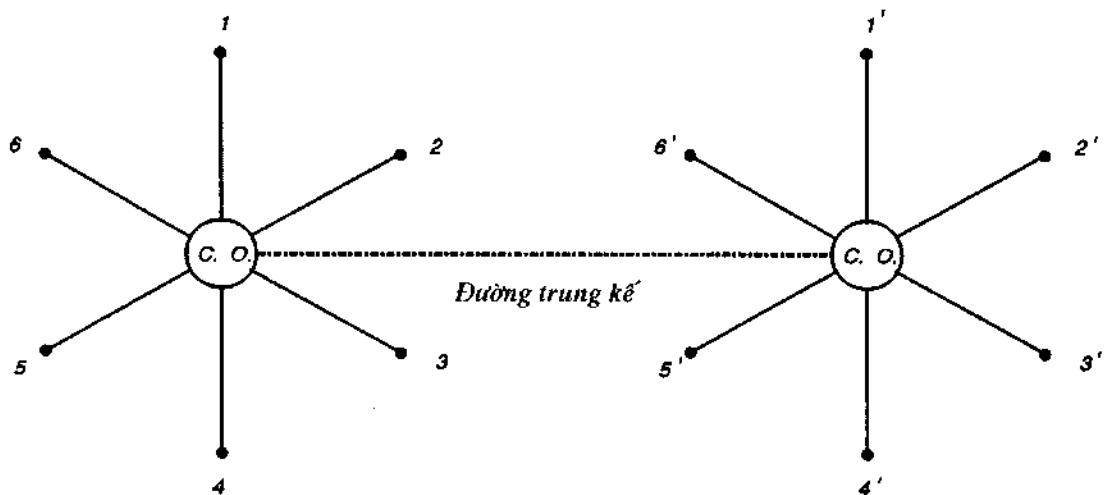
Dĩ nhiên, cách quay số với tình huống kết nối của mọi thuê bao tới một điểm trung tâm và việc sắp xếp để có được sự tham gia kết nối những thuê bao khác nhau trong bất kì mối liên lạc nào được yêu cầu. Điểm trung tâm là một tổng đài nơi có và tiếp tục giữ vai trò chủ đạo trong hệ thống điện thoại. Cấu hình của hệ thống lúc này có thể được minh họa như ở hình 8.3.

Giả sử hệ thống có 6 thuê bao, khi đó mỗi thuê bao có thể truy cập tới 5 thuê bao khác. Trong khi đó, một nhóm, cũng là 6 thuê bao, ở gần kề cũng thấy được sự thành công của hệ thống và cũng thiết lập cho chính họ một hệ thống tương tự.

Lúc này có khả năng đạt được 11 thuê bao khác nhau nếu thực hiện một sự kết nối giữa hai hệ thống. Điều này mang lại hai điểm rất quan trọng sau:

- (1) Số lượng người trên mạng truyền thông càng lớn thì nó càng có sức hấp dẫn những thuê bao khác tham gia.
- (2) Phải có một số cấp độ tương thích giữa hai hệ thống.

Hệ thống sẽ được xây dựng như ở hình 8.4. Tiếp tục với vấn đề này, khi khoảng cách giữa hai vùng là khá xa và đầu tư ban đầu, chi phí bảo dưỡng sẽ cao nhưng nếu đường dây này có thể được thiết kế để chuyển tải nhiều hơn một cuộc đàm thoại, thì khi đó giá thành cho một cuộc đàm thoại thực tế sẽ được giảm đi.



Hình 8.4. Sự kết nối một đường trung kế hay đường trục giữa hai tổng đài làm tăng số lượng thuê bao, nó có thể tăng từ 5 lên đến 11 thuê bao.

Cũng có thể do chiều dài của đường truyền, chất lượng và độ tin cậy của hệ thống có thể bị giảm sút. Điều này mang lại vấn đề quan trọng sau: Số lượng kênh thông tin có thể được thiết lập trên cùng một đường truyền càng lớn thì giá thành mỗi bản tin càng thấp. Vì vậy

ghép kênh và vấn đề tiết kiệm băng thông sẽ trở thành mục tiêu nghiên cứu của các kỹ sư thông tin.

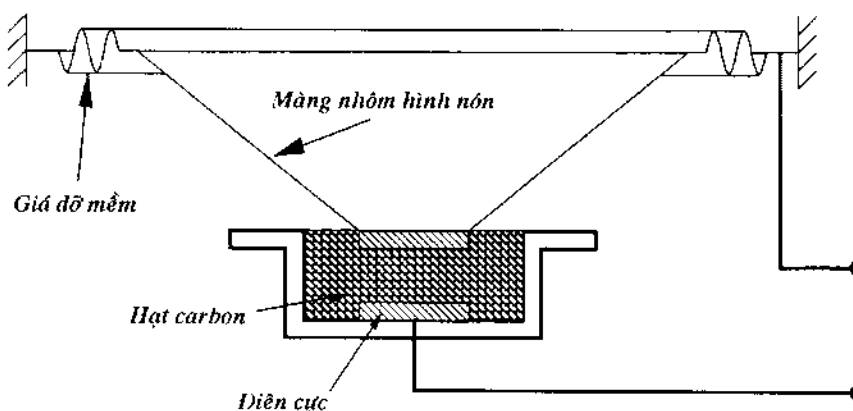
Hệ thống điện thoại được khởi đầu bằng một người nói chuyện với một người khác đã thu hút được nhiều người hơn cho một nhóm khách hàng. Hơn nữa, mạng điện thoại đang được sử dụng để cung cấp một số loại hình dịch vụ khác cho các thiết bị như máy tính cá nhân, fax các dịch vụ bảo mật và truy cập vào mạng Internet.

8.3 THIẾT BỊ ĐIỆN THOẠI CƠ BẢN

Thật ngạc nhiên là một máy điện thoại về cơ bản có rất ít bộ phận. Chúng được minh họa ở hình 8.1. Khi micro được mắc nối tiếp với pin, nó sinh ra một dòng điện tỉ lệ với áp suất âm thanh tác động lên nó. Biến áp sẽ loại bỏ thành phần một chiều và đưa thành phần dòng điện xoay chiều qua đường truyền. Ống nghe ở bên thu sẽ biến sự thay đổi của dòng điện thành âm thanh. Rõ ràng, hệ thống có thể thực hiện theo hướng ngược lại.

8.3.1 Micro cacbon

Hình 8.5 minh họa ra sơ đồ mặt cắt ngang của ống vi âm cacbon [1]. Nó gồm một hình nón bằng nhôm nhẹ cùng với một giá đỡ mềm gắn trên rìa do đó nó có thể lệch (rung) tùy theo mức độ thay đổi áp suất âm thanh. Một vật hình đĩa được gắn vào đỉnh nón, nó hoạt động giống như một pittông khí hình nón bị lệch. Một hộp bằng nhựa với một điện cực được gắn vào đáy, bên trong chứa rất nhiều các hạt nhỏ cacbon không nén. Khi áp suất trên hình nón tăng lên, các hạt cacbon bị nén lại, điện trở giảm đi và dòng điện chạy qua đó tăng lên. Trường hợp ngược lại xảy ra khi lực nén được giải phóng.



Hình 8.5. Mặt cắt ngang của một micro cacbon.

Giả sử mức áp suất tác động lên micro cacbon biến đổi theo một đường sin, khi đó điện trở của thiết bị sẽ là:

$$r(t) = r_0(1 + k \sin \omega t) \quad (8.3.1)$$

Trong đó r_0 là điện trở, k là hệ số nhỏ hơn 1 và ω là tần số của áp suất âm thanh.

Khi ống vi âm được mắc với nguồn pin có suất điện động E (vôn) nối tiếp với tải R như vẽ ở hình 8.6, ta có:

$$I = \frac{E}{R + r_0(1 + k \sin \omega t)} \quad (8.3.2)$$

$$I = \frac{E}{R + r_0} \frac{1}{1 + \frac{k r_0}{R + r_0} \sin \omega t} \quad (8.3.3)$$

$$I = \frac{E}{R + r_0} \left(1 + k \frac{r_0}{R + r_0} \sin \omega t \right)^{-1} \quad (8.3.4)$$

Sử dụng khai triển nhị thức:

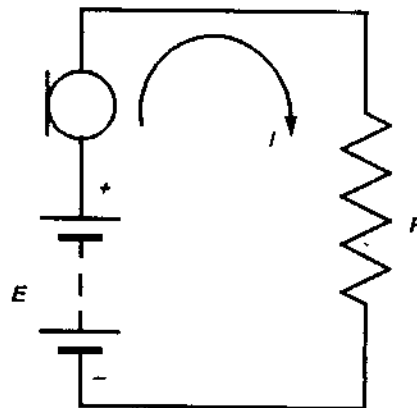
$$I = \frac{E}{R + r_0} \left[1 - \left(\frac{k r_0}{R + r_0} \right) \sin \omega t + \left(\frac{k r_0}{R + r_0} \right)^2 \sin^2 \omega t - \dots \right] \quad (8.3.5)$$

Đặt

$$I_0 = \frac{E}{R + r_0} \quad (8.3.6)$$

Khi đó

$$I = I_0 - I_0 \left(\frac{k r_0}{R + r_0} \right) \sin \omega t + \frac{I_0}{2} \left(\frac{k r_0}{R + r_0} \right)^2 - \frac{I_0}{2} \left(\frac{k r_0}{R + r_0} \right)^2 \cos 2\omega t + \dots \quad (8.3.7)$$

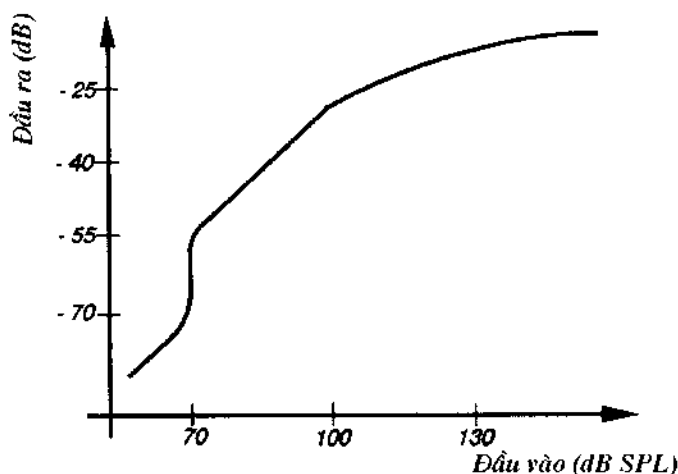


Hình 8.6. Micro cathon với nguồn cấp một chiều E và điện trở tải R .

Do $kr_0/(R + r_0)$ nhỏ hơn 1 nên những số hạng bậc cao hơn có thể được bỏ qua. Nếu mong muốn giảm méo hài bậc hai, $kr_0/(R + r_0)$ có thể được giảm nhỏ đi, nhưng theo cách làm như vậy thì biên độ của thành phần cơ bản cũng bị giảm đi. Sự dung hoà giữa méo và biên độ tín hiệu phải được thực hiện.

Micro cacbon có những ưu điểm nổi bật như sau:

- (1) Nó đơn giản nên giá thành sản xuất thấp.
- (2) Nó rất bền, dường như không cần phải bận tâm đến nó ngay cả khi nó được sử dụng nơi công cộng.
- (3) Nó hoạt động giống như một bộ khuếch đại công suất, dưới điều kiện phân cực thông thường (năng lượng điện ở đầu ra vượt xa so với năng lượng âm thanh ở đầu vào). Thông thường nó không yêu cầu có thêm sự khuếch đại phụ.
- (4) Đặc tuyến ra của nó được minh họa ở hình 8.7. Độ phi tuyến ở các mức đầu vào thấp giúp triệt nhiễu nền và độ phi tuyến ở mức cao làm cho nó hoạt động giống như một bộ tự điều khuếch.

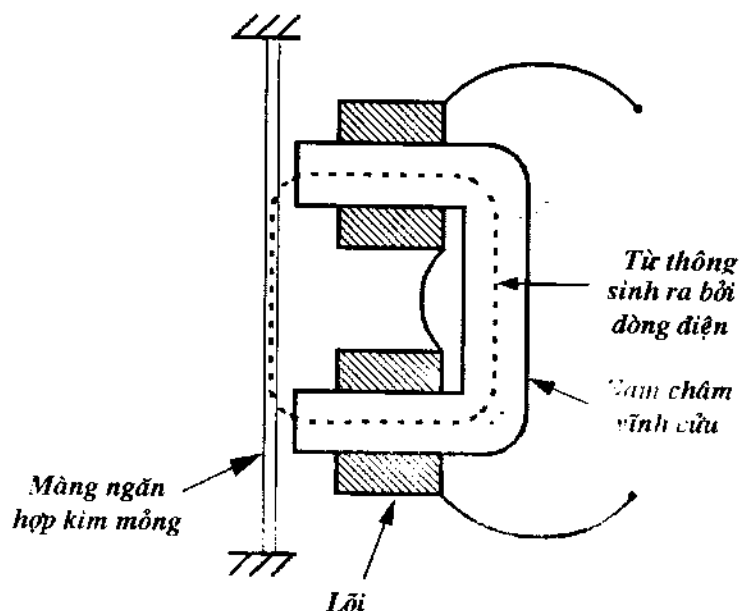


Hình 8.7. Đặc tuyến vào - ra của micro cacbon.

8.3.2 Phần động kim loại của máy điện thoại

Mặt cắt ngang phần động kim loại của tai nghe ở máy điện thoại được cho ở hình 8.8. Nó bao gồm một nam châm vĩnh cửu hình chữ U có gắn một cuộn dây được cuốn như hình vẽ. Phía trước phần mặt hồ của nam châm hình chữ U có một màng ngăn bằng hợp kim mỏng, được giữ bởi một giá đỡ hình khuyên với khoảng cách giữa chúng rất nhỏ. Khi không có dòng điện trong cuộn dây, độ lệch giữa màng kim loại và nam châm là cố định.

Tín hiệu dòng điện được đưa qua cuộn dây và, giả sử nó có dạng sin, khi đó ở một nửa chu kì từ thông được sinh ra bởi dòng điện sẽ giúp nam châm vĩnh cửu đẩy màng ngăn và làm cho màng ngăn lệch đi. Trong toàn bộ nửa chu kì còn lại, từ thông cuộn dây có chiều ngược lại và làm cho màng ngăn lệch đi ít hơn.



Hình 8.8. Mặt cắt ngang phân động bằng kim loại của ống nghe ở máy điện thoại.

Lực giữa hai bề mặt được từ hoá được cho bởi:

$$F = \frac{B^2}{2\mu_0} (N/m^2) \quad (8.3.8)$$

Với B là mật độ từ thông tính theo đơn vị Tesla (T) và μ_0 là độ từ thẩm của không khí, nó có giá trị bằng $4\pi \cdot 10^{-7}$. Đặt A là tiết diện bề mặt cực nam châm (m^2), B_0 là mật độ từ thông do nam châm vĩnh cửu sinh ra, và $b_0 \sin \omega t$ là mật độ từ thông do dòng điện sinh ra (T).

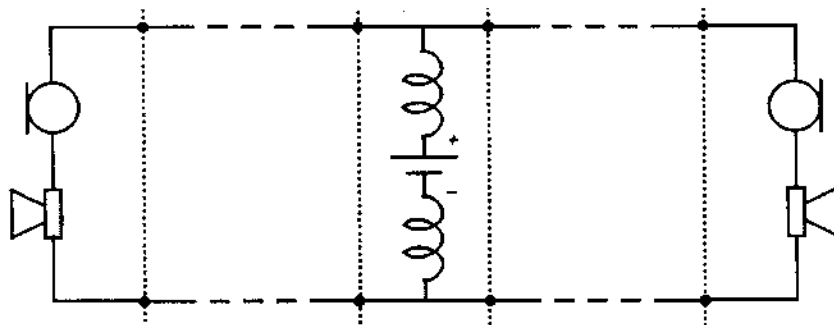
Lực tính theo đơn vị Newton là:

$$F = \frac{2A}{2\mu_0} (B_0 + b_0 \sin \omega t)^2 \quad (8.3.9)$$

$$\frac{A}{\mu_0} (B_0^2 + 2B_0 b_0 \sin \omega t + b_0^2 \sin^2 \omega t) \quad (8.3.10)$$

$$F = \frac{A}{\mu_0} \left(B_0^2 + \frac{1}{2} b_0^2 + 2B_0 b_0 \sin \omega t - \frac{1}{2} b_0^2 \cos 2\omega t \right) \quad (8.3.11)$$

Thành phần hài bậc hai có thể được giảm nhỏ bằng cách làm cho B_0 lớn lên so với b_0 . Điều này làm tăng thành phần định hướng của lực, yếu tố mà có thể làm cho màng ngăn chạm vào nam châm. Nhớ rằng, khi B_0 bằng 0 (không có nam châm vĩnh cửu) thì thiết bị chỉ cung cấp thành phần hài bậc hai. Đây là mong muốn để cả nửa chu kì dương và âm của tín hiệu sin có lực hút cân bằng nhau lên màng ngăn.



Hình 8.9. Pin cục bộ được thay thế bằng nguồn cung cấp tập trung.

8.3.3 Pin cục bộ – nguồn cung cấp tập trung

Hệ thống được mô tả như ở hình 8.1 được cấp nguồn từ những pin được đặt trong máy điện thoại. Những pin này gây ra trở ngại đối với người sử dụng và chúng gây ra những khó khăn cho các nhân viên bảo dưỡng. Hơn nữa độ tin cậy của chúng là không cao do nhiều lí do khác nhau.

Giải pháp cho vấn đề này là phải có một nguồn cung cấp chung được đặt tại tổng đài (ngoài đường thuê bao điện thoại) và các nhân viên bảo dưỡng dễ dàng thực hiện việc bảo trì. Độ tin cậy của dịch vụ có thể được cải thiện bằng cách cài lắp đặt thêm một nguồn cung cấp dự phòng. Sơ đồ hoàn chỉnh cuối cùng được minh hoạ ở hình 8.9.

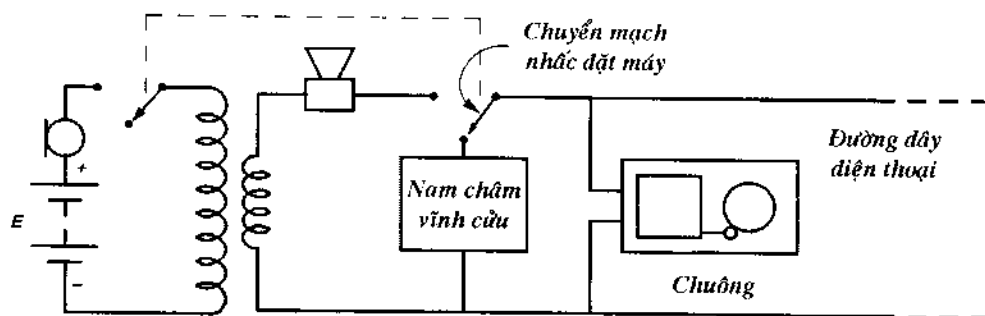
Pin cung cấp cho tổng đài mắc nối tiếp với hai cuộn cảm được nối vào các đường dây của người gọi và người bị gọi như hình minh họa.

Các cuộn cảm có cảm kháng cao và do vậy nó như một mạch hở ở tần số âm tần nhưng lại là ngắn mạch với các thành phần một chiều. Mỗi cuộc gọi cần hai cuộn cảm như vậy để đảm bảo việc kết nối.

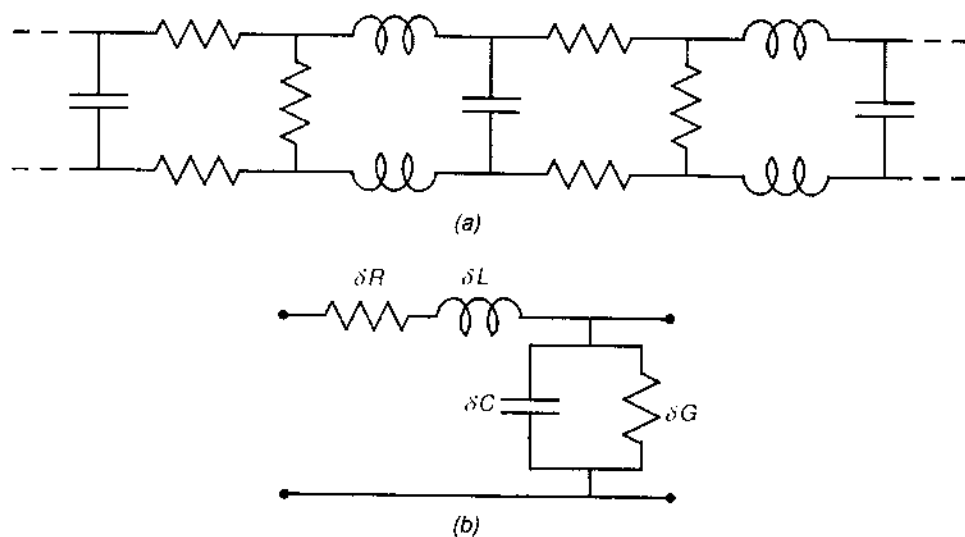
8.3.4 Hệ thống báo hiệu

Hệ thống báo hiệu bao gồm một máy phát điện nam châm vĩnh cửu và một cái chuông đáp ứng lại khi có điện áp xoay chiều cao đưa vào. Máy phát điện nam châm vĩnh cửu là một máy phát điện xoay chiều vận hành bằng tay, từ thông của nó được tạo ra bởi một nam châm vĩnh cửu. Người sử dụng quay tay quay để tạo ra một điện áp xoay chiều khoảng 100V. Dòng điện chạy qua đường dây điện thoại và làm cho chuông ở bên phía người được gọi reo.

Để tránh làm hư máy điện thoại của người được gọi và tiết kiệm nguồn điện năng của pin, một chuyển mạch nhắc đặt máy sẽ ngắt chúng ra khỏi đường điện thoại khi điện thoại không sử dụng. Sơ đồ đơn giản hoá của hệ thống báo hiệu được cho ở hình 8.10.



Hình 8.10. Các thành phần của điện thoại cùng với các cơ cấu báo hiệu (máy phát điện và chuông).



Hình 8.11. (a) Mạch điện tương đương của một đường dây điện thoại cho thấy điện trở nối tiếp R , điện cảm nối tiếp L và điện dung rẽ nhánh G . (b) Thành phần mạch điện tương đương của đường dây điện thoại.

8.3.5 Đường dây điện thoại

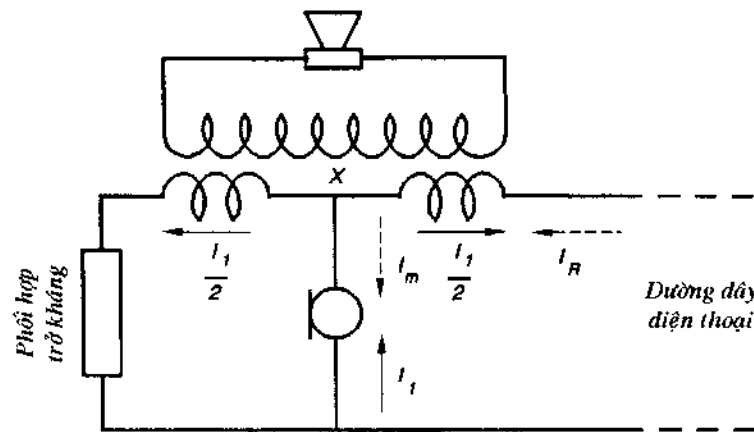
Về mặt vật lí, một đường dây điện thoại bao gồm một cặp dây đồng được đỡ trên các quả thủy tinh hoặc sứ cách điện mắc trên các cột gỗ.

Về mặt điện, một đoạn nhỏ của đường dây điện thoại được lấy làm mẫu như được thấy ở hình 8.11[2,3]. Các thành phần điện trở và điện cảm nối tiếp được biểu diễn bằng δR và δL còn các thành phần điện dung và điện dẫn phân nhánh được biểu thị tương ứng bằng δC và δG .

Phép phân tích mô hình này không thuộc chủ đề của cuốn sách. Tuy nhiên phép phân tích cho thấy rằng đường dây điện thoại, ở tần số âm thanh, có thể được biểu thị gần đúng bởi một bộ lọc thông thấp RC mà tần số cắt của nó là hàm của chiều dài. Đường dây càng dài thì tần số cắt càng thấp. Đặc tuyến tần số của một đường dây điện thoại điển hình được cho ở hình 12.1.

8.3.6 Những cải tiến về đặc tính

Từ hình 8.9 có thể thấy rằng thành phần một chiều cần thiết để cung cấp nguồn một chiều cho micro cacbon phải truyền qua phía thu. Đó không phải là một ý tưởng hay bởi vì nó sẽ làm cho B_0 , mật độ từ thông của nam châm vĩnh cửu (xem biểu thức 8.3.11), lớn hơn hoặc nhỏ hơn giá trị nó cần có. Nhược điểm thứ hai là tất cả các dòng điện xoay chiều được tạo ra bởi micro cacbon phải đi qua ống nghe. Điều này tạo ra tiếng vọng giọng nói của người nói trong chính ống nghe của họ. Hiệu ứng về tâm lý là người nói sẽ nói nhỏ đi, gây khó khăn cho người nghe. Hiện tượng này được gọi là nội âm. Hai vấn đề này có thể được khắc phục bằng cách sử dụng một mạch điện như được minh họa ở hình 8.12. Đó là một ví dụ về mạch biến đổi đường dây.



Hình 8.12. Sử dụng biến áp ghép để điều chỉnh nội âm.

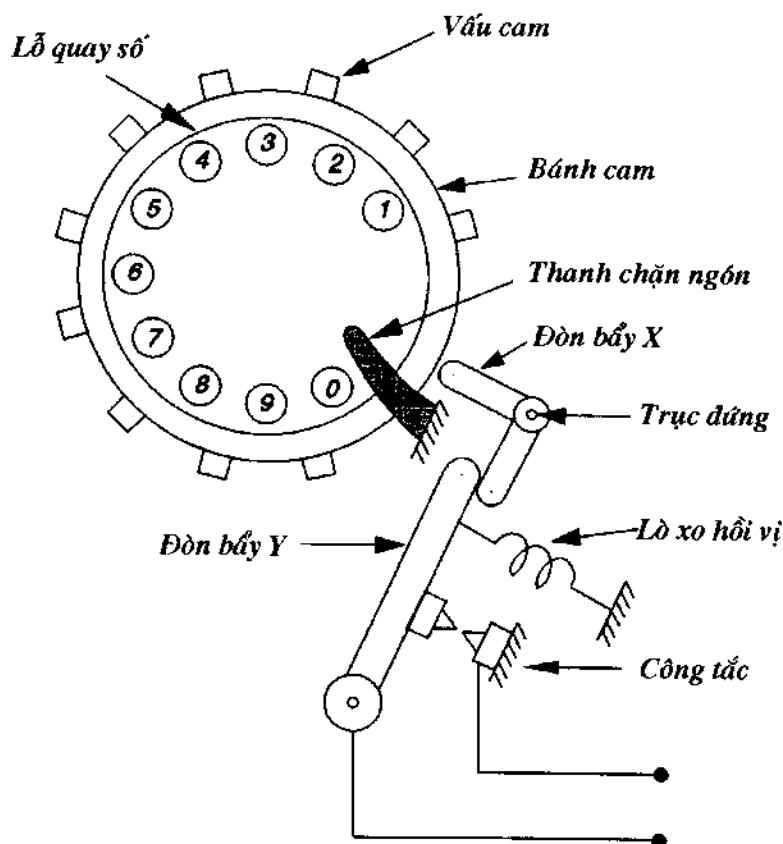
8.3.6.1 Mạch biến đổi đường dây

Micro cacbon được nối vào điểm giữa cuộn sơ cấp của máy biến áp. Một đầu được nối tới đường dây điện thoại và đầu kia được nối tới một mạng RC có trở kháng gần bằng trở kháng của đường dây điện thoại. Cuộn thứ cấp được nối với ống nghe. Vẫn có đường dẫn thành phần một chiều từ pin của tổng đài qua micro cacbon.

Ở chế độ truyền, thành phần xoay chiều được tạo ra bởi micro cacbon được chia đều, một nửa truyền qua đường dây điện thoại và nửa còn lại chạy qua bộ phối hợp trở kháng đường dây. Khi những dòng điện này chạy theo chiều ngược lại trên cuộn sơ cấp của biến áp, không có điện áp trên mạng lưới cuộn thứ cấp. Người nói không thể nghe thấy lời nói của chính họ. Ở chế độ nhận, dòng điện I_R chạy qua nửa thứ nhất của cuộn sơ cấp và chia ra tại

nút X thành I_m chạy qua ống vi âm cacbon nơi mà năng lượng được tiêu tán một cách an toàn. Phần còn lại ($I_R - I_m$) chạy qua nửa thứ hai của cuộn sơ cấp vào bộ phối hợp trở kháng. Lúc này, chiều của hai dòng điện trên cuộn sơ cấp là như nhau. Điện áp mạng lưới được đặt lên ống nghe.

Trong thực tế, mức nội âm hồi tiếp tới tai người nói phải được điều khiển một cách cân trọng. Khi nó quá thấp, điện thoại dường như bị hỏng đối với người nói và phản ứng thông thường của họ là nói to lên. Khi mức nội âm quá lớn, nó gây ra hiệu ứng ngược lại.



Hình 8.13. Các bộ phận và hoạt động của đĩa quay số.

8.3.6.2 Đĩa quay số

Đĩa quay số xuất hiện cùng với sự phát minh ra tổng đài tự động. Hiển nhiên, tổng đài tự động mang lại nhiều ưu điểm hơn so với những tổng đài nhân công. Tính bảo mật thông tin được nâng cao khi không có một giao diện thân thiện trong thiết lập cuộc gọi. Thời gian cho việc thiết lập và giải phóng một cuộc gọi về cơ bản được giảm nhỏ và khả năng xảy ra lỗi vận hành cũng được giảm đi đáng kể. Nó đảm bảo phục vụ 24 giờ với yêu cầu ít những nhân viên lành nghề hơn.

Đĩa quay số là một phương thức đơn giản để truyền tin tức tới tổng đài, nó thực hiện việc này bằng cách tạo ra một khối tin được mã hoá nhị phân bởi một khoá đóng mở cơ khí

được mắc nối tiếp với mạch điện. Đĩa quay số cơ bản được thấy ở hình 8.13. Nó gồm một vòng quay số với 10 lỗ số được gắn cơ khí bởi một trục vào một vòng thứ hai mà trên nó có 10 vấu cam như được vẽ ở hình 8.13. Trục được gắn vào do vậy cả hai vòng có thể quay xung quanh trục đó. Bộ phận lắp ráp bánh xe là một lò xo chịu tải vì vậy, khi bánh xe được quay theo chiều kim đồng hồ nó sẽ hồi lại vị trí ban đầu với một tốc độ không đổi nhờ sự điều khiển của một bộ điều tốc cơ khí.

Để thực hiện quay số, người gọi đặt ngón trỏ của mình vào lỗ ứng với số cần quay và kéo ngón tay quay đĩa số tới vị trí cuối cùng sau đó thả ngón tay ra. Khi đĩa số quay theo chiều kim đồng hồ, đòn bẩy X chuyển động tự do qua các thủy cam mà không ảnh hưởng tới đòn bẩy công tắc Y. Khi bánh xe quay ngược chiều kim đồng hồ, các thủy cam đi qua đòn bẩy X sẽ làm cho đòn bẩy công tắc Y hở mạch. Nếu có dòng điện đi qua công tắc, nó sẽ bị ngắt thành một số lần, tương ứng với con số được quay từ đĩa quay số. Các xung dòng điện này có thể được sử dụng để vận hành một thiết bị (sẽ được thảo luận về sau này) tại tổng đài để thực hiện kết nối được yêu cầu. Lò xo hồi vị, các thủy cam và bộ điều tốc cơ khí được thiết kế để tạo ra 10 xung trên một giây, xấp xỉ bằng với tỉ số dấu hiệu trên dấu cách. Vì vậy nó đảm bảo thuê bao chiếm nhiều hơn 1/10 giây để quay lại đĩa số lần tiếp theo, một khoảng dừng dài hơn 1/10 giây có thể được nhận dạng bởi tổng đài và coi đó là những số dừng trung gian. Khi đó nó có thể gửi xung thứ hai và các chuỗi xung kế tiếp để thực hiện một kết nối yêu cầu mã nhiều số. Cần lưu ý rằng khi số “0” được quay, 10 xung sẽ được tạo ra.

8.3.6.3 Chuông điện thoại

Chuông điện thoại gồm hai đĩa chuông bằng đồng và một quả lắc được vận hành bởi một nam châm điện. Nó được điều hướng cơ và điều hướng điện để đáp ứng tối ưu (cộng hưởng) dòng ở 20Hz. Nó luôn được nối với đường dây điện thoại nhưng trở kháng cao của cuộn dây ở nam châm điện đảm bảo tối thiểu hoá ảnh hưởng ở tần số âm tần. Cũng vậy, xung 10Hz từ đĩa quay số không có ảnh hưởng đáng kể lên nó.

Thông thường nó hoạt động ở điện áp 88V và tần số 20Hz được cấp từ tổng đài ở chế độ rung chuông.

8.3.7 Sự thay đổi của các thành phần ở điện thoại

Các thành phần của điện thoại được mô tả trong mục này được dành cho các mẫu điển hình mà ta có thể gặp ở các nhà sản xuất điện thoại có uy tín hoặc ở các cơ quan. Mỗi thành phần có một vài sự thay đổi, một số được chế tạo không theo những mẫu đúng đã được thừa nhận nhằm giảm giá thành và cải thiện khả năng.

Thiết bị điện thoại thuê bao đã thay đổi về hình dáng vật lí và các đặc tính điện từ khi chúng được đưa vào phục vụ lần đầu. Tuy nhiên, chúng vẫn còn lại những điểm giống nhau cơ bản, cho tới khi các ứng dụng điện từ được đưa vào dưới dạng các linh kiện bán dẫn. Các

bộ khuếch đại có sẵn có thể mua được với giá rất rẻ đã làm thay đổi các lựa chọn, ví dụ như những micro kiểu mới, bộ điều khiển nội âm điện tử, các kiểu chuông và âm quay số. Một số trong chúng bây giờ sẽ được thảo luận.

8.4 ĐIỆN THOẠI ĐIỆN TỬ

Vào những năm cuối thập kỉ 60, một số tổ chức nghiên cứu và phát triển về điện tử đã tiến hành đầu tư cho việc phát triển điện thoại điện tử. Chi phí sản xuất giảm xuống, các đặc tính được cải tiến và khả năng cung cấp cho người thuê bao một số loại điện thoại mới là động cơ thúc đẩy sự phát triển này. Thành phần điện tử thực tế đầu tiên là âm quay số, tên thương mại của nó được nhiều người biết đến hơn, đó là TOUCH - TONE™. Máy điện thoại với các thành phần điện tử khác xuất hiện không lâu sau đó, do vậy đầu những năm 1980 có một số loại điện thoại xuất hiện trên thị trường với các thành phần được đưa vào không giống với những điều đã được mô tả ở trên.

8.4.1 Các loại micro

Với các đặc điểm của micro cacbon làm cho chúng đóng vai trò quan trọng đến mức buộc phải luôn có trong máy điện thoại và cũng làm giá thành của chúng rẻ, sự khuếch đại công suất khi biến đổi thanh-điện, triệt nhiễu với mức tạp âm nền thấp và mức nén tín hiệu cao. Hạn chế của nó là méo, yêu cầu dòng điện một chiều cao, những thay đổi về độ nhạy âm thanh của nó phụ thuộc vào dòng điện một chiều chạy qua nó. Tất cả những ưu điểm trên của chúng có thể đạt được mà hầu như không có nhược điểm đáng kể bằng cách sử dụng những micro khác kết hợp với một bộ khuếch đại phù hợp. Những ống vi âm mới nhỏ hơn đáng kể so với micro cacbon. Ví dụ về những micro như vậy được đưa ra dưới đây:

- (1) Micro điện môi: Đây là một biến thể của micro âm tụ điện. Âm thanh tới gây nên sự thay đổi khoảng cách giữa hai bản cực tụ điện, kết quả là dẫn tới sự thay đổi về điện áp. Điện áp ra và công suất rất thấp. Trở kháng ra rất cao (10pF ở tần số âm tần). Sự phân cực thông thường của các ống vi âm tụ điện được cách ly bằng một bộ nạp gắn liền được đặt trên tụ điện trong quá trình chế tạo. Nó có đáp ứng tần số hoàn hảo và thông thường được sử dụng trong các thiết bị đo âm thanh [4].
- (2) Micro dây: Một sợi nhôm mỏng được treo trong từ trường của một nam châm. Âm thanh tới làm sợi nhôm dao động, tạo ra một điện áp cảm ứng trên nó tỉ lệ với tốc độ dao động. Nó có đáp ứng tần số rất tốt nhưng công suất ra rất thấp.
- (3) Micro tinh thể: Một tinh thể muối Rochelle, tinh thể thạch anh và các vật liệu áp điện khác tạo ra một điện áp khi bị tác động cơ khí làm biến dạng. Tinh thể được cắt thành lớp mỏng với các vật liệu dẫn phù hợp được nối giữa các bề mặt. Áp suất âm thanh tới tạo ra một điện áp trên vật liệu dẫn. Ống vi âm kiểu này được tạo nên từ một số lớp các tinh thể.

8.4.2 Ống nghe

Ống nghe là một trong số những thành phần không bị thay đổi từ khi Alexander Graham Bell được cấp bằng sáng chế năm 1876. Những vật liệu được dùng để chế tạo nam châm, màng rung và cơ cấu cơ khí đã đổi khác nhưng nguyên lý hoạt động cơ bản thì vẫn như vậy.

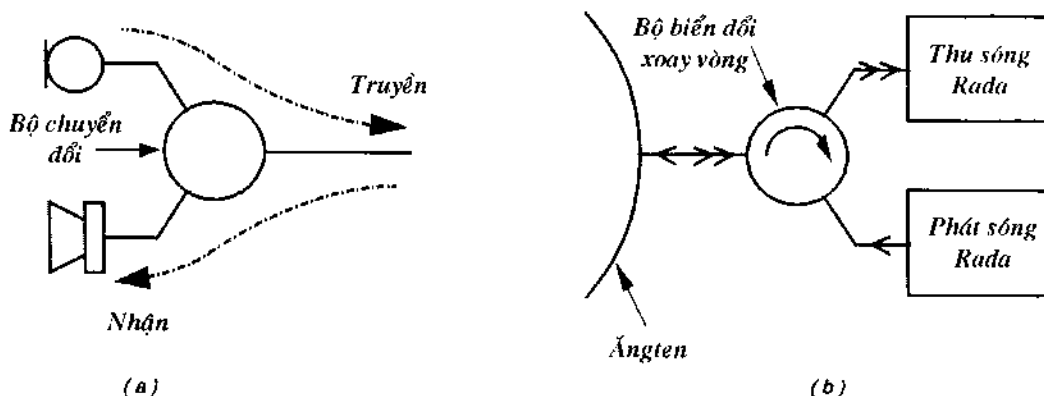
8.4.3 Mạch lai

Chức năng của một mạch lai lý tưởng là hướng cho tín hiệu từ micro truyền đi trên đường dây điện thoại với tổn hao bằng 0 và hướng tín hiệu từ đường dây đến ống nghe cũng với tổn hao bằng 0. Hoạt động của mạch lai tương tự như hoạt động của bộ biến đổi trở kháng xoay vòng - một thiết bị điển hình trong kỹ thuật sóng ngắn. Hai thiết bị này được so sánh với nhau ở hình 8.14.

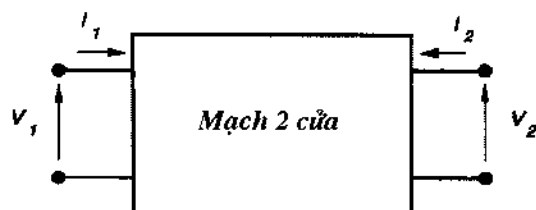
Có hai điểm khác biệt chính:

- (1) Có hai hướng đi trong mạch lai (truyền và nhận) nhưng có 3 hướng đi ở bộ biến đổi trở kháng xoay vòng. Một bộ biến đổi trở kháng xoay vòng thông thường thì máy phát không được phép có đường dẫn đến máy thu.
- (2) Các bộ xoay vòng có thể nhận biết được chiều vật lý của các tần số sóng cực ngắn. Ứng dụng trực tiếp lý thuyết bộ xoay vòng vào tần số âm tần dự đoán một thiết bị mà đường kính của nó khoảng vài kilomet.

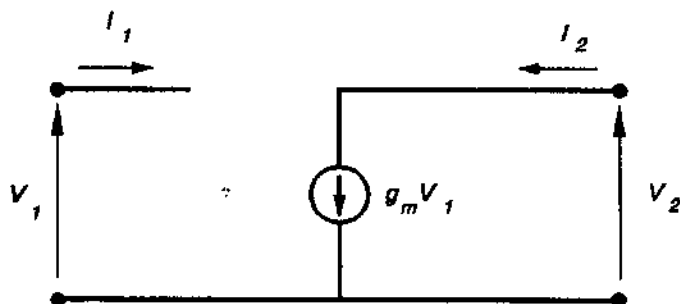
Vấn đề thực hiện một bộ xoay vòng ở tần số âm thanh có thể được giải quyết bằng cách sử dụng một bộ biến đổi trở kháng thuận nghịch (Gyrator) [5]. Các bộ Gyrator được biết đến nhờ khả năng đảo ngược trở kháng của chúng. Chúng là đối tượng quan tâm khi mà nền công nghiệp vi điện tử đang tìm kiếm một phiên bản thu nhỏ của vật dẫn. Giả thiết một thiết bị 2 cửa được cho ở hình 8.15 với các điện áp và dòng điện các cửa như hình minh họa.



Hình 8.14. Mạch biến đổi đường dây điện thoại (a) được so sánh với bộ biến đổi trở kháng xoay vòng (b)



Hình 8.15. Một thiết bị 2 cửa với các điện áp và dòng điện cho trước



Hình 8.16. Nguồn dòng lí tưởng được điều khiển bằng điện áp.

Thiết bị 2 cửa có thể được biểu diễn bằng ma trận:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (8.4.1)$$

Ứng dụng sự mô tả này cho nguồn dòng lí tưởng có điện áp được điều khiển ở hình 8.16 ta có:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ gm & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (8.4.2)$$

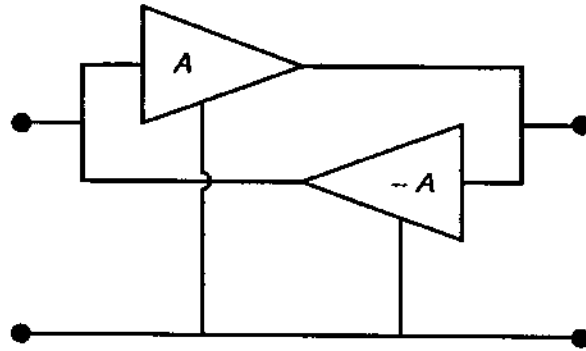
Với gm là độ dẫn

Giả sử có một nguồn dòng lí tưởng có điện áp được điều khiển thứ hai với độ lệch pha là 180° phương trình ma trận sẽ là:

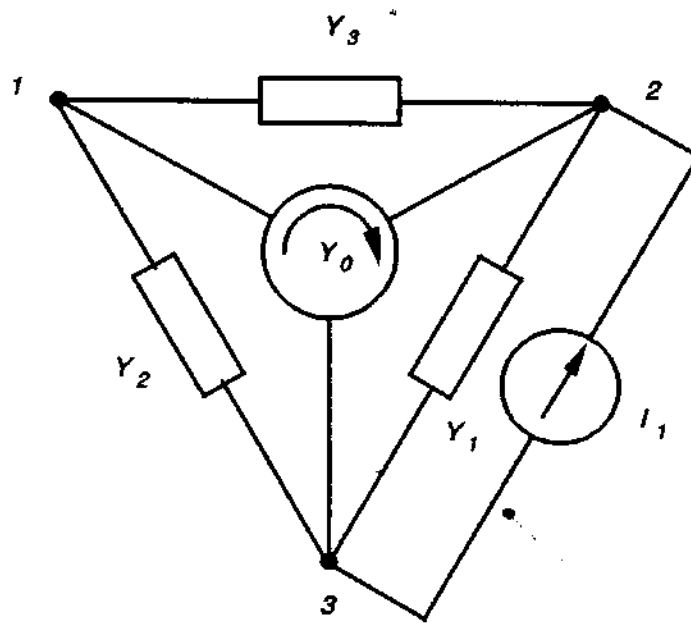
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -gm & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (8.4.3)$$

Khi hai nguồn dòng này được nối với nhau như ở hình 8.17, phương trình ma trận sẽ là:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -gm \\ gm & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (8.4.4)$$



Hình 8.17. Hai nguồn dòng tỉ lệ có điện áp được điều khiển được nối đầu lưng vào nhau để hình thành nên Gyrator.



Hình 8.18. Gyrator đóng vai trò như một bộ biến đổi trở kháng xoay vòng.

Thiết bị 2 cực có thể được chuyển đổi thành thiết bị 3 đầu cuối bằng cách nâng điểm đất lên. Phương trình ma trận của nó khi đó là:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & gm & -gm \\ -gm & 0 & gm \\ gm & -gm & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (8.4.5)$$

Hình 8.18 cho thấy mạch điện 3 đầu cuối với hồ dẫn gm được thay thế bằng nhiều những dẫn nạp chuyển thông thường Y_0 và cửa 1 được kết cuối với một dẫn nạp Y_1 , cửa 2 với Y_2 và cửa 3 với Y_3 .

Giả thiết rằng có một nguồn dòng lí tưởng I_1 được nối trên cửa 1 do đó điện áp V_1 xuất hiện trên đó. Nó cảm ứng một điện áp tương ứng V_2 và V_3 trên cửa 2 và cửa 3. Tỉ số điện áp là:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Y_1(Y_3 - Y_0)}{Y_2Y_3 + Y_0^2} \quad (8.4.6)$$

Tương tự

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{Y_1(Y_2 + Y_0)}{Y_3Y_2 + Y_0^2} \quad (8.4.7)$$

Khi $Y_1 = Y_2 = Y_3 = Y_0$, phương trình (8.4.6) là

$$\frac{V_2}{V_1} = 0 \quad (8.4.8)$$

Và biểu thức (8.4.7) là

$$\frac{V_3}{V_1} = 1 \quad (8.4.9)$$

Điều này có nghĩa là điện áp ở cửa 1 xuất hiện trên cửa 2 nhưng không có điện áp xuất hiện trên cửa 3, đó là:

$$V_2 = V_1 \quad \text{and} \quad V_3 = 0 \quad (8.4.10)$$

Khi quá trình được lặp lại với nguồn dòng lí tưởng được nối vào cổng 2

$$V_3 = V_2 \quad \text{and} \quad V_1 = 0 \quad (8.4.11)$$

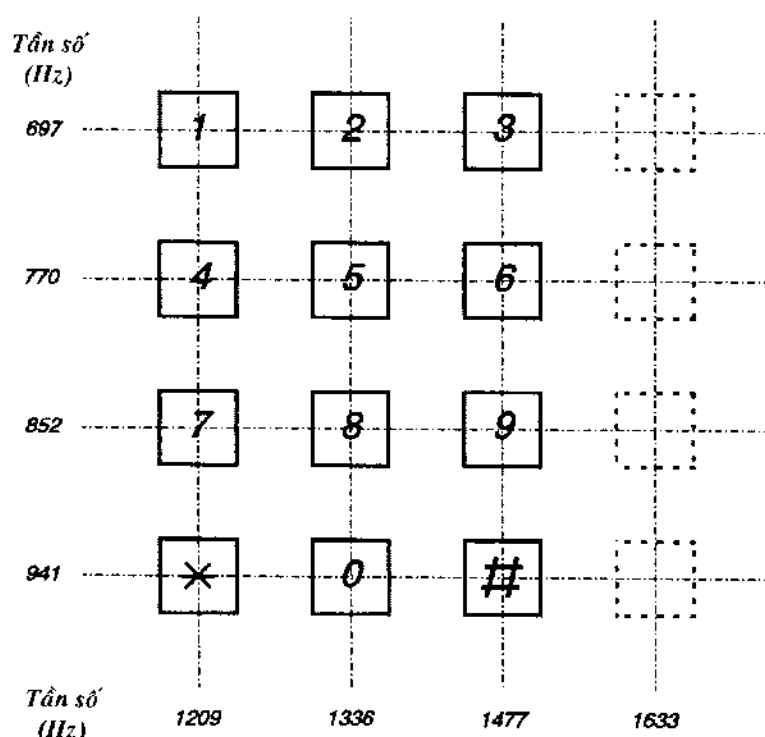
Cuối cùng, với nguồn dòng lí tưởng trên cổng 3

$$V_1 = V_3 \quad \text{and} \quad V_2 = 0 \quad (8.4.12)$$

Rõ ràng rằng mạch điện có chức năng giống như một bộ biến đổi trở kháng xoay vòng hướng theo chiều kim đồng hồ.

Để nhận được hiệu quả mong muốn, dẫn nạp chuyển của bộ khuếch đại Gyrator phải được điều chỉnh khớp với dẫn nạp đường dây. Các dẫn nạp của những mạch điện micro và ống nghe phải được biến đổi để đáp ứng được nhu cầu do vậy Gyrator coi một dẫn nạp như dẫn nạp được nối tới mỗi cửa của chính chúng. Trong thực tế, ít có những bộ phối hợp hoàn hảo, do vậy vẫn còn tồn tại nội âm. Thuộc tính này phải được khai thác để điều chỉnh mức nội âm về một mức chấp nhận được.

Một số điện thoại điện tử sử dụng khái niệm bộ xoay vòng âm tần và những đặc tính khác nhau của chúng giống như các mạch biến đổi đường dây.



Hình 8.19. Đĩa quay số bấm nút và các tần số tương ứng của nó.

8.4.4 Âm chuông

Ở phần lớn các máy điện thoại, chuông điện thoại được thay thế bằng một số âm thanh là các bản nhạc ưa thích được ghi hoặc ghi nhớ cho tín hiệu của một cuộc gọi đến. Điều biến biên độ và tần số thường hay được sử dụng để cải thiện âm chuông.

Âm chuông phải thoả mãn các điều kiện sau:

- (1) Trở kháng vào phải cao do vậy không nhiễu với tín hiệu thường xuyên được nổi trên đường dây.
- (2) Nó phải làm việc với tín hiệu rung chuông 20Hz, 88V xoay chiều - tín hiệu được dùng với chuông điện tử.

Về mặt thiết kế mạch, những gì được yêu cầu là một hoặc hai bộ dao động âm tần, một bộ điều biến biên độ và/hoặc tần số, một nguồn cung cấp được lấy từ tín hiệu rung chuông 20Hz, một bộ khuếch đại âm tần và một loa. Quá trình thiết kế tất cả những thành phần này đã được thảo luận trước đây. Các bộ dao động được thảo luận ở mục 2.4, các bộ điều biến ở mục 2.6, bộ khuếch đại âm tần ở mục 2.7 và loa ở mục 3.4.8. Nguồn cấp cho chuông yêu cầu

một bộ chỉnh lưu và một tụ điện làm phẳng tín hiệu trên đầu ra của chỉnh lưu nhằm tạo ra một điện áp một chiều phù hợp cho chuông.

8.4.5 Âm quay số

Thay vì tạo ra các xung dòng điện để truyền tín hiệu quay số tới tổng đài, âm quay số tạo ra một cặp tần số âm thanh. Các tần số âm thanh này được lựa chọn kỹ lưỡng để chúng không tạo ra các sóng hài. Điều này hạn chế khả năng các âm thanh hoặc các tín hiệu khác được nhận dạng giống như các số được quay. Bàn quay số và các tần số tương ứng được tạo ra như minh hoạ ở hình 8.19.

8.4.5.1 *Đĩa quay số Touch-Tone™ - Digitone™*

Đĩa quay số kiểu này bao gồm 2 bộ dao động có bản chất giống hệt nhau, một trong hai bộ dao động tạo ra âm tần số cao và cái còn lại tạo ra âm tần số thấp. Sự thay đổi về tần số nhận được bởi sự chuyển mạch các giá trị thích hợp của các điện trở khi nút ấn quay số được nhả ra. Mỗi nút có quan hệ với một cặp âm duy nhất. Thiết bị ở tổng đài nhận dạng số được quay thông qua hai tần số được gửi tới.

Các phiên bản ban đầu của việc quay số bằng phím bấm sử dụng các transistor lưỡng cực rời với một cuộn cảm và một tụ điện mắc dưới dạng mạch Colpits. Cả nhóm tần số cao và thấp đều được tạo ra bằng một bộ dao động đơn. Một trong số các tụ điện của mỗi nhóm bị thay đổi khi các phím khác nhau được bấm để tạo ra các tần số yêu cầu. Các phiên bản sau này sử dụng một bộ khuếch đại tích hợp với một mạch điện hình T kép loại RC để tạo ra âm quay số. Cấu tạo cơ bản của mạch điện được vẽ ở hình 8.20.

Hai điều kiện cần phải được thoả mãn để có dao động, theo tiêu chuẩn Barkhausen:

- (1) Vòng hồi tiếp kín phải bằng 1. Trong thực tế, vòng hồi tiếp phải lớn hơn 1 một chút để đảm bảo điều kiện dao động.
- (2) Sự thay đổi việc quay pha phải là một số nguyên lần của 2π radian.

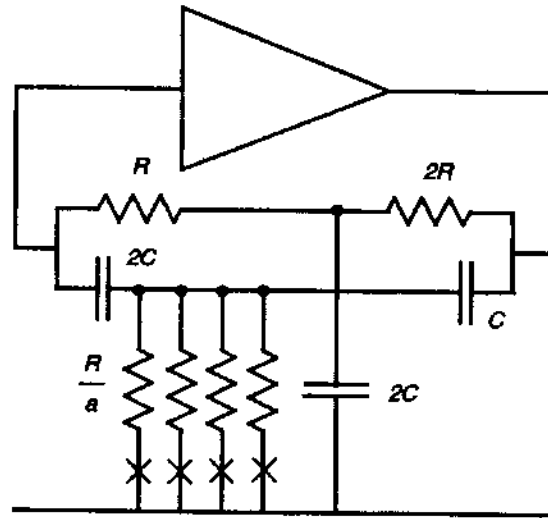
Bộ lọc RC kiểu T kép cổ điển có các giá trị R và C như được minh hoạ ở hình 8.21(a) còn biên độ và pha tương ứng ở hình 8.21(b).

Hàm truyền đạt của nó được cho bởi

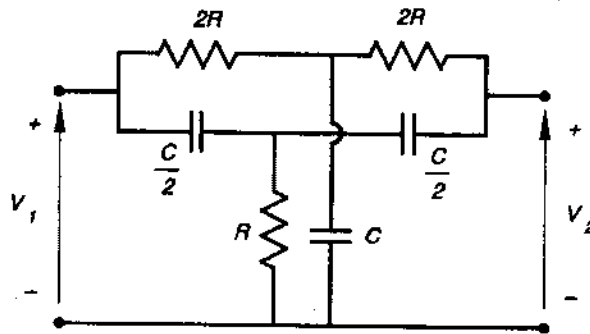
$$\frac{V_2}{V_1} = -\frac{1 - \omega^2 C^2 R^2}{1 - \omega^2 C^2 R^2 + j4\omega CR} \quad (8.4.13)$$

Tỉ số hoá và cân bằng phần ảo bằng 0 cho tần số tại đó góc pha bằng 0 hoặc 180° :

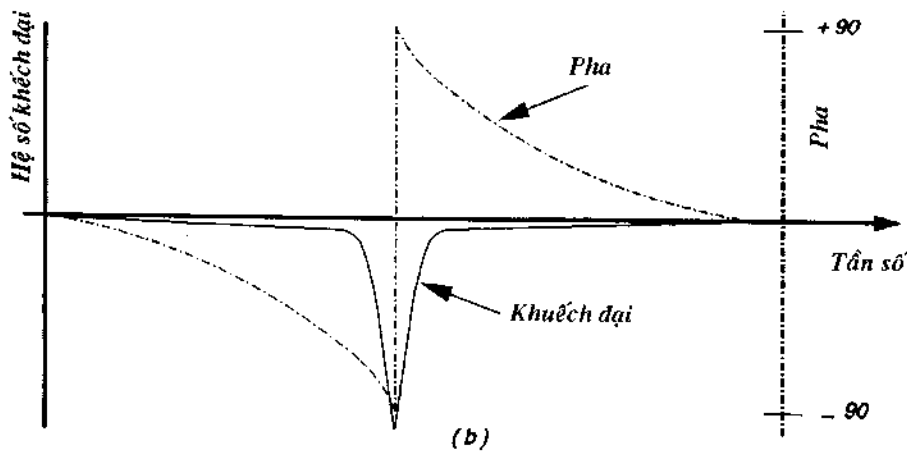
$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (8.4.14)$$



Hình 8.20. Bộ dao động hồi tiếp hình T kép cải tiến. Việc đóng một trong số bốn tiếp điểm nối vào mỗi điện trở R/a tạo ra các âm quay số. Hai mạch điện như vậy được sử dụng trong việc quay số, một cái cho các tần số thấp còn cái thứ hai cho các tần số cao.

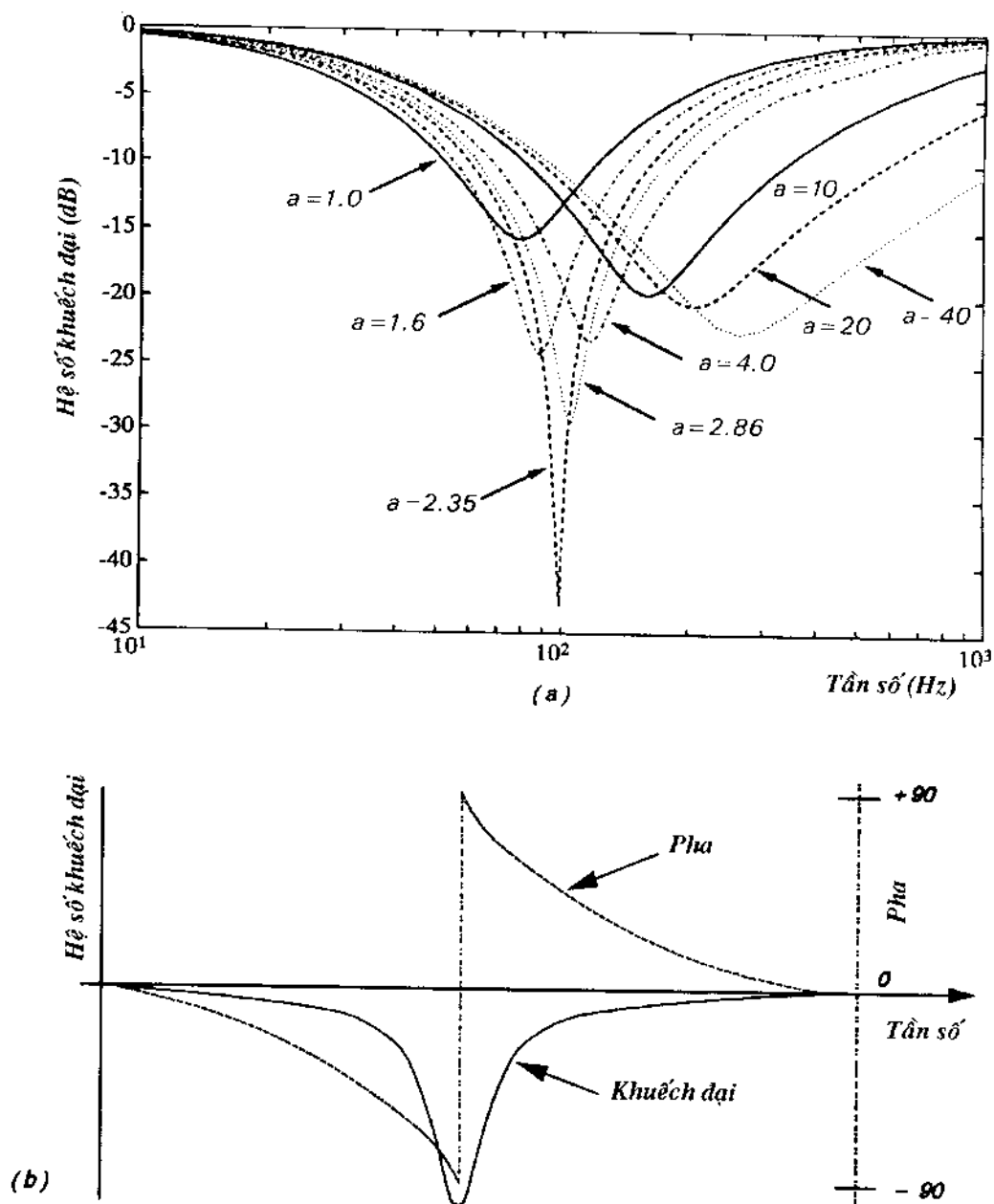


(a)

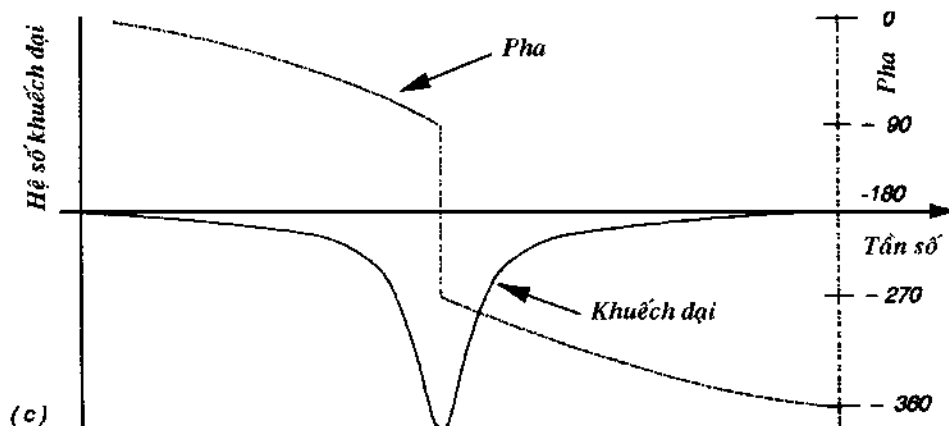


Hình 8.21. (a) Bộ lọc khe chữ V dạng T kép cổ điển minh họa các hệ số thành phần mạch điện và cấu tạo của nó. (b) Các đặc tuyến về hệ số khuếch đại và pha của sơ đồ hình (a).

Với điều kiện này điện áp ra $V_2 = 0$; mạch điện có một điểm 0 trên đáp tuyến tần số của nó với một hệ số phẩm chất Q rất cao. Hệ số phẩm chất Q có thể được lợi dụng để cho độ ổn định tần số dao động cao, nếu bộ dao động được thiết kế để có thể làm việc được ở tần số bằng 0. Tuy nhiên, việc sử dụng các giá trị R và C trong bộ dao động kiểu T kép cổ điển sẽ là thất sách vì yêu cầu cần phải có một bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại bằng vô cùng.



Hình 8.22. (a) Đáp tuyến tăng ích của bộ lọc kiểu T kép với các giá trị a thay đổi.
(b) các đặc tuyến về tăng ích và pha của mạch T kép khi a nhỏ hơn 2,25.



Hình 8.22. (c) các đặc tuyến về pha và hệ số tăng ích của mạch lọc T kép khi a lớn hơn 2,25.

Xuất phát từ các hệ số chuẩn R và C tạo thành các giá trị hệ số Q thấp hơn. Các đáp tuyến biên độ - tần số của bộ lọc T kép cải tiến (hình 8.20) với các giá trị a khác nhau được cho ở hình 8.22(a). Các tần số mà tại đó độ lệch pha của bộ lọc bằng 0 hoặc 180° đồng thời với tần số mà điện áp ra là một giá trị tối thiểu (bằng 0). Có thể nhận thấy rằng tần số khía hình V đối với cấu trúc đặc biệt và các hệ số thành phần mạch điện được minh họa ở hình 8.20 thay đổi theo tham số a . Cũng quan sát thấy rằng độ sâu của khía hình V thay đổi theo sự thay đổi của giá trị a , với chỗ khía “sâu nhất” xuất hiện khi a xấp xỉ bằng 2,25, đáp tuyến tăng ích và pha được minh họa như ở hình 8.22(c). Kỹ thuật thiết kế bộ dao động được trình bày trên đây chỉ làm việc khi a lớn hơn 2,25.

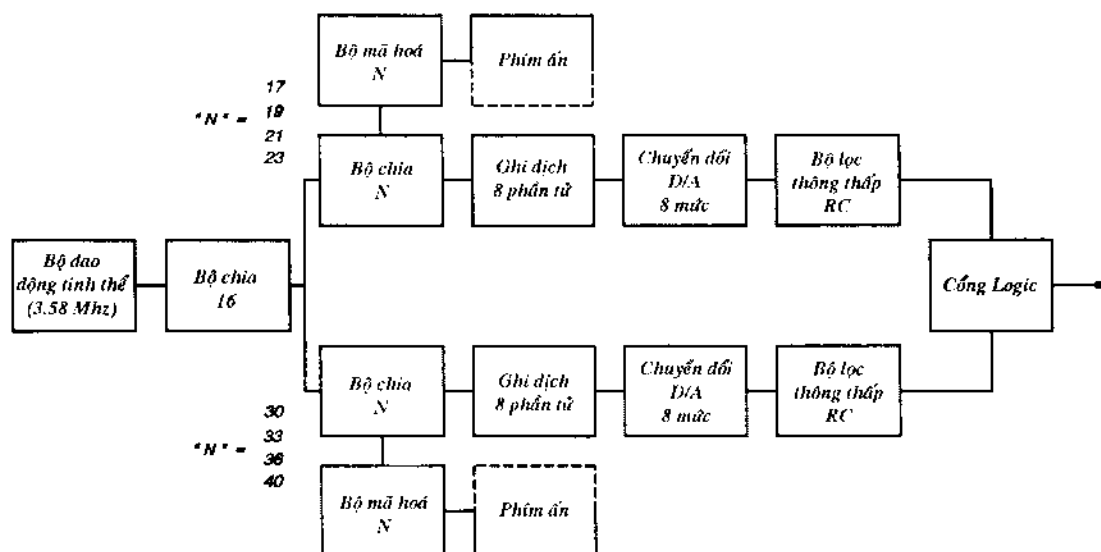
Bộ dao động thiết kế bao gồm giá trị a giống nhau mạch điện có khía hình V tại tần số yêu cầu. Bộ khuếch đại yêu cầu phải nhận dạng được hệ số khuếch đại khi có sự lệch pha bằng 0 hoặc 180° . Sau đó bộ khuếch đại có thể được thiết kế để cho hệ số khuếch đại theo yêu cầu và lệch pha 180° .

8.4.5.2. Quay số âm thanh số

Việc quay số bằng âm số là nỗ lực để thực hiện việc giảm giá thành của các mạch điện số tích hợp. Việc thiết kế hệ thống được vẽ ở hình 8.23.

Bộ dao động tinh thể tạo ra một tín hiệu 3,58 MHz. Tần số này được chọn bởi vì một tinh thể được thiết kế để làm việc ở tần số như vậy rất thông dụng và rẻ tiền (nó được sử dụng trong sóng mang loé màu của TV xem mục 7.3.2.2). Tần số thực tế không quan trọng lắm miễn là nó đủ cao để khi chia cho một số nguyên sẽ tạo ra các tần số nằm trong giới hạn sai số cho phép của các tần số âm quay số. Tần số dao động đầu tiên được chia cho 16 để cho một tần số đồng hồ 223,75 kHz. Bàn phím số có một số các tiếp điểm được sử dụng để ghi một trạng thái nhị phân là các bit 1 hoặc 0 vào bộ mã hoá N. Nhiệm vụ của bộ mã hoá là để tạo ra các thiết lập bit 1 và 0 cho riêng nó như đầu vào để chia cho N. Việc chia cho N

bao gồm một hệ thống các bộ đếm nhị phân có khả năng thiết lập lại cùng với mạch cộng logic để khởi động lại các bộ đếm để số N có thể được thay đổi theo đầu ra của bộ mã hoá N. Chức năng của thanh ghi dịch 8 phần tử là để tạo ra 8 xung nối tiếp ở đầu ra có chu kỳ bằng 1/8 chu kỳ của các tín hiệu dạng sin yêu cầu. Các xung này được sử dụng để điều khiển bộ biến đổi số - tương tự để tạo ra dạng sóng sin xấp xỉ 8 bước dạng thô. Bộ lọc thông thấp suy giảm cả hài không mong muốn trước khi tín hiệu đưa tới đường điện thoại thông qua bộ điều hợp đường truyền. Trừ các sự khác biệt nhỏ trong các bộ mã hoá N, hai nửa mạch điện giống hệt nhau. Các khối mạch điện cơ bản được sử dụng là NOR, NAND, NOT hoặc mạch đảo và bộ dao động đa hài song ổn có khả năng thiết lập lại, được biết đến với tên gọi là các cổng logic. Các cổng này được sử dụng rất nhiều nhưng mỗi cổng chiếm một thể tích rất nhỏ trong các vi mạch làm cho giá thành của nó giảm đến mức tối thiểu. Lấy ví dụ, mạch điện này có 10 cổng NOR, 4 cổng NAND, 44 cổng NOT, và 23 bộ dao động đa hài song ổn có khả năng thiết lập lại.



Hình 8.23. Sơ đồ khối của bộ tạo âm quay số.

Các cổng logic có thể được nhận dạng dưới nhiều dạng khác nhau, mỗi loại có chế độ làm việc riêng của nó. Chúng được phân nhóm thành họ như là loại ôxít bán dẫn kim loại phức hợp (CMOS), transistor – transistor logic (TTL), điện trở transistor logic (RTL), và v.v. Để giải thích việc thiết kế các cổng logic ta chọn họ logic có nguyên lý làm việc đơn giản nhất làm ví dụ.

Trước khi thảo luận việc thiết kế bộ tạo âm quay số cần mô tả việc thiết kế các khối cơ bản như được vẽ ở hình 8.23.

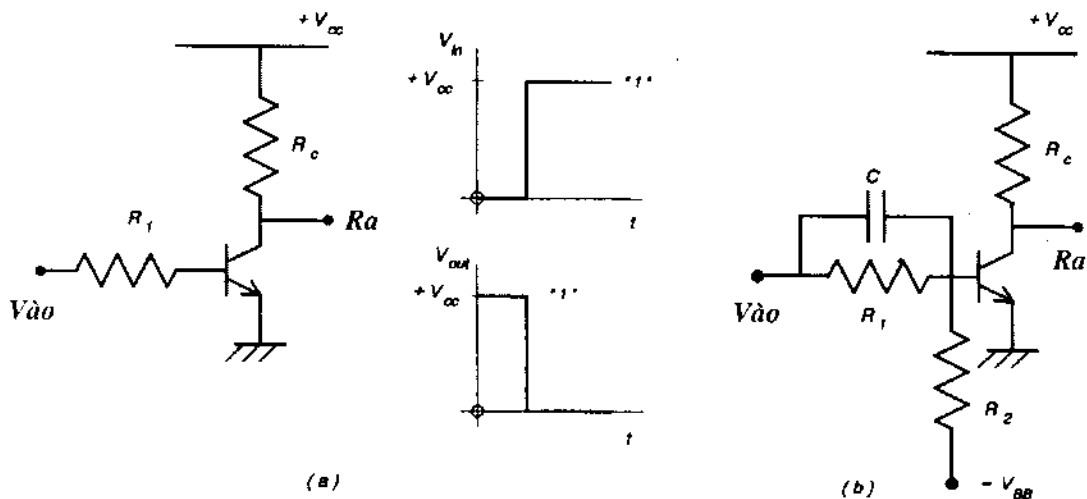
Thiết kế cổng NOT. Cổng NOT cơ bản được vẽ ở hình 8.24(a). Khi đầu vào có giá trị 0 (hay bằng 0V), transistor khoá và không có dòng chảy qua điện trở cực góp R_c . Do đó tại cực góp

của transistor có giá trị 1, bằng điện áp nguồn V_{cc} . Khi đầu vào có giá trị 1, dòng điện chảy qua điện trở R_1 và phân cực thuận cho tiếp giáp B-E. Có dòng cực góp và, được xác định bởi giá trị của R_c , transistor chuyển sang trạng thái bão hoà, khi đó, cho ở đầu ra mức tín hiệu 0.

Hai thành phần được mắc thêm ở hình 8.24(b) để cải thiện-hiệu năng của cổng, đó là một tụ điện được mắc song song với R_1 . Khi điện áp qua tụ điện không thay đổi tức thì, xung nhọn có cực tính dương sẽ làm điện áp cực gốc tăng đột biến, làm cho transistor dẫn trong khoảng thời gian rất nhỏ. Tụ điện được sử dụng cho mục đích này được gọi là tụ “tăng tốc”. Thành phần thứ hai là điện trở R_2 nó được mắc vào nguồn một chiều $-V_{BB}$. Mục đích của mạch này là đảm bảo rằng điện áp B-E luôn được giữ bằng một giá trị âm rất nhỏ để giảm tối thiểu can nhiễu tác động vào sự chuyển mạch của cổng.

Việc thiết kế mạch điện này được minh họa bằng ví dụ sau:

Ví dụ 8.4.1 Cổng NOT. Một cổng NOT yêu cầu dòng tải $I_L = 1\text{mA}$. Nguồn cung cấp một chiều $V_{cc} = 10\text{V}$, $V_{BB} = 5\text{V}$. Transistor lưỡng cực loại PNP silic có hệ số khuếch đại $\beta = 100$. Xác định giá trị thích hợp của R_1 , R_2 và R_c .



Hình 8.24. (a) Cổng NOT cơ bản và đồ thị chuyển trạng thái của nó.

(b) Cổng NOT có tụ “tăng tốc” và phân cực âm để cải thiện sự tác động của nhiễu.

Lời giải: Để tránh dòng tải can nhiễu đến sự hoạt động của cổng, cần phải chọn dòng cực góp lớn hơn 10 lần dòng tải.

$$I_c = 10 \cdot I_L = 10 \text{ mA}$$

Transistor chuyển sang trạng thái bão hoà khi điện áp rơi trên R_c bằng $V_c = 10\text{V}$

$$R_c = V_c / I_c = 10\text{V} / 10\text{mA} = 1\text{k}\Omega$$

Dòng cực gốc cần thiết để dòng cực góp bằng 10 mA là

$$I_B = I_C/\beta = 10\text{mA}/100 = 100\mu\text{A}$$

$$R_1 = (V_{cc} - V_{BE})/I_B = (10 - 0,7)/100\mu\text{A} = 93\text{k}\Omega$$

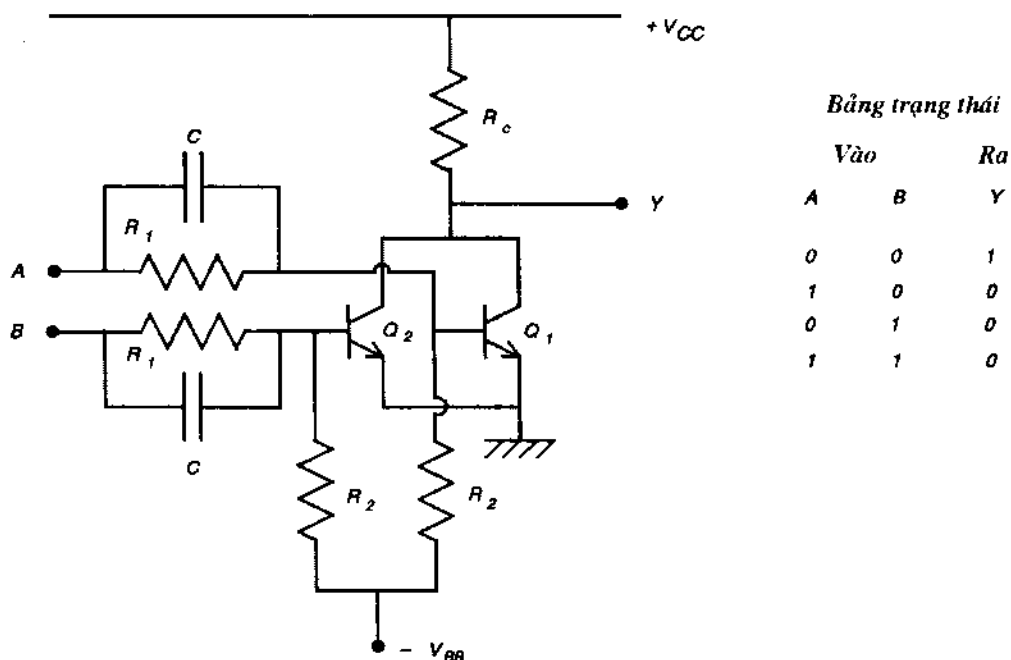
Trong thực tế, giá trị R_1 có thể giảm xuống còn một nửa so với giá trị tính toán để tăng độ an toàn.

Để cải thiện tính chống nhiễu, cho điện áp phân cực ngược bằng -3V khi đầu vào bằng 0V. Điều này có nghĩa là R_2 được chọn sao cho

$$R_1/R_2 = 2/3$$

$$R_2 = 62\text{ k}\Omega$$

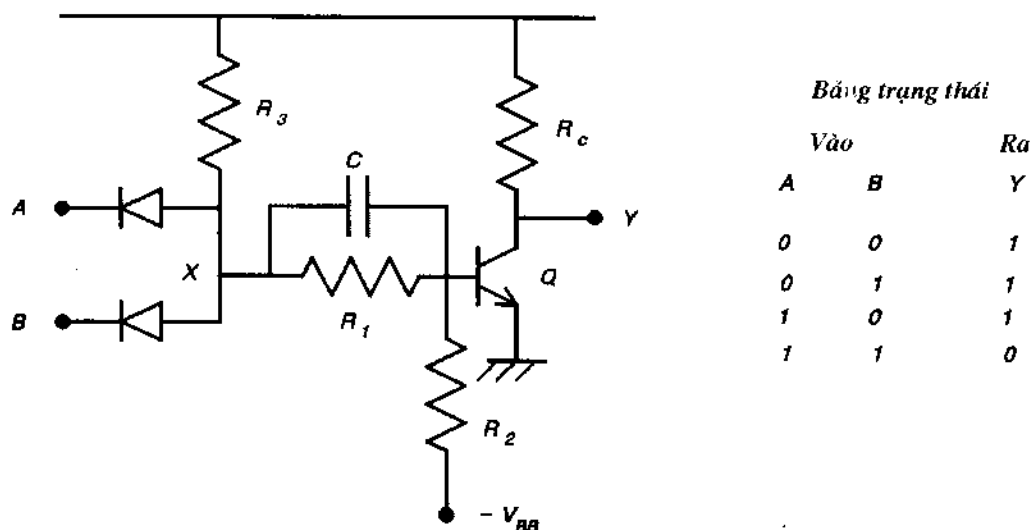
Cần kiểm tra lại, đầu vào bằng 10V (V_{cc}), R_2 và V_{BB} sẽ không giữ dưới giá trị điện áp cực gốc 0,7V. Bước này có thể được thực hiện bằng cách xét khi transistor được cắt khỏi phần mạch điện còn lại. Điện áp tại nút R_1 và R_2 có thể tính được. Bất kỳ điện áp nào lớn hơn 0,7V cũng đảm bảo rằng transistor sẽ thực sự được phân cực khi đầu vào bằng 1V nhưng diot tại tiếp giáp B-E sẽ giữ mức 0,7V. Giá trị của tụ điện tăng tốc phụ thuộc vào tần số làm việc của cổng. Giá trị thích hợp vào khoảng 50 – 100pF.



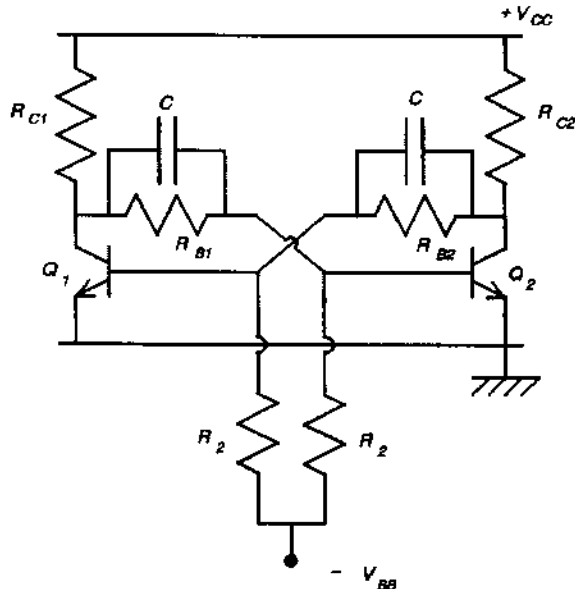
Hình 8.25. Cổng NOR cùng với bảng trạng thái của nó.

Thiết kế cổng NOR. Hình 8.25 minh họa một cổng NOR hai đầu vào cùng với bảng chân lý của nó. Khi cả hai đầu vào đều bằng 0, không có dòng chảy qua hai transistor và đầu ra có

giá trị 1. Khi một trong hai đầu vào A hoặc B bằng 1, dòng điện chảy qua transistor làm cho nó chuyển sang trạng thái bão hoà và đầu ra có giá trị 0. Cuối cùng, khi cả hai đầu vào bằng 1 cả hai transistor đều dẫn và đầu ra bằng 0. Cổng NOR có thể được xem như hai cổng NOT sử dụng chung điện trở R_c . Việc thiết kế cổng NOR tiến hành tương tự theo các bước như đối với cổng NOT.



Hình 8.26. Cổng NAND và bảng trạng thái của nó.



Hình 8.27. Bộ đa hài song ổn.

Thiết kế cổng NAND. Một sự thay đổi của cổng NOT bằng cách thêm một điện trở phụ và hai diot cho ta một cổng NAND. Điều này được minh hoạ ở hình 8.26 cùng với bảng trạng thái của nó.

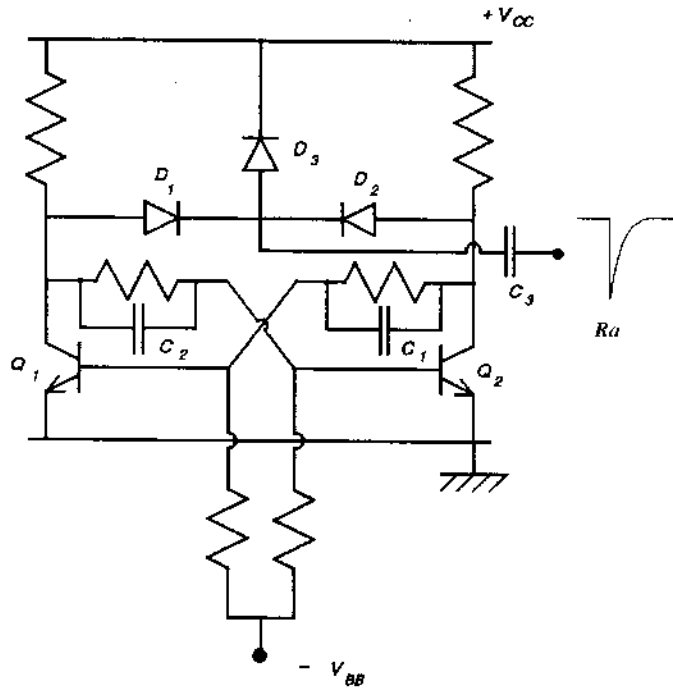
Khi một trong hai đầu vào A hoặc B hay cả hai đều bằng 0, dòng từ V_{cc} qua R_3 và diot tương ứng xuống đất. Điện áp tại nút x được giữ bằng 0,7 và Q ở trạng thái khoá. Chỉ khi cả A và B bằng 1 mới có thể làm cho dòng cực gốc chảy qua R_3 và R_1 và làm cho Q chuyển sang trạng thái bão hoà, cho ở đầu ra mức tín hiệu 0.

Việc thiết kế cổng NAND tương tự như đối với cổng NOT. Thủ tục tính toán các giá trị R_c , R_2 và C thực hiện tương tự. R_1 ở ví dụ cổng NOT phải tách làm hai thành phần R_1 và R_3 như vẽ ở hình 8.26. Một sự cân nhắc có thể được thực hiện để $R_3 = 33k\Omega$ và $R_1 = 60k\Omega$. Mạch điện điều khiển cổng NAND do đó sẽ phải tiêu thụ một lượng lớn dòng điện qua các diot.

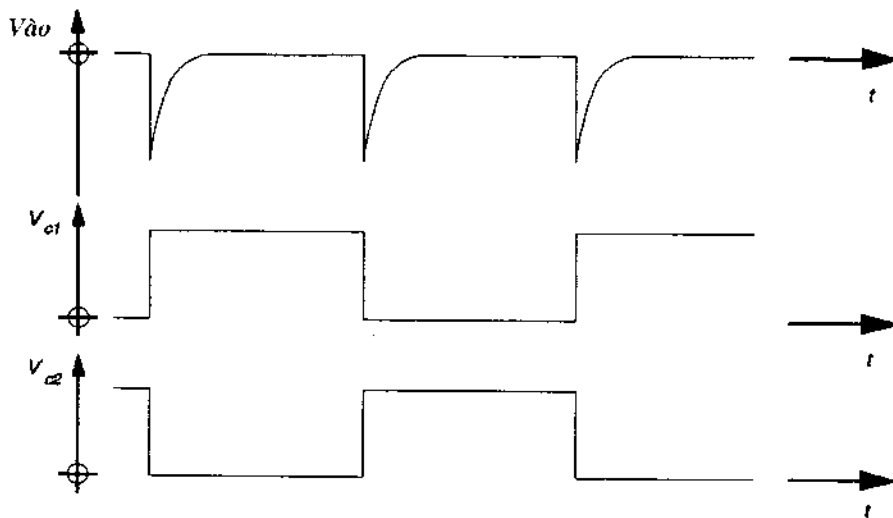
Thiết kế bộ đa hài song ổn. Cách đơn giản nhất để hiểu nguyên lý làm việc của bộ đa hài song ổn là xét hai cổng NOT được mắc nối tiếp nhau như vẽ ở hình 8.27.

Khi nguồn một chiều được bật, giả sử dòng thông của Q1 nhỏ hơn Q2. Do đó điện áp cực góp của Q1 sẽ bắt đầu giảm nhanh hơn Q2. Tiếp giáp B-E của Q2 sẽ được phân cực thuận nhỏ hơn và dòng cực góp của nó sẽ giảm tới một tỉ lệ được xác định bằng hệ số khuếch đại dòng của Q2. Do đó điện áp cực góp của nó có xu hướng tăng lên bằng điện áp cực gốc của Q1, kết quả làm cho tiếp giáp B-E được phân cực thuận lớn hơn. Bởi vậy dòng điện lớn sẽ chảy qua cực góp của Q1 vì sự khuếch đại dòng của transistor, làm cho điện áp cực góp giảm nhanh hơn trước. Kết quả là nó bắt đầu quá trình được khuếch đại lên rất nhiều lần. Đây là một quá trình hồi phục và dẫn tới trạng thái tắt khi Q1 chuyển sang trạng thái bão hoà còn Q2 khoá cho tới khi có sự kiện bên ngoài tác động vào làm chúng chuyển trạng thái. Sự kiện này có thể là một xung cực tính dương hoặc tín hiệu lật trạng thái đưa vào cực gốc Q2. Nếu tín hiệu lật trạng thái đủ để đưa Q2 sang phần dẫn ngay lập tức, điều này sẽ cho dòng chảy trong cực góp của Q2. Điện áp cực góp của nó sẽ giảm, làm cho tiếp giáp B-E của Q1 được phân cực thuận nhỏ hơn. Dòng cực góp nhỏ sẽ xuất hiện và điện áp cực góp của Q1 sẽ bắt đầu tăng làm cho tiếp giáp B-E của Q2 được phân cực thuận lớn hơn. Kết quả, Q2 chuyển sang trạng thái bão hoà còn Q1 bị khoá. Đây là cuối của chu trình tái tạo theo hướng ngược lại và mạch điện sẽ duy trì trạng thái hiện tại cho tới khi có một sự kiện khác bên ngoài tác động vào làm cho nó chuyển trạng thái.

Bộ dao động đa hài song ổn có thể được quan tâm và ứng dụng nhiều hơn bởi chức năng mở rộng của “mạch quét” được minh hoạ ở hình 8.28. Các diot D1, D2 và D3 được mắc như trên và điểm chung của chúng được ghép vào một nguồn xung sườn âm qua tụ điện C3. Giả sử Q1 dẫn, điện áp cực góp của nó sẽ gần bằng điện thế đất trong khi đó điện áp cực góp của Q2 gần bằng V_{cc} . Khi có xung sườn âm, D2 sẽ dẫn lập tức làm cho điện áp tại cực góp của Q2 giảm xuống. Chu trình hoạt động lặp đi lặp lại và kết thúc khi Q1 tắt và Q2 mở. Xung âm tiếp theo sẽ lại làm cho các transistor chuyển trạng thái. Điều này được biểu diễn ở hình 8.29. Cần lưu ý rằng diot D3 đảm bảo cho điện tích nạp vào C3 không vượt quá giá trị $V_{cc} + 0,7V$.



Hình 8.28. Bộ dao động đa hài với các diot quét được gọi là một flip-flop.



Hình 8.29. Biểu đồ thời gian của flip-flop biểu diễn tín hiệu vào và các điện áp cực góp.

Bộ dao động tinh thể. Bộ dao động tinh thể được vẽ ở hình 8.30.

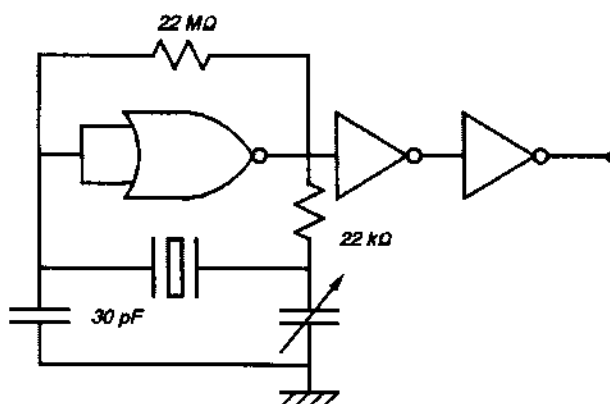
Với hai đầu vào của cổng NOR được nối chung với nhau, sẽ tạo thành một cổng NOT, thực vậy, nó là một bộ khuếch đại đảo pha có hệ số khuếch đại cao. Tinh thể, cùng với hai tụ điện tạo thành đường hồi tiếp. Dạng sóng không hoàn toàn có dạng vuông. Hai phần tử đảo mắc liên tiếp làm nhiệm vụ khuếch đại và sửa dạng tín hiệu để nhận được dạng sóng vuông hoàn chỉnh.

Mạch chia 16. Như đã đề cập trước đây, là một bộ nối liên tầng gồm 4 flip-flop được mắc dưới dạng một “bộ đếm chuyển” nhị phân. Nó chia tần số bộ dao động tinh thể cho 16 để cho ra tần số 223,75 Hz.

Mạch mã hoá-N. Bộ mã hoá N sử dụng thông tin từ bàn phím số để thiết lập nên các số 1 và 0 sau đó truyền chúng tới mạch điện chia N. Chuỗi đặc biệt quyết định giá trị của N là gì. Bộ mã hoá – N chỉ sử dụng các cổng NOR và NOT.

Mạch điện chia cho N. Kết hợp các chức năng thiết lập và tái thiết cùng với việc sử dụng các mạch điện logic khác như các cổng NOR, NAND, và NOT có khả năng tái thiết lập chuỗi flip-flop sau n xung vào với n nhận giá trị bằng 2^m , với m là số nguyên. Đây là sơ đồ được sử dụng trong mạch điện chia N với bộ mã hoá-N cung cấp các bit 1 và 0 cần thiết cho các flip-flop thích hợp để thiết lập và/ hoặc tái thiết lập chúng.

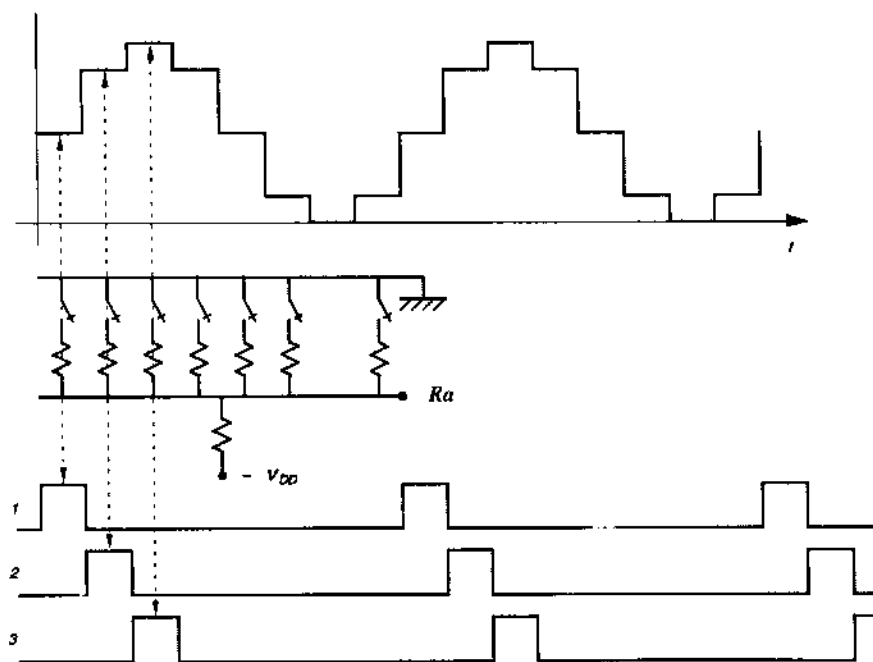
Sử dụng tần số thấp tối thiểu (697 Hz) như một ví dụ, tần số vào mạch điện chia N là 223,75 kHz. Giá trị được chọn của N là 40. Với tần số này sẽ cho ở đầu ra tần số 5,594 kHz nó thường là thanh ghi dịch 8 phần tử.



Hình 8.30. Transistor bán dẫn ôxit kim loại phức hợp được sử dụng làm bộ dao động tinh thể. Đầu ra cho dạng sóng vuông.

Thanh ghi dịch tám phần tử. Thanh ghi dịch tám phần tử được tạo nên từ một chuỗi các flip-flop, các cổng NOR và NOT tạo thành một chuỗi xung có độ rộng bằng $1/8$ chu kỳ của tần số yêu cầu. Một phần tám chu kỳ được sử dụng bởi vì sóng sin yêu cầu gần bằng một hàm tám bước như được vẽ ở hình 8.31.

Bộ biến đổi số - tương tự 8 mức. Chuỗi xung từ thanh ghi dịch được sử dụng để điều khiển một hàng tám chuyển mạch sử dụng transistor hiệu ứng trường được mắc song song như ở hình 8.32. Đầu ra làm một sự xấp xỉ 8 mức có dạng một dòng điện hình sin. Trờ lại ví dụ (mạch điện chia cho N), tần số thực nghiệm của xấp xỉ để cho dạng sin là $5,594/8 = 699,3$ Hz. Sai số 0.3%.



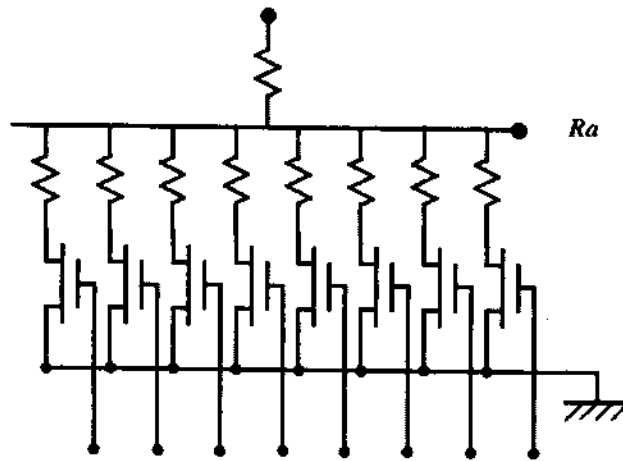
Hình 8.31. Thanh ghi dịch tám phần tử tương ứng với việc đóng mỗi công tắc. Các giá trị điện trở được chọn để tạo ra tám mức dòng điện gần giống dạng sin.

Bộ lọc thông thấp. Bộ lọc thông thấp suy giảm các hài bậc cao của dạng sóng trước khi tín hiệu được đưa vào mạch điều vận đường truyền. Trừ trường hợp đường truyền rất ngắn thì mới không yêu cầu bộ lọc thông thấp, đường truyền thoại là một bộ lọc thông thấp không tốt lắm. Các thành phần hài có thể được giảm thiểu bằng cách sử dụng nhiều hơn 8 bước để biểu diễn sóng dạng sin.

Bảng 8.1 cho tần số đích f_0 , cần chia cho n , hệ số chia là số nguyên gần nhất là N , tần số thực tế là f_0' , và sai số cho tất cả 12 âm quay số. Sai số cho phép ở đây nằm trong khoảng $\pm 1,5\%$.

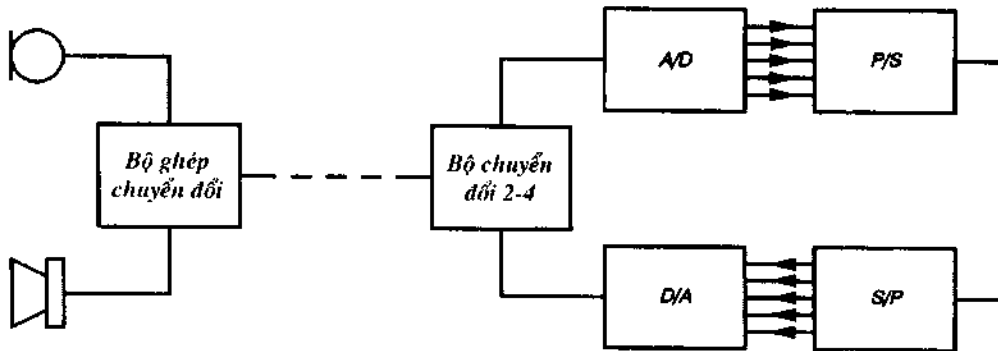
Bảng 8.1.

Tần số đích $f_0(\text{Hz})$	$16 \times 8f_0$	Chia n	Số nguyên N	Tần số thực tế $f_0'(\text{Hz})$	Sai số
1633	209024	17.12	17	1645.2	+0.7
1477	189056	18.94	19	1472.0	-0.3
1336	171008	20.93	21	1331.8	-0.3
1209	154752	23.13	23	1216.0	+0.6
941	120448	29.72	30	932.3	-0.9
952	109056	32.83	33	847.5	-0.5
770	98560	36.32	36	776.9	+0.9
697	89216	40.13	40	699.2	+0.3



Từ thanh ghi dịch 8 trạng thái

Hình 8.32. Các chuyển mạch ở hình 8.31 được thay thế bằng các FET.



Hình 8.33. Sơ đồ khối của bộ mã hoá giải mã sử dụng trong điện thoại số.

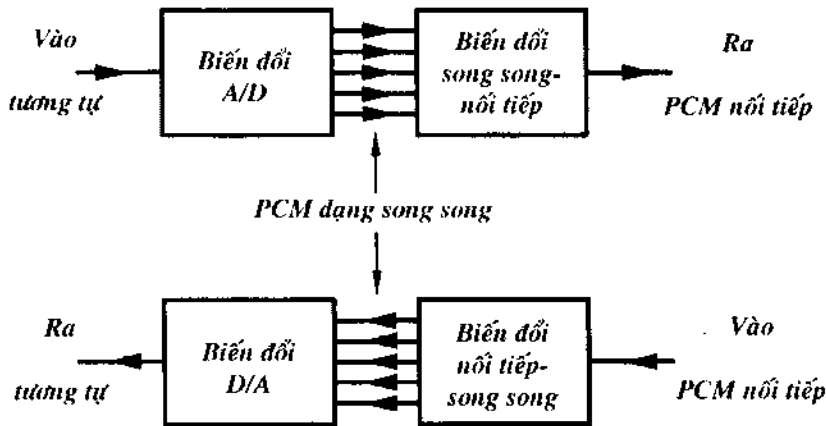
8.5 ĐIỆN THOẠI SỐ

Cho tới khi điện thoại số được đưa vào sử dụng thì tất cả các tín hiệu từ máy điện thoại vẫn được truyền tới tổng đài dưới dạng tương tự qua mạch vòng thuê bao, trong hầu hết các trường hợp sử dụng cáp xoắn đôi bằng dây đồng được cách điện bằng nhựa. Trong tổng đài nó có thể được cho qua một số kỹ thuật xử lý tín hiệu, phụ thuộc vào hướng của bản tin và phương tiện truyền dẫn. Trong điện thoại số, tín hiệu tương tự được chuyển sang dạng số bởi một bộ codec (bộ mã hoá - giải mã). Sử dụng điều xung mã (PCM). Các xung được truyền theo cáp xoắn kép về tổng đài tại đó chúng có thể được xử lý trước khi truyền tới bên thu.

8.5.1 Bộ Codec

Bộ codec được biết đến dưới dạng một chip tích hợp và nó được lắp đặt ngay trong máy điện thoại. Hình 8.33 minh hoạ một cấu hình có thể của hệ thống. Trong cấu hình này, phần tương tự của điện thoại nằm ở bên trái, không có thay đổi gì. Khoảng cách vật lý từ điện thoại tới

bộ biến đổi 2 sang 4 dây có thể dao động từ xấp xỉ bằng 0, khi codec được lắp trong các trạm, và lên đến vài km khi codec được lắp trong tổng đài. Ở chế độ truyền, tín hiệu tương tự được đưa vào đầu vào của bộ biến đổi tương tự - số (A/D) nó sẽ tạo ra ở đầu ra các tín hiệu nhị phân PCM dạng song song. Một bộ biến đổi song song nối tiếp (P/S) sẽ biến đổi tín hiệu song song thành nối tiếp để nó có thể được truyền bằng đường truyền tín hiệu số. Ở chế độ nhận, đầu vào của bộ giải mã ở chế độ nối tiếp dạng PCM và bộ biến đổi nối tiếp - song song sẽ biến đổi tín hiệu thành dạng nối tiếp trước khi đưa vào bộ biến đổi số tương tự (D/A). Sau đó đầu ra tương tự được đưa tới máy thu. Việc thiết kế các mạch điện được cho bởi sơ đồ khối vẽ ở hình 8.34. Thứ tự của việc trình bày đã được thay đổi để lợi dụng thực tế là một bộ biến đổi A/D có một vài thành phần giống bộ biến đổi D/A.



Hình 8.34. Chi tiết của bộ biến đổi PCM từ song song sang nối tiếp cho cả chế độ thu và phát.

8.5.1.1 Bộ biến đổi số - tương tự

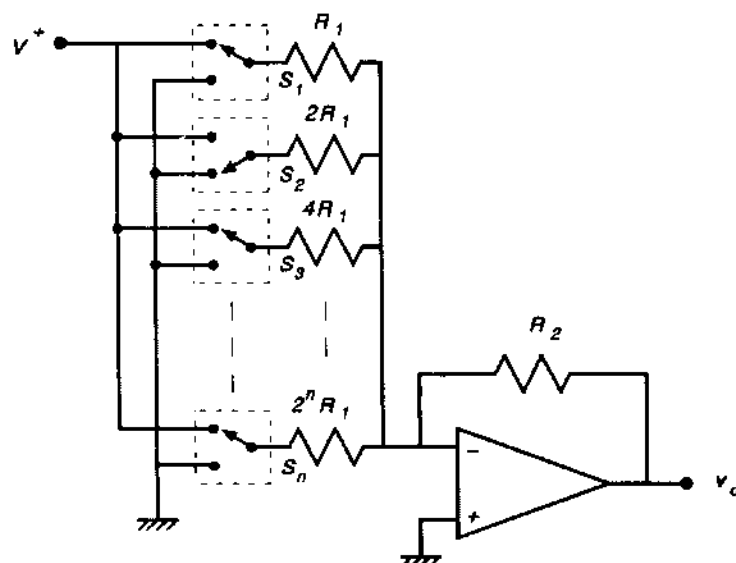
Như tên gọi của nó, mạch điện nhận tín hiệu số ở đầu vào và biến đổi nó thành dạng tín hiệu tương tự tương đương ở đầu ra. Đầu vào số được biểu diễn dưới dạng các bit 1 và 0 từ bit có trọng số thấp (LSB) đến bit có trọng số cao (MSB). Lấy ví dụ số 26 được biểu diễn như sau:

	2^0	2^1	2^2	2^3	2^4	
LSB	0	1	0	1	1	5B
	0	+ 2	+ 0	+ 8	+ 16	= 26

Xét bộ khuếch đại thuật toán được mắc như vẽ ở hình 8.35. Đây là một bộ khuếch đại tổng (mục 4.4.3.5) mà đầu ra của nó cho bởi:

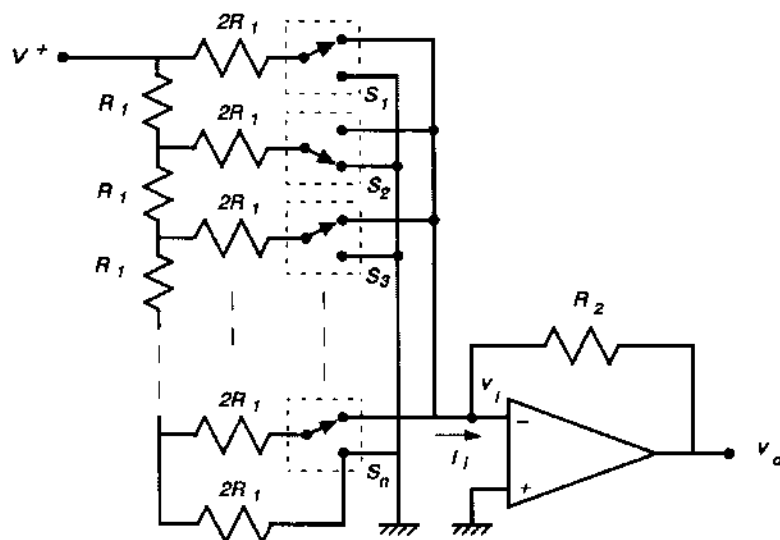
$$v_o = -\frac{V^+ R_2}{R_1} [a_0 2^0 + a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots] \quad (8.5.1)$$

các hệ số a_n là các bit số chúng là 0 hoặc 1 khi chuyển S_n tương ứng xuống phía dưới hay trên. Điện áp V^+ là điện áp chuẩn còn R_1 và R_2 được chọn để cho ở đầu ra một mức tín hiệu thích hợp.



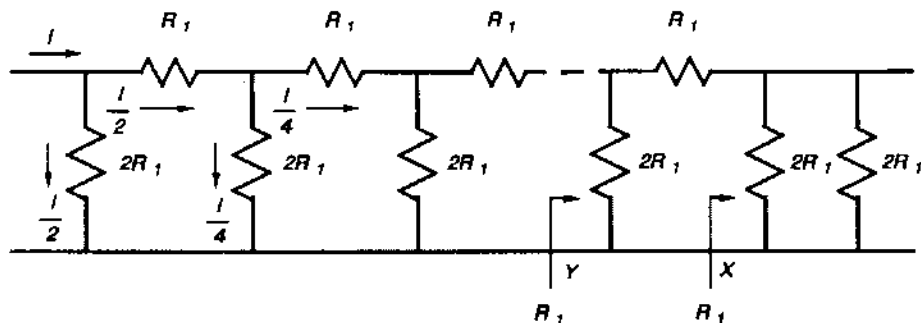
Hình 8.35. Sơ đồ mạch điện của bộ biến đổi số tương tự.

Rõ ràng mạch điện này có nhược điểm là khi số lượng các bit được biểu diễn càng lớn thì diện tích các điện trở chiếm chỗ trong vi mạch càng lớn, và đây là điều không mong muốn. Tuy nhiên, chức năng của các điện trở R_1 là để xác định tỉ lệ dòng điện chảy vào nút tổng của bộ khuếch đại theo trọng số của bit. Tỉ lệ dòng điện nhận được bằng cách thay đổi mạch điện như ở hình 8.36.



Hình 8.36. Một mạch điện cải tiến của bộ biến đổi số tương tự sử dụng thang điện trở $R-2R$.

Các chuyển mạch cùng được nối vào đầu vào đảo của bộ khuếch đại hoặc chúng được nối đất nhưng đầu vào đảo là một điểm đất ảo bởi vậy mạng điện trở có thể được vẽ lại dưới dạng mạch hình thang như ở hình 8.37.



Hình 8.37. Thang điện trở $R - 2R$.

Nhìn từ phía bên phải điểm X, nhận được trở kháng R_1 . Lại nhìn từ bên phải điểm Y, trở kháng thấy được vẫn là R_1 . Như vậy nhìn từ tất cả các điểm tương ứng tới X đều cho một trở kháng R_1 và do đó trở kháng vào của thang điện trở là R_1 .

Kiểu thang điện trở này được gọi là thang điện trở $R - 2R$. Xét dòng điện chảy vào thang điện trở, I . Theo đó I sẽ chia thành 2 phần bằng nhau tại nút 1 như hình vẽ. Tại nút 2, quá trình được lặp lại với dòng điện $I/4$ chảy vào mỗi nhánh sao cho tại nút n dòng điện chảy trong mỗi nhánh là $I/2^n$. Tất cả các dòng điện được cộng lại tại đầu vào của bộ khuếch đại thuật toán để nhận được

$$I_i = \frac{V^+ - v_i}{R_1} [a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots]. \quad (8.5.2)$$

Nhưng

$$I_i = \frac{v_i - v_0}{R_2}. \quad (8.5.3)$$

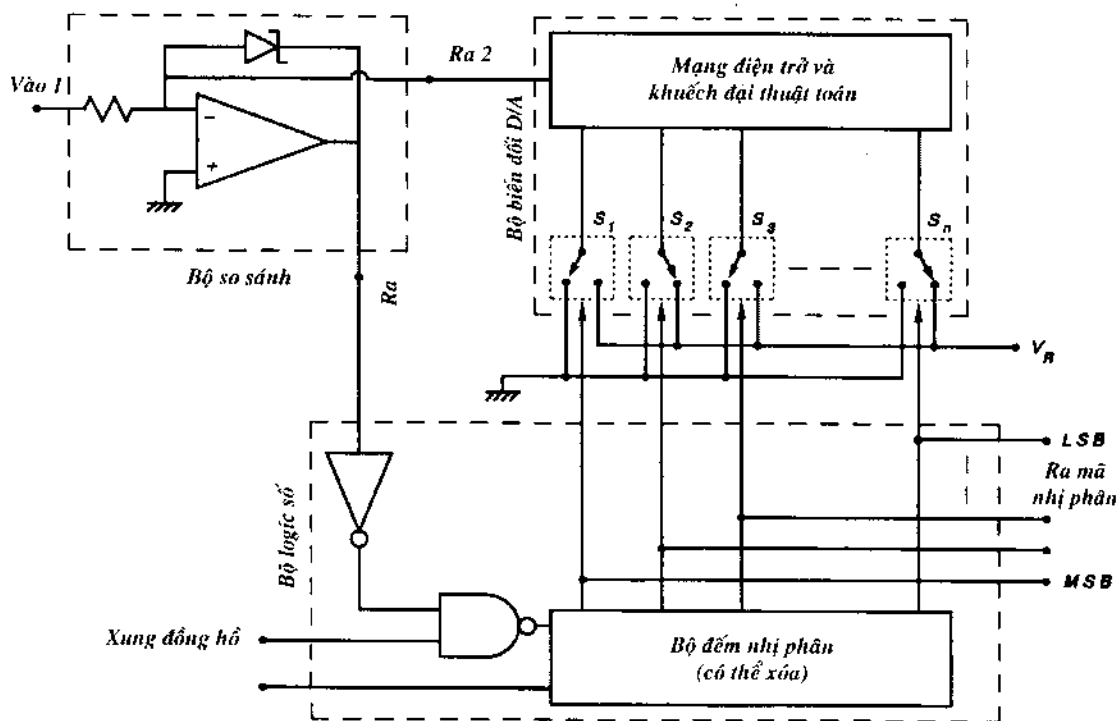
Khi hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại thuật toán là rất lớn

$$v_0 = -\frac{V^+ R_2}{R_1} [a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots]. \quad (8.5.4)$$

với các hệ số a xác định xem liệu bit đặc biệt là 1 hay 0. Lưu ý rằng lỗi trong quá trình biến đổi là $\pm \frac{1}{2}$ LSB (bit có trọng số nhỏ nhất).

8.5.1.2 Bộ biến đổi tương tự - số

Một số kỹ thuật khác nhau đã được sử dụng trong việc thiết kế các bộ biến đổi A/D, mỗi loại có các ưu nhược điểm riêng. Đối với phần thảo luận này, bộ biến đổi A/D kiểu đếm sườn dốc được chọn bởi vì nguyên lý hoạt động của nó tương đối dễ hiểu. Bộ biến đổi A/D đếm sườn dốc được vẽ ở hình 8.38.

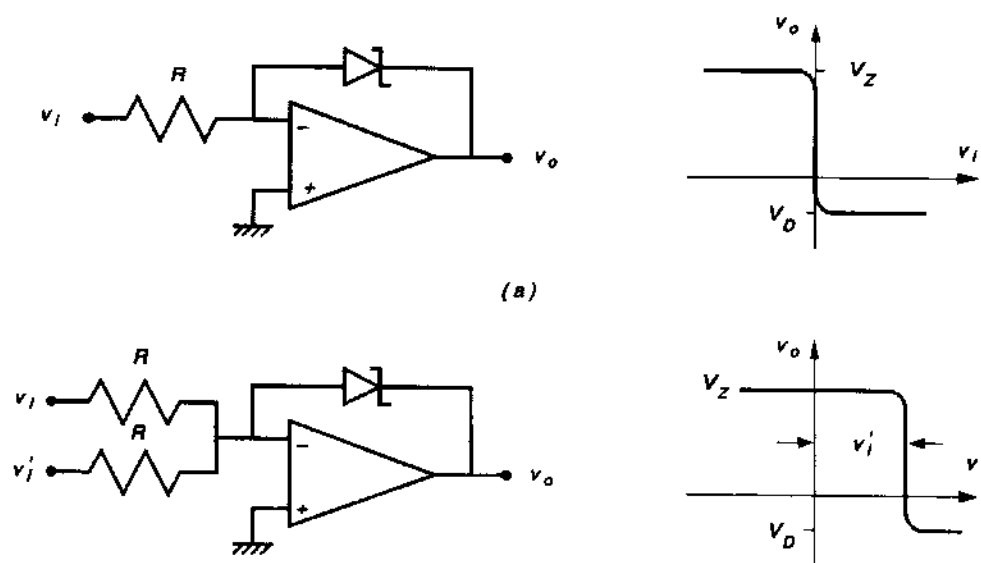


Hình 8.38. Sơ đồ khối của bộ biến đổi tương tự - số. Lưu ý rằng nó cũng bao gồm cả bộ biến đổi số - tương tự.

Hai đầu vào nhận tín hiệu được lấy bộ so sánh; tín hiệu tương tự và một điện áp từ mạng điện trở. Đầu ra bộ so sánh cho một bit 0 nếu tín hiệu tương tự lớn hơn điện áp từ mạng điện trở và cho một bit 1 trong trường hợp ngược lại. Đầu ra bộ so sánh và tín hiệu đồng hồ được đưa vào cổng NAND hai đầu vào để cổng NAND này cho phép các xung đồng hồ đưa vào bộ đếm nhị phân có thể thiết lập lại chỉ khi đầu ra bộ so sánh có giá trị 0, nghĩa là, đầu vào cổng NAND là bit 1 bởi vì nó là mạch đảo. Bộ đếm nhị phân đếm các xung đồng hồ và đóng hoặc mở các chuyển mạch S_1 tới S_n , đồng thời, phụ thuộc vào bit được biểu diễn (1 hoặc 0) đưa vào các chuyển mạch. Các chuyển mạch này được đóng hay mở xác định điện áp ra của mạng điện trở. Đây là một bộ biến đổi D/A trong thực tế! khi điện áp ra của mạng điện trở thấp hơn điện áp vào tương tự, bộ đếm nhị phân tiếp tục đếm và tiếp tục tăng điện áp ra của mạng điện trở. Cuối cùng điện áp ra của mạng điện trở vượt lên trên điện áp vào tương tự và đầu ra bộ so sánh chuyển sang bit 0. Cổng NAND ngăn không cho xung đồng hồ đi vào bộ đếm và do đó nó ngừng đếm. Bây giờ đầu ra của bộ đếm nhị phân có thể được đọc. Tín hiệu cho phép biến đổi xóa các thanh ghi dịch của bộ đếm nhị phân sẵn sàng cho mẫu tiếp theo của điện áp vào tương tự cần biến đổi.

Việc thiết kế cổng NOT, cổng NAND, bộ đếm nhị phân, và các chuyển mạch đã được thảo luận ở mục 8.4.5. Việc thiết kế mạng điện trở cùng với bộ khuếch đại thuật toán (bộ

biến đổi D/A) là chủ đề của mục 8.5.1.1. Bộ so sánh, bộ biến đổi song song nối tiếp, và mạch biến đổi 2 sang 4 dây cũng sẽ được thảo luận dưới đây.



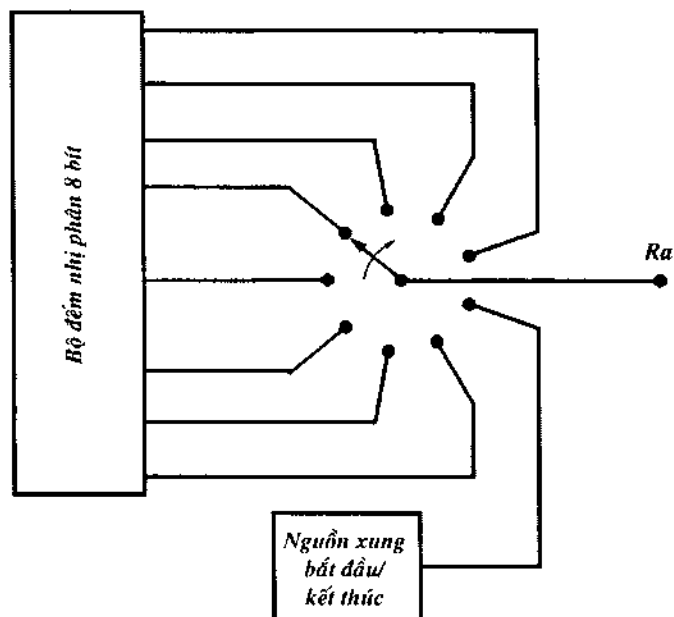
Hình 8.39. (a) Bộ so sánh điện áp không và đặc tuyến ra của nó. (b) bộ so sánh điện áp V_i với V_i' và đặc tuyến ra của nó.

8.5.1.3 Bộ so sánh

Mạch điện của bộ so sánh được minh hoạ ở hình 8.39(a). Bộ khuếch đại thuật toán lý tưởng được giả thiết là có hệ số khuếch đại bằng vô cùng bởi vậy, nếu điện áp vào biến thiên vô cùng nhỏ khoảng 0V, thì sẽ gây ra sự biến thiên từ dương sang âm ở đầu ra tới giá trị bão hoà kể từ giá trị điện áp nguồn một chiều âm tới giá trị dương. Do đó bộ khuếch đại thuật toán là một bộ so sánh, nó sẽ so sánh điện áp vào của nó với 0V. Để ngăn không cho điện áp bị bão hoà bởi các thành phần nhiễu một chiều, một diot Zener được mắc như ở hình 8.39 (a). Đối với một điện áp vào dương rất nhỏ đầu ra sẽ cho ra cực tính dương nhưng nó sẽ bị hạn biên khi nó giảm tới 0,7 V bởi một diot Zener phân cực thuận. Thông thường một điện áp âm vào rất nhỏ sẽ cho ở đầu ra một sự biến thiên sang điện áp dương nhưng nó sẽ bị hạn biên tức thì bởi điện áp Zener V_Z của diot. Dĩ nhiên điện áp hạn biên được chọn sao cho giá trị $0 \approx 0,7V$ và $V_Z \approx V^+ = 1$ - điện áp nguồn. Các đặc tuyến vào, ra được cho ở hình 8.39(a).

Bây giờ ta xét mạch điện ở hình 8.39(b) khi có hai điện áp vào V_i và V_i' được mắc cùng với các điện trở có giá trị R vào đầu vào biến đổi của bộ khuếch đại thuật toán. Hiển nhiên, chỉ có cách để giữ đầu ra không tiến tới giá trị điện áp dương hoặc âm (điều kiện hạn biên) đó là dòng điện được cung cấp bởi V_i phải bằng dòng tiêu tán bởi V_i' . Hai điện áp phải bằng nhau về biên độ. Khi chúng không bằng nhau, tín hiệu ra được hạn biên tại một điểm cực đại hoặc cực tiểu (1 hoặc 0). Các đặc tuyến vào – ra minh hoạ ảnh hưởng của V_i' như một điện áp lệch. Trong mạch điện của bộ biến đổi A/D, đầu ra của bộ so sánh thay đổi trạng

thái khi điện áp ra của mạng điện trở lớn hơn điện áp vào tương tự, ở bit lớn nhất của giá trị LSB.



Hình 8.40. Bộ biến đổi 8 bit song song sang nối tiếp.

8.5.1.4. Bộ biến đổi song song sang nối tiếp

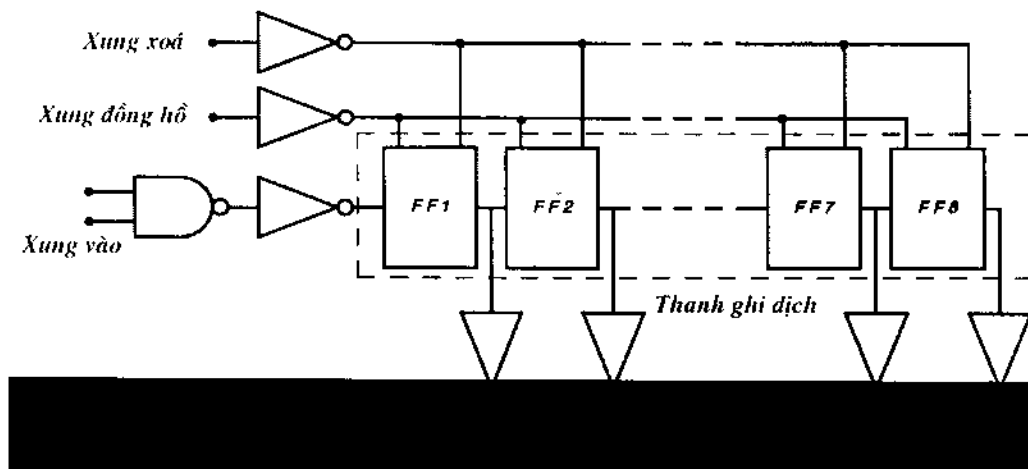
Đầu ra của bộ biến đổi A/D có dạng điều xung mã (PCM song song), phải được biến đổi thành dạng nối tiếp để nó có thể được truyền qua một kênh đơn. Một bộ thu/phát bất đồng bộ (UART) thực hiện nhiệm vụ này. Đây là một vấn đề khó, các mạch điện tích hợp cỡ lớn (LSI) có thể biến đổi số liệu từ song song sang nối tiếp và ngược lại. Tuy nhiên, nguyên lý làm việc cơ bản của một bộ biến đổi 8 bit song song sang nối tiếp được minh họa ở hình 8.40. Thông tin song song được lấy qua 9 đầu ra (8 bit cộng với 1 bit cho việc bắt đầu kết thúc). Sự di chuyển của chuyển mạch quét qua và “đọc” các bit dưới dạng nối tiếp. Lưu ý rằng một hoặc nhiều bit có thể được sử dụng cho mã “kết thúc/bắt đầu” để báo cho bên thu khi một đoạn mã bắt đầu và kết thúc. Các bit khác được sử dụng như một mã chẵn lẻ để sửa lỗi mã tín hiệu khi có sự hiện diện của tạp âm. Lấy ví dụ các thanh ghi dịch song song nối tiếp là MC 14014B (tập đoàn bán dẫn Motorola), MM54HC165 và các mạch tích hợp SN 54166 (hãng linh kiện Texas) và chúng được cho trong hầu hết các sổ tay tra cứu vi mạch.

8.5.1.5. Bộ biến đổi nối tiếp sang song

Nguyên lý làm việc của bộ biến đổi nối tiếp sang song đơn giản hơn nhiều so với quá trình ngược lại của nó. Hình 8.41 minh họa một bộ biến đổi nối tiếp sang song song 8 bit.

Xung kết thúc/bắt đầu được sử dụng để xóa thanh ghi và để khởi động mạch vào sau một khoảng thời gian trễ xác định. Sau đó số liệu vào có thể bắt đầu được đưa vào thanh ghi dịch và được dịch đi bởi xung đồng hồ. Quá trình nhận các tín hiệu xung kết thúc/bắt đầu

cho tới dòng số liệu cuối cùng. Các đầu ra nhị phân được đọc và thanh ghi dịch được xoá để sẵn sàng nhận dòng số liệu tiếp theo. Một ví dụ của bộ biến đổi nối tiếp sang song song dưới dạng mạch tích hợp là SN 54164 (Hãng Texas).



Hình 8.41. Sơ đồ khối của bộ biến đổi nối tiếp sang song song.

8.5.1.6 Bộ biến đổi 4 sang 2 dây

Cơ sở của bộ biến đổi 4 sang 2 dây được vẽ ở hình 8.42. Có hai mạch điện giống hệt nhau nhưng cách ly nhau bởi các biến áp, T1 và T2, được mắc thích ứng theo dấu chấm như hình vẽ. Khi số vòng dây trong mỗi cuộn dây như hình vẽ, một điện áp nguồn V_1 nối tiếp với một trở kháng Z_1 được mắc vào cửa 1 sẽ sinh ra một điện áp bằng

$$\frac{N_2}{N_1} V_1 \quad (8.5.5)$$

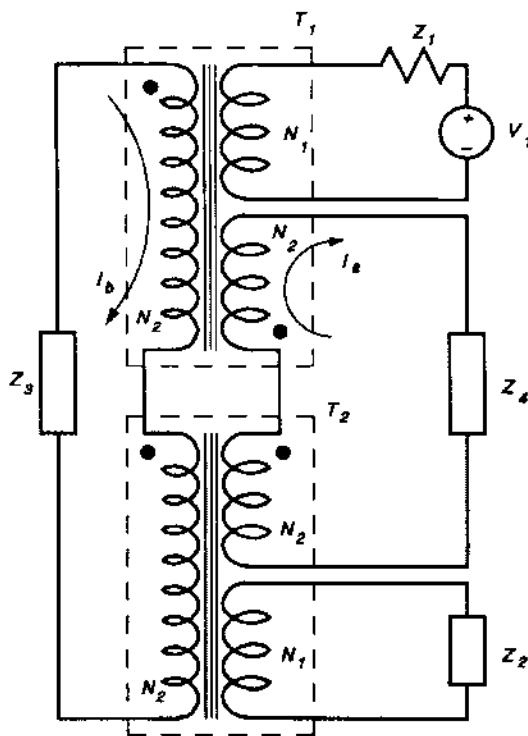
xuất hiện trên 2 cuộn dây khác của T₁, mỗi cuộn có N_2 vòng. Giả thiết $Z_1 = Z_2$ và $Z_3 = Z_4$, theo đó dòng điện I_a sẽ bằng dòng I_b và chúng sẽ chảy theo chiều như hình vẽ. Trong biến áp T₂, lực từ động (mmf) của hai dòng điện sẽ triệt tiêu lẫn nhau và điện áp thực tế trên cửa 2 sẽ bằng 0. Công suất tín hiệu vào từ cửa 1 được chia đôi vào hai cửa 3 và 4. Nếu nguồn áp được mắc vào cửa 2 thay vì cửa 1. Cũng sẽ nhận được kết quả tương tự trừ khi điện áp đặt vào cửa 1 bằng 0.

Xét tình huống khi một nguồn áp được mắc vào cửa 3. Các điện áp mắc qua hai nửa của cửa 4 sẽ triệt tiêu lẫn nhau. Tuy nhiên, các điện áp:

$$\frac{N_1}{2N_2} V_3 \quad (8.5.6)$$

sẽ xuất hiện trên các cửa 1 và 2. Việc bố trí này có thể được sử dụng như một bộ biến đổi nếu máy phát được nối vào cửa 1, máy thu nối vào cửa 2, còn đường dây thoại được nối vào

cửa 3 miễn là một trở kháng bằng trở kháng đường truyền được mắc vào cửa 4. Tuy nhiên, thông thường ứng dụng của nó là bộ biến đổi 4 sang 2 dây, bốn dây được mắc vào cửa 1 và 2 còn hai dây được mắc vào cửa 3.



Hình 8.42. Bộ biến đổi 4 sang 2 dây.

8.6 TỔNG ĐÀI

8.6.1 Tổng đài nhân công

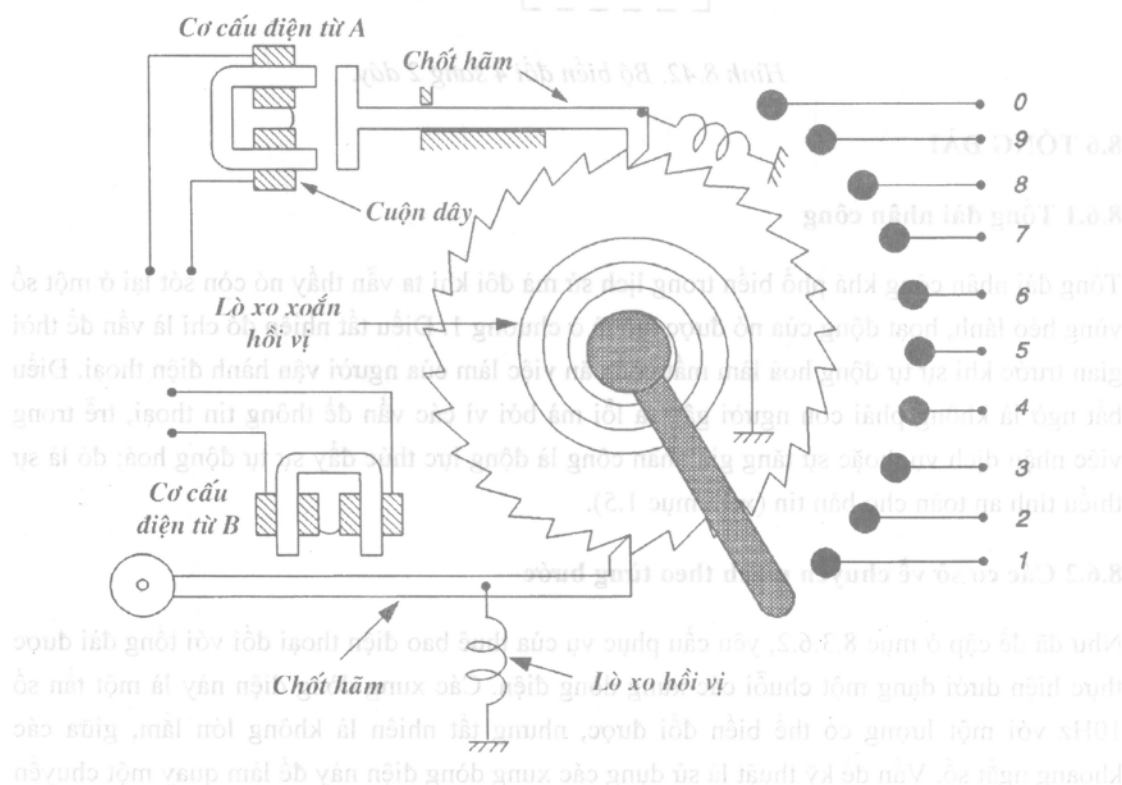
Tổng đài nhân công khá phổ biến trong lịch sử mà đôi khi ta vẫn thấy nó còn sót lại ở một số vùng hẻo lánh, hoạt động của nó được mô tả ở chương 1. Điều tất nhiên đó chỉ là vấn đề thời gian trước khi sự tự động hoá làm mất công ăn việc làm của người vận hành điện thoại. Điều bất ngờ là không phải con người gây ra lỗi mà bởi vì các vấn đề thông tin thoại, trễ trong việc nhận dịch vụ, hoặc sự tăng giá nhân công là động lực thúc đẩy sự tự động hoá; đó là sự thiếu tính an toàn cho bản tin (xem mục 1.5).

8.6.2 Các cơ sở về chuyển mạch theo từng bước

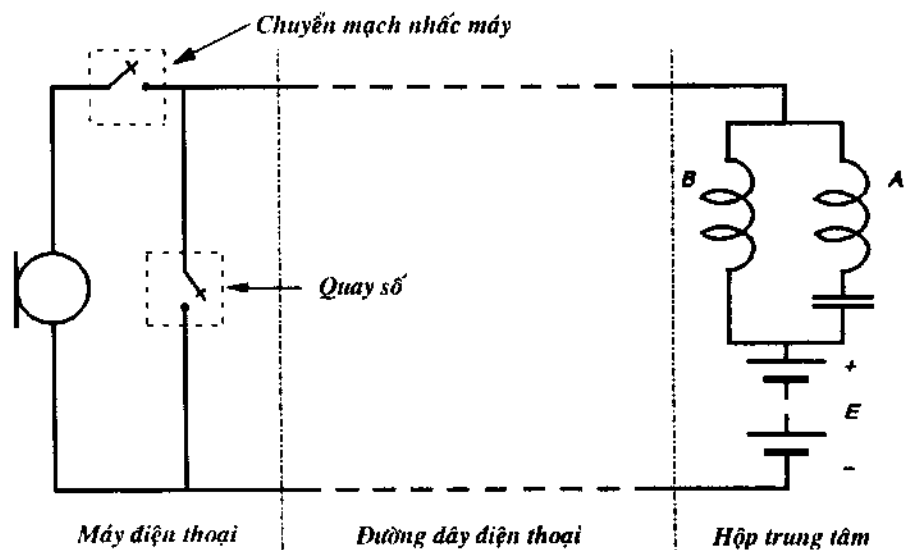
Như đã đề cập ở mục 8.3.6.2, yêu cầu phục vụ của thuê bao điện thoại đối với tổng đài được thực hiện dưới dạng một chuỗi các xung dòng điện. Các xung dòng điện này là một tần số 10Hz với một lượng có thể biến đổi được, nhưng tất nhiên là không lớn lắm, giữa các khoảng ngắt số. Vấn đề kỹ thuật là sử dụng các xung dòng điện này để làm quay một chuyển mạch cơ khí sang vị trí yêu cầu để thực hiện việc kết nối.

Để thuận lợi cho việc mô tả quy trình này bắt đầu xét một tổng đài loại nhỏ giả thiết có 10 thuê bao, xung quay số đã được đề cập ở mục 8.3.6.2. Dưới các điều kiện này, việc chuyển mạch sẽ xảy ra khi một chuỗi đơn các xung quay số nhận được từ thuê bao gọi. Hình 8.43 biểu diễn một cơ cấu điện cơ phức tạp có nhiệm vụ thực hiện chức năng chuyển mạch. Bánh răng được gắn vào một cánh tay quét và nó được hãm bằng một lò xo để giữ cho nó quay trở lại vị trí như hình vẽ. Khi một xung được đưa tới cơ cấu điện từ A, chốt hãm kéo bánh răng một khoảng thích hợp làm cho cánh tay quét rời khỏi điểm tiếp xúc này sang điểm tiếp xúc tiếp theo. Bánh răng bị ngăn không cho quay ngược trở lại vị trí của nó sau mỗi xung bằng một chốt hãm và cơ cấu điện từ B.

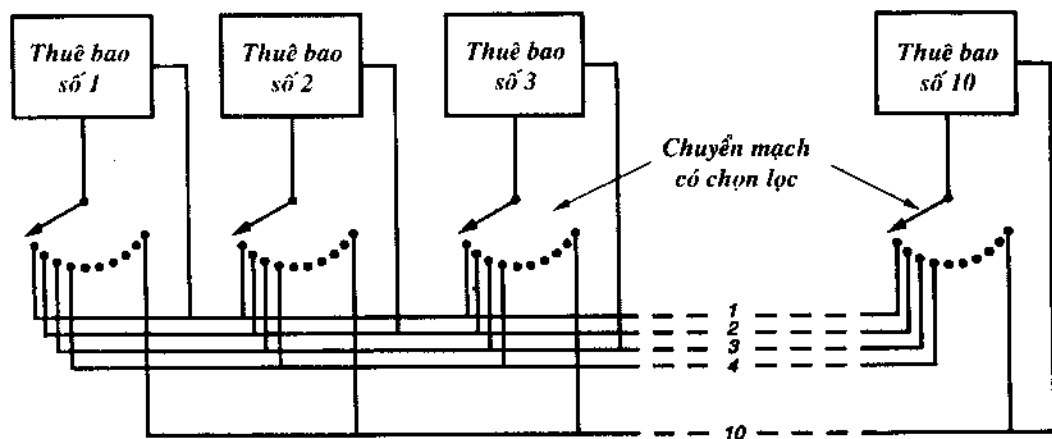
Xét mạch điện vẽ ở hình 8.44. Để thiết lập một cuộc gọi, thuê bao nhắc ống nói, theo đó làm đóng chuyển mạch nhắc máy. Dòng một chiều chảy qua cuộn điện từ B và khởi động chốt hãm không cho bánh răng quay theo chiều kim đồng hồ; tuy nhiên nó vẫn có thể quay tự do theo hướng ngược chiều kim đồng hồ. Bây giờ, thuê bao thực hiện quay số và ngắt mạch đường dây bảy lần. Dòng xoay chiều được tạo ra chảy qua cơ cấu điện từ A và làm cho nó làm việc bảy lần, làm quay cánh tay chuyển mạch sang vị trí tiếp xúc cố định thứ bảy. Không ai biết rằng hệ thống điện thoại đã thực hiện việc này. Bây giờ cuộc đàm thoại có thể được tiến hành. Khi cuộc gọi kết thúc, ống nghe được đặt vào vị trí cũ làm hồ vòng điện một chiều, cơ cấu điện từ B được hoạt động trở lại, chốt hãm di chuyển khỏi bánh răng và, dưới tác động của lò xo hồi vị, cánh tay chuyển mạch đưa nó về vị trí ban đầu.



Hình 8.43. Một chuyển mạch cơ điện cho một tổng đài 10 thuê bao.



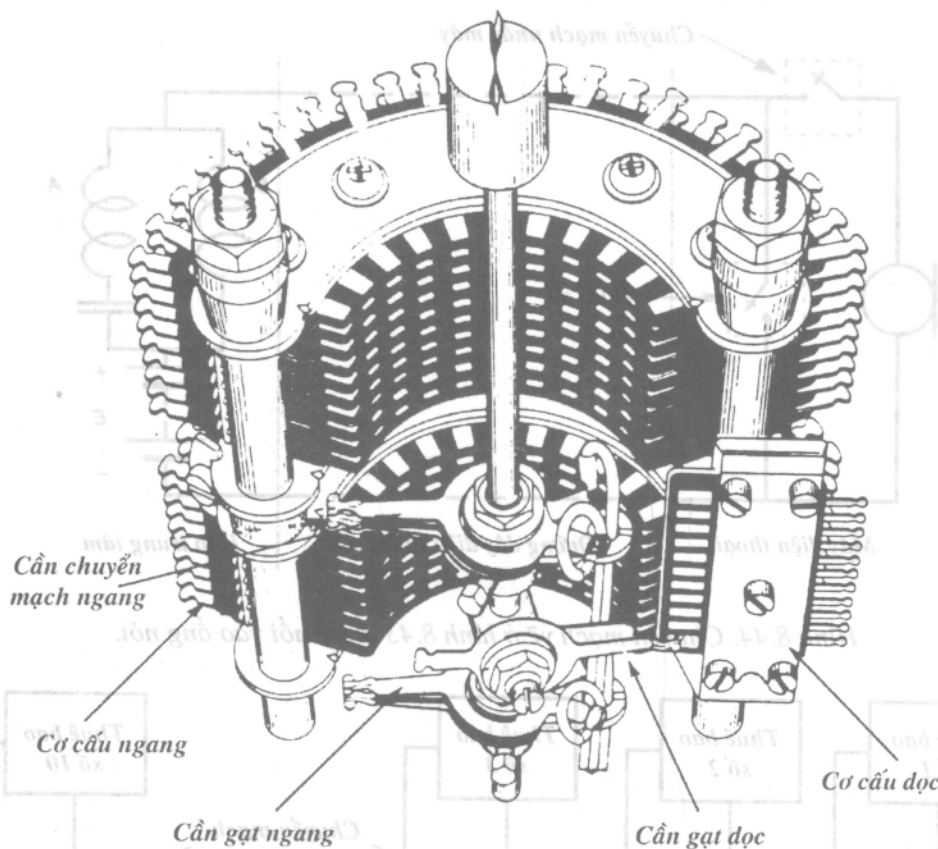
Hình 8.44. Chuyển mạch vẽ ở hình 8.43 được nối vào ống nói.



Hình 8.45. Hệ thống điện thoại 10 thuê bao hoàn chỉnh.

Mỗi cụm mười thuê bao được kết nối cùng với 10 chuyển mạch và cả 10 chuyển mạch được kết nối như vẽ ở hình 8.45. Một hệ thống chuyển mạch như vậy có thể được mở rộng tới 100 thuê bao bằng cách thực hiện một số thay đổi sau:

- (1) Việc quay số sẽ bao gồm hai luồng xung với các khoảng dừng thích hợp giữa các luồng xung.
- (2) Mỗi khối 10 bộ chuyển mạch sẽ được nối tới 10 chuyển mạch khác giống hệt (thứ cấp).
- (3) Một số sắp xếp về điện hoặc cơ khí sẽ được thực hiện để truyền luồng thứ hai của các xung tới nhánh của các chuyển mạch thứ cấp.



Hình 8.46. Chuyển mạch Strowger minh họa các nhánh ngang và dọc như các thanh gạt.

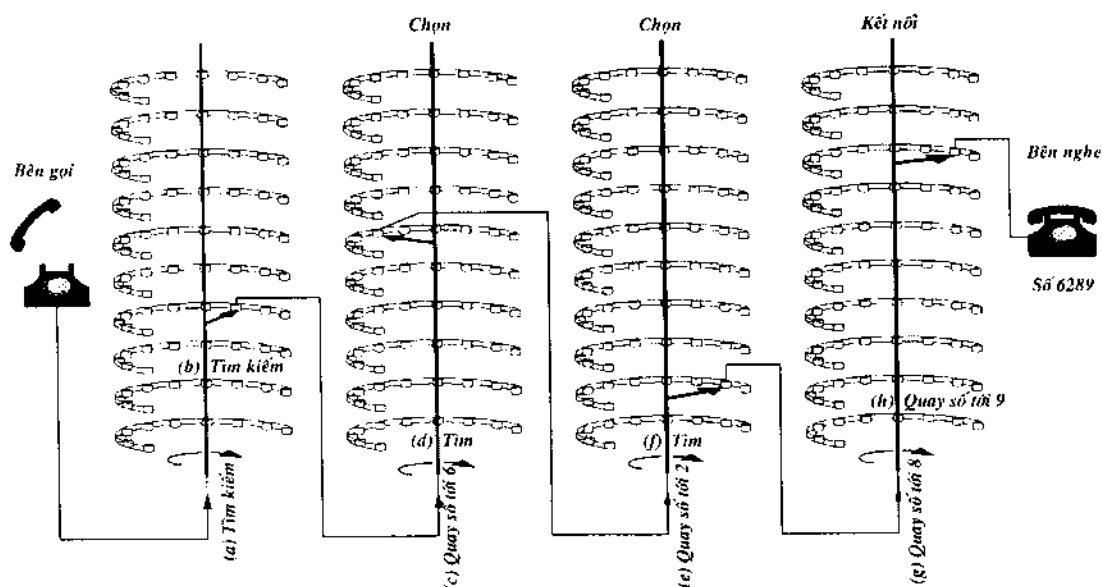
Việc mở rộng nhiều hơn nữa tới 1000 và 10000 thuê bao có khả năng thực hiện được bằng các thay đổi thích hợp ở tổng đài trung tâm và việc đưa vào các mã quay số ba và bốn số tương ứng. Có thể thực hiện một hệ thống như vậy và nó sẽ làm việc rất tốt, trừ yếu tố thực tế là nó sẽ có kích thước rất lớn, do đó làm cản trở cho việc sản xuất, lắp đặt và vận hành.

8.6.3 Chuyển mạch Strowger

Bạn có thể tưởng tượng một phiên bản mới của thiết bị thay thế cơ điện như minh họa ở hình 8.43, bằng việc chuyển động theo hai hướng, sau đó bạn sẽ có một ý tưởng rất tốt về việc chuyển mạch Strowger làm việc như thế nào. Chuyển mạch Strowger trong thực tế được vẽ ở hình 8.46.

Có hai cơ cấu cơ điện: một cơ cấu dọc và một cơ cấu ngang. Có 10 vị trí dọc và 10 vị trí ngang. Một chuyển mạch như vậy có thể cung cấp lên tới 100 thuê bao và do đó yêu cầu hai luồng xung. Cơ cấu thứ nhất di chuyển cần chuyển mạch lên trên - tới mức thứ ba nếu có ba xung trong luồng. Trong khoảng dừng số, việc điều khiển được chuyển sang cơ cấu ngang, luồng thứ hai của xung di chuyển cần chuyển mạch theo phương ngang tới vị trí thứ 7 - nếu có bảy xung, để nối vào số 37. Kết thúc cuộc đàm thoại chuyển mạch phải được quay trở lại vị trí ban đầu.

Thay 10 vị trí chuyển mạch ở hình 8.45 bằng các chuyển mạch Strowger, sẽ biến một trung kế 10 đường thành một trung kế 100 đường. Điều này nói lên rằng lần đầu tiên chuyển mạch hai chiều giải quyết được vấn đề kinh tế; nhưng trên thực tế nó phức tạp hơn chuyển mạch 10 vị trí rất nhiều và do đó đắt tiền hơn. Giải pháp cho vấn đề kinh tế được tìm ra song song với thực tế là một trung kế 100 đường thì khả năng xảy ra trường hợp 50 cuộc gọi cùng tiến hành đồng thời là rất hiếm. Do không cần phải thiết kế hệ thống có dung lượng hoạt động tối đa. Việc nghiên cứu về các thống kê lưu lượng cho thấy rằng hệ thống có thể được thiết kế để đáp ứng cho một số cuộc gọi (thường vào khoảng 10% số thuê bao) và nếu xảy ra trường hợp nhu cầu liên lạc nhiều hơn số lớn nhất này thì dịch vụ sẽ bị từ chối. Điều này dẫn đến việc phải thiết kế lại các tổng đài để các thuê bao có thể sử dụng một số lượng đáng kể các thiết bị chung. Mỗi cuộc gọi tới thiết lập một sự tìm kiếm một tuyến thông tin còn rỗi qua hệ thống và, nếu không còn tuyến nào rỗi, một tín hiệu báo bận sẽ được phúc đáp. Việc thảo luận chi tiết quá trình làm việc bên trong của tổng đài không cần thiết khi mục đích của phần này là để phát triển một sự đánh giá chung của việc một cuộc gọi được kết nối như thế nào. Hình 8.47 minh họa một kết nối đơn giản sử dụng các bộ dò tìm đường dây, bộ lựa chọn và các bộ kết nối.



Hình 8.47. Một kết nối đơn giản qua từng bước tổng đài.

8.6.4 Cơ sở của chuyển mạch ngang dọc

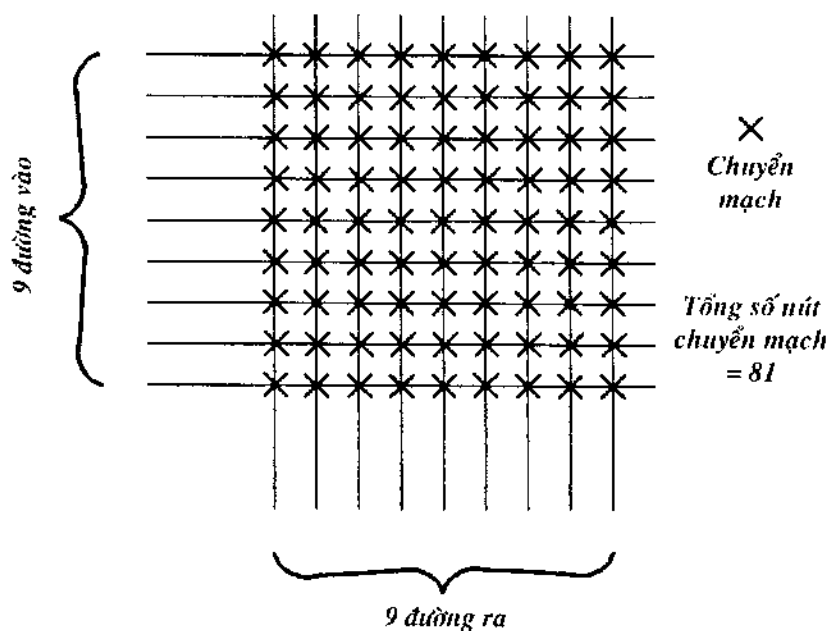
Cơ sở của hệ thống chuyển mạch ngang dọc là thứ được lưu trữ trong tài liệu hướng dẫn về tổng đài và được minh họa ở hình 8.48.

Trong một tổng đài 9 thuê bao giả thiết, mỗi thuê bao được biểu diễn theo các thành phần dọc và ngang của matrận. Để có thể nối được tới hai thuê bao bất kỳ thì cần phải có 81 điểm tiếp xúc. Trong hệ thống ngang dọc, sử dụng hai role để đóng một tiếp điểm sang phần

từ dọc và một phần từ ngang khác. Như trong các cấu hình tổ chức của tổng đài khác, có thể giảm số tiếp điểm bằng cách:

- (1) Tổ chức tại các kết nối như vẽ ở hình 8.49 (a). Điều này cho thấy số tiếp xúc đã giảm xuống còn 54.
- (2) Khi đó khả năng các thuê bao sử dụng điện thoại của mình đồng thời tại một thời điểm là rất nhỏ, để số lượng cuộc đàm thoại qua tổng đài lớn nhất là 3. Bằng cách sử dụng ba kết nối như vẽ ở hình 8.49(b), vẫn có khả năng kết nối mỗi thuê bao với nhau sao cho không ra đồng thời 3 cuộc gọi một lúc.

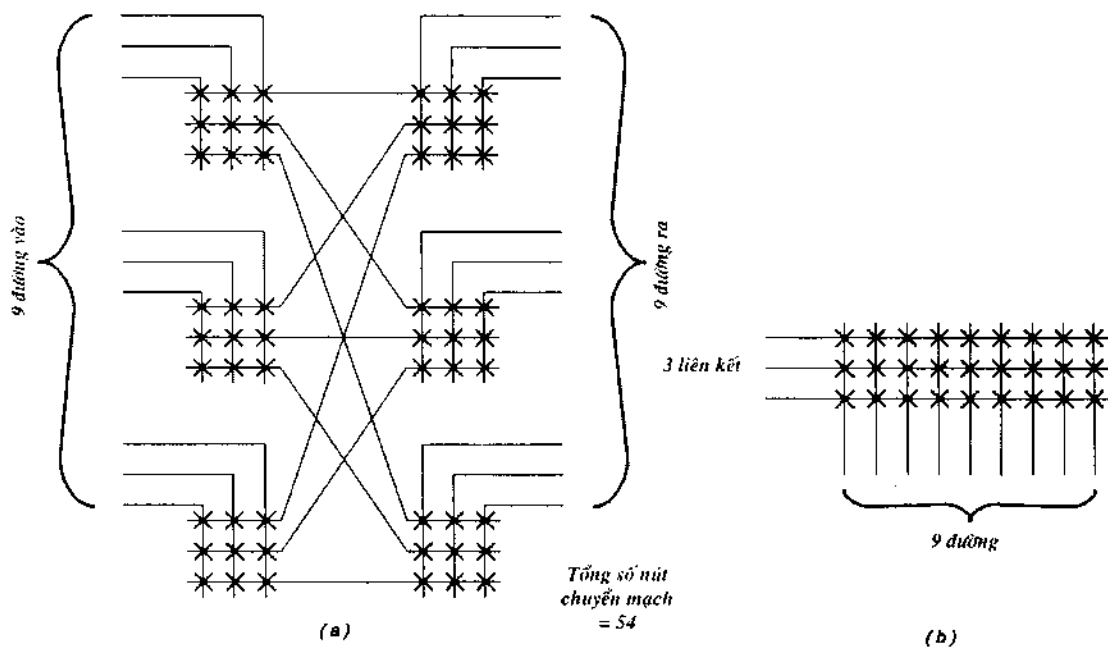
Quá trình sử dụng như vậy và các cấu hình tương tự để làm giảm số chuyển mạch được xem như sự trung chuyển.



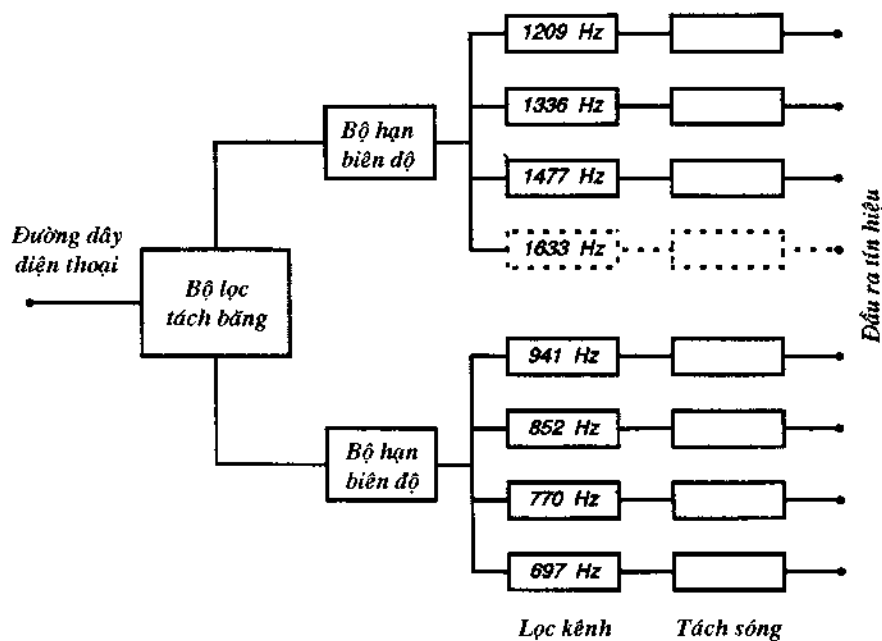
Hình 8.48. Minh họa của chuyển mạch ngang dọc với một tổng đài 9 thuê bao biểu diễn tất cả 81 kết nối.

8.6.5 Bộ nhận âm báo tổng đài

Trước đây việc thảo luận về chuyển mạch trong tổng đài dựa trên cơ sở các tín hiệu xung 10 Hz được tạo ra bằng mâm quay số hoặc các mô phỏng của nó. Việc sử dụng âm quay số trong hệ thống điện thoại đã phát triển nhanh chóng vì nó nhanh hơn và hứa hẹn khả năng sử dụng hệ thống điện thoại cho các mục đích phi thoại khác. Đã có rất nhiều ứng dụng gia đình và thiết bị văn phòng có thể được kết nối vào hệ thống điện thoại và được điều khiển từ một bộ định vị từ xa bằng cách quay mã đặc biệt. Như đã thảo luận trước đây, âm quay số tạo ra hai tần số riêng biệt khi một phím được nhấn. Bằng cách nhận dạng hai tần số này thì số của phím có thể được giải mã. Hệ thống giải mã tín hiệu được vẽ ở hình 8.50.



Hình 8.49. (a) Mô hình một chuyển mạch cho một tổng đài chín thuê bao với số tiếp điểm được giảm xuống còn 54. (b) Việc sử dụng ba liên kết sẽ làm giảm số cuộc đàm thoại được thực hiện đồng thời.



Hình 8.50. Sơ đồ khối của bộ thu âm báo hiệu tại tổng đài.

Tín hiệu báo hiệu đi qua một bộ lọc tách băng, nó sẽ thực hiện tách từ nhóm tần số thấp tới tần số cao. Mỗi nhóm được khuếch đại và hạn chế để tạo ra các xung vuông. Tín hiệu được lọc một lần nữa bằng các bộ lọc kênh, sau đó được đưa tới tần số chỉ thị. Tín hiệu

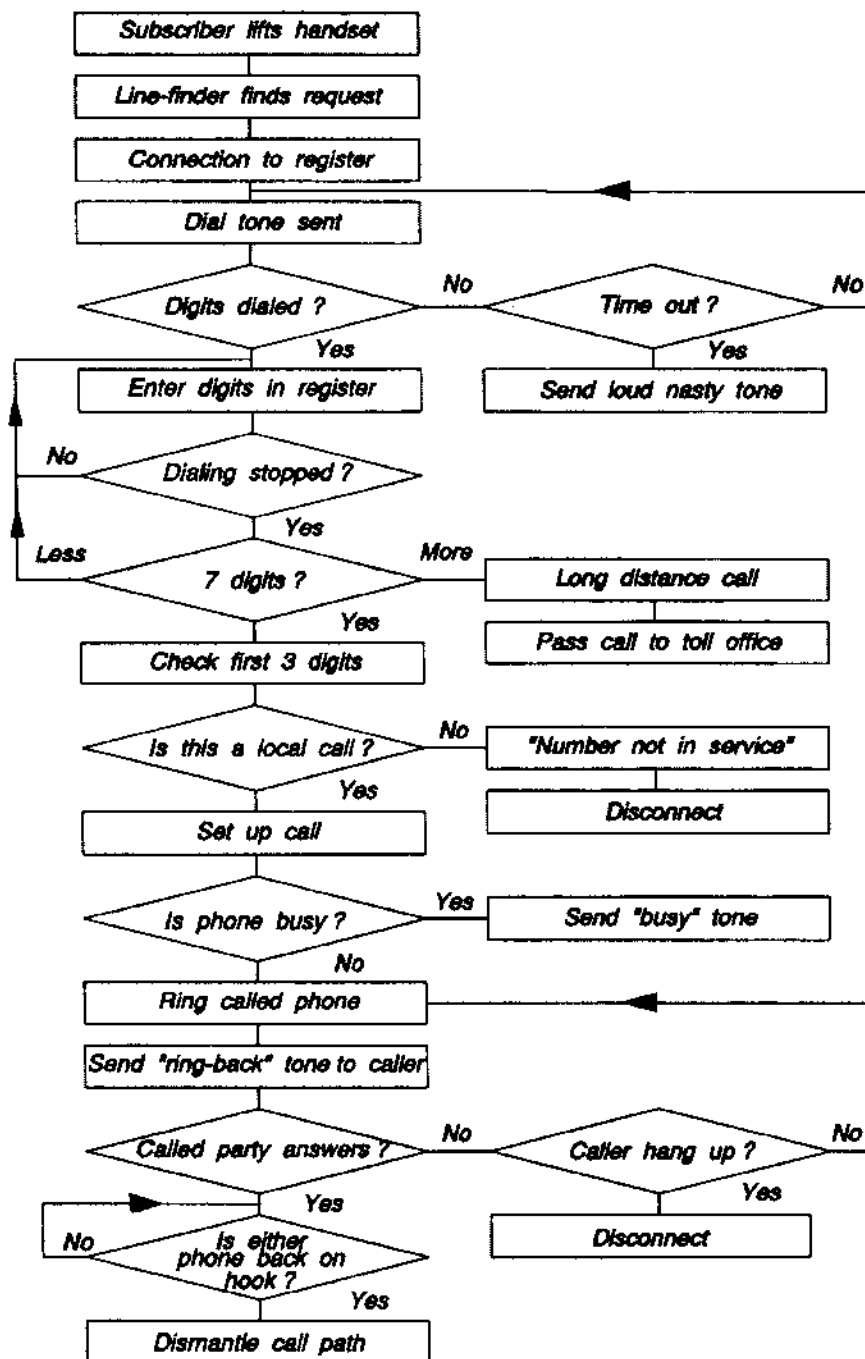
ra từ bộ lọc kênh được chỉnh lưu bởi các bộ tách sóng để chỉ thị sự hiện diện (1) hoặc không có (0) các tần số được tạo ra bằng việc quay số. Đối với một đầu ra hợp lệ, nó phải có sự hiện diện của hai tần số, một tần số từ mỗi nhóm tần số. Hệ thống có một số tính năng gắn liền với việc ngăn chặn lỗi nhận dạng các tín hiệu âm tần khác như các tín hiệu hợp lệ.

8.6.6 Các thành phần của chuyển mạch điện tử

Nguyên lý của chuyển mạch điện tử giống với kỹ thuật ngang dọc nhưng với các chuyển mạch cơ điện được thay bằng các linh kiện điện tử. Các ưu điểm được cải thiện đó là tốc độ hoạt động, tăng độ tin cậy và giảm giá thành. Trong quá trình phát triển của nó một số mô hình cố gắng thực hiện nhưng không cái nào làm việc được bởi vì việc thay các tiếp xúc kim loại với kim loại trong các chuyển mạch cơ điện bằng các chuyển mạch bán dẫn không thích hợp. Khái niệm chuyển mạch điện tử phải chịu một sự thay đổi cơ bản trước khi giành được thành công. Vấn đề đó là kỹ thuật chuyển mạch ngang dọc dựa trên ghép kênh phân chia theo không gian (SDM) - một phép gần đúng dựa trên sự tìm kiếm đa hướng cho các cuộc đàm thoại khác nhau thông qua tổng đài bằng việc phân biệt chúng trong không gian, khi đó, bằng cách phân cho mỗi tuyến một khoảng cách hoặc vị trí trong mã trận. Ghép kênh phân chia theo thời gian (TDM), nó sử dụng cùng tuyến cho tất cả các cuộc đàm thoại nhưng phân biệt chúng theo thời gian đã được thực hiện thành công. Ghép kênh phân chia theo thời gian đã được thảo luận ở chương 9.

Trước đây, trong việc thảo luận sự vận hành của tổng đài như thế nào kể từ khi bắt đầu cho tới khi kết thúc một cuộc gọi, ta đã giả thiết rằng hệ thống nằm dưới sự điều khiển trực tiếp của các xung hoặc âm báo hiệu mà ta tạo ra. Thật thuận lợi khi có một bộ nhớ trong hệ thống để thông tin quay số của thuê bao có thể được lưu lại phân tích và xác định lấy một tuyến tối ưu để phục vụ cho cuộc gọi. Trong ngôn ngữ của kỹ sư điện báo, thiết bị nhớ là một thanh ghi (xem Phụ lục E). Xung quay số được đưa tới một dãy thanh ghi dịch hoặc các bộ đếm thập phân, mỗi từ mã thập phân của số được quay. Với âm quay số, đầu tiên các số này được giải mã và sau đó được lưu dưới dạng nhị phân trong một thanh ghi dịch. Cái mà ta có là một mô các chuyển mạch và một bộ nhớ trong đó các câu lệnh có thể được lưu trữ, phục hồi và hoạt động theo đúng trình tự từ trên xuống. Để làm rõ vấn đề này ta xét hoạt động xảy ra trong tổng đài khi thiết lập một cuộc gọi. Mô hình được biểu diễn dưới dạng sơ đồ ở hình 8.51.

Sơ đồ khối gần giống với sơ đồ thuật toán của một chương trình máy tính. Nó thực sự là một chương trình máy tính và nói chung các câu lệnh có thể được thực hiện bởi một máy tính với thiết bị ngoại vi thích hợp. Tổng đài hiện đại có một máy tính chuyên dụng nó sẽ điều khiển hướng cho mỗi cuộc gọi. Con người đơn giản chỉ giám sát thiết bị và chỉ can thiệp vào khi một bộ phận nào đó hỏng hoặc khi chúng đưa ra các thông báo thiết bị làm không đúng theo cài đặt.



Hình 8.51. Sơ đồ khối đơn giản của việc thiết lập một cuộc gọi.
Tương tự như sơ đồ thuật toán của một chương trình máy tính.

CÂU HỎI ÔN TẬP

- 8.1 Mô tả các tính năng ưu việt của micro cacbon làm cho có thích hợp với hệ thống điện thoại. Một Micro cacbon có điện trở tĩnh bằng 75Ω được mắc nối tiếp với một nguồn

12V và một điện trở tải R . Một sóng âm thanh đập vào Micro tạo thành một sự biến thiên trở kháng của Micro có dạng sin với giá trị đỉnh bằng 15% giá trị tĩnh. Giá trị điện trở tải R bằng bao nhiêu nếu thành phần hài bậc hai của dòng điện bằng 7,5% của dòng điện ở tần số thực nghiệm? Tính công suất tín hiệu đưa vào R tại tần số thực nghiệm và giải thích.

8.2 Một bộ biến đổi A/D dạng xấp xỉ có đầu ra gồm 8 bit. Đầu vào của bộ biến đổi bằng $0,82564 V_R$, với V_R là điện áp chuẩn

Bộ biến đổi A/D làm việc ở tần số đồng hồ 1MHz

(1) Xác định tổng lỗi của việc biến đổi.

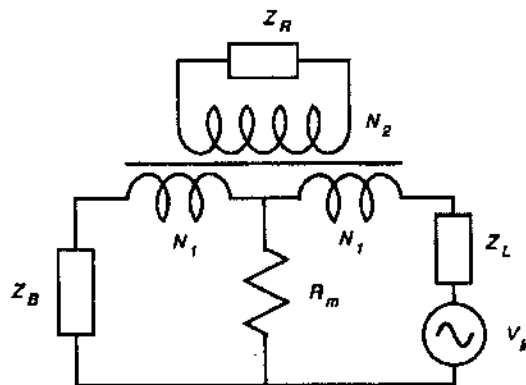
(2) Tính thời gian thực hiện việc biến đổi

Nếu một sự biến đổi được thực hiện trong bộ biến đổi A/D sao cho nó đếm từ 0 và tăng giá trị của bit LSB sau mỗi xung đồng hồ (bộ biến đổi A/D đếm sườn dốc), nguyên nhân nào gây ra sai số biến đổi theo thời gian được cho bởi (2) khi $LSB = 0,001 V_R$? Sẽ mất thời gian bao lâu để bộ biến đổi A/D kiểu đếm sườn dốc đạt được cùng độ chính xác biến đổi như bộ biến đổi A/D kiểu xấp xỉ liên tiếp.

8.3 Thiết kế một bộ dao động đa hài song ổn sử dụng một nguồn cung cấp 12V một chiều. Bộ dao động đa hài điều khiển một tải yêu cầu 1mA. Chỉ ra bạn sẽ chuyển bộ dao động đa hài thành một flip-flop như thế nào để flip-flop tạo thành một hàm chia cho 2.

8.4 Sử dụng các cổng số chuẩn thiết kế một mạch điện dùng chia một tần số đồng hồ cho các số nguyên sau: 7, 19, 25, 47, 77 và 92.

8.5 Thanh ghi dịch là gì, và nó làm việc như thế nào? Minh họa câu trả lời của bạn bằng việc thiết kế một thanh ghi dịch 4 phần tử. Minh họa hai ứng dụng có sử dụng thanh ghi dịch.



Hình 8.52

8.6 Nội âm là gì và nó có thể được sử dụng để cải thiện các sở thích của việc nói của người sử dụng điện thoại như thế nào? Việc điều khiển nội âm còn có những ưu điểm gì khác nữa? Với sự trợ giúp của một sơ đồ mạch điện thích hợp, mô tả sự hoạt động của một mạch điện triệt nội âm điển hình.

Mạch điện hình 8.52 biểu diễn một biến áp ghép ở chế độ thu với R_m là trở kháng micro. Giả thiết rằng $Z_L = Z_B = 90\Omega$, $Z_R = 90\Omega$, và $N_1 = N_2 = 200$ vòng, tính công suất tiêu thụ của điện trở Z_R khi $V_m = 1V$ hiệu dụng và phản kháng của cuộn N_1 bằng 1200Ω tại tần số làm việc. [Gợi ý: Biến đổi tải Z_L thành sơ cấp của biến áp].

8.7 Trong việc thiết kế các mạch điện số thường thấy hai cổng NOT được mắc nối tiếp nhau. Mục đích của việc kết nối này là gì ?

Chỉ sử dụng các cổng NOR hai đầu vào, hãy chỉ ra bằng cách nào bạn có thể tạo ra:

1. Cổng NOT
2. Cổng OR hai đầu vào hoặc
3. Cổng AND hai đầu vào.

XỬ LÝ TÍN HIỆU TRONG HỆ THỐNG ĐIỆN THOẠI

9.1 LỜI GIỚI THIỆU

Quá trình xử lý tín hiệu trên mạch vòng thuê bao chỉ thực hiện được khi xuất hiện điện thoại số. Thực tế, yêu cầu về xử lý tín hiệu không được đặt ra. Phần lớn các mạch vòng thuê bao cho phép truyền tín hiệu thoại mà không gặp khó khăn và trong những trường hợp đường truyền dài hơn bình thường, để truyền tín hiệu thành công thì “tải” đường truyền sẽ được sử dụng.

Quá trình xử lý tín hiệu nhằm hai mục đích chính:

1. Cải thiện chất lượng truyền tín hiệu trên kênh truyền thông điện thoại.
2. Hạ giá thành truyền thông bằng việc cải thiện hiệu quả sử dụng kênh truyền.

Nói chung, chất lượng kênh truyền có xu hướng giảm đi theo khoảng cách. Ngoài ra, để lắp đặt và duy trì các kênh truyền với khoảng cách xa là rất tốn kém. Như vậy, càng nhiều bản tin được truyền đi trong cùng một thời gian cho trước thì giá thành cho mỗi bản tin càng thấp. Do đó, trên kênh đường dài (trung kế) thực hiện kỹ thuật xử lý tín hiệu sẽ thành công nhất. Trong chương này, các kỹ thuật xử lý tín hiệu thông dụng dùng trong hệ thống điện thoại và một số các mạch được sử dụng sẽ được trình bày.

9.2 GHÉP KÊNH PHÂN CHIA THEO TẦN SỐ (FDM)

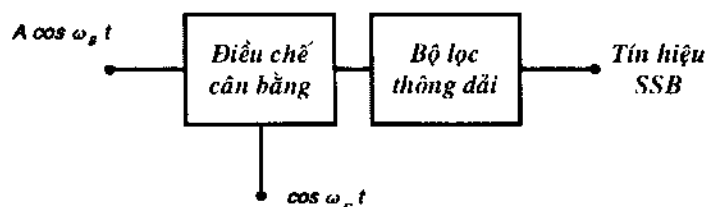
Ghép kênh phân chia theo tần số (FDM) là kỹ thuật nhiều tín hiệu có thể truyền trên cùng một kênh bằng việc dùng chúng để điều chế các tín hiệu sóng mang có tần số thích hợp và khác nhau để chúng không gây nhiễu cho nhau. Việc phân phối các tần số sóng mang nhất định cho các trạm vô tuyến để phát quảng bá và những mục đích khác, trong thực tế, đó là

FDM. Nó có thể được sử dụng với điều biên cũng như các dạng điều chế khác. Trong lĩnh vực điện thoại, FDM được dùng kết hợp với điều biên.

Trong điều biên thông thường, sóng mang biên trên và biên dưới được truyền đi. Khi độ sâu điều chế là 100%, biên độ của điện áp sóng mang lớn gấp hai lần so với các biên. Do đó, năng lượng của sóng mang sẽ bằng 2/3 năng lượng tổng. Tuy nhiên, sóng mang lại không mang thông tin. Mỗi biên mang 1/6 năng lượng tổng. Trong phát sóng vô tuyến, điều chế có độ sâu 100% không bao giờ dùng do năng lượng của các biên quá nhỏ. Chú ý rằng nội dung thông tin được lặp lại ở mỗi biên tần. Rõ ràng rằng một cách để đối phó với tác động tiêu cực của tạp âm lên nội dung thông tin được truyền là chuyển càng nhiều năng lượng vào một trong các biên tần càng tốt. Một lợi ích phụ của phương pháp này là băng thông yêu cầu giảm còn một nửa so với giá trị ban đầu. Như vậy, nó có thể truyền gấp đôi lượng thông tin so với trước trên cùng một kênh. Truyền trên một biên tần trong phương pháp AM gọi là điều chế đơn biên (SSB). Giá phải trả cho lợi ích này là để giải điều chế tín hiệu đơn biên cần phải khôi phục sóng mang tại phía thu. Sóng mang đã được khôi phục phải đồng bộ với sóng mang gốc, ngoài ra giải điều chế sẽ sinh ra tín hiệu méo không thể chấp nhận được. Việc cung cấp một bộ dao động nội đồng bộ đòi hỏi thiết bị phức tạp ở cả phía phát cũng như phía thu. Trong phát vô tuyến SSB, dạng suy hao của sóng mang được truyền kèm theo tín hiệu. Nó được dùng để đồng bộ dao động nội trong máy thu. Trong hệ thống điện thoại, tín hiệu chủ do trung tâm phát ra sẽ được phân phối cho mọi trạm nhánh để phục vụ giải điều chế. Trong một số trường hợp, bộ dao động nội không đồng bộ được sử dụng. Nếu lỗi tần số là nhỏ (xấp xỉ $\pm 5\text{Hz}$), giải điều chế thành công được coi là thành công.

9.2.1 Cách tạo các tín hiệu đơn biên

Sơ đồ khối của máy phát tín hiệu SSB cho ở hình 9.1.



Hình 9.1. Sơ đồ khối bộ điều chế SSB.

Tín hiệu điều chế và sóng mang về cơ bản được nhân lên bởi bộ điều chế cân bằng để tạo ở đầu ra DSB-SC. Lọc thông dải sẽ cắt bỏ hoặc biên dưới hoặc biên trên:

$$f(t) = A \cos \omega_s t \cos \omega_c t \quad (9.2.1)$$

$$f(t) = \frac{A}{2} [\cos(\omega_c + \omega_s)t + \cos(\omega_c - \omega_s)t] \quad (9.2.2)$$

Giả sử rằng biên trên bị loại bỏ, ta có:

$$f_1(t) = \frac{A}{2} \cos(\omega_c - \omega_s)t \quad (9.2.3)$$

Để loại bỏ biên trên cần phải có một bộ lọc thông dải với đặc tính truyền đạt rất dốc tại tần số sóng mang. Điều này không dễ thực hiện được trong thực tế, nhưng nhiệm vụ sẽ trở nên đơn giản hơn khi tín hiệu điều chế ω_s không có thành phần tần số thấp. Trong điều kiện đó, các bộ lọc điện cơ và thạch anh có thể được thiết kế để khử biên trên. Đây là trường hợp đối với kênh thoại có tần số danh định từ 300Hz tới 3000Hz.

Từ phương trình (9.2.3) chỉ biên tần dưới được truyền. Tại phía thu, tín hiệu được giải điều chế (nhân) bởi sóng mang $\cos \omega_c t$. Kết quả là

$$f_2(t) = \frac{A}{2} \cos(\omega_c - \omega_s)t \cos \omega_c t \quad (9.2.4)$$

$$f_2(t) = \frac{A}{4} \cos \omega_s t + \frac{A}{4} \cos(2\omega_c - \omega_s)t \quad (9.2.5)$$

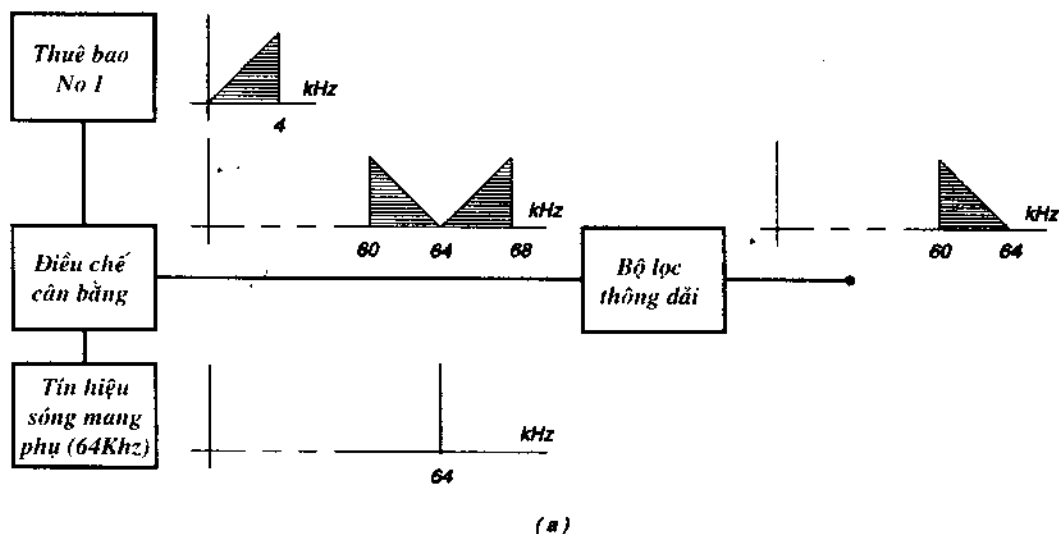
Một bộ lọc thông thấp được dùng để phân tách tín hiệu mong muốn tại tần số ω_s ra khỏi tín hiệu tại tần số $(2\omega_c - \omega_s)$.

9.2.2 Thiết kế các thành phần mạch điện

Bộ điều chế cân bằng đã được trình bày ở mục 4.4.2.3. Thiết kế bộ lọc vượt ra ngoài phạm vi của cuốn sách này nhưng một danh sách tiêu biểu cho các cuốn sách về bộ lọc được cung cấp trong danh mục ở cuối chương 3.

9.2.3 Cấu trúc một nhóm cơ bản

Trong một hệ thống trung kế, 12 kênh cấu thành nên một nhóm cơ bản. Nhóm cơ bản được cấu thành nên bởi điều chế đơn biên SSB của 12 thuê bao tại các tần số 64, 68, 72, ..., 108 kHz. Các sóng mang này được tạo ra từ một bộ dao động thạch anh 4kHz và được nhân với hệ số thích hợp. Các biên tần trên bị loại bỏ và chúng được cộng lại tạo nên nhóm. Hình 9.2 (a) cho sơ đồ khối kênh 1. Hình 9.2 (b) cho phổ của nhóm cơ bản.



Hình 9.2. Cấu trúc của nhóm cơ bản với phổ tần số của nó.

Đối với trung kế dung lượng thấp, nhóm cơ bản có thể truyền mà không cần xử lý thêm gì nữa. Kênh truyền có thể là cáp xoắn kép đôi hoặc cáp đồng trục.

9.2.4 Cấu trúc một siêu nhóm cơ bản

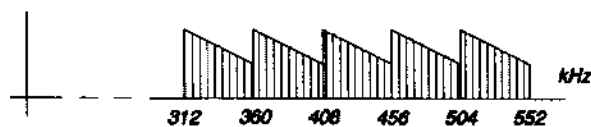
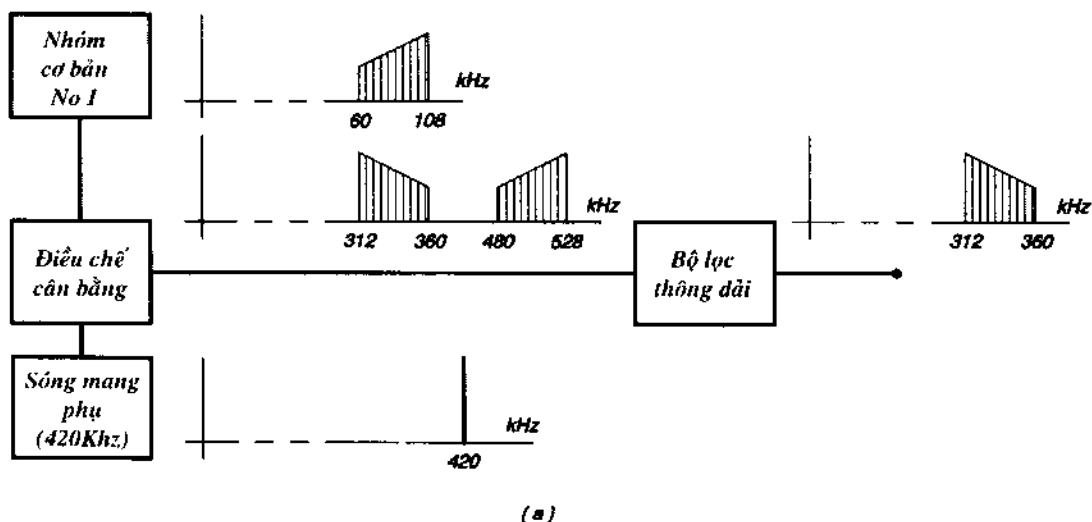
Đối với các kênh dung lượng lớn hơn, năm nhóm cơ bản được tổ hợp lại để tạo thành một siêu nhóm cơ bản. Hình 9.3(a) minh họa sơ đồ khối của siêu nhóm cơ bản 1. Chú ý rằng để thực hiện lọc để hơn tần số sóng mang được chọn là 420 kHz. Hình 9.3 (b) minh họa phổ tần số của siêu nhóm cơ bản.

Bảng 9.1 đưa ra các tần số sóng mang và các băng thông đối với mỗi siêu nhóm cơ bản. Đối với trung kế 64 kênh, tín hiệu có thể được truyền trong dạng này. Vẫn một cáp xoắn kép có khuếch đại và cáp đồng trục có thể là phương tiện truyền dẫn.

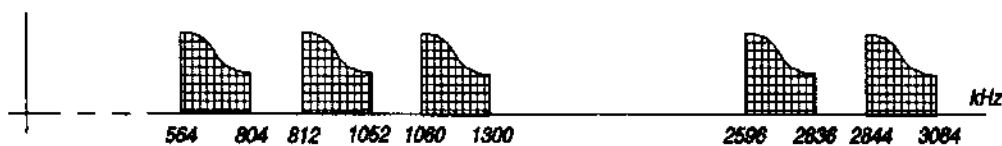
Bảng 9.1

Số siêu nhóm	Tần số sóng mang (kHz)	Băng thông (kHz)
1	420	312 ÷ 360
2	468	360 ÷ 408
3	516	408 ÷ 456
4	564	456 ÷ 504
5	612	504 ÷ 552

Thông qua việc tổ hợp 12 nhóm cơ bản vào một siêu nhóm cơ bản gồm 5 nhóm cơ bản thì rõ ràng các tần số thuê bao, các bộ điều chế cân bằng và các bộ lọc thông dải có thể sẽ lặp lại 5 lần. Nếu nhóm cơ bản được cấu tạo lớn hơn nữa thì các tần số thuê bao có thể sẽ phải tạo mới và các bộ lọc thông dải với đặc tính khác nhau sẽ cần thiết.



Hình 9.3. Cấu trúc của siêu nhóm cơ bản với phổ tần số của nó.



Hình 9.4. Cấu trúc của nhóm chủ cơ bản với phổ tần số của nó.

9.2.5 Cấu trúc một nhóm chủ

Để tạo ra một trung kế 600 kênh, 10 siêu nhóm được tổ hợp lại tạo nên một nhóm chủ cơ bản. phổ tần số của nhóm chủ cơ bản trình bày ở hình 9.4.

Chú ý rằng có những khoảng cách 8kHz giữa phổ của các siêu nhóm cơ bản. Các khoảng cách này được thiết kế nhằm làm cho việc thực hiện lọc dễ dàng hơn. Các tần số sóng mang và băng thông của 10 siêu nhóm được cho ở bảng 9.2.

Siêu nhóm cơ bản có thể truyền trên cáp đồng trục hoặc nó có thể được dùng để điều chế sóng mang 4 GHz cho truyền viba mặt đất hoặc thậm chí truyền theo đường truyền vệ tinh.

Bảng 9.2.

Số siêu nhóm cơ bản	Tần số sóng mang (kHz)	Băng thông (kHz)
1	1116	564 ÷ 804
2	1364	812 ÷ 1052
3	1612	1060 ÷ 1300
4	1860	1308 ÷ 1548
5	2108	1556 ÷ 1796
6	2356	1804 ÷ 2044
7	2652	2100 ÷ 2340
8	2900	2348 ÷ 2588
9	3148	2596 ÷ 2836
10	3396	2844 ÷ 3084

Các nhóm lớn hơn có thể được tạo ra, ví dụ 6 nhóm chủ có thể tổ hợp thành một siêu siêu nhóm với 3600 kênh thoại. Để khôi phục tín hiệu gốc bằng cơ bản từ các nhóm khác nhau, một số thích hợp các bước xử lý giải điều chế/lọc sẽ phải thực hiện. Tại mỗi tầng xử lý giải điều chế, sóng mang chính xác sẽ được phục hồi.

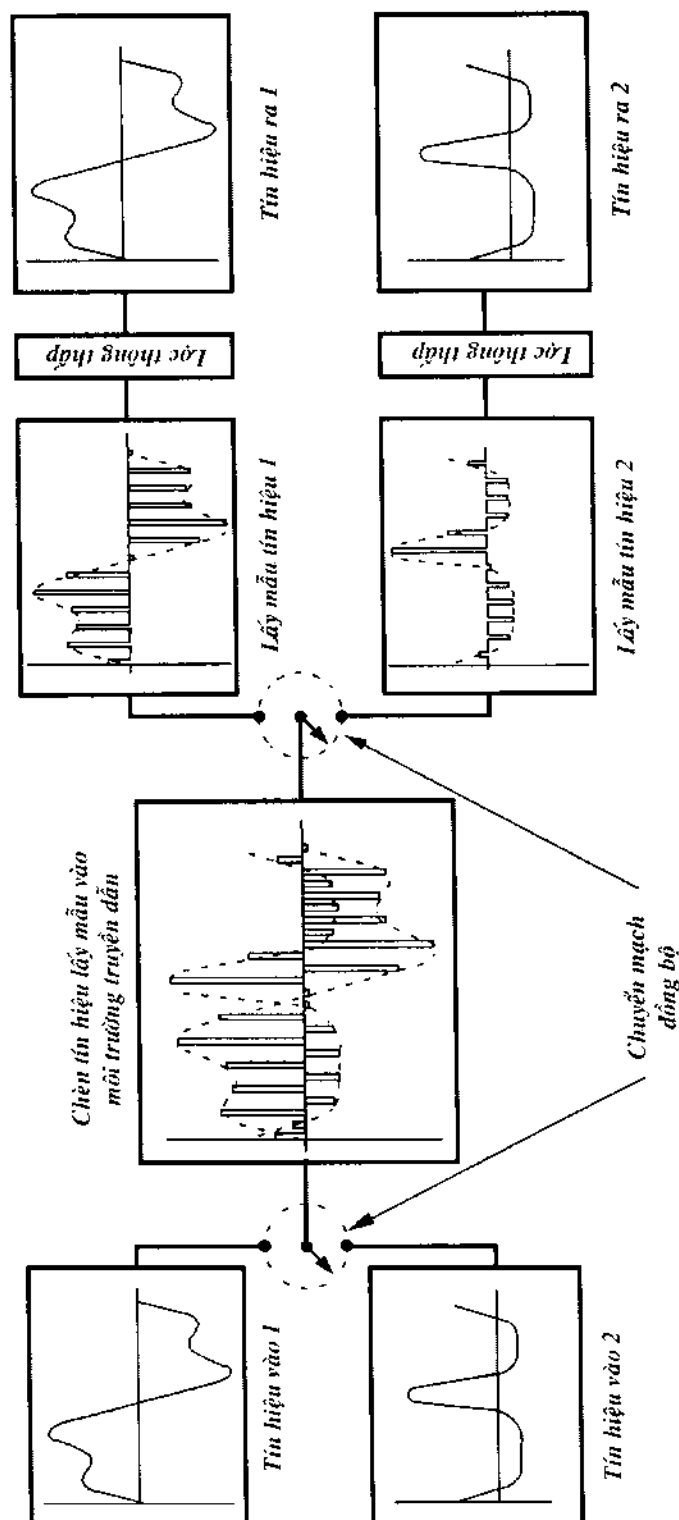
9.3 GHÉP KÊNH PHÂN CHIA THEO THỜI GIAN (TDM)

Trong FDM, các tín hiệu thoại được xếp vào phổ tần số sao cho nhiều tín hiệu có thể được truyền trên cùng một kênh mà không có nhiễu. Trong ghép kênh phân chia theo thời gian TDM mỗi tín hiệu thoại được phép sử dụng toàn bộ kênh trong một thời gian rất ngắn theo một chu kỳ nhất định.

Cơ sở nguyên lý của kỹ thuật này là “Định lý lấy mẫu”. Định lý lấy mẫu được phát biểu một cách không chính thức như sau:

Nếu tần số cao nhất trong tín hiệu là B Hz, thì tín hiệu có thể được khôi phục lại từ các mẫu lấy với tần số tối thiểu $2B$ mẫu một giây (tần số hoặc tỉ lệ lấy mẫu Nyquist).

Việc chứng minh định lý này vượt ra ngoài phạm vi cuốn sách. Tuy nhiên, có một số vấn đề thực tế phát sinh khi ứng dụng định lý này:



Hình 9.5. Minh họa cơ chế của ghép kênh phân chia theo thời gian (TDM) với điều chế xung biên độ.

- (1) Định lý giả định rằng các mẫu có độ rộng xung rất hẹp. Điều đó rõ ràng không thể có trong một mạch điện thực tế. Tần số lấy mẫu thường được chọn cao hơn tần số Nyquist khi nó là cực tiểu; nó là rời rạc để tránh những điều kiện khắc nghiệt khi đối phó với tình trạng không hoàn hảo.
- (2) Định lý giả định rằng một bộ lọc thông thấp lý tưởng được dùng để loại bỏ tất cả các tần số trên BHz hướng tới bộ lấy mẫu. Khi dùng một bộ lọc thực tế, cần phải lấy mẫu tín hiệu tại tần số cao hơn để tránh méo. Hệ thống TDM với hai tín hiệu đầu vào được minh họa ở hình 9.5. Bộ lấy mẫu được đưa ra ở đây như các chuyển mạch được điều khiển đồng bộ.

Hệ thống TDM trình bày ở hình 9.5 là một ví dụ về điều chế biên độ xung (PAM). Các hệ thống TDM trong thực tế dựa trên PAM đã được xây dựng và dùng trong hệ thống điện thoại (Số 101 ESS – PBX).

9.3.1 Điều chế giả số

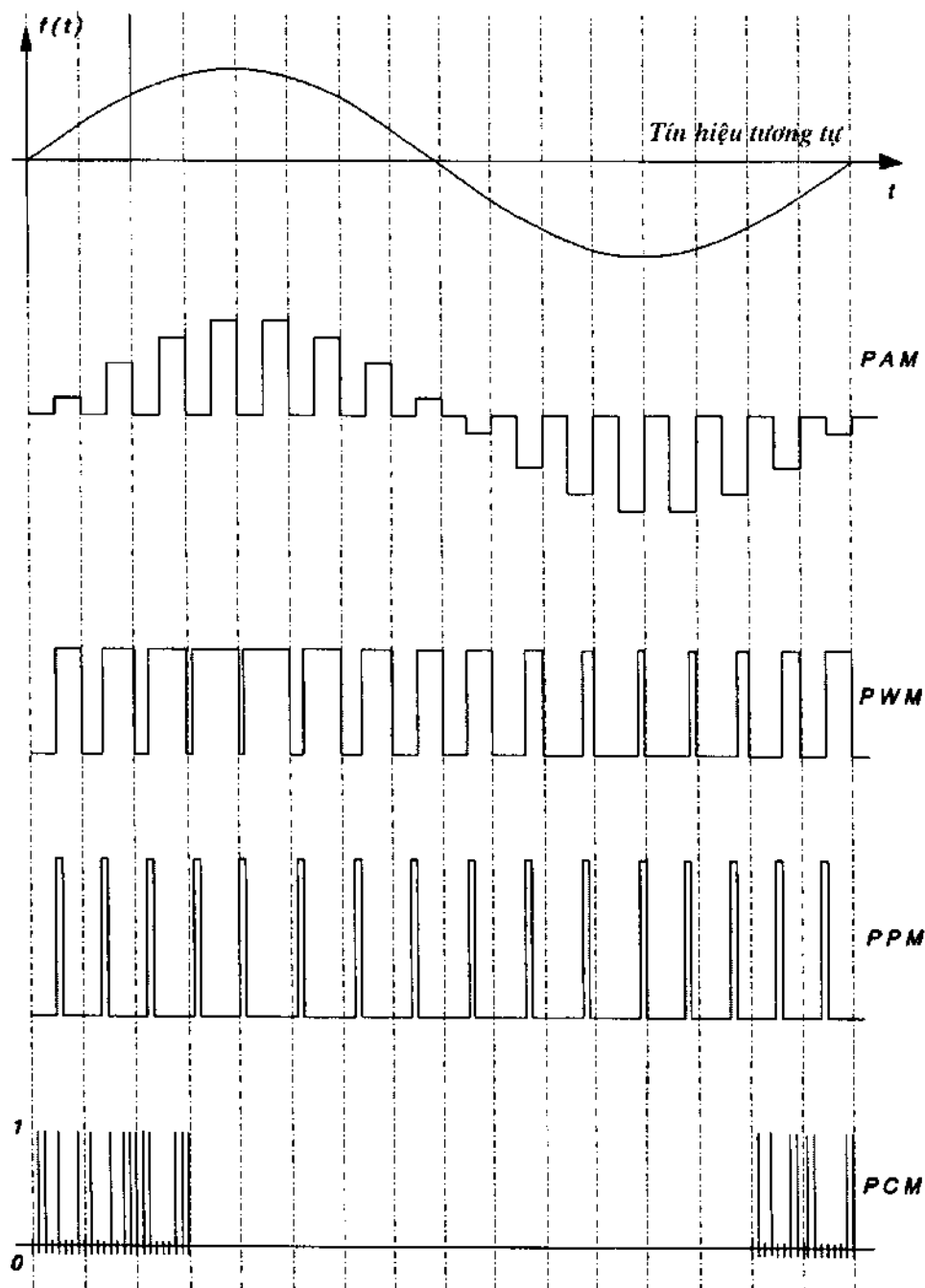
Để mã hóa một tín hiệu tương tự thành một tín hiệu có dạng xung có thể dùng độ cao của xung, độ rộng, hoặc vị trí của xung liên quan với vị trí chuẩn. Khi độ cao được sử dụng, nó được gọi là điều chế biên độ xung PAM. Khi mã hóa dùng độ rộng xung thì ta có điều chế độ rộng xung PWM còn khi vị trí được dùng thì ta có điều chế vị trí xung PPM. Chiều cao, độ rộng, vị trí xung là các đại lượng tương tự có thể lượng tử hóa và biểu diễn bởi mã nhị phân. Điều này được thực hiện bởi phương pháp điều chế gọi là điều xung mã (PCM). Mặc dù vậy PCM khác một cách định tính so với cách phương pháp điều chế khác, chúng được so sánh ở hình 9.6.

Những phương pháp này làm việc như nhau trong môi trường không có nhiễu. Khi có nhiễu, PCM rõ ràng có lợi hơn các phương pháp khác. Trong trường hợp PAM, PWM và PPM bên thu phải quyết định một cách tương đối biên độ gốc độ rộng xung, vị trí như thế nào để khôi phục chúng. Trong PCM, việc số nhị phân 1 hoặc 0 được gửi đi được quyết định khá đơn giản. Trong mọi trường hợp cần thiết phải truyền thông tin định thời kèm theo tín hiệu để máy thu biết khi nào dòng bit bắt đầu và kết thúc.

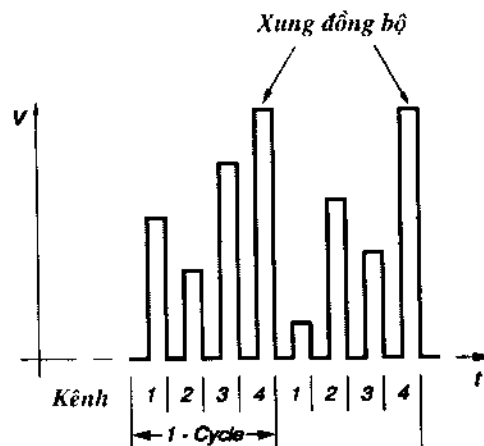
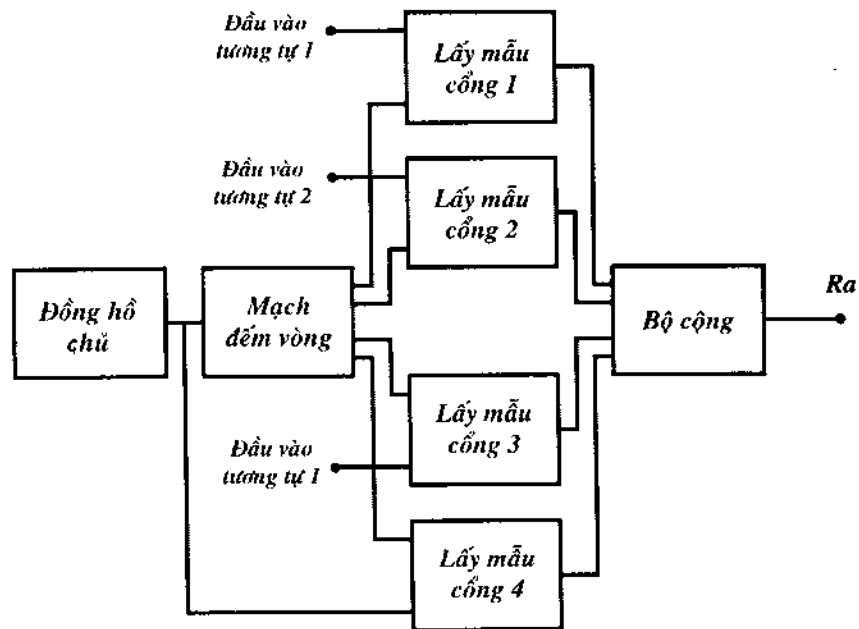
9.3.2 Bộ mã hóa điều chế xung biên độ

Để minh họa cho nguyên lý thiết kế một kênh thông tin PAM, hệ thống PAM 4 kênh được lựa chọn. Bộ giải mã hay bộ chuyển mạch được trình bày ở hình 9.7. Đồng hồ chủ điều khiển bộ đếm vòng 4 pha. Bộ đếm vòng điều khiển 4 cổng lấy mẫu tắt hoặc mở theo thứ tự nhất định. Khi một trong bốn đầu ra hoạt động, ta có mức 1, tất cả các đầu khác tắt, cho ta mức 0, vì vậy chỉ có cổng lấy mẫu mức 1 mới được nối với bộ cộng. Chú ý rằng đầu ra thứ hai tới

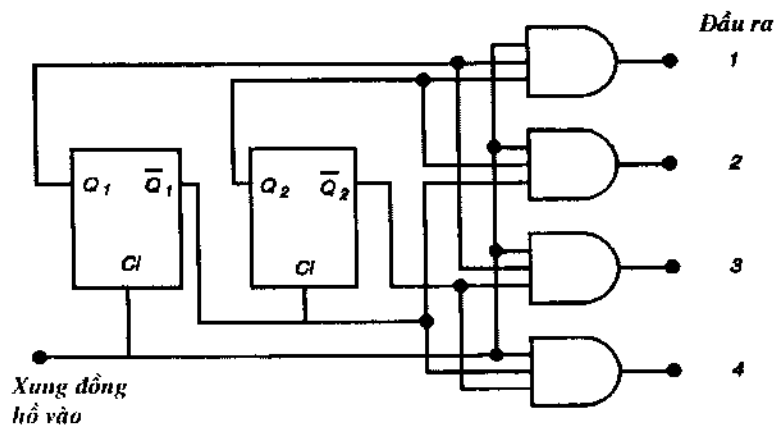
công thứ tư được nối với đồng hồ chủ. Điều này có nghĩa rằng kênh 4 sẽ luôn luôn tạo ra xung dương. Biên độ của xung này được điều chỉnh cao hơn giá trị dương nhất của điện áp tương tự đầu vào. Nó được gọi là xung đồng bộ ngắn. Nó thường dùng để nhận dạng và định thời các kênh khác. Thiết kế của các mạch thành phần trình bày trong các mục tiếp sau.

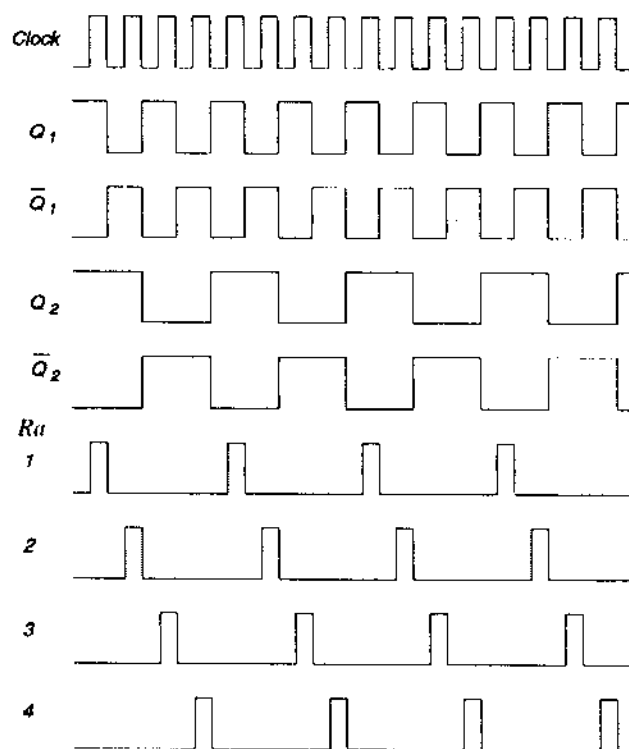


Hình 9.6. Một so sánh giữa PAM, PWM, PPM và PCM. Chú ý rằng PAM, PWM, PPM là không hoàn toàn số vì chúng truyền thông tin bằng những lượng biến đổi tương tự.

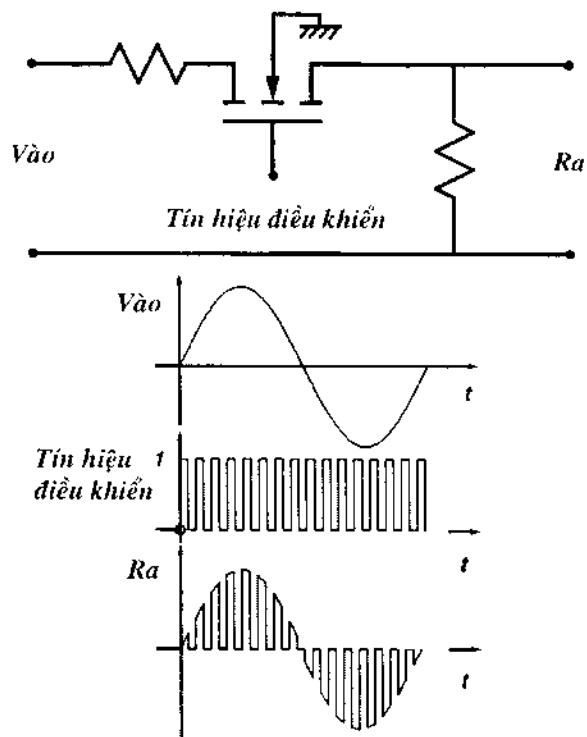


Hình 9.7. Sơ đồ khối cho hệ thống PAM 4 kênh. Kênh 4 dùng cho mục đích định thời.





Hình 9.8. Sơ đồ khối của bộ đếm vòng 4 pha với sơ đồ định thời của nó.



Hình 9.9. Công lấy mẫu nối tiếp dùng FET.

9.3.2.1 Bộ đếm vòng 4 pha

Bộ đếm vòng 4 pha và sơ đồ định thời được trình bày ở hình 9.8. Từ sơ đồ trên có thể thấy rằng trong khoảng thời gian của một khung, các xung đi được một vòng. Các đầu ra được dùng để điều khiển các cổng lấy mẫu.

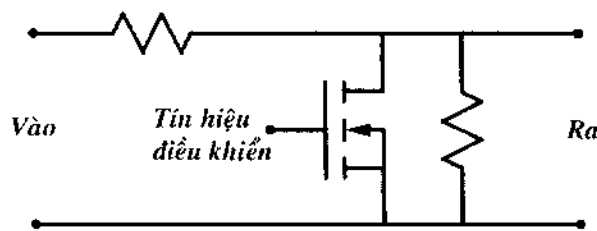
9.3.2.2 Cổng lấy mẫu nối tiếp

Cấu hình của cổng lấy mẫu nối tiếp cho trong hình 9.9.

Transistor là một mạch mở khi tín hiệu điều khiển là 0 và một ngắn mạch khi tín hiệu điều khiển là 1. Đầu ra như hình vẽ.

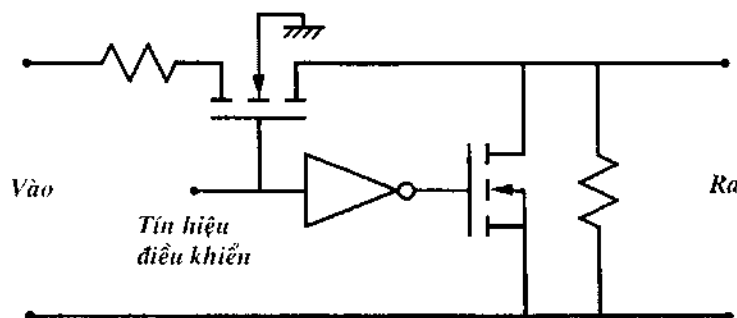
9.3.2.3 Cổng lấy mẫu rẽ nhánh

Cổng lấy mẫu rẽ nhánh cho trong hình 9.10. Transistor hoạt động như một chuyển mạch và một ngắn mạch đầu ra khi điện áp cổng là 1. Khi điện áp cổng là 0, nó là một mạch hở và có một đường dẫn giữa đầu vào và đầu ra.



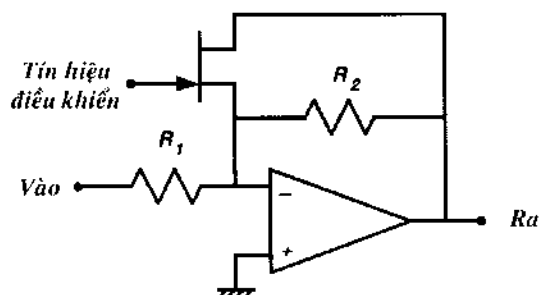
Hình 9.10. Cổng lấy mẫu rẽ nhánh.

9.3.2.4 Cổng lấy mẫu rẽ nhánh nối tiếp. Hai mạch trên hình có một thiếu sót cố hữu bởi vì khi transistor mở điện trở giữa cực nguồn và cực máng thấp nhưng không bằng 0. Để cải tiến đặc tính, hoạt động của hai cổng này có thể được liên kết lại như ở hình 9.11.

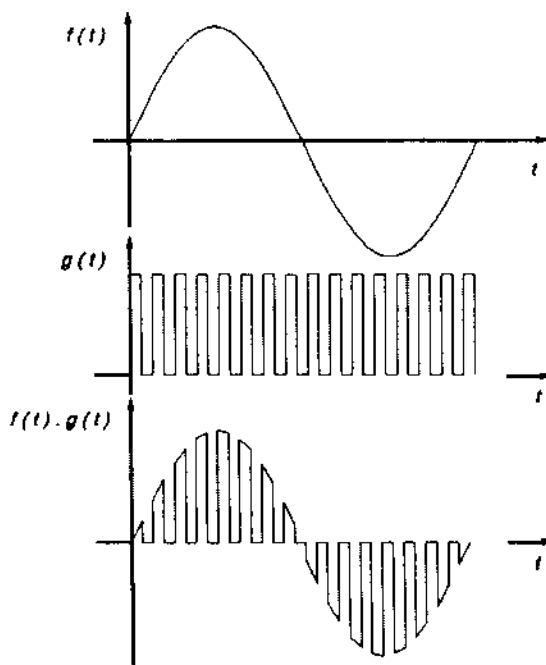


Hình 9.11. Tổ hợp giữa các cổng lấy mẫu rẽ nhánh và nối tiếp nhằm cải tiến đặc tính.

9.3.2.5 Công lấy mẫu khuếch đại thuật toán. Mạch cho trên hình 9.12. Khuếch đại thuật toán được kết nối để cung cấp một hệ số $\frac{R_2}{R_1}$ khi transistor ở trạng thái tắt. Khi transistor thông, R_2 là ngắn mạch và hệ số giảm tới 1.



Hình 9.12. Sơ đồ mạch công lấy mẫu dùng khuếch đại thuật toán.



Hình 9.13. Công lấy mẫu nhân minh họa rằng việc lấy mẫu tương đương với nhân hai tín hiệu.

9.3.2.6 Công lấy mẫu nhân

Bộ lấy mẫu PAM có thể được coi như bộ nhân các tín hiệu tương tự và chuỗi các xung. Quá trình xử lý được minh họa ở hình 9.13. Một trong các phương pháp tốt nhất để thực hiện nhân tín hiệu tương tự là bộ nhân tương tự cầu phương. Mạch này được mô tả ở mục 2.6.3. 4ột

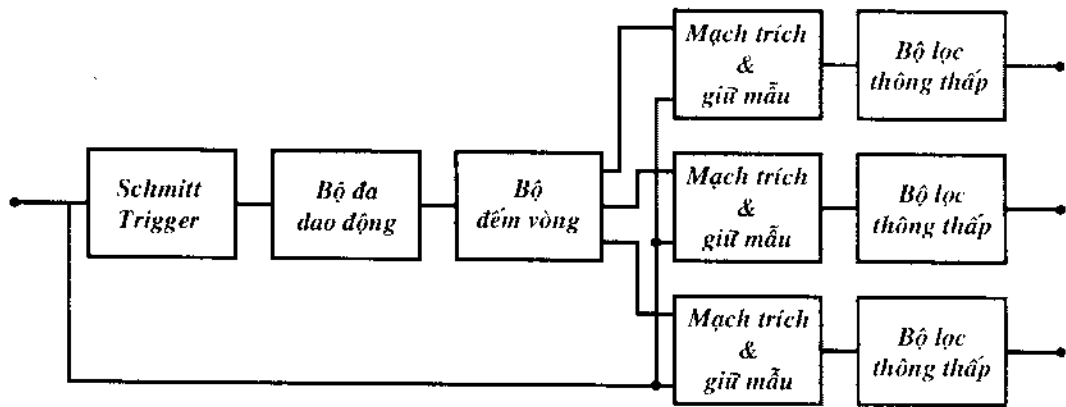
mạch tích hợp thực tế của loại mạch này là MC1595 (Bộ nhân cầu phương sản xuất bởi Motorola Semiconductor Products, Inc.).

9.3.2.7 Bộ cộng

Bộ cộng được trình bày ở mục 4.4.3.5.

9.3.3 Bộ mã hoá điều xung mã

Bước đầu tiên trong việc khôi phục các tín hiệu gốc là đảo ngược hoạt động của bộ chuyển mạch bằng cách phân tách chúng thành các kênh riêng. Các bộ lọc thông thấp được sử dụng để khôi phục lại dạng sóng tương tự từ các xung PAM. Hệ thống giải mã PAM được cho ở hình 9.14.



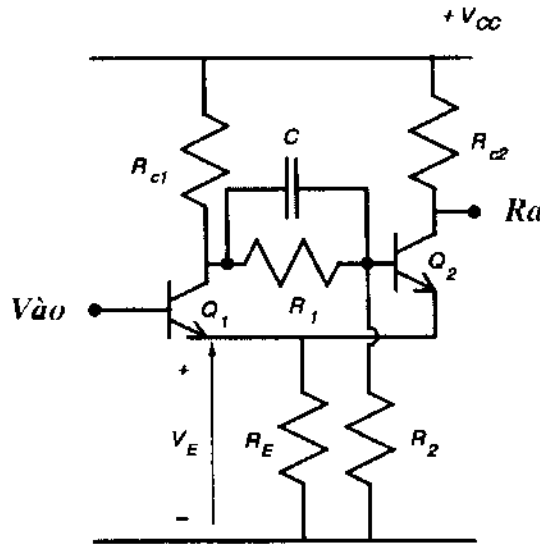
Hình 9.14. Sơ đồ khối của bộ giải mã PAM. Chú ý rằng ở hình 9.7 ba kênh đầu tiên có tín hiệu còn kênh thứ tư dùng cho định thời.

Tín hiệu đầu vào được đưa vào Trơ Smit. Mức cắt của Trơ Smit được đặt sao cho chỉ những xung đồng bộ rộng mới lật mạch được nó. Đầu ra của nó được dùng để đồng bộ một bộ dao động đa hài không ổn định. Bộ đa dao động sẽ hoạt động đồng bộ với đồng hồ chủ trong bộ mã hoá PAM. Đầu ra của bộ dao động đa hài không ổn định điều khiển bộ đếm vòng 4 pha, thiết bị tạo ra 4 xung ra liên tiếp đồng bộ với bộ đếm vòng ở bộ mã hoá. Các xung này được dùng để điều khiển các cổng điều khiển của các mạch trích và giữ mẫu (S/H).

Tín hiệu đầu vào cũng được đưa vào các đầu vào tương tự của các mạch S/H đó. Khi cổng điều khiển của duy nhất S/H-1 mở trong suốt khoảng thời gian phân cho kênh 1, biên độ xung của tín hiệu trong kênh 1 sẽ được cho qua trên S/H-1. Các kênh khác hoạt động theo thứ tự. Các bộ lọc thông thấp loại bỏ các thành phần cao tần của các tín hiệu PAM, tạo ra bản sao các tín hiệu tương tự gốc.

9.3.3.1 Thiết kế Trigger Schmitt

Sơ đồ mạch của Triger Smit được cho ở hình 9.15. Mạch được thiết kế để khi không có đầu vào, Q_1 không có dòng bazơ do đó nó sẽ tắt. Q_2 được cấp dòng bazơ từ chuỗi điện trở R_{c1} , R_1 và R_2 do đó nó mở. Dòng chảy qua Q_2 và với các lựa chọn đúng về R_{c2} , Q_2 sẽ bão hoà.



Hình 9.15. Sơ đồ khối của mạch Triger Smit.

Dòng cực phát của Q_2 chảy qua R_E gây nên điện áp V_E . Nếu tăng điện áp dương đưa vào đầu vào, khi nó đạt tới giá trị $V_E + V_{BE}$, Q_1 sẽ bắt đầu thông. Dòng qua R_{c1} làm cho điện áp trên cực gốc của Q_2 giảm. Sự thông của Q_2 kém đi và điện áp trên Q_1 tăng nhanh. Đây là một dạng phục hồi và được xử lý rất nhanh, kết thúc với Q_1 thông và bão hoà còn Q_2 tắt. Khi điện áp đầu vào giảm đến điểm tại đó nó thấp hơn giá trị $V_E + V_{BE}$, Q_1 dẫn dòng kém đi làm cho điện áp cực góp có xu hướng tăng và điện áp cực phát của nó có xu hướng giảm. Xu hướng tăng tại cực góp của Q_1 được thông qua cực gốc của Q_2 bởi R_1 và C . Hiệu ứng tổ hợp của điện áp giảm và điện áp bazơ tăng làm cho Q_2 phục hồi và bão hoà. Triger Smit phản ứng với điện áp đầu vào thay đổi chậm bằng việc tạo ra một bước điện áp khi mức cắt của nó bị vượt qua. Sự kiện này xảy ra đối với cả điện áp tăng cũng như điện áp giảm. Thiết kế của Triger Smit minh hoạ tốt nhất bằng một ví dụ.

Ví dụ 9.3.1 Thiết kế Triger Smit. Thiết kế một mạch Triger Smit để nó lật mạch khi có một điện áp vượt quá 3.0 V được đưa vào đầu vào. Điện áp nguồn dc là 10 V và hai transistor

lượng cực silicon NPN với $\beta = 100$ được sử dụng. $V_{CE(sat)} = 0.5V$ và $V_{BE} = 0.7V$. Tải được điều khiển bởi Trigr Smit đòi hỏi dòng 1mA.

Lời giải: Các transistor được làm từ silicon; do đó $V_{BE} = 0.7V$. Để mạch lật tại điện áp 3V, V_E phải được thiết kế bằng $(3.0 - 0.7) = 2.3 V$. Bởi vì Trigr Smit điều khiển một tải đòi hỏi dòng là 1,0 mA, thực tế thiết kế tốt cho phép dòng lớn gấp 10 lần chạy qua cực góp của Q_2 . Dòng cực góp của Q_2 lúc đó là 10 mA; do đó, dòng cực phát cũng là 10 mA, và

$$R_E = 2.3 / 10k\Omega = 230\Omega$$

Khi Q_2 bão hoà, điện áp cực góp phải bằng $(V_E + 0.5) = (2.3 + 0.5) = 2.8V$. Điện áp rơi trên R_{c2} là $10.0 - 2.8 = 7.2V$ khi dòng 10mA chạy qua R_{c2}

$$R_{c2} = 7.2 / 10k\Omega = 720\Omega$$

Điện áp cực gốc của Q_2 phải bằng điện áp $(V_E + 0.7) = 2.3 + 0.7 = 3.0V$. Dòng cực gốc là Q_2

$$I_B = I_C / \beta = 10 / 100mA = 100\mu A.$$

Để duy trì điểm cắt ổn định hợp lý, cần phải cho phép dòng cực gốc lớn gấp 10 lần chạy qua chuỗi điện trở R_{c1} , R_1 và R_2 . Do đó dòng qua chuỗi điện trở là 1 mA và điện trở tổng của nó là $10 V / 1 mA = 10 k\Omega$. Cho R_1' bằng $R_{c1} + R_1$ để

$$R_1' / R_2 = (10.0 - 3.0) / 3.0 = 2.33.$$

nhưng

$$R_1' + R_2 = 10k\Omega$$

Do đó

$$R_1' = 7.0k\Omega \text{ và } R_2 = 3.0k\Omega.$$

Khi Q_1 bão hoà, nó phải có dòng như khi Q_2 bão hoà,

$$R_{c1} = R_{c2} = 720\Omega$$

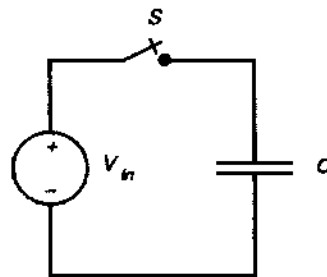
Do đó

$$R_1 = (7.0 - 0.72) = 6.28 k\Omega$$

Tụ C là tụ tăng tốc nó sẽ giúp sự chuyển đổi của Q_2 từ trạng thái thông sang trạng thái tắt. Giá trị thích hợp là $50 - 100 \text{ pF}$.

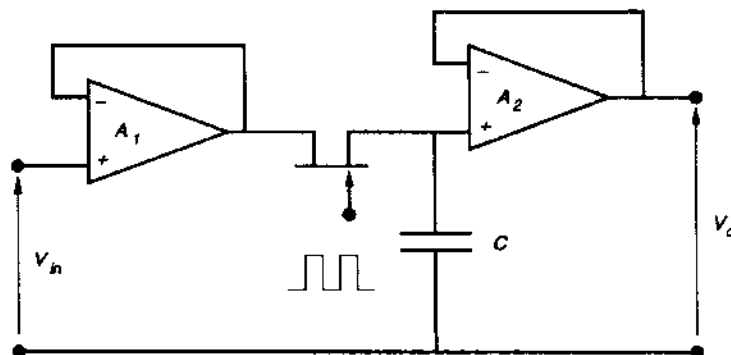
9.3.3.2 Mạch trích và giữ mẫu

Sơ đồ khối mạch của mạch S/H lí tưởng cho trong hình 9.16.



Hình 9.16. Mạch trích và giữ mẫu lí tưởng

Chuyển mạch S đóng và nguồn điện áp lí tưởng nạp cho tụ C ngay lập tức. Khi S mở, tụ điện duy trì điện thế của nó vô hạn. Trong thực tế, S không phải là một ngăn mạch lí tưởng và nguồn điện áp có một nội trở R_s . Điều này có nghĩa là tụ C nạp trong một thời gian cố định $\tau = CR_s$. Độ rộng xung của nguồn điều khiển đủ lớn hơn τ thì lỗi có thể được coi không quan trọng. Một đánh giá thực tế khác là khi S mở, C có thể mất điện tích bởi rò rỉ qua điện môi của tụ và trở kháng giới hạn của tải được điều khiển bởi S/H.



Hình 9.17. Mạch trích và giữ mẫu thực tế.

Một mạch đơn giản nhưng thực tế của S/H được cho trong hình 9.17. Các bộ khuếch đại thuật toán được mắc như các bộ dẫn điện áp với hệ số khuếch đại là 1. Trở kháng đầu ra của A_1 là đủ thấp để nó điều khiển điện tích cần thiết nạp cho tụ điện. JFET kênh N được chuyển sang chế độ làm việc bởi một xung được đưa vào cực cổng và tụ nạp cho tới điện áp đầu vào. Khi chuyển mạch JFET tắt, trở kháng đầu vào cao của A_2 làm tiêu hao dòng nhỏ nhất từ tụ C. Thiết kế cho mạch S/H được minh họa tốt nhất thông qua ví dụ sau.

Ví dụ 9.3.2 Mạch trích và giữ mẫu. Mạch S/H cho ở hình 9.17 dùng một JFET như một công tắc lấy mẫu nối tiếp. Bộ dẫn điện áp A_2 nhận dòng 500nA. JFET có trở kháng nguồn máng là 25Ω khi nó ở trạng thái mở và có thể được xem như hờ mạch khi nó ở trạng thái tắt. Biên độ tín hiệu là 2.0 V, thời gian lấy mẫu là $5\mu s$ và thời gian giữ là $500\mu s$. Tụ có điện dung là $0.4\mu F$. Tính lỗi trong đầu ra tại điểm cuối của thời gian giữ. Giả sử rằng nguồn tín hiệu có điện trở không đáng kể.

Lời giải. Khi công tắc lấy mẫu đóng, giả sử rằng dòng chảy qua tụ $i \gg 550nA$ (dòng điện dò qua A_2):

$$\tau = CR_s = 25 \times 0.4 \times 10^{-6} s \quad (9.3.1)$$

Đối với mạch RC cho ở hình 9.18,

$$v_c = V_s(1 - e^{-t/\tau}) \quad (9.3.2)$$

Khi $t = 5\mu s$, và $V_s = 2.0V$, $v_c = 1.987V$. Điện tích trên tụ C tại thời điểm $t_1 = 5\mu s$,

$$Q = Cv_c = 0.4 \times 10^{-6} \times 1.987 = 0.795\mu C \quad (9.3.3)$$

Điện tích tiêu hao trên tụ C trong thời gian $t_2 = 500\mu s$,

$$\Delta Q = I\Delta t = 500 \times 10^{-9} \times 500 \times 10^{-6} = 25 \times 10^{-11} C \quad (9.3.4)$$

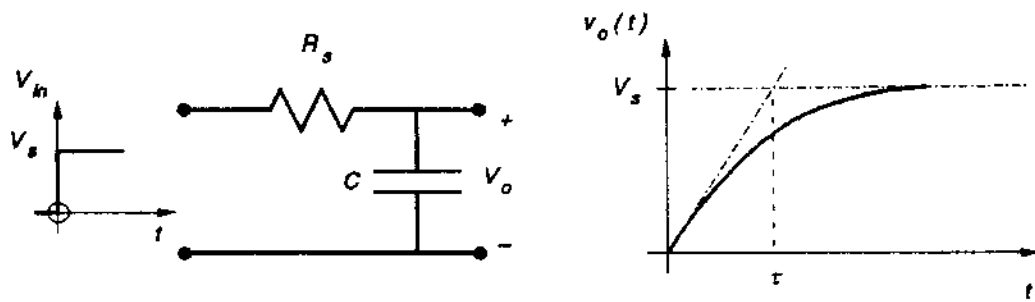
Điện tích trên tụ C tại thời điểm t_2 là

$$Q - \Delta Q = (0.795 \times 10^{-6} - 25 \times 10^{-11}) = 794 \times 10^{-6} C. \quad (9.3.5)$$

Điện áp trên tụ C tại thời điểm t_2 là

$$v_{c2} = \frac{Q - \Delta Q}{C} = 1.986V \quad (9.3.6)$$

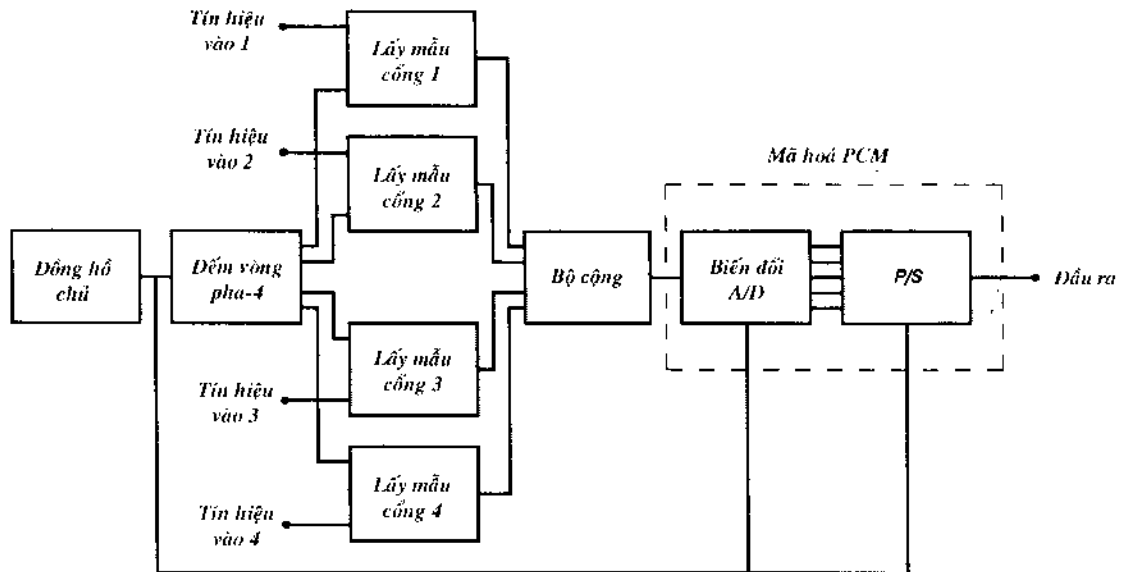
Phần trăm lỗi ở đầu ra là 1.4%



Hình 9.18. Mạch RC cho ví dụ 9.3.2 biểu diễn đáp ứng theo luật số mũ.

9.3.3.3 Các khối mạch khác trong bộ giải mã.

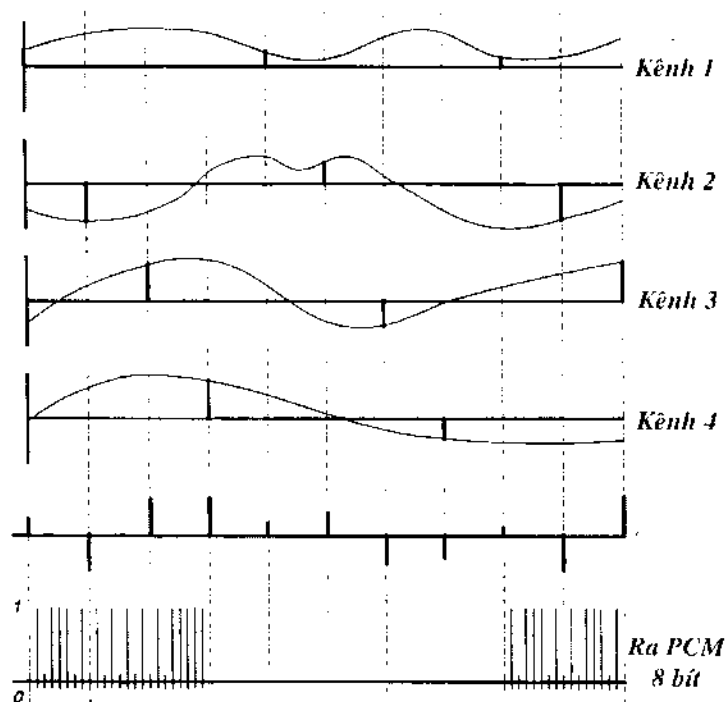
Bộ dao động đa hài không không ổn định đồng bộ được trình bày ở mục 7.2.7.3 và bộ đếm vòng ở mục 9.3.2.1. Thiết kế các bộ lọc vượt ra ngoài phạm vi của cuốn sách này.



Hình 9.19. (a) Sơ đồ khối của hệ thống PCM 4 kênh

9.3.4 Bộ mã hoá /ghép kênh điều xung mã

Như đã nêu, các tín hiệu được mã hoá trong điều chế xung biên độ có xu hướng dễ bị làm giảm chất lượng bởi các đặc tính phi tuyến của mạch và tạp âm trong khi đó thông tin chứa trong biên độ của các xung. Chống nhiễu tốt hơn nữa có thể đạt được nếu biên độ của các xung được mã hoá dưới dạng nhị phân. Khi có mặt của tạp âm và các dạng biến dạng xung khác thì bên thu càng dễ nhận ra việc có hay không có xung so với việc nhận biết độ cao của xung. PCM là kỹ thuật được ưa chuộng trong mọi hệ thống điện thoại hiện đại.



Hình 9.19(b) trình bày các tín hiệu tương tự đã được lấy mẫu trong hệ thống 4 kênh, các mẫu PAM đã được cài xen và đầu ra PCM.

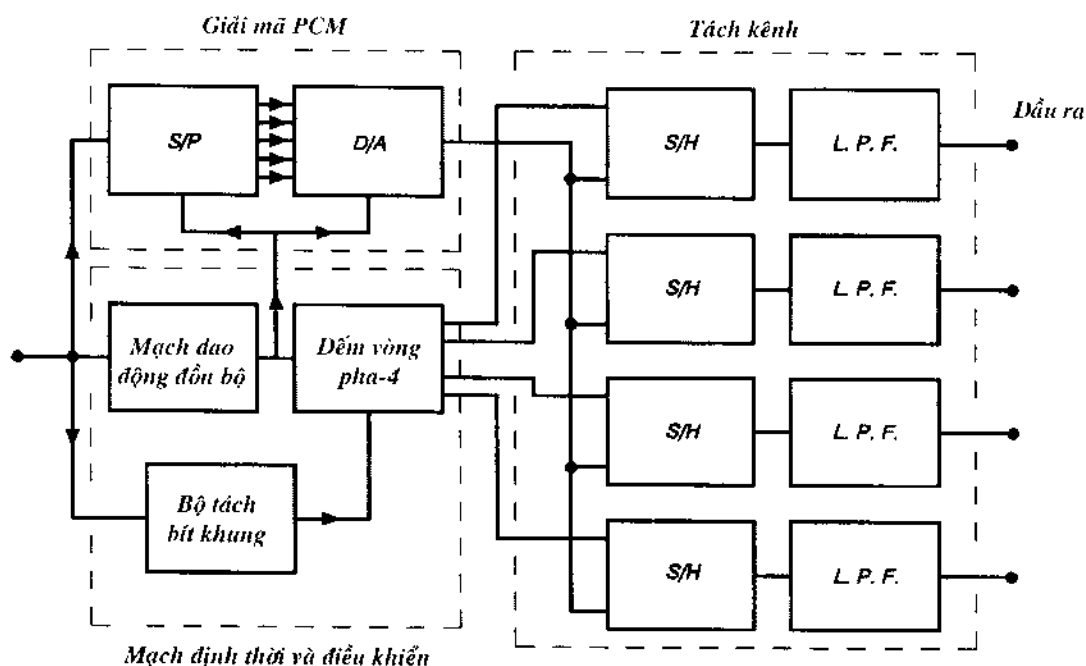
Để minh họa các nguyên tắc cơ bản của mô hình, một hệ thống truyền PCM 4 kênh được chọn và nó được trình bày ở hình 9.19(a). Bốn kênh thoại được lấy mẫu theo thứ tự để đầu ra bộ lấy mẫu là tín hiệu PAM ghép kênh phân chia theo thời gian. Bộ mã hoá PCM chuyển đổi biên độ của các mẫu thành mã nhị phân tám bit. Hình 9.19(b) trình bày các tín hiệu tương tự đã được lấy mẫu trong hệ thống 4 kênh, các mẫu PAM đã được cài xen và đầu ra PCM. 32 bit được truyền trên cáp điện thoại xoắn kép. Một bit được thêm vào cho mục đích đồng bộ; nó có thể rộng hơn các xung khác hoặc nó có thể có dây mã 1 và 0 đặc biệt có thể dễ dàng nhận ra bởi bên thu.

So sánh hình 9.7 và 8.34 với hình 9.19 nhận thấy rằng PCM là một hệ thống PAM được dẫn vào bộ mã hoá của Codec (chuyển đổi P/S được mắc vào sau chuyển đổi A/D). Thiết kế của bộ đếm vòng và các công lấy mẫu được trình bày ở mục 9.3.2. Các bộ chuyển đổi A/D và P/S được trình bày ở mục 8.5.1.

9.3.5 Bộ giải mã /tách kênh điều xung mã

Sơ đồ hệ thống của bộ giải mã/tách kênh được trình bày ở hình 9.20. Bộ tách bit khung được thiết kế để phát hiện ra bit khung và gửi đi một xung nhằm đồng bộ bộ dao động nội với bộ dao động chủ trong bộ mã hoá PCM. Đầu ra của bộ dao động nội được dùng để điều khiển

bộ chuyển đổi S/P, bộ chuyển đổi A/D, và bộ đếm vòng 4 pha. Đầu ra từ bộ chuyển đổi A/D và bộ đếm vòng được đưa vào các mạch S/H. Nếu định thời đúng bộ giải mã sẽ khôi phục lại bốn mẫu tín từ mã tám bit. Mạch phân chia mỗi mẫu vào đúng kênh của nó (tách kênh) và các đầu ra của các bộ lọc thông thấp sinh ra đường bao tín hiệu PAM, khôi phục lại mẫu của tín hiệu âm tần gốc.



Hình 9.10. Sơ đồ khối của bộ giải mã/tách kênh PCM

So sánh các hình 8.34 và 9.14 với hình 9.20 cho thấy rằng bộ giải mã/tách kênh trong thực tế là bộ giải mã của Codec mắc trước bộ tách kênh PAM. Thiết kế của S/P và D/A được trình bày tương ứng ở mục 9.5.1.5 và 9.5.1.1. Thiết kế của các thành phần mạch cho bộ tách kênh PAM được trình bày ở mục 9.3.3.

9.3.6 Hệ thống truyền dẫn PCM T – 1 của Bell

Hệ thống truyền dẫn T-1 của Bell dùng PCM tám bit trong khối 24 kênh thoại. tốc độ lấy mẫu là 8 kHz. Số các bit được tạo ra trong một lần quét của các kênh (1 khung) là $24 \times 8 = 192$. Một bit (bit khung) được yêu cầu cho đồng bộ nên tổng các bit trong 1 khung là 193. Tín hiệu tương tự có băng tần giới hạn cỡ xấp xỉ 3,5 kHz và, do đó tốc độ lấy mẫu là 8 kHz nên tốc độ bit là $(193 \times 8000) = 1,544$ Mbit/s. Băng thông cần thiết để truyền tín hiệu là 1,5 MHz. Ứng dụng của mã tám bit là tín hiệu thoại được lượng tử hoá tới 256 mức. Một số bit ít có ý nghĩa có thể bị bỏ đi và dùng cho mục đích báo hiệu như quay số và phát hiện trạng thái

nhắc máy. Lỗi lượng tử có thể được coi là không đáng kể, mặc dù vậy nhiều phương pháp nên được sử dụng để giảm tối thiểu ảnh hưởng của nó.

Khi tín hiệu được truyền trên dây điện thoại xoắn kép, nó sẽ chịu một biến dạng đáng kể từ nhiễu, giới hạn băng thông, trễ pha. Do đó cần thiết phải đặt các trạm lặp phục hồi và mạch cân bằng tại những khoảng xấp xỉ 6000 feet để khôi phục lại các xung. 6000 feet (xấp xỉ 2000 m) dây không tải xoắn kép tiêu chuẩn 22 có băng thông 3 dB xấp xỉ 4 kHz.

9.3.7 Mạng viễn thông số Canada

Hệ thống viễn thông số Canada (hệ thống DS) giống với hệ thống T của American Telephones and Telegraph (AT&T). Trong mạng viễn thông số Canada, 24 kênh thoại mỗi kênh thoại hoạt động tại tốc độ 64 kbit/s được ghép kênh vào kênh 1,544 Mbit/s ký hiệu là DS-1. Bốn kênh DS-1 ghép vào một kênh DS-2 hoạt động ở 6,312 Mbit/s. DS-3 gồm 7 kênh DS-2 ghép lại và nó có tốc độ 44,736 Mbit/s. Sáu kênh DS-3 ghép lại tạo nên DS-4. Nó có tốc độ bit là 274,176 Mbit/s và nó có thể xử lý 4032 kênh thoại. Các tín hiệu từ DS-1 và DS-2 có thể truyền trên các dây xoắn kép bọc số 22. DS-3 và DS-4 dùng cáp đồng trục. Các xung đầu vào của hệ thống DS được chuyển thành dạng mã AMI. Dạng mã này loại bỏ thành phần một chiều của tín hiệu và nó có thể dùng để dò tìm lỗi trong truyền dẫn cũng như cung cấp mã thay thế cho đồng bộ định thời. Sự loại bỏ thành phần một chiều của tín hiệu có nghĩa công suất một chiều cần thiết để điều khiển bộ lặp có thể được gửi đi trên cùng một dây với tín hiệu. Đầu ra từ các chuyển mạch PCM có thể được dùng để điều chế sóng mang thích hợp.

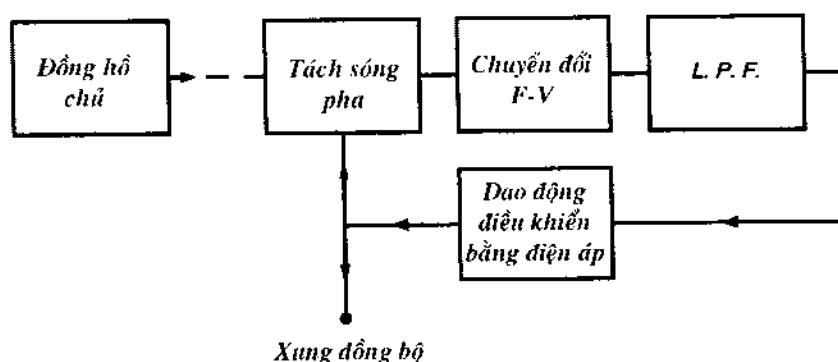
Các hệ thống số phức tạp và mới hơn cung cấp nhiều kênh hơn, tốc độ bit cao hơn, độ linh động cao hơn, độ tin cậy thoại cao hơn, và giá thành thấp hơn. Ý tưởng cơ sở cho sự phân cấp các hệ thống tạo nên các module là những phần có thể thay đổi được (xem mục 9.2.4).

9.3.8 Mạch đồng bộ

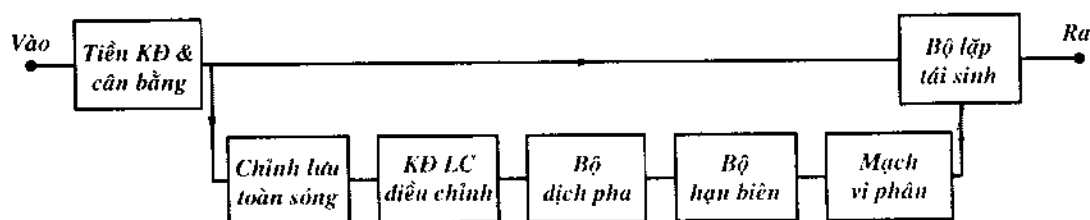
Với các chuyển mạch lớn như DS-2 hoặc DS-3, mạch định thời đơn giản dùng trong ví dụ của hệ thống 4 kênh là rõ ràng không thích hợp. Một đồng hồ nguyên tử tia Xezi đặt tại trung tâm phát ra tín hiệu gốc. Độ ổn định tần số của bộ dao động này bảo đảm nhỏ hơn 10^{-11} trong suốt thời gian sống của nó. Tín hiệu đầu ra được phân phát tới tất cả các nút của mạng tại đó thông tin định thời được đòi hỏi tùy theo phân cấp được quyết định bởi sự quan trọng của nút. Tại mỗi nút, tín hiệu được dùng để đồng bộ một dao động nội thạch anh có thể điều khiển được. Dao động nội (Đồng hồ nút) khi đó có được độ chính xác của đồng hồ nguyên tử tia Xezi chủ. Đồng hồ node tự nó cũng phải chính xác (sai số 10^{-10} trong 1 ngày) để mỗi lần nguồn đồng bộ chính mất hệ thống có thể hoạt động tốt. Do đó tất cả các tín hiệu DS-1 đều

được đồng bộ gián tiếp qua đồng hồ Xezi. Quá trình đồng bộ của các đồng hồ nút được thực hiện như ở hình 9.21.

Đây là một vòng khoá pha (xem mục 5.2.7.3) trong đó tần số của mạch thạch anh điều khiển bằng điện áp (VCXO) được điều chỉnh bởi một điện áp nhận được từ sự sai khác tần số giữa hai bộ dao động. Khi sự sai khác không có sẽ không có sự điều chỉnh và VCXO ở trạng thái đồng bộ.



Hình 9.21. Sơ đồ khối hệ thống cho việc đồng bộ giữa đồng hồ chủ và đồng hồ nút.



Hình 9.22. Sơ đồ khối của bộ lặp tái tạo.

9.3.9 Bộ lặp tái tạo

Như đã đề cập đến ở trên đầu ra của chuyển mạch DS-1 được truyền trên dây điện thoại xoắn kép băng thông giới hạn. Kết quả là có một biến dạng tín hiệu rất lớn với các nhân tố như can nhiễu tác động vào. Do đó cần phải có các trạm lặp tái tạo ở những khoảng cách xấp xỉ 1800m để dò tìm các xung bị biến dạng và phát đi các xung mới. Công việc của trạm lặp tái tạo bao gồm khuếch đại, cân bằng, dò tìm, định thời và phát lại xung. Bộ lặp tái tạo không tích lũy nhiễu như các bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại là 1 trên các đường dây tương tự vẫn thường gây ra; nó phát lại một xung mới hoàn toàn. Sơ đồ khối của bộ lặp tái tạo được trình bày ở hình 9.22.

Tín hiệu đầu vào được đưa vào bộ tiền khuếch đại/ bộ cân bằng để khuếch đại mức các tần số hiện có mặt trong tín hiệu lên một giá trị thích hợp. Sau đó đầu ra của bộ khuếch

đại sẽ được chuyển tới đầu vào của bộ dò tìm bit khung và bộ chỉnh lưu đồng bộ cả chu kỳ. Bộ dò tìm khung xác định điểm đầu và cuối của mỗi khung và bộ chỉnh lưu thay đổi dạng lưỡng cực của tín hiệu thành dạng đơn cực, như vậy tạo ra thành phần tần số rời rạc tại tốc độ báo hiệu. Một bộ khuếch đại LC điều chỉnh được có hệ số Q lớn được dùng để lựa chọn thành phần tần số sin tại tốc độ đồng bộ. Sóng sin thu được sẽ được khuếch đại và dẫn vào bộ dịch pha. Tín hiệu đầu ra bộ dịch pha sẽ tiếp tục được khuếch đại và được đưa tới bộ giới hạn biên độ tại đây sẽ tạo ra xung vuông. Xung vuông được đưa vào bộ vi phân để tạo ra các xung đồng bộ luân phiên thay đổi cực tính. Mạng dịch pha được dùng để điều chỉnh pha của các xung đồng bộ sao cho các xung đồng bộ dương trùng lặp với tối đa các điểm (xem hình 9.26; đó được gọi là “độ mờ mắt cực đại”) trên tín hiệu đầu vào (khuếch đại và cân bằng) xung nhận được và đầu ra của bộ tiền khuếch đại/ bộ cân bằng được đưa tới bộ lặp tái sinh ở đây trong mỗi khe thời gian, bit thu được là 0 hay 1 sẽ được quyết định. Nếu quyết định bit thu được là 1, bộ lặp phục hồi sẽ phát lại một xung có kích thước tương tự.

9.3.9.1 Bộ tiền khuếch đại/bộ cân bằng

Như đã trình bày ở trên mục 9.3.6, tín hiệu PCM truyền trên dây điện thoại xoắn kép sẽ suy hao rất nhanh đối với nhiễu điện từ, cả do con người tạo ra lẫn tự nhiên. Bảng thông giới hạn và các đặc tính trễ của đường dây gây suy hao các thành phần tần số cao của tín hiệu, giảm các sườn lên và xuống của các xung. Bộ khuếch đại/cân bằng có bộ phận tăng thể đáp ứng tần số cao thích hợp được tích hợp trên nó để bù xấp xỉ khoảng 1800 m dây điện thoại xoắn kép tiêu chuẩn 22. Mạch này có thể bao gồm cả bộ điều khiển hệ số tự động để giữ cho biên độ tín hiệu trong các giới hạn thích hợp.

9.3.9.2 Bộ dò tìm bit khung

Khung bao gồm 192 bit (mã tám bit×24 kênh). Khi tần số lấy mẫu là 8 kHz mỗi khung phải quét trong 125 μ s. Tuy nhiên, cần phải có mốc để biết khi nào khung bắt đầu và kết thúc sao cho mỗi từ 8 bit có thể được xác định và hướng vào kênh đúng của nó bên thu. Để thực hiện việc đó, một bit phụ, gọi là bit khung được thêm vào cuối mỗi khung. Bằng việc thay đổi bit khung từ 1 sang 0 và ngược lại ở cuối mỗi khung ta có thể xác định nó tại phía thu và dùng nó cho việc đồng bộ kênh. Việc xác định rõ ràng là chắc chắn thực hiện được bởi vì giá trị thay đổi của bit khung thể hiện tần số 4 kHz nhưng các tín hiệu trong các kênh đều được lọc trước để loại bỏ mọi tần số trên 3,5 kHz. Dẫn đến không có bit nào trong các tín hiệu trong kênh có thể có dạng các bit thay đổi từ khung này sang khung khác.

Các xung đầu vào được quét để tìm bit thay đổi ở vị trí 193, và khi nó được tìm thấy thì hệ thống được chốt tại nó. Khi một số nhất định các lỗi xảy ra ở khe thời gian thứ 193 trong một thời gian cho trước, hệ thống sẽ tự kích hoạt lại và bắt đầu quá trình quét. Trong khi việc này tiếp diễn, thông tin liên lạc bị mất và người dùng điện thoại có thể nghe thấy

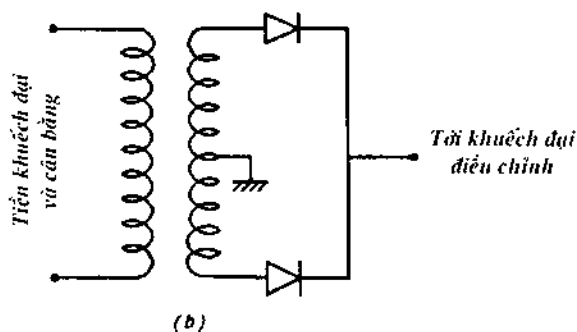
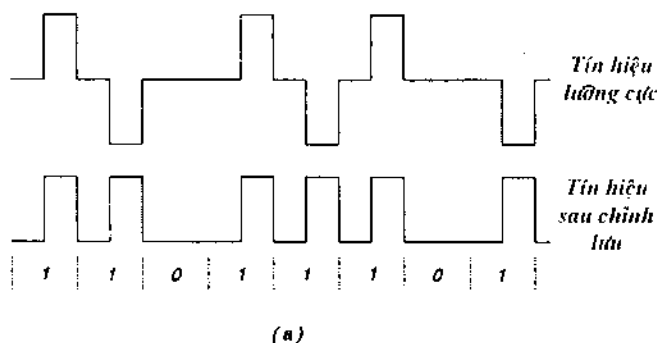
một hoặc hai tiếng lách cách. Mạch của bộ dò tìm bit khung và xử lý khôi phục khung khi có một lỗi xảy ra là rất đắt và sẽ không được trình bày chi tiết hơn.

9.3.9.3 Bộ chỉnh lưu đồng bộ

Bộ chỉnh lưu cả chu kì khôi phục tần số định thời về giá trị gốc của nó và đảo ngược quá trình xử lý AML. Điều này được trình bày ở hình 9.23(a). Quá trình chỉnh lưu đạt được tốt nhất bởi một biến áp và hai điốt như hình 9.23(b).

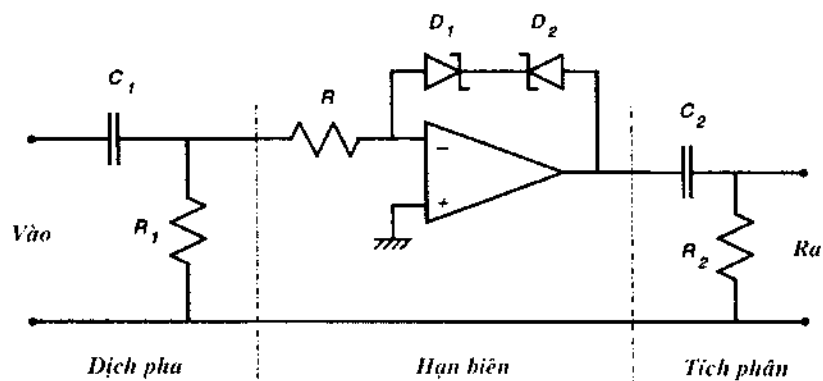
9.3.9.4 Bộ khuếch đại LC điều chỉnh được

Hệ số phẩm chất Q của bộ khuếch đại được thiết kế nằm trong dải $75 \div 100$. Điều này đảm bảo một băng thông hẹp cho việc khôi phục chính xác tần số định thời và ảnh hưởng của hiệu ứng bánh đà đó là hiệu ứng mạch vẫn làm việc thậm chí cả khi một số xung bị mất. Đầu ra là sóng sin. Bộ khuếch đại LC băng thông hẹp có thể điều khiển được được trình bày ở mục 2.5.2

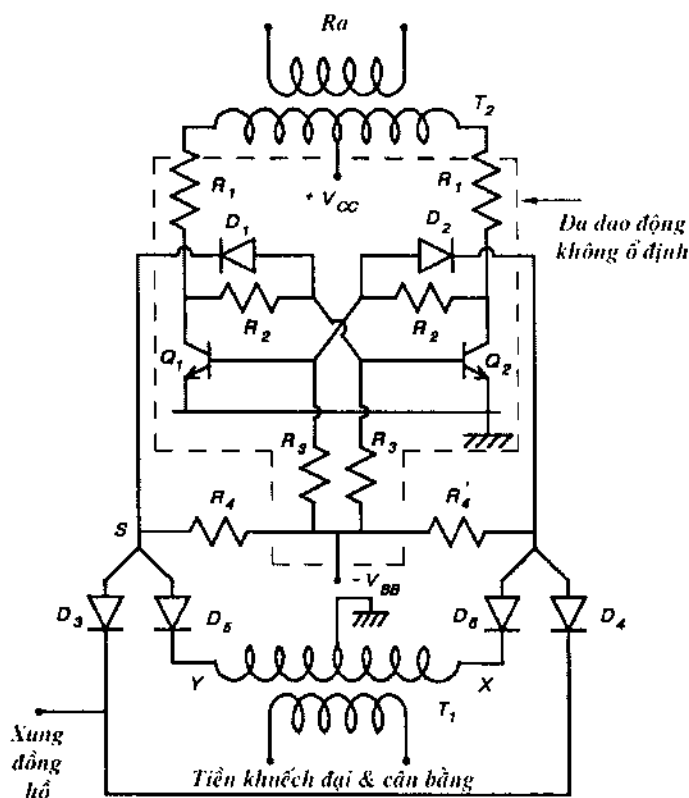


Hình 9.23. Tín hiệu lưỡng cực được chỉnh lưu bởi biến áp và các điốt.

9.3.9.5 Bộ hạn biên, bộ dịch pha và bộ vi phân. Bộ dịch pha, bộ hạn biên và bộ vi phân được cho ở hình 9.24. Bộ dịch pha cho trong sơ đồ cung cấp một đầu ra, đầu ra này sẽ điều khiển tín hiệu đầu vào; R_1 và C_1 có thể thay đổi nếu độ trễ pha được yêu cầu. Hằng số thời gian, $R_1 C_1$, quyết định lượng dịch pha.



Hình 9.24 Bộ dịch pha, bộ hạn biên và bộ vi phân.



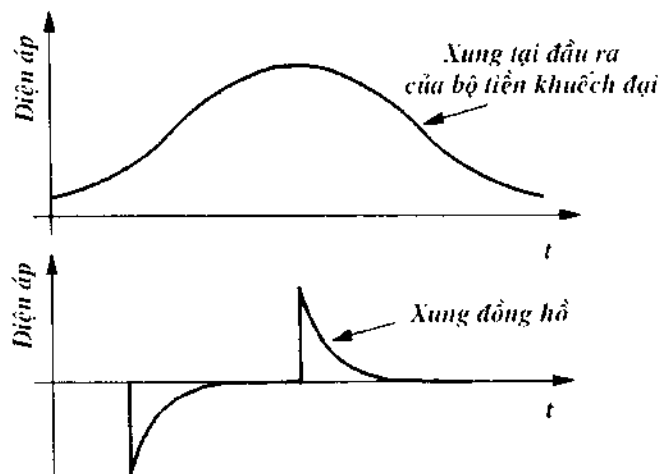
Hình 9.25. Mạch điện thực tế của bộ tái sinh xung

Bộ hạn biên là một bộ khuếch đại thuật toán với hai diốt Zener mắc đối ngược nhau trong đường hồi tiếp của nó. Đầu ra của bộ khuếch đại thuật toán được giữ theo hướng dương bởi D_2 hoạt động như một diốt bình thường và D_1 hoạt động như một diốt Zener. Vai trò của chúng được đảo ngược khi điện áp đầu vào trở nên âm. Đầu ra xung vuông thu được sẽ được đưa tới bộ vi phân. Việc chọn hằng số thời gian cho bộ vi phân được khổng chế bởi điều kiện $R_2C_2 \ll T$, chu kỳ của tần số đầu vào.

9.3.9.6 Bộ tái sinh xung

Mạch điện của bộ tái sinh xung được cho ở hình 9.25. Bộ phát xung bao gồm một đa dao động không ổn định hoạt động của nó được điều khiển bởi xung đồng bộ và xung tín hiệu nhận được (khuếch đại và cân bằng) thông qua biến áp T_1 và các điốt $D_1 - D_6$. Xung tín hiệu thu được đưa vào sơ cấp của biến áp T_1 , biến áp này được nối đất ở điểm giữa cuộn thứ cấp. Giả sử rằng điện áp tại node X là dương và điều này xảy ra đồng thời với xung đồng bộ dương, do đó điốt D_6 và điốt D_4 phân cực ngược.

Giả sử thêm rằng Q_1 thông và bão hoà còn Q_2 tắt; lúc này cực gốc Q_1 có điện áp là +0,7 V. Điốt D_2 sẽ dẫn dòng qua R_4 nhờ có nguồn cung cấp, V_{BB} . Sẽ có một xu hướng cho Q_1 dẫn một dòng nhỏ hơn trước. Trong khi đó điện áp ở nút Y là âm, D_3 phân cực thuận, và điện áp trên nút S dương hơn điện áp trên bazơ của Q_2 . Do đó D_1 phân cực ngược; kết quả là điện áp cực gốc của Q_2 tự do thay đổi. Quay trở lại Q_1 , điện áp cực góp của nó sẽ có xu hướng tăng làm cho điện áp cực gốc của Q_2 cũng tăng theo. Điện áp cực góp của Q_2 sẽ bắt đầu giảm và làm cho điện áp cực gốc của Q_1 giảm thậm chí còn nhanh hơn. Đây là giai đoạn phục hồi hoạt động của bộ dao động đa hài, quá trình này được kết thúc khi Q_1 tắt và Q_2 bão hoà.



Hình 9.26. Điều chỉnh xung đồng bộ trùng với giá trị cực đại tại đầu ra bộ tiền khuếch đại.

Tín hiệu từ bộ tiền khuếch đại/cân bằng vẫn ở dạng mã AMI nên đầu vào xung tín hiệu tiếp theo tới bộ phát phục hồi sẽ làm cho node Y dương lên và nếu nó xảy ra đồng thời với xung đồng bộ dương thì bộ dao động sẽ thay đổi trạng thái, Q_1 sẽ thông và Q_2 sẽ tắt.

Khi các cực góp của Q_1 và Q_2 được nối qua dây sơ cấp của biến áp T_2 tới nguồn một chiều, V_{cc} , thì bất cứ khi nào chúng thay đổi trạng thái, một xung dòng điện sẽ chạy theo

hướng ngược lại trong cuộn dây sơ cấp của T_2 , tạo một xung có cực tính ngược lại trong cuộn thứ cấp. Do đó các xung đầu ra có dạng mã AMI.

Hằng số thời gian của điện cảm biến áp, tải liên kết của nó và dòng chạy trong biến áp khi bộ dao động đã hài thay đổi trạng thái quyết định độ rộng xung. dạng xung được điều khiển cơ bản bởi đặc tính B-H của vật liệu làm lõi biến áp. Một vòng trễ “boxlike” tạo ra xung có sườn lên và sườn xuống nhanh. Bởi vì dòng lõi bão hoà sớm và dòng điện có tăng thêm nữa cũng không ảnh hưởng tới dòng lõi.

Có một số các mạch khác nhau có thể được sử dụng trong bộ lặp tái sinh. Nhiều phiên bản sử dụng một dao động khối để khôi phục các xung PCM bị biến dạng. Để tối ưu hoạt động của bộ lặp tái sinh, bộ dịch pha được điều chỉnh sao cho xung đồng bộ trùng với giá trị cực đại của đầu ra bộ tiền khuếch đại. Điều này được trình bày ở hình 9.26.

9.4 CÁC MẠCH ĐIỆN TRUYỀN DỮ LIỆU

Truyền dữ liệu trên các vòng kim loại sẽ lùi thời gian của lưu lượng thoại ít nhất là 30 năm. Năm 1837, Wheastone cùng với Cooke ở Anh và Morse ở Mỹ, đã thiết lập được hệ thống truyền thông dùng thông tin nhị phân dành riêng cho người mù. Sau này nhiều dạng cải tiến của điện báo làm việc song song với điện thoại cho tới mãi những năm 1970. Một trong những lí do chính đối với ứng dụng lâu dài của nó là nhu cầu văn viết trong các giao dịch thương mại. Sự xuất hiện của các máy tính điện tử nhanh tạo ra khả năng xử lí tại tốc độ nhanh hơn đã thúc đẩy sự phát triển của các hệ thống truyền thông được thiết kế để đối phó với dữ liệu tốc độ cao. Quá trình phát triển của điện báo thành ISDN sẽ được trình bày sơ qua.

Điện báo in được phát minh ra vào năm 1855 và ban đầu nó là những cố gắng để truyền dữ liệu một cách tự động. Trong dạng thực tế của nó, nó có một bàn phím dựa trên một máy chữ. Phía truyền, việc ấn một phím sẽ tạo ra một mã bắt đầu để truyền theo nó là một mã bản tin 5bit kết thúc bởi một mã dừng. Do đó không cần thiết phải đồng bộ bên thu và bên phát. Nó được thực hiện thông qua một bộ các bánh cam cơ khí chúng mở và đóng tạo ra các xung cần thiết. Bên thu, xung dòng điện được giải mã và dùng để điều khiển hoạt động của một hệ thống cơ điện thích hợp để in ra các kí tự yêu cầu. Thông tin được truyền trên các dây điện báo. Hệ thống này có khả năng đạt tốc độ 50+150 từ trong một phút. Theo thông lệ người ta dùng băng giấy đục lỗ để soạn thảo văn bản trước khi gửi đi. Một cải tiến có ý nghĩa tiếp theo là sự ra đời của tổng đài điện báo (TWX). Nó dùng một kênh thoại trong hệ thống điện thoại, bao gồm hệ thống chuyển mạch, là một ví dụ ban đầu về các dịch vụ tích hợp. Nó thực hiện được khoảng 100 từ trên một phút.

Một ứng dụng phụ của khả năng “lưu và truyền tiếp” của TWX là cung cấp một dịch vụ mới gọi là dịch vụ dữ liệu chuyển mạch tin nhắn (MSDS). Lưu trữ và truyền đi, như tên gọi đã gợi ý, là khả năng nhận và lưu trữ một tin nhắn và tuyến nó chỉ khi một kênh nào đó rỗi và bên thu đã sẵn sàng. Nó cũng có khả năng gửi đi tin nhắn tới nhiều hơn một bên nhận.

Phát triển kế tiếp làm cho truyền dữ liệu tương thích với thông tin thoại; nó dùng kênh thoại tương tự thông qua việc giao tiếp với một modem (Modulator–Demodulator). Nó được gọi là Dataphone. Tín hiệu số được dùng để điều chế một sóng mang tương tự gọi là điều chế FSK. Số 1 hoặc dấu được mã hoá thành một tần số âm thanh và số 0 hoặc khoảng cách được mã hoá thành một tần số âm thanh khác. Một modem đặc biệt tạo ra tần số 980 Hz cho một dấu và 1180 Hz cho một khoảng cách. Các tần số này được chọn để tương thích với giới hạn băng thông của kênh và tốc độ truyền. Tại đầu thu các tần số được giải mã thành dạng nhị phân. Các tốc độ truyền dữ liệu lên tới 9600bit/s có thể đạt được với kỹ thuật này.

Yêu cầu giảm giá thành truyền dữ liệu đã dẫn tới sự ra đời của một mạng mang tính chất số gọi là Dataroute. Nó hoạt động ở các tốc độ lên tới 56 kbit/s và nó có thể xử lý được cả lưu lượng dữ liệu đồng bộ lẫn dữ liệu không đồng bộ tại nhiều tốc độ bằng việc dùng các mã chuyển đổi thích hợp. Dữ liệu có thể được đưa vào hệ thống PCM DS–1 và truyền trên kênh 1,544 Mbit/s.

Các lợi ích mang lại bởi ứng dụng của máy tính trong hệ thống điện thoại là được khai thác trong hệ thống Datapac. Hệ thống này bao gồm các nút được liên kết bởi các trung kế 56 kbit/s. Các nút được dành riêng cho máy tính dùng để nhận, kiểm tra lỗi, đóng gói, đánh địa chỉ, và truyền dữ liệu tới các nút khác trong mạng. Đây là một ví dụ về mạng chuyển mạch gói. Nó có các phương tiện cho truyền lại dữ liệu khi lỗi được phát hiện.

Một cải tiến rất có ý nghĩa tiếp theo trong truyền dữ liệu được cung cấp bởi Datalink. Nó có khả năng truyền với các tốc độ 2400, 4800, 9600 bit/s. Nó không phụ thuộc vào bộ mã và các giao thức và nó tương thích với mạng điện thoại số.

ISDN là kết quả của những cố gắng mang tính quốc tế nhằm tiêu chuẩn hoá dạng thức dùng trong một số dịch vụ đã đang được cung cấp bởi các hệ thống điện thoại và các tổ chức khác. Nó dùng kỹ thuật chuyển mạch gói với nó dữ liệu được chia thành các gói có kích thước vừa phải và được lưu trữ trong bộ đệm cho tới khi có kênh rỗi để truyền đi. Rất có thể các gói dữ liệu khác nhau của cùng một bản tin sẽ tới đích trong những thời điểm khác nhau theo những hướng khác nhau. Do đó cần thiết phải dán nhãn cho mỗi gói tin của một bản tin để nó có thể khôi phục lại được ở phía thu. Các hiệp ước quốc tế hiện hành đã định rằng ISDN có thể cung cấp toàn bộ các dịch vụ viễn thông bao gồm cả dịch vụ video số. Các nhóm dịch vụ được đề nghị thừa nhận là:

- (1) Dịch vụ kênh thoại đơn giản.
- (2) Dịch vụ kênh thoại phức tạp (điện thoại nhanh).
- (3) Nhận và lưu trữ bản tin.
- (4) Đo đạc từ xa.
- (5) Dữ liệu tốc độ bit thấp.
- (6) Dữ liệu tốc độ bit từ 8÷64 kbit/s.
- (7) Các dịch vụ dữ liệu $N \times 64$ kbit/s, ở đây N rất lớn.

Một trong những hệ thống truyền dữ liệu nổi bật được phát triển là hệ thống đường dây thuê bao số không đối xứng (ADSL). Nó thuộc về một nhóm các kỹ thuật gọi chung là xDSL mà mục đích của nó là tạo ra đường truyền dữ liệu tốc độ cao giữa máy tính cá nhân và mạng Internet dùng dây điện thoại xoắn kép sẵn có. Nó là không đối xứng bởi vì tốc độ luồng dữ liệu từ mạng Internet xuống máy tính cá nhân cao hơn rất nhiều so với tốc độ luồng dữ liệu hướng ngược lại. ADSL có nhiệm vụ giải quyết nút vướng mắc tạo bởi cặp dây xoắn đôi giữa hộp cắm máy điện thoại và hộp đầu cuối, thường được gọi là “đệm cuối cùng”. Tên gọi này không được chính xác bởi độ dài của dây điện thoại xoắn đôi có thể thay đổi từ vài mét cho tới 6 km. Tính biến thiên của trở kháng đường dây và đáp ứng tần số của nó là các vấn đề mà xDSL phải giải quyết. Băng thông danh định của “đệm cuối cùng” này xấp xỉ 4 kHz. Băng thông cần cho dữ liệu từ hộp đầu cuối tới thuê bao xấp xỉ 1,1 MHz đối với tín hiệu hình cho hội thảo hình và việc tải các biểu diễn đồ họa phức tạp từ các trang Web. Để đạt được mục tiêu như vậy các bộ khuếch đại nhiễu thấp, hệ số cao phải có bộ cân bằng tần số. Tuy nhiên, các bộ khuếch đại có thể tạo ra hệ số cho các tín hiệu truyền trên một hướng duy nhất. Do đó cần thiết phải dùng dạng biến đổi của việc truyền dẫn 2-4 dây sao cho các tín hiệu có thể truyền theo cả hai hướng.

9.4.1 Các mạch điện modem

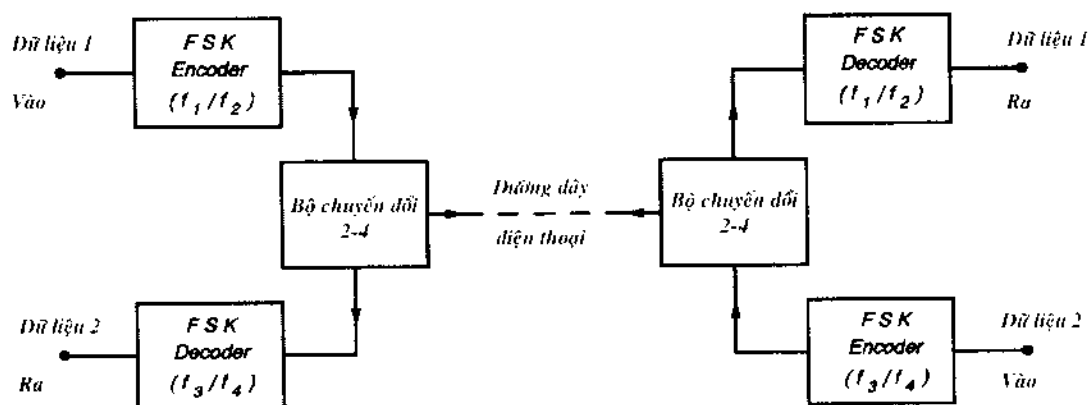
Sơ đồ khối của một modem điển hình được trình bày ở hình 9.27. Các tần số tiêu biểu là:

$$f_1 = 980\text{Hz}$$

$$f_2 = 1180\text{Hz}$$

$$f_3 = 1650\text{Hz}$$

$$f_4 = 1850\text{Hz} .$$



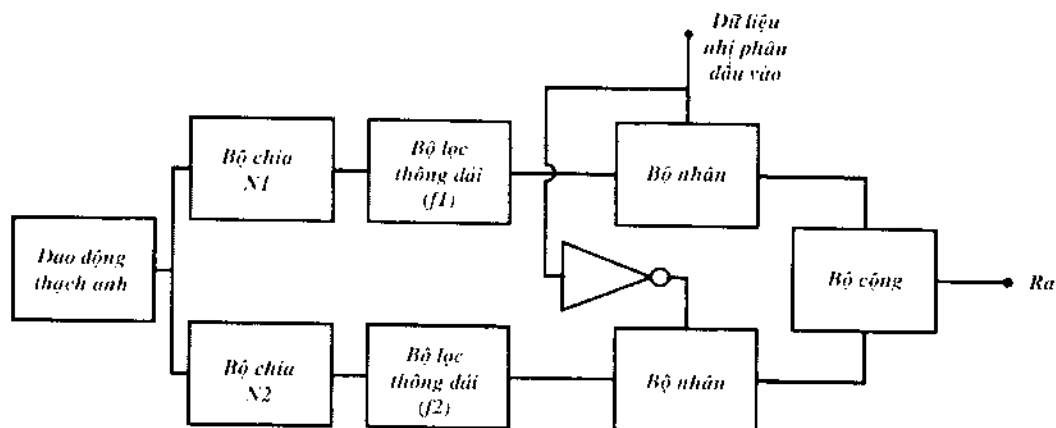
Hình 9.27. Sơ đồ khối của một Modem điện hình

Dữ liệu đầu vào cổng 1 được đưa tới cổng đầu vào của modem 1 ở đó máy phát FSK chuyển đổi nó thành f_1 và f_2 cho đánh dấu và khoảng cách, một cách tương ứng. Sau đó nó được nối tới dây điện thoại thông qua bộ ghép dây 4-2 (trong các mẫu cũ, microphnoe cacbon và bên thu điện thoại được dùng chung với một bộ kết nối âm thanh; sau đó ghép 4-2 dây sẽ là bộ ghép điểm góc). Tại đầu thu, bộ ghép modem 2 hướng dòng dữ liệu 1 tới bộ giải mã FSK bộ giải mã này sẽ chuyển f_1 và f_2 thành dấu và khoảng cách, một cách tương ứng. Modem 2 truyền tin với modem 1 theo cùng cách trừ sự khác nhau trong tần số sử dụng. Bộ ghép 4-2 dây được trình bày ở mục 8.5.1.6.

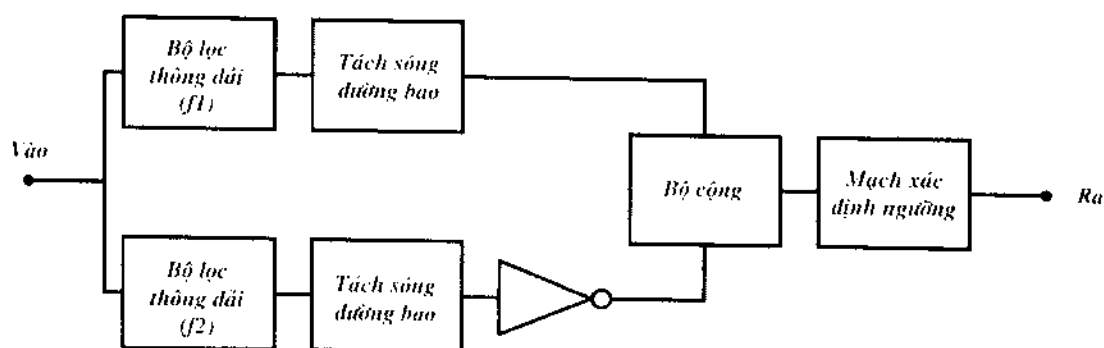
9.4.1.1 Bộ điều chế khoá dịch tần (máy phát). Bộ điều chế FSK của modem có sơ đồ khối cho ở hình 9.28. Bộ dao động điều khiển bằng thạch anh cung cấp một tần số đồng bộ chính xác cho hai mạch chia N. Các đầu ra được cho qua bộ lọc băng thông dải hẹp để điều chỉnh các tần số yêu cầu f_1 và f_2 . Các đầu ra của các bộ lọc thông dải được đưa tới các đầu vào của các bộ ghép kênh. Các số bị nhân là các tín hiệu nhị phân được mã hoá thành FSK và phần bù của nó. Chú ý rằng tín hiệu nhị phân và các phần bù của nó được dùng để điều khiển dòng tín hiệu từ bộ lọc thông dải tới bộ cộng. Khi đầu vào nhị phân là 1, một tín hiệu tần số f_1 được đưa tới bộ cộng; f_2 bị cắt. Khi nó là 0, f_1 bị cắt còn f_2 được đưa vào đầu vào bộ cộng.

Bộ dao động thạch anh điều khiển được trình bày ở mục 2.4.6. Một bộ dao động thạch anh sẵn có và rẻ tiền được thiết kế để hoạt động tại tần số 3,58 MHz (ban đầu thiết kế cho sóng mang cụm màu của máy thu vô tuyến; xem mục 8.4.5.2) có thể được dùng trong trường hợp chúng ta có:

Tần số đích, f	Bộ chia yêu cầu	Số tự nhiên N	Tần số thực, f'	Lỗi %
980	3653.06	3653	980.02	+0.002
1180	3033.90	3034	1179.96	-0.003



Hình 9.28. Bộ điều chế FSK với bộ điều khiển dao động thạch anh điều khiển.



Hình 9.29. Bộ giải điều chế FSK.

Các mạch chia N có thể được thực hiện bằng việc dùng các bộ đếm cơ số 12 ($2^{12} = 4096$) với đặc tính khởi tạo lại thích hợp để nhận được giá trị N cần thiết. Các bộ lọc có thể là các mạch LC đơn giản với hệ số Q vừa phải được điều chỉnh tới 980 Hz và 1180 Hz, một cách tương ứng. Bộ ghép kênh tương tự được trình bày ở mục 2.6.3, bộ đổi điện được trình bày ở mục 8.4.5.2, và bộ cộng ở mục 4.4.3.5. Có nhiều phương pháp khác nhau có thể được dùng để phát hiện mã hoá FSK.

9.4.1.2 Bộ giải điều chế khoá dịch tần (máy thu)

Một bộ giải điều chế FSK đơn giản của modem được cho ở hình 9.29. Hai bộ lọc thông dải hẹp được điều chỉnh tới hai tần số có mặt trong tín hiệu FSK. Các đầu ra được dùng để điều khiển các bộ dò tìm đường bao sóng. Chú ý rằng các đường bao của hai tần số f_1 và f_2 là các xung vuông. Đầu ra của một trong các bộ dò tìm đường bao được đảo ngược và được cộng vào đầu ra còn lại để tạo ra đầu ra nhị phân cần thiết.

Các bộ lọc thông dải hẹp có thể là các bộ khuếch đại điều hướng song song LC với hệ số Q thông thường. Bộ dò tìm đường bao được trình bày ở mục 3.4.6, bộ đảo ở mục 8.4.5.2, và bộ cộng ở mục 4.4.3.5. Mạch quyết định ngưỡng là một Trigon Smit, đó là mạch điện đã được trình bày ở mục 9.3.3.1. Có nhiều modem trên thị trường dùng kỹ thuật vòng khoá pha tinh vi cho cả điều chế và giải điều chế; chủ yếu dùng các mạch tích hợp.

CÂU HỎI ÔN TẬP

9.1 Hệ thống truyền dẫn sóng mang nén đơn biên có những ưu điểm gì? Nhược điểm gì?

Một máy phát vô tuyến AM phát công suất cao tần tối đa là 12 kW trên anten khi tín hiệu điều chế là sóng sin và chỉ số điều chế là 0.5. Tính

- (1) Công suất sóng mang,
- (2) Công suất các biên tần.

Tính công suất tối đa có thể được phát nếu máy phát được dùng trong hệ thống chặn sóng mang đơn biên (SSB–SC). Hệ số công suất cung cấp cho hệ thống SSB–SC là bao nhiêu?

9.2 Một hệ thống điện thoại dùng ghép kênh phân chia theo tần số cho 12 kênh trong một cấu hình nhóm cơ bản (xem hình 9.2), ở đó hai tone của tần số $f_1 = 400\text{Hz}$ và $f_2 = 2.5\text{kHz}$ được đưa vào kênh 5 (76÷80 kHz). Không may, bộ khuếch đại trong kênh 5 có đặc tuyến méo được biểu diễn bởi

$$i_0 = av_i + bv_i^2 + cv_i^3.$$

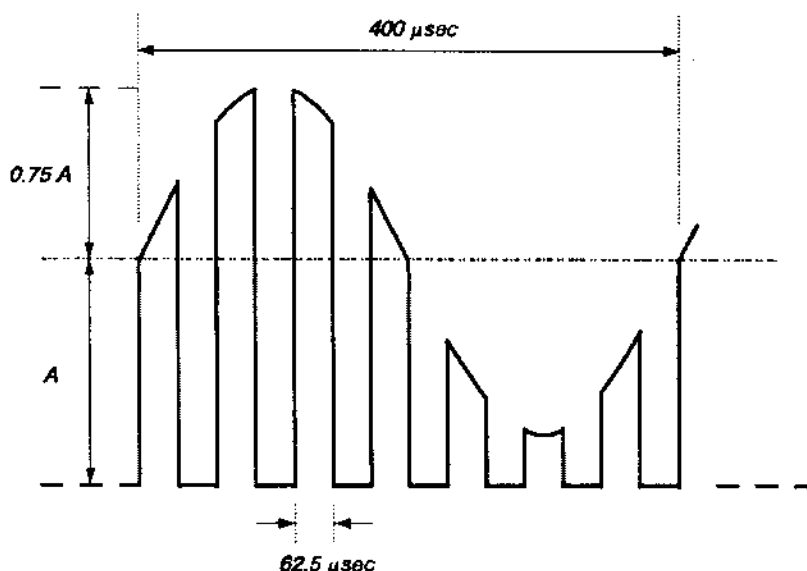
Nhận được một phương trình có cả các tần số xuất hiện trong dòng tín hiệu ra. Các kênh nào trong nhóm cơ bản có thể bị ảnh hưởng bởi nhiễu gây ra bởi bộ khuếch đại kênh 5?

9.3 Các ưu và nhược điểm của hệ thống điều xung mã đối với việc truyền các tín hiệu thoại?

Một hệ thống điện thoại dùng ghép kênh phân chia theo thời gian cho 600 kênh trong cấu hình một nhóm chủ (xem hình 9.4). Đầu ra được điều chế xung mã sử dụng 128 mức. Tính tần số lấy mẫu tối thiểu cho phép đối với một khoảng bảo vệ giữa các mẫu PCM.

9.4 12 kênh thoại trong một hệ thống điện thoại có giới hạn băng thông tới 3,5 kHz và lấy mẫu tại tần số 8 kHz cho truyền trong một hệ thống PAM ghép kênh phân chia theo thời gian.

- (1) Tính tần số đồng bộ tối thiểu, cho phép một xung đồng bộ thích hợp. Cần phải đặt xung đồng bộ ấy ở đâu ?
- (2) Mô tả cách đầu ra của hệ thống PAM có thể được dùng để điều chế biên độ một sóng mang và tính bằng thông cần thiết để truyền tín hiệu đó, giả sử rằng cần phải kể cả tới hài thứ ba vào chuỗi xung.



Hình 9.30

9.5 Một sóng PAM có dạng sóng như hình 9.30, ở đó tỉ lệ rộng xung là 1. Xuất phát từ biểu thức với dạng sóng PAM, đối với sóng vuông,

$$f(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega t$$

- (1) Dạng sóng PAM được đưa vào đầu vào một bộ lọc thông thấp lí tưởng với tần số ngưỡng là 10 kHz. Tìm một phương trình cho đầu ra của bộ lọc thông thấp lí tưởng đó. Vẽ phác hoạ dạng sóng.
- (2) Dạng sóng PAM được đưa vào đầu vào một bộ lọc thông thấp lí tưởng có băng thông 113 kHz đến 19 kHz. Tìm phương trình cho đầu ra của bộ lọc. Vẽ phác hoạ dạng sóng.
- (3) Bộ lọc thông dải ở (2) được thay thế bằng bộ lọc thông dải lí tưởng khác với băng thông 45 kHz đến 51 kHz. Tìm phương trình cho đầu ra của bộ lọc. Vẽ phác hoạ dạng sóng.

Ta sẽ chọn đầu ra nào để khôi phục thông tin từ dạng sóng PAM gốc và tại sao lại chọn nó?

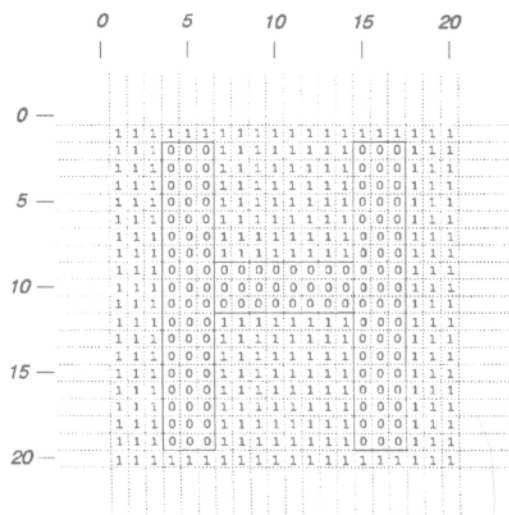
- 9.6** Trong hệ thống điện thoại, đối với cả FDM và TDM, các kênh được nhóm lại để phân cấp cho truyền dẫn. Trình bày các lợi ích của phương pháp tổ chức kênh này.
- 9.7** Bộ đếm vòng là gì ? Minh họa câu trả lời bằng một thiết kế bộ đếm vòng 8 pha. Đề xuất một ứng dụng cho bộ đếm vòng ấy.
- 9.8** Thiết kế một Trigon Smit sao cho nó lật trạng thái khi điện áp vượt quá 4,5 V được đưa vào đầu vào. Điện áp nguồn dc là 12 V và tải cho Trigon chịu được dòng 0,5 mA. MOSFET kênh N hai chế độ cải tiến với điện áp ngưỡng cung cấp là 3V.
- 9.10** Thiết kế một bộ dao động đa hài để điều khiển một mạch lấy mẫu với nó thời gian lấy mẫu là $1\ \mu s$ và thời gian giữ là $15\ \mu s$. Điện áp nguồn cung cấp là 6 V và cổng lấy mẫu chịu dòng điện 1 mA khi nó lấy mẫu tín hiệu. Chúng ta sẽ có lưu ý đặc biệt nào về sự khác nhau lớn giữa thời gian lấy mẫu và thời gian giữ.
- 9.11** Thiết kế một cổng lấy mẫu nối tiếp dùng transistor lưỡng cực. Nguồn của tín hiệu được lấy mẫu có điện áp 5 V biên độ đỉnh với một nội trở $100\ \Omega$. Tải cho cổng lấy mẫu là $10\ k\Omega$. (Tải “nhìn” bởi cổng lấy mẫu bằng $10\ k\Omega$). Transistor là loại NPN có $\beta = 100$, $V_{CE(SAT)} = 0.5V$ và dòng dò bazơ (khi transistor tắt) $I_{E(off)} = 50nA$. Tính sai số ở đầu ra.

MÁY FAX

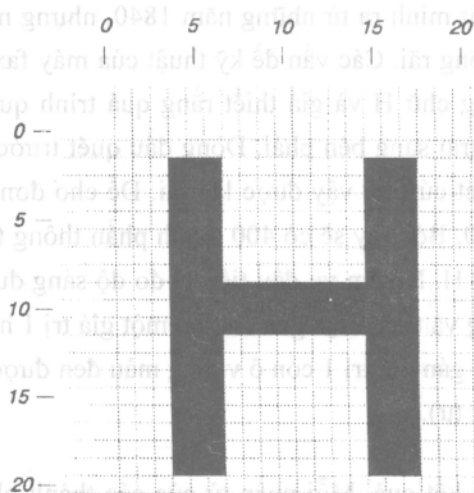
10.1 LỜI GIỚI THIỆU

Mặc dù máy fax đã được phát minh ra từ những năm 1840, nhưng nói chung nó vẫn là một thiết bị chưa được sử dụng rộng rãi. Các vấn đề kỹ thuật của máy fax được minh hoạ ở hình 10.1. Để đơn giản ta sử dụng chữ H và giả thiết rằng quá trình quét được thực hiện theo chiều ngang từ góc trên bên trái sang bên phải. Dòng đầu quét trước sau đó di chuyển sang dòng thứ hai và quá trình quét cứ như vậy được lặp lại. Để cho đơn giản, khung quét được chia thành một ma trận 20×20 . Bởi vậy sẽ có 400 thành phần thông tin phải được truyền tới máy thu để khôi phục lại chữ H. Nhiệm vụ đầu tiên là đo độ sáng được phản xạ hoặc tạo ra bởi mỗi phần tử dạng ô vuông và thực hiện gán cho nó một giá trị 1 hoặc 0; ở đây ta giả thiết rằng ô vuông màu trắng được gán giá trị 1 còn ô vuông màu đen được gán cho giá trị 0 (việc gán ngược lại cũng làm tương tự).

Hình 10.1(b) biểu thị kết quả. Mỗi phần tử của các thành phần thông tin này được gọi là một *pel* (nó là một điểm ảnh đối với ảnh đen trắng của nó hoặc thông tin màu sắc được phân làm hai loại, đen và trắng, phụ thuộc vào mối quan hệ về độ sáng của nó). Để việc truyền dẫn thành công, bên phát phải “nói” cho bên thu biết các ô vuông nào truyền đi có màu trắng và cái nào phải có màu đen. Mặt khác, quá trình bắt đầu “đọc” ở máy phát và “ghi” ở máy thu phải thật chính xác đối với các ô vuông tương ứng tại cùng một thời điểm, nghĩa là chúng phải đồng bộ và cùng pha. Để đạt được sự đồng bộ, phải sử dụng hai con lắc có cùng độ dài (cùng với một cơ cấu để giữ cho chúng đồng pha) [1]. Con lắc là rất không thực tế bởi vì nó phải được chế tạo khá lớn để tích trữ đủ năng lượng sao cho sự tổn hao năng lượng trong các quá trình quét và in sẽ không đáng kể. Sự đồng bộ hoá cải tiến đạt được khi âm thoa được thay thế cho con lắc, nhưng kỹ thuật mới này cũng không đủ chính xác cho yêu cầu này cho tới những năm 1940. Vấn đề đồng bộ đã không bao giờ được giải quyết thoả đáng; quả thực, vấn đề này đã biến mất ngay khi kỹ thuật số được ứng dụng vào việc phát triển máy fax.



(a)



(b)

Hình 10.1. (b) Biểu diễn chữ H bằng các điểm ảnh đen và trắng.

(a) sự biểu diễn nhị phân của các điểm ảnh.

Một vấn đề khác làm chậm sự phát triển của máy fax đó là tốc độ mà trong đó thông tin có thể được truyền tải. Ta quay lại chương 1 để thấy rằng các nỗ lực ban đầu để xây dựng các máy fax đã được thực hiện trước khi phát minh ra điện thoại. Các tuyến điện báo cùng thời điểm đã sử dụng các dây dẫn đơn cùng với các dây đất chung. Hầu hết các đối tượng gây nhiễu điện là do các phương tiện giao thông trên đường phố, chúng rất phổ biến trong thời gian này. Để giải quyết vấn đề này, các tuyến điện tín sử dụng các bộ chuyển tiếp để gia

tăng khoảng cách (chuyển tiếp Morse) và giảm bớt sự chậm trễ cố hữu trong truyền tải khối lượng thông tin yêu cầu để góp phần làm nên sự thành công của máy fax. Lưu ý rằng tại tốc độ quét nhỏ nhất đối với khung quét là một trang $8,5 \times 11$ inch ($21,6 \times 28$ cm) tương đương với 200 dòng/inch số lượng điểm ảnh được tạo ra là $2,86 \times 10^6$. Cho dù với các bảng mã hiện đại thì các tuyến điện báo cũng không thể truyền tải thành công bộ khối lượng thông tin trong một khoảng thời gian hợp lý.

Vấn đề kỹ thuật tiếp theo cần được giải quyết là ứng dụng một phương pháp mã hoá thông tin thích hợp để giảm độ dư thông tin ở mức cao. Quan sát hình 10.1(b) ta nhận thấy rằng hàng 1 hoàn toàn có màu trắng và do đó nó được biểu diễn bởi một hàng gồm 20 số 1. Một mã ngắn gọn hơn được tạo nên bởi các số 0 và 1 có thể được sử dụng để truyền tín hiệu tới bên thu bằng cách chèn 20 số 1 vào hàng 1. Tương tự, ở hàng 2, có hai sự chuyển tiếp từ 1 sang 0 và từ 0 sang 1. Để truyền thông tin này cần phải tạo ra một từ mã có ít hơn 20 bit để báo cho bên thu biết rằng tại đó xuất hiện các chuyển tiếp và xét xem chúng chuyển từ 1 sang 0 hay từ 0 sang 1 hoặc ngược lại. Cũng có thể quan sát hình 10.1(b) của ví dụ, tại đó hàng 3 giống với hàng 2. Có thể nhận được sự giảm bớt hơn nữa số lượng các bit yêu cầu bằng cách truyền đi một tín hiệu có liên quan sang máy thu để lặp lại hàng 2.

Ít nhất tại Mỹ, việc cạnh tranh thương mại đã làm cản trở sự hợp tác giữa các hãng để họ thực hiện việc phát triển máy fax. Mỗi nhà sản xuất phát triển các chuẩn riêng của họ, khác hẳn với các chuẩn của đối thủ. Hậu quả của việc này là làm cho giá thành sản phẩm cao; chi quân đội, cảnh sát, và các cơ quan báo chí lớn mới có khả năng sở hữu và vận hành máy fax. Điều này đã được chấm dứt vào giữa những năm 1950 khi Viện các kỹ sư vô tuyến thiết lập nên các chuẩn công nghiệp.

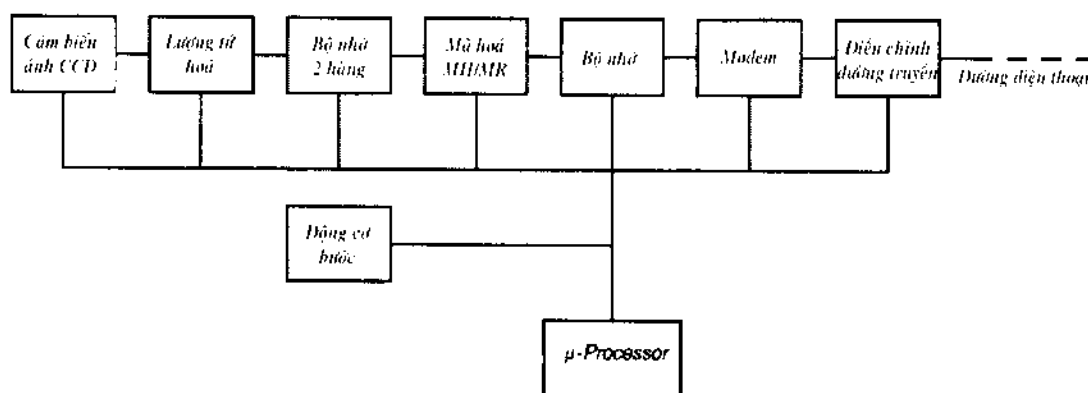
10.2 THIẾT KẾ HỆ THỐNG

Sự phát triển của máy fax hiện đại bắt đầu bằng các khuyến nghị của Ủy ban tư vấn về điện thoại và điện báo quốc tế (CCITT) đối với các chuẩn được biết đến với tên gọi Nhóm 3 (G3). Các chuẩn Nhóm 1 và 2 (ngẫu nhiên đối với hệ thống tương tự) đã không được sử dụng ở Bắc Mỹ. Việc thảo luận của các chuẩn G3 được bắt đầu vào năm 1976 khi hội đồng của CCITT đã được đổi tên thành Liên minh viễn thông quốc tế (ITU), một cơ quan đặc biệt của Liên hợp quốc. Cho tới năm 1980 mới bổ sung đầy đủ cho các khuyến nghị để xây dựng nên các chuẩn G3. Các khuyến nghị này, với rất nhiều tùy chọn (để thoả mãn một số lượng lớn sự quan tâm đặc biệt tới các nhóm), bao gồm các tham số cho việc “bắt tay” giữa máy thu và máy phát, tốc độ modem, mật độ quét, bảng mã và một hệ thống số hoàn toàn. Việc quyết định chọn kỹ thuật số đã loại bỏ được các vấn đề liên quan tới đồng bộ hoá và pha. Các thoả hiệp đã được thực hiện và đôi lúc các yếu tố này còn bị tác động bởi khả năng chi trả cho bản quyền tác giả. Thứ nhất bởi các sáng chế đã hết hiệu lực [2] và thứ hai bởi chủ sở hữu của

các phát minh đã trao nó miễn phí cho người sử dụng. Cuối cùng có hai bảng mã được chấp nhận.

10.2.1. Chế độ truyền

Hình 10.2 minh hoạ sơ đồ khối của một máy fax điển hình kiểu G3 khi nó đang làm việc ở chế độ truyền. Máy quét có 1728 linh kiện (CCD) được sắp xếp trật tự theo hàng. Mỗi phần tử của dãy đọc độ sáng của hàng đầu tiên của các điểm ảnh và chuyển các đại lượng này thành một điện áp tương đương. Một bộ khuếch đại thực hiện khuếch đại tín hiệu tới một mức thích hợp cho việc xử lý ở tầng tiếp theo. Mạch Trigơ Smith sẽ phân loại một giá trị 1 (màu trắng) hoặc 0 (màu đen) thành từng *pixel*, do đó chúng được chuyển thành các *pel*. Thông tin này được lưu trữ và hàng tiếp theo của các *pixel* lại được đọc bởi các CCD và cứ như thế chúng được biến đổi và lưu trữ. Sau đó tín hiệu được mã hoá để giảm bớt độ dư thông tin và được biểu diễn bằng mã Huffman động (MF), địa chỉ quan hệ động, hoặc đọc động đơn giản (MR) hay đọc động thay đổi (MMR). Việc lựa chọn phương pháp mã hoá nào trong các hệ thống mã hoá này để sử dụng cho việc truyền dẫn phụ thuộc vào dung lượng của các máy fax yêu cầu. Bảng mã Huffman động được cho ở phụ lục D [3]. Thông tin đã mã hoá được lưu trong bộ nhớ và được truyền qua modem vào một thời điểm thích hợp được các định bởi bộ vi xử lý. Modem biến đổi tín hiệu sang dạng tín hiệu tương tự để truyền qua đường điện thoại tới máy fax nhận. Bộ điều chỉnh đường truyền có thể được sử dụng để thay đổi trở kháng đường truyền, đáp tuyến tần số và/hoặc để tối thiểu hoá tiếng dội trên đường điện thoại. Động cơ bước điều khiển hệ thống cơ khí, cơ cấu này kéo trang giấy qua hệ thống quét.

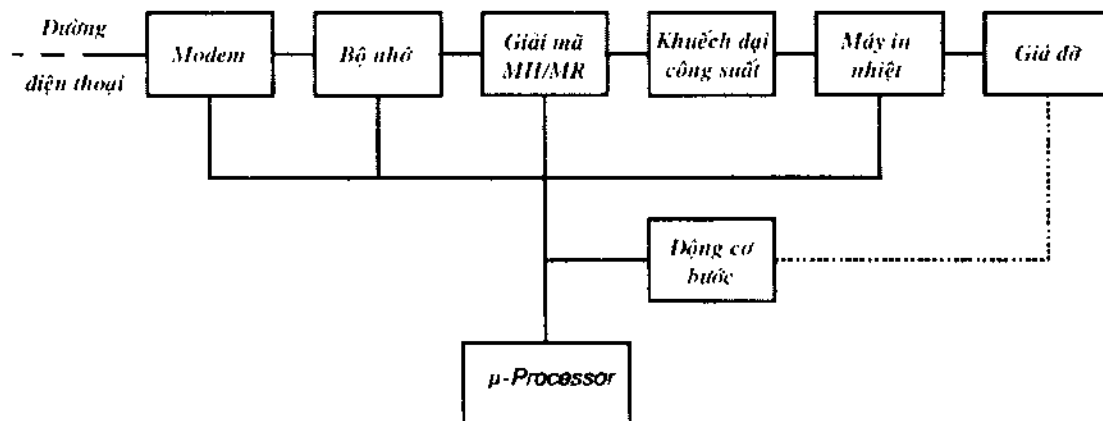


Hình 10.2 Sơ đồ khối phần “gửi” của máy fax.

10.2.2. Chế độ nhận

Hình 10.3 minh hoạ sơ đồ khối của máy fax khi nó làm việc ở chế độ nhận. Modem nhận các tín hiệu vào từ đường dây điện thoại, biến đổi tín hiệu tương tự thành tín hiệu dạng số và

được lưu trữ trong bộ nhớ sẵn sàng cho việc giải mã. Bộ giải mã tái lập lại bản tin ban đầu và thực hiện việc khuếch đại cần thiết. Đầu ra của bộ khuếch đại công suất điều khiển một máy in nhiệt. Một cuộn giấy đã được xử lý đặc biệt được kéo qua một tập hợp các dây dẫn nhiệt đặt cách nhau xấp xỉ 200/inch (bằng độ phân giải máy quét). Cuộn giấy được điều khiển bởi động cơ bước. Khi đầu ra của bộ giải mã chỉ thị rằng một điểm ảnh là màu đen, dòng điện chảy qua dây dẫn nhiệt tương ứng và điều này sẽ làm xuất hiện một chấm đen trên giấy. Tất cả các khối trên sơ đồ đều nằm dưới sự điều khiển của bộ vi xử lý. Xu hướng hiện nay đang bỏ dần phương pháp nhiệt để in khô và in film carbon và chuyển sang máy in sử dụng giấy thông thường.



Hình 10.3 Sơ đồ khối phần “nhận” của máy fax.

Hiển nhiên là mỗi máy fax độc lập có chứa tất cả các khối phục vụ cho cả chế độ truyền và nhận.

10.3 NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CỦA MÁY FAX

10.3.1 Thủ tục “Bắt tay”

Để gửi một bản fax, thứ nhất cho giấy vào cơ cấu gửi. Tờ giấy được giữ giữa hai lô cuộn và ngay lập tức nó được kéo vào trong máy. Máy sẵn sàng đọc dòng đầu tiên của bản tin. Bước tiếp theo là quay số điện thoại để kết nối với máy fax bên nhận. Số đã quay được lưu trữ bởi máy gửi. Khi nhấn phím Start, các sự kiện sau sẽ xảy ra:

1. Âm quay số nổi lên
2. Máy gửi quay số đã lưu, và nếu số này không bạn có thể nghe thấy âm báo “phản hồi”. Thường thì, máy nhận cần bốn hồi chuông trước khi nó phúc đáp.
3. Máy nhận thực hiện “nhắc máy” (tự nó kết nối vào đường truyền) và gửi một tín hiệu tần số 2,1kHz kéo dài gần 3 giây tới máy fax gửi để tự xác nhận rằng nó là máy fax.

4. Máy nhận tiếp tục bằng việc gửi mã nhận dạng của nó tới máy gửi. Mã này báo cho máy gửi biết các khả năng của máy nhận ra sao. Các thông tin này rất quan trọng và có thể bao gồm nhiều thông số khác nhau
 - (a) tốc độ của modem,
 - (b) mật độ quét (số dòng/inch hoặc mm),
 - (c) kiểu giải mã (MH, MR hay MMR) nó được chương trình hoá để thực hiện.
 - (d) kích thước bộ nhớ.
5. Sau đó máy gửi truyền một tín hiệu ra lệnh chốt máy nhận tuân theo các thuộc tính đã chọn từ các thông số ở sự kiện 4.
6. Máy gửi truyền một tín hiệu kiểm tra chuẩn (hướng dẫn) tới máy thu.
7. Máy nhận truyền một tín hiệu xác nhận rằng tín hiệu kiểm tra đã nhận được chính xác.
8. Máy gửi truyền bản tin.
9. Nếu tín hiệu kiểm tra lỗi, để sửa lỗi có thể có các lựa chọn như thực hiện cân chỉnh đường dây điện thoại, thay đổi tốc độ modem, v.v., hoặc cuộc gọi có thể bị chấm dứt.
10. Ở cuối của bản tin một từ mã đặc biệt được truyền đi để chỉ thị cho máy nhận.
11. Sau đó máy nhận gửi trở lại một từ mã để chỉ thị rằng bản tin đã được nhận thành công.
12. Máy gửi trở về chế độ “đặt máy”, kết thúc cuộc gọi.
13. Máy nhận cũng trở về chế độ “đặt máy” kết thúc cuộc gọi.

Thủ tục bắt tay là một kịch bản cũ của máy fax. Các máy thế hệ mới có thể đọc cả trang ở cùng một thời điểm, xử lý và lưu thông tin trước khi truyền đi.

10.4 CHẾ ĐỘ TRUYỀN

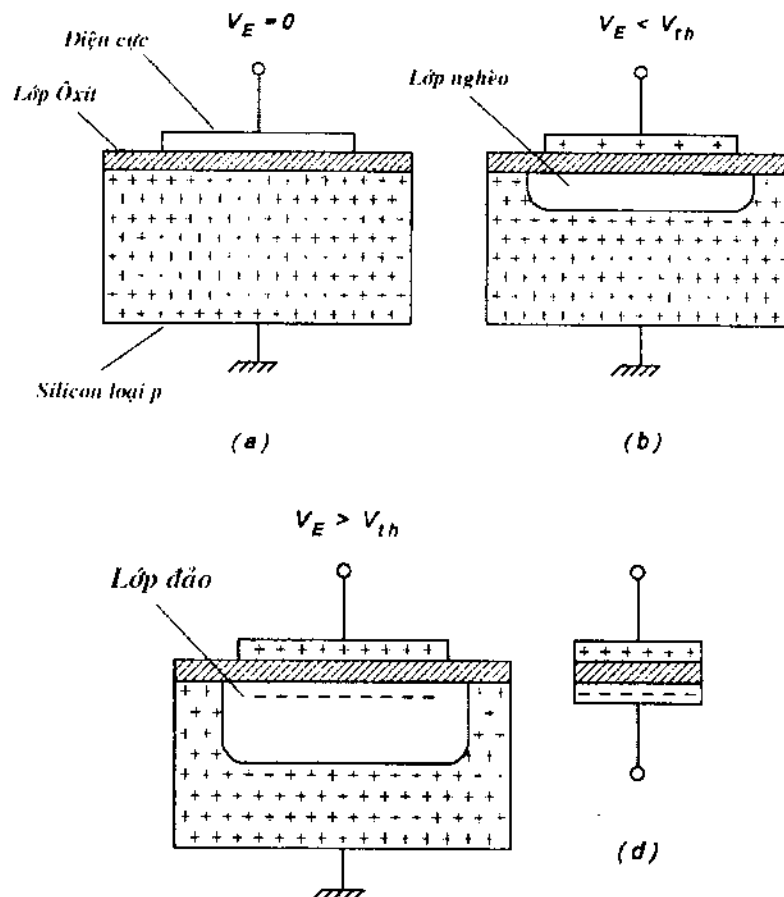
Trong phần này ta lần lượt đi xét các thành phần cấu tạo nên các mạch điện được sử dụng để xử lý tín hiệu.

10.4.1 Cảm biến ảnh CCD

10.4.1.1 Lý thuyết bán dẫn

Để hiểu nguyên lý làm việc của bộ quét CDD, cần phải khái quát ngắn gọn về lý thuyết bán dẫn. Có một số loại vật liệu có thể được sử dụng làm chất bán dẫn. Vật liệu được sử dụng rộng rãi nhất trong số đó là silic. Silic tinh khiết không dẫn điện ở điều kiện thường bởi vì các điện tử của nó không có đủ năng lượng để bứt khỏi cấu trúc mạng tinh thể. Khi năng lượng nhiệt, điện trường hoặc ánh sáng chiếu vào một mảnh silic, các điện tử có thể nhận

được đủ năng lượng để thoát ra khỏi ảnh hưởng của hạt nhân và trở thành “các điện tử tự do” trong vật liệu. Sự tạo ra các điện tử tự do trong silic được thực hiện dễ dàng bằng cách biến vật liệu từ một chất không dẫn điện thành một chất bán dẫn điện. Để biến silic thành một chất bán dẫn, cần phải pha vào một “tạp chất”, nó là một thành phần hóa học khác. Quá trình này được gọi là kích tạp. Chất thường hay được sử dụng cho việc kích tạp là phospho. Silic có hóa trị bốn còn phospho có hóa trị năm. Do đó phospho khuếch tán một điện tử thừa vào cấu trúc mạng tinh thể của silic. Bởi vậy điện tử thừa giúp cho nó dẫn điện dưới các điều kiện thường. Phospho kích tạp silic được gọi là silic loại – n (chất cho). Trong silic loại – n, các hạt mang điện đa số là điện tử còn các hạt mang điện thiểu số là lỗ trống. Chất thứ hai hay được sử dụng để kích tạp silic là borium. Borium có hóa trị 3 và do đó nó làm thiếu một điện tử. Thay vì nói bằng sự thiếu mất một điện tử, ta gọi nó là lỗ trống. Borium-Silic kích tạp được gọi là silic loại-p (chất nhận). Trong silic loại-p, các hạt mang điện đa số là lỗ trống còn các hạt thiểu số là điện tử [4].



Hình 10.4 (a) Cấu trúc của linh kiện silic loại-n khi không cung cấp điện áp vào điện cực. (b) Hình dạng của lớp nghèo khi đặt một điện áp dương ($V_E < V_{th}$) vào điện cực. (c) Khi tăng giá trị V_E ($V_E > V_{th}$) lớp đảo được tạo ra. (d) Sự so sánh giữa linh kiện với một tụ điện.

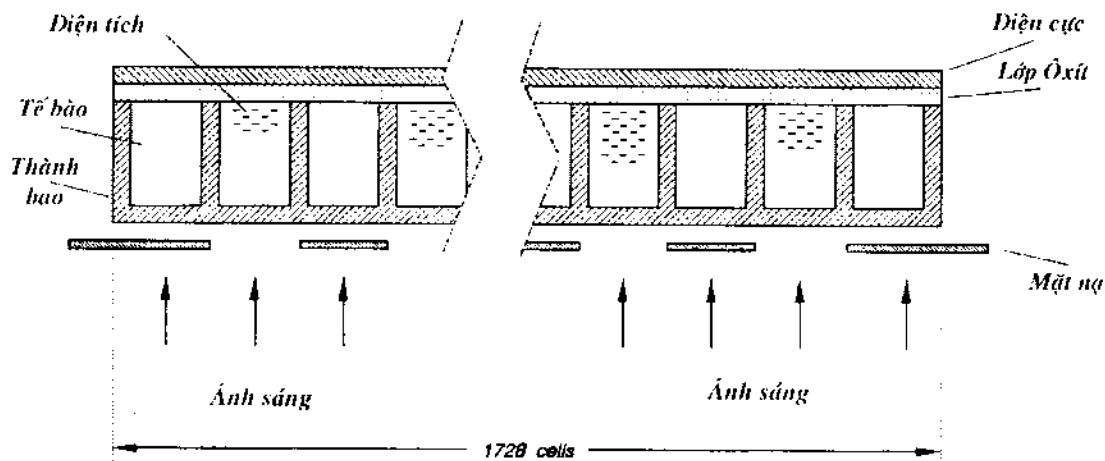
Hình 10.4(a) là mặt cắt của một phiến silic loại-p được phủ bằng một lớp oxit silic (chất cách điện), sau đó là một điện cực nhôm. Khi điện cực có điện thế 0V, không có hiện tượng gì xảy ra, nhưng khi điện thế tăng lên, điện thế dương trên điện cực đẩy lùi các lỗ trống dương, tạo ra một lớp nghèo như được vẽ ở hình 10.4(b). Khi điện áp trên điện cực được tăng lớn hơn, cho tới khi đạt tới một điểm mà sự ảnh hưởng của điện áp điện cực trở nên quá mạnh đến nỗi nó bắt đầu hút các điện tử vừa mới xuất hiện ở dưới bề mặt tấm silic. Ngay lập tức xuất hiện sự đảo silic loại-p thành silic loại-n. Lớp này được gọi là lớp đảo. Giá trị điện áp khi xuất hiện hiện tượng đảo được gọi là điện áp ngưỡng, V_{th} . Vượt quá điện áp ngưỡng một số lượng lớn điện tử tập trung dưới điện cực dương. Như vậy, một tụ điện được tạo nên giữa điện cực và silic loại-p. Điều này được minh họa ở hình 10.4(c) và (d). Cấu trúc của việc tạo (khi điện áp điện cực, V_F đủ) và giữ một điện tích giống như một tụ điện.

Khi ánh sáng chiếu vào một miếng vật liệu bán dẫn, sẽ tạo ra một cặp điện tử - lỗ trống. Hiện tượng này xảy ra khi năng lượng của photon được hấp thụ bởi vật liệu gây ra sự kích thích các hạt mang điện hạn chế thành các trạng thái di động. Cho các cấu trúc thích hợp và phân cực riêng, các hạt mang điện thiểu số (đó là các điện tử trong vật liệu loại-p ở trạng thái di động) có thể được tập trung lại. Sự ảnh hưởng của ánh sáng trên thực tế cũng tương tự như đối với điện trường hay sự gia tăng nhiệt độ [5]. Đây là cơ sở ứng dụng của phần lớn các cảm biến như là transistor quang và các bộ tách sóng hồng ngoại.

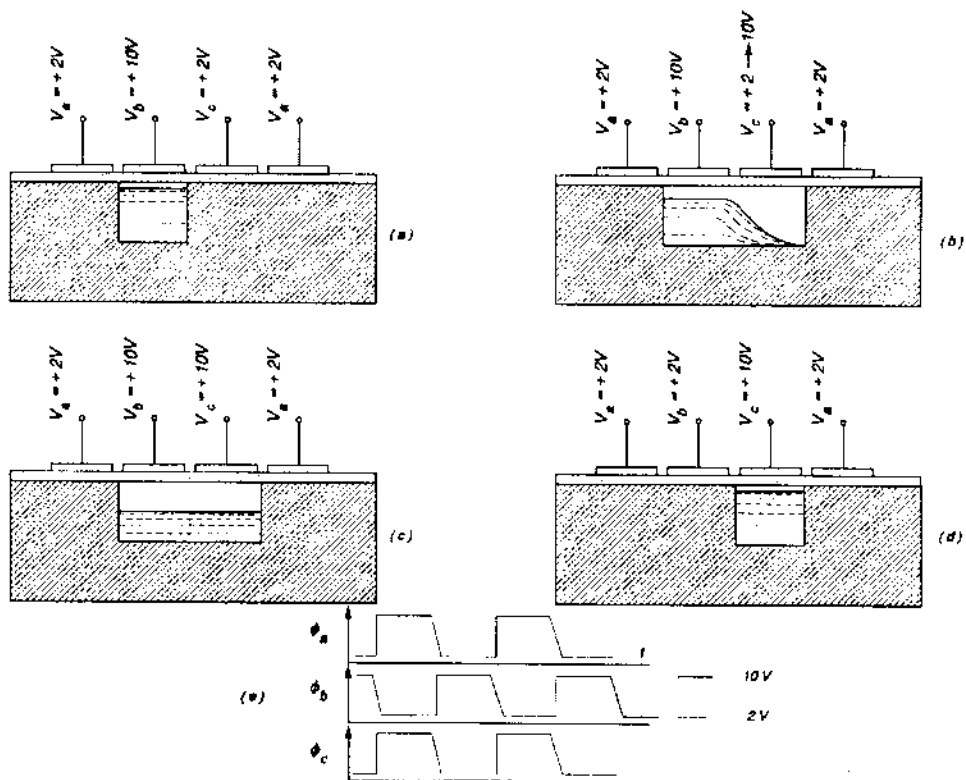
10.4.1.2 Cảm biến quang bán dẫn. Hình 10.5 biểu diễn cấu trúc điển hình của một cảm biến hình ảnh [6]. Silic loại-n được tạo thành các đảo (giếng). Mỗi đảo là một tế bào và sử dụng một mặt nạ thích hợp, các tế bào có thể được phơi hoàn toàn ra ánh sáng. Lưu ý rằng ánh sáng chiếu vào tế bào từ mặt sau của chip silic tại vị trí điện cực không cùng hướng. Sử dụng phiến silic có độ dày thích hợp, kích tạp đúng mức cho phiến silic, và cung cấp điện áp đủ lớn cho các điện cực, các điện tử có thể giữ gần bề mặt của silic vừa đúng dưới điện cực. Số lượng điện tử bị giữ gần như có quan hệ tuyến tính với cường độ của ánh sáng chiếu vào. Ta có một bức ảnh mặt nạ điện tử “được vẽ” dưới dạng điện tích.

10.4.1.3 “Bucket brigade”. Chức năng của “bucket brigade” là để chuyển đổi điện tích thành phần tạo nên ảnh điện tử tới một mạch điện bên ngoài. Cấu tạo của thiết bị được vẽ ở hình 10.6 tương tự như đối với hình 10.5. Chỉ khác là có bốn điện cực được đặt rất gần nhau. Ta sử dụng mô hình tương tự như một cái giếng được đổ đầy nước để minh họa cho hoạt động của “bucket - brigade” [6]. Khi điện áp dương có biên độ đủ lớn được đặt vào một trong các điện cực, một “giếng” (lớp đảo) điện tích được tạo ra, “giếng” được đổ đầy nước (điện tích âm, tức các điện tử). Ta giả thiết rằng có nước trong giếng dưới “điện cực b” bởi vì điện thế của nó cao hơn. Có nước ở đó bởi vì không có giếng ở dưới a và c. Giả sử ta đào một cái giếng ở dưới điện cực c (tức là thay đổi điện áp trên điện cực c từ 2 tới 10V). Rõ ràng nước sẽ chảy vào một cái giếng có độ rộng gấp đôi, do đó mực nước sẽ giảm xuống còn một nửa so với mức ban đầu (chất lượng nước được giả thiết là không đổi). Cuối cùng ta đổ vào giếng

dưới điện cực b. Mức nước trong giếng dưới điện cực c sẽ dâng cao tới mức ban đầu, ta đã thành công trong việc di chuyển nước từng bước sang bên phải.



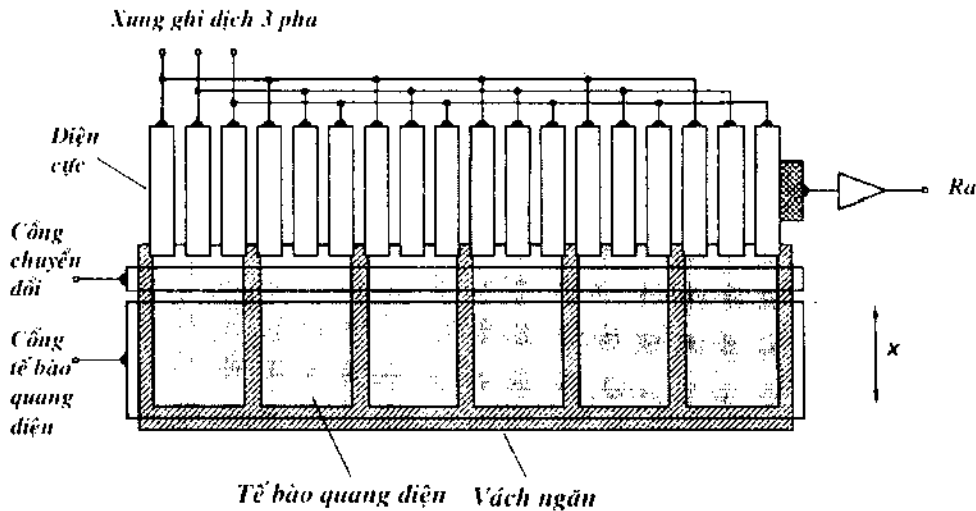
Hình 10.5 Cảm biến hình ảnh biểu diễn 1728 tế bào. Các điện tử được vẽ trong các tế bào được tạo ra bởi ánh sáng chiếu vào.



Hình 10.6 Tương tự như dòng nước đối với "bucket brigade" biểu diễn điện tích được di chuyển từ trái sang phải sử dụng ba pha đồng hồ như thế nào.

Điện tích được tích tụ dưới điện cực b có thể bị dịch sang điện cực c sử dụng dạng điện áp vẽ ở hình 10.6(e). Lưu ý rằng, để đảm bảo rằng điện tích được dịch chuyển một cách rõ ràng từ trái sang phải, hai điện cực nằm đối diện với điện cực b phải được nối với nhau như vẽ ở hình 10.7.

Sự kết hợp của bộ cảm biến quang và “*bucket brigade*” (hoặc bộ ghi dịch tương tự) làm cho nó có khả năng “đo” ánh sáng chiếu vào bộ cảm biến hình ảnh và truyền tải thông tin tới mạch điện ngoài.



Hình 10.7. Cấu tạo của một cảm biến hình ảnh CCD thực tế (là sự kết hợp của cảm biến quang và “*bucket brigade*”)

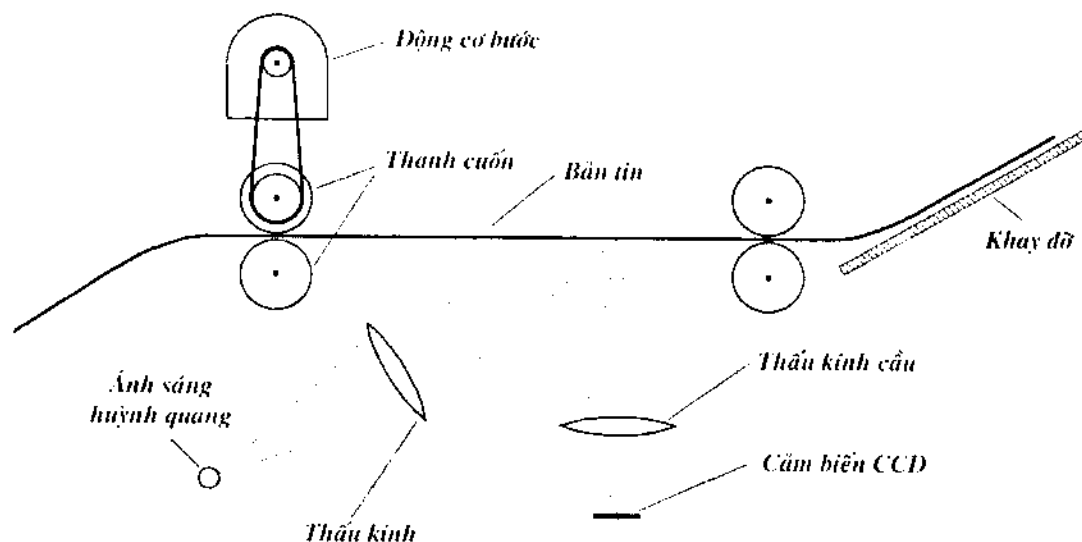
10.4.1.4 Khối cảm biến hình ảnh CCD

Một sự kết hợp của bộ cảm quang và “*bucket brigade*” được vẽ ở hình 10.7. Để tránh sự tạo ra các tín hiệu tạp tán, một mặt nạ kim loại (không vẽ) bao bọc tất cả các cấu trúc ngoại trừ bộ cảm quang.

Để khởi động, một điện áp dương được cung cấp vào cổng quang còn cổng truyền tải được “đóng kín” bằng việc cung cấp một điện áp âm. Điện tích tỉ lệ với độ sáng và thời gian tích tụ ánh sáng lên mỗi tế bào. Sau cái được gọi là thời gian thích ứng với môi trường, cổng truyền tải “được mở” và các điện tích được tích lũy trong các tế bào chảy qua điện cực có điện thế dương nhất trong ba cái. Đây là quá trình xử lý song song. Sau khi cổng truyền tải bị đóng lại và nhịp đồng hồ ba pha điều khiển các điện tích tích lũy từ trái sang phải. Khi mỗi gói điện tích tới đầu cuối, nó biến đổi thành một điện áp và được khuếch đại thích hợp. Quá trình này được gọi là làm việc nối tiếp.

10.4.1.5 Các hệ thống quang và cơ khí

Hình 10.8 minh họa một hệ thống quang và cơ khí điển hình được sử dụng cho việc quét trang tài liệu. Một thấu kính hình trụ tập trung ánh sáng từ một đèn huỳnh quang lên tài liệu. Một thấu kính hình cầu thực hiện hội tụ một hàng các điểm ảnh được tạo ra từ một dòng rộng 0,005 inch (0,127 mm) (tương đương 200 dòng/inch). Tài liệu được di chuyển từng hàng một bởi động cơ bước cho tới khi trang tài liệu được quét hết.



Hình 10.8. Một cơ cấu điển hình quang và cơ khí sử dụng cho việc quét tài liệu.

10.4.2 Bộ lượng tử hóa nhị phân

Điện áp ra từ bộ cảm biến hình ảnh CCD là một chuỗi các xung mà biên độ của chúng tỉ lệ với ánh sáng chiếu vào mỗi tế bào. Có các *pixel* và chúng phải được chuyển thành các *pel* vì các chuẩn fax nhóm ba được thiết kế để chỉ làm việc với mức đen và trắng. Chuẩn fax G3 có quan hệ với bóng mờ như thế nào sẽ được thảo luận ở mục 10.9. Việc lượng tử hóa nhị phân nhận được bằng cách sử dụng mạch điện Trilog Smith.

10.4.3 Bộ nhớ hai hàng

Bộ nhớ hai hàng được sử dụng khi dùng một kiểu hệ thống mã hóa khác, như Đọc thay đổi. Có rất nhiều kiểu bộ nhớ được sử dụng để lưu trữ các điểm ảnh. Vì bản chất nối tiếp của thông tin đến từ bộ lượng tử nhị phân, ta chọn thanh ghi dịch. Một thanh ghi dịch là một chuỗi các flip-flop hoặc các bộ dao động đa hài song ổn được mắc sao cho các trạng thái của các flip-flop đơn chứa thông tin được lưu trữ. Trong kiểu thanh ghi dịch này dữ liệu lưu trữ được đưa vào tại thời điểm có đáp ứng xung đồng hồ, đồng thời một bit thông tin được “đẩy ra”.

Việc thiết kế các flip-flop hay mạch đa hài song ổn được minh họa ở mục 8.4.5.2. Tóm lại, flip-flop là một mạch số mà các đầu ra của nó chỉ có thể cho ra hai giá trị 1 hoặc 0. Bất kỳ giá trị nào cũng phải giữ nguyên cho tới khi xuất hiện một xung đồng hồ, tại thời điểm đó nó chuyển sang trạng thái khác. Ta nói rằng mạch điện này “nhớ” trạng thái của nó trước khi nhận xung đồng hồ. Flip-flop là khối kiến trúc nền bộ nhớ kiểu này. Ở Mục 8.4.5.2, flip-flop được mô tả như hai cổng NOT được mắc phản hồi. Tức là flip-flop không có khả năng thiết lập lại. Để xây dựng một thanh ghi dịch, ta cần một flip-flop có khả năng tái thiết lập. Việc thiết kế flip-flop có khả năng tái thiết lập và ứng dụng của nó trong việc kiến trúc bộ nhớ được biểu diễn trong phụ lục E.

10.5 NỀN DỮ LIỆU

10.5.1 Mã Huffman động (MH)

Như đã đề cập trước đây, dữ liệu nhận được từ hệ thống quét chứa một số lượng lớn thông tin dư thừa. Mã MH dựa trên chiều dài bước chạy của các điểm ảnh màu đen và trắng [2]. Khả năng dễ dàng trong việc đếm số các *pel* màu trắng trước khi có một sự chuyển tiếp sang màu đen và sau đó đếm các *pel* đen và trắng tiếp theo. Số lượng các *pel* màu trắng trong bước chạy được mã hóa dưới dạng một từ mã n bit. Tương tự, số lượng các *pel* màu đen được mã hóa bằng một từ mã n bit khác. Hơn nữa, phần lớn các tài liệu hay được quét và các tần xuất về độ dài của các bước chạy điểm ảnh trắng và đen được vẽ dưới dạng một biểu đồ. Các độ dài bước chạy xuất hiện thường xuyên nhất được phân thành các mã ngắn hơn. Điều này giống với việc tiến tới sử dụng bộ mã đã được Morse phát triển; ông đã chọn chữ cái hay xuất hiện nhất trong ngôn ngữ tiếng Anh (e = chấm) và gán cho nó mã ngắn nhất. Mã MH được cho ở phụ lục D [5]. Bảng D.1 cho các mã đối với các bước chạy từ 0 đến 63 và Bảng D.2 cho các mã từ 64 đến 1728. Nếu máy fax quét một hàng toàn là màu trắng (nghĩa là, 1728 điểm màu trắng), nó sẽ truyền mã 010011011 (theo bảng D.2) được theo sau bằng mã kết thúc 00110101 (theo bảng D.1). Bởi vậy một hàng màu trắng với 1728 bit được giảm xuống thành một từ mã 17 bit (thêm vào một vài bit cho các công việc “nội trợ” như bắt đầu một dòng mới v.v.). Chú ý rằng, một trang tài liệu rất có thể có nhiều khoảng màu trắng hơn màu đen, nên nói chung các mã của màu trắng có độ dài ngắn hơn của màu đen.

10.5.2 Mã đọc biến đổi

Mã đọc biến đổi dựa trên thực tiễn ứng dụng của các văn kiện đánh máy và viết tay có rất nhiều các sọc hoặc các đoạn sọc ngắn. Do đó, nó thực hiện so sánh một hàng các *pel* với một hàng khác ngay bên trên nó và mã hóa sự khác nhau này. Độ lệch không cho phép là ± 1 , ± 2 và ± 3 . Điều này được mô tả như sự mã hóa hai chiều. Kiểu mã đọc động thay đổi (MMR) là một sự mở rộng của phương pháp đọc thay đổi với một tính năng sửa lỗi.

10.6 MODEM

Việc thiết kế modem đã được thảo luận ở mục 9.4.1. Các tiêu chuẩn fax G3 có một số lựa chọn tốc độ (bit/s) của modem. Hai máy yêu cầu phải cùng “thỏa thuận” một tốc độ truyền dữ liệu. Theo đó có các tốc độ chuẩn được sử dụng trong truyền fax là: 4,8 kb/s, 9,6 kb/s, 14,4 kb/s, 21,6 kb/s.

10.7 CÂN CHỈNH ĐƯỜNG TRUYỀN

Như đã đề cập trước đây, khi “việc bắt tay” giữa hai máy fax, một tín hiệu kiểm tra (hay hướng dẫn) chuẩn được truyền từ bên gửi sang bên nhận. Nếu lỗi xuất hiện trong quá trình hướng dẫn, một trong các thông số có thể được điều chỉnh theo các đặc tuyến tần số của đường dây điện thoại. Việc này được xem như sự hiệu chỉnh. Đường dây điện thoại có đặc tính của một bộ lọc thông thấp và tổn hao tăng ích tại phần cuối của phổ cao tần có thể gây ra lỗi trong quá trình truyền dẫn. Điều này có thể được khắc phục bằng một bộ khuếch đại, nó có nhiệm vụ nâng hệ số khuếch đại tại tần số cao lên cao hơn so với phần tần số thấp. Một đặc tuyến đường dây điện thoại khác như tiếng dội có thể được làm giảm bớt để cải thiện chất lượng truyền dẫn.

10.8 CHẾ ĐỘ THU

Việc thiết kế modem đã được mô tả ở mục 9.4.1, và bộ nhớ điện tử đã được thảo luận ở phụ lục E. Bộ giải mã MH/MR là một bảng “tìm kiếm” ngược lại của bảng đã cho ở phụ lục D.

10.8.1 Bộ khuếch đại công suất

Bộ khuếch đại công suất phải tạo ra công suất đủ lớn để làm nóng giấy nhạy nhiệt tới khoảng 110°C để tạo ra vết đen. Đầu in là một điện trở có dung lượng nhiệt rất nhỏ. Với độ phân dải quét 200 dòng trên một inch (cả dọc và ngang), một trang $8,5 \times 11$ inch có 1700 phần tử nằm ngang (con số được sử dụng thực tế là 1728) và 2200 phần tử từ trên xuống dưới. Giả sử tốc độ in một trang/phút, mỗi hàng các điểm ảnh phải được in trong thời gian nhỏ hơn 27 ms. Nhiệt độ của các điện trở phải đạt tới giá trị làm việc của chúng và giảm xuống (đủ thấp để không gây ra vết bẩn ở dòng dưới của nó) trong thời gian rất ngắn.

Khi tín hiệu vào được đưa tới bộ khuếch đại là một xung, bộ khuếch đại không cần phải tuyến tính. Một mạch lặp cực phát đơn giản là đạt yêu cầu. Hình 10.9(a) minh họa một bộ lặp cực phát, còn gọi là bộ khuếch đại cực góp chung. Điện trở R_E là trở kháng của đầu in, R_1 điều khiển dòng cực gốc của transistor.

Ví dụ 10.8.1 Bộ lặp cực phát. Đây là một trường hợp thiết kế đặc biệt của bộ lặp cực phát. Một bộ lặp cực phát tuyến tính thông thường được phân cực để cho dạng sóng hình sin.

Trong trường hợp tín hiệu là một xung thì nó rất thích hợp để transistor ở chế độ khóa cho tới khi có xung đưa vào cực gốc của transistor, do đó có dòng chảy qua R_E . Tụ điện C được gọi là tụ “tăng tốc” vì nó giúp làm giảm thời gian chuyển tiếp từ trạng thái mở sang khóa và ngược lại.

Công suất yêu cầu để làm nóng đầu in thường vào khoảng 0,5W. Cho $V_{CC} = 12V$. Transistor là linh kiện PNP silic có hệ số khuếch đại dòng điện $\beta = 100$. Xác định các giá trị thích hợp của R_E và R_1 .

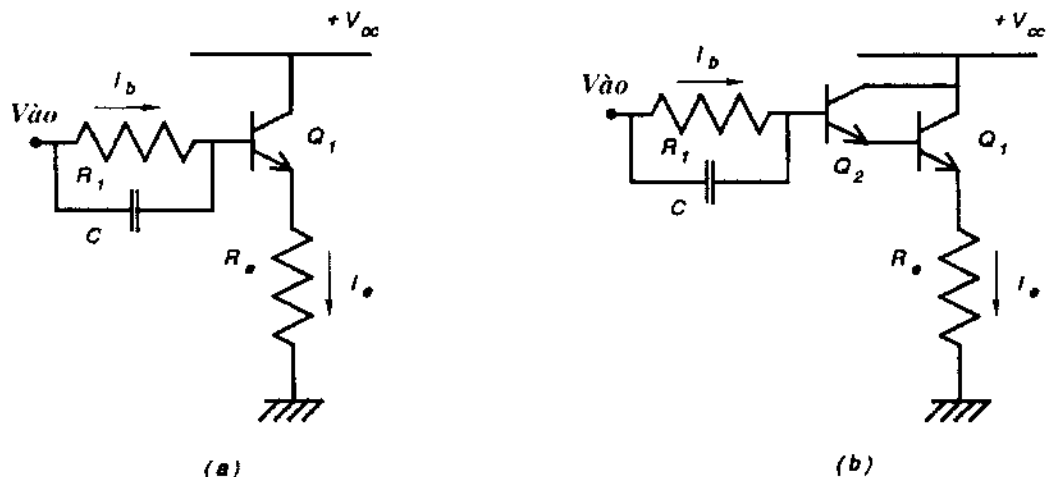
Lời giải: Giả sử xung vào tăng từ 0 đến 12V và xung ra cũng tăng từ 0 tới 10V. Khi công suất bằng 0,5W thì dòng điện có giá trị

$$I_e = \frac{I_E}{\beta} = \frac{50}{100} = 0,5mA$$

dòng điện cực gốc

$$I_b = \frac{I_E}{\beta} = \frac{50}{100} = 0,5mA$$

Khi điện áp cực phát bằng 10V, thì điện áp cực gốc phải bằng 10,7 V (Transistor silic).



Hình 10.9. Bộ khuếch đại công suất (lỡ cực phát) được sử dụng cho việc điều khiển đầu in giấy nhiệt.

Do đó, điện áp rơi trên điện trở R_1 bằng 1,3V. Giá trị của

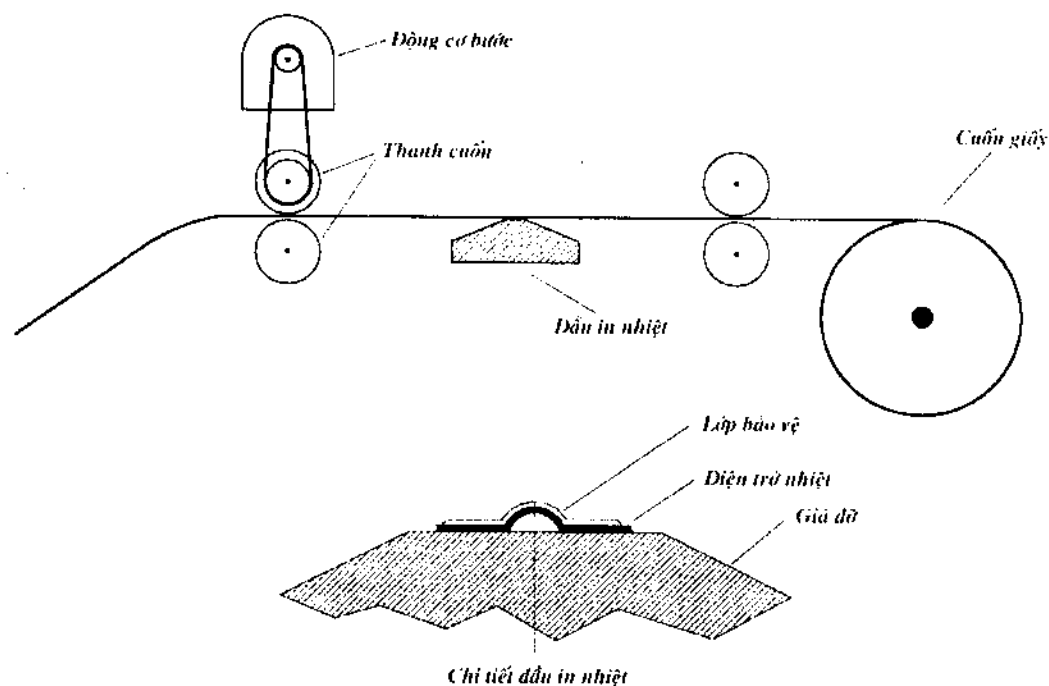
$$R_1 = \frac{V_1}{I_b} = \frac{13}{0,5 \times 10^{-3}} = 2,6k\Omega$$

Giá trị thích hợp của tụ C là 100 pF.

Dòng điện cực gốc bằng 0,5 mA có thể gây quá tải công suất ra mà bộ giải mã cung cấp. Trong trường hợp này, có thể sử dụng mạch điện ở hình 10.9(b). Sự kết hợp của các transistor này được gọi là một cặp Darlington và tác dụng của transistor thứ hai là làm tăng trở kháng vào (giảm dòng điện yêu cầu để điều khiển bộ khuếch đại bởi một hệ số khuếch đại xấp xỉ β^2) của bộ khuếch đại. Các bước thiết kế theo như ở trên.

10.8.2 Máy in nhiệt

Bộ phận quan trọng nhất của máy in nhiệt là đầu in nó bao gồm 1728 phần tử nhiệt được đặt cách nhau 0,005 inch (0,13 mm). Dòng điện được cung cấp để nung nóng các thành phần đầu in tương ứng với các vị trí có các vết đen. Mặt cắt ngang của máy in minh họa một số chi tiết chính ở hình 10.10. Các chi tiết chính của đầu in cũng được vẽ.



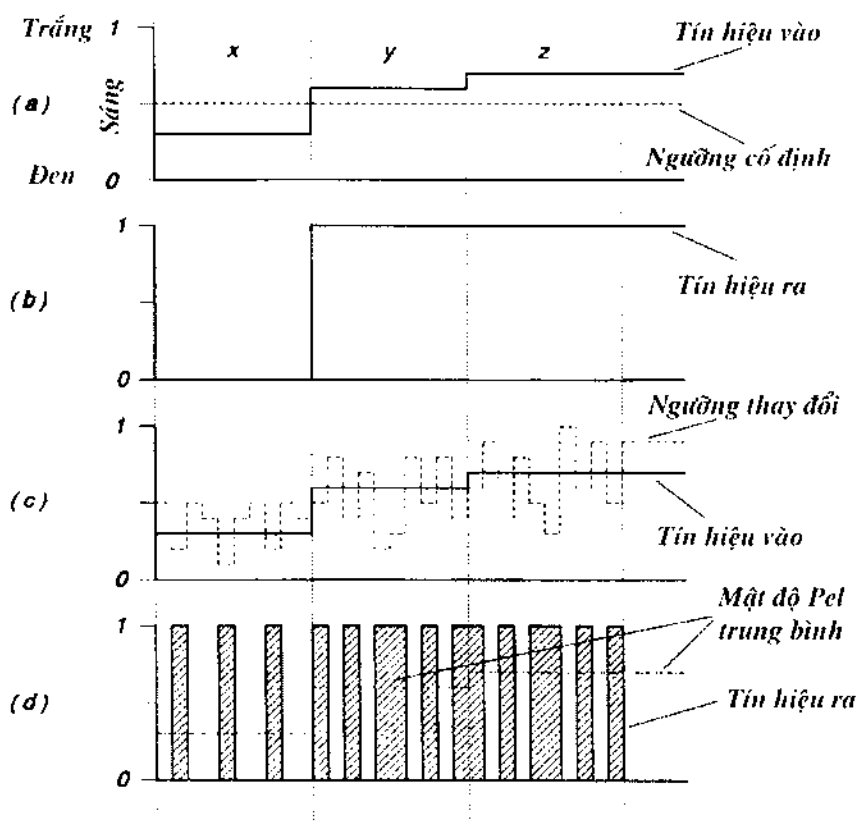
Hình 10.10. Mặt cắt ngang của máy in minh họa một số thành phần chính.
Các chi tiết của đầu in cũng được vẽ.

Các thành phần nhiệt đầu in có thể được chế tạo dày hoặc mỏng. Chúng được bảo vệ khỏi bị mòn bằng thủy tinh, như hình vẽ.

Các bản in trên giấy fax nhiệt có xu hướng mờ đi khi đưa ra ánh sáng mặt trời và/hoặc nhiệt độ ôn hòa. Các thế hệ máy fax chất lượng cao hơn có các kiểu máy in khác. Một số loại sử dụng phương pháp in chụp khô, in phun carbon và các hệ thống in phun.

10.9 TRUYỀN DẪN TỈ LỆ ĐẬM: Kỹ thuật phân bậc

Các chuẩn fax G3 không quan tâm tới yêu cầu về truyền hình ảnh với các tỉ lệ đậm nhạt. Kết quả là việc truyền dẫn các tài liệu dưới dạng in ấn và các đường vẽ cho các kết quả tuyệt vời, nhưng các tài liệu đó khi xét thông tin về độ đậm nhạt thì chúng có độ méo quá cao. Để làm cho việc tái tạo tỉ lệ đậm nhạt chấp nhận được khi sử dụng một dạng mã hóa nhị phân, một kỹ thuật được gọi là phân bậc đã được phát triển. Kỹ thuật này dựa trên hiệu ứng cảm nhận của mắt người để tạo nên một hàm “trung bình” khi ta quan sát ở các vùng có mật độ các *pel* màu đen thay đổi; các *pel* màu đen trên một diện tích càng nhiều thì vùng đó hiện lên càng tối. Điều này giống với việc sử dụng các điểm sáng có kích thước thay đổi để tạo ra các hình ảnh trên báo.



Hình 10.11. (a) Biểu diễn ba mức tín hiệu đậm rời rạc và mức ngưỡng cố định được sử dụng để số hóa chúng. (b) Minh họa tín hiệu ra từ (a). (c) Minh họa 3 tín hiệu mức đậm giống nhau và mức ngưỡng biến đổi để số hóa chúng. (d) Vùng X có mật độ các điểm ảnh màu đen thấp hơn vùng Z và do đó vùng X hiện lên ảnh sáng hơn so với vùng Z.

Trong một máy fax G3 điển hình, máy quét tạo ra một tín hiệu tương tự, với mỗi điểm ảnh tỉ lệ với độ sáng của ảnh. Tín hiệu được chuyển thành dạng nhị phân bằng cách thiết lập một mức sáng ngưỡng, trên mức này tín hiệu cho giá trị 1 (màu trắng) và dưới mức này cho

giá trị 0 (mức đen). Hình 10.11 (a) biểu diễn ba mức tín hiệu độ đậm nhạt rời rạc tỉ lệ với độ sáng (mức đậm nhạt), như minh họa ở hình 10.11 (c). Tín hiệu ra được minh họa ở Hình 10.11(d). Đối với tỉ lệ đậm nhạt được biểu diễn lại bằng vùng X, mật độ điểm ảnh màu đen bằng 70% trong khi đối với vùng Z chỉ có 40%. Do đó, vùng X hiện lên tối hơn so với vùng Z.

CÂU HỎI ÔN TẬP

- 10.1** So sánh và nêu rõ hiện trạng của công nghệ sao chép trước và sau sự phát triển của bộ nhớ điện tử rẻ tiền.
- 10.2** So sánh và nêu rõ hiện trạng của công nghệ sao chép trước và sau khi ứng dụng kỹ thuật số.
- 10.3** Tại sao cần phải mã hóa tín hiệu ra của hệ thống quét trong máy fax trước khi truyền đi.
- 10.4** Các thay đổi gì có thể làm cho hệ thống quét của máy fax có thể được sử dụng như một ống kính truyền hình.
- 10.5** Trình bày ngắn gọn điều gì sẽ xảy ra khi hai máy fax thực hiện kết nối với nhau bằng việc “bắt tay”.
- 10.6** Các chuẩn máy fax G3 đã đối phó với các ảnh có mức đậm nhạt khác nhau như thế nào?
- 10.7** Các ưu điểm của máy in nhiệt là gì? Trình bày các công nghệ khác cho hiệu năng tốt hơn.

HỆ THỐNG THÔNG TIN CÁ NHÂN KHÔNG DÂY

11.1 LỜI MỞ ĐẦU

Thông tin di động đã xuất hiện ở Bắc Mỹ từ những năm 1930 nhưng chúng chỉ dành riêng cho điện thoại cầm tay của cảnh sát. Sau đó các bộ phận điều hành taxi đã lắp đặt các thiết bị vô tuyến vào phương tiện của họ. Các thiết bị di động này rất to, nặng và tốn nhiều năng lượng. Chúng sử dụng điều chế biên độ, mà điều hiển nhiên là hiệu năng rất kém do tạp âm điện và nhiễu phát sinh từ các hệ thống đánh lửa trong các loại động cơ đốt trong. Hơn nữa, chúng chỉ làm việc ở chế độ phát hoặc thu tại một thời điểm cho trước, kiểu “bấm để nói”.

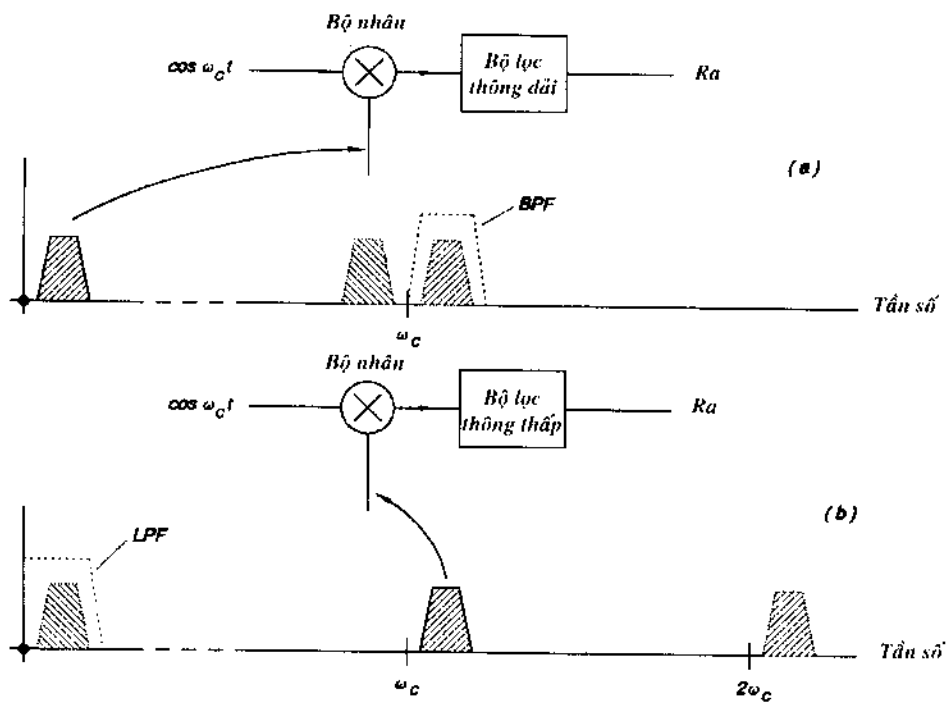
Sự phát minh ra transistor và sự phát triển của nó sang các mạch tích hợp làm giảm trọng lượng và kích thước của các mạch điện và đồng thời tăng tính năng và độ phức tạp của các mạch điện. Những cải tiến này kèm theo sự tiết kiệm rất lớn nguồn năng lượng yêu cầu khi làm việc với các mạch dùng transistor. Giai đoạn bắt đầu cho thời kỳ “*điện thoại cá nhân*”.

Các thiết bị vô tuyến có nhiều ứng dụng trong cuộc sống hàng ngày. Từ “*các phim điều khiển từ xa*” cho hệ thống tự hành, các hệ thống cửa gara ô tô, máy nhắn tin, máy bộ đàm, điện thoại không dây, cho tới điện thoại tế bào cùng với việc truy cập vào Internet. Trong chương này sẽ chỉ thảo luận các hệ thống nhắn tin, điện thoại không dây và tế bào. Hệ thống nhắn tin được thiết kế để gửi thông tin từ một trạm gốc tới một thiết bị đầu cuối di động. Thiết bị đầu cuối di động này không có khả năng truyền tin theo hướng ngược lại. Lấy ví dụ, một người thợ sửa chữa lò sưởi gia đình, chỉ cần biết địa chỉ được phân công của mình; nói chung anh ta không phải liên hệ với cơ sở của mình. Một hệ thống thông tin mà ở đó thông tin chỉ truyền đi theo một hướng được gọi là đơn công mà máy nhắn tin là một ví dụ. Các hệ thống vô tuyến với một nút ấn để nói sử dụng chung kênh cho cả hai hướng thuận nghịch, do đó mỗi người đàm thoại cần phải thông báo cho nhau khi họ thôi không nói nữa

bằng từ quen thuộc “rõ”. Chúng được coi là hệ thống bán song công. Hệ thống song công sử dụng hai kênh đồng thời, kênh thứ nhất cho việc phát còn kênh thứ hai cho việc thu.

11.2 NHẮC LẠI VẤN ĐỀ ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ

Ở mục 9.2.1 chúng ta đã thảo luận việc tạo ra một tín hiệu đơn biên triệt sóng mang (SSB-SC) sử dụng một bộ điều chế cân bằng và một bộ lọc thông dải. Hình 11.1(a) minh họa cấu tạo của SSB-SC cùng với phổ tần của tín hiệu vào và ra. Đầu ra minh họa tín hiệu băng gốc đã trải qua việc dịch tần lên bằng với tần số sóng mang, ω_c là một khối “đảo ngược” của nó so với tần số thấp và cả hai đối xứng nhau qua vị trí tần số sóng mang. Một bộ lọc thông dải được sử dụng để chọn lấy dải biên trên. Rõ ràng các biên dưới và biên trên đều chứa thông tin giống nhau và chỉ một trong hai dải biên được sử dụng cho việc khôi phục tín hiệu nguyên thủy.

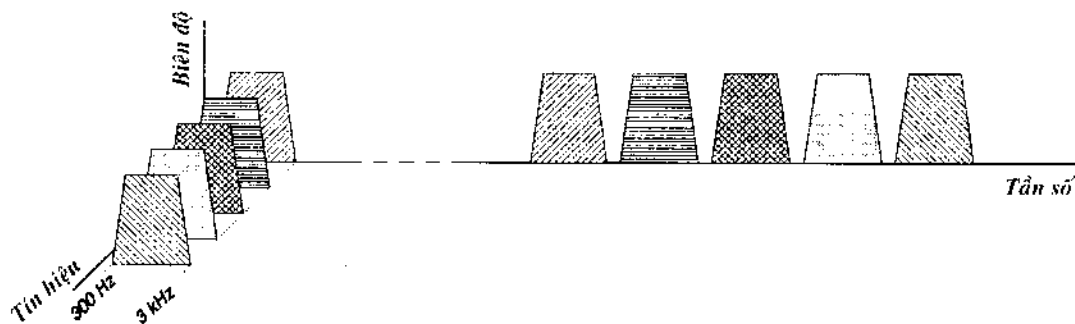


Hình 11.1. (a) Cấu trúc của bộ điều chế và phổ dịch tần tương ứng.
(b) Cấu trúc của bộ giải điều chế và phổ dịch tần tương ứng.

Hình 11.1(b) minh họa một mạch điện mà ở đó biên trên được nhân (điều chế cân bằng) với tín hiệu sóng mang, ω_c . Phổ tần tương ứng biểu thị rằng tín hiệu ra có hai “dải biên”. Biên thứ nhất có tần số $2\omega_c$ còn biên thứ hai chiếm giữ tín hiệu băng gốc nguyên thủy trong phổ tần. Tín hiệu nguyên thủy được khôi phục bằng cách sử dụng một bộ lọc thông thấp. Các phương trình (9.2.1 đến 9.2.5) có liên quan đến các phương trình này.

Kỹ thuật điều chế và giải điều chế này có thể được sử dụng bằng các phương pháp điều chế biên độ, tần số và pha hoặc góc. Khi việc giải điều chế được lấy ra sử dụng tín hiệu

sóng mang trong bộ điều chế cân bằng như minh hoạ ở hình 11.1(b), nó được xem như giải điều chế liên kết hay tách sóng liên kết. Việc sử dụng một bộ tách sóng đường bao để giải điều chế tín hiệu AM được xem như việc giải điều chế không liên kết.



Hình 11.2. Tín hiệu băng cơ bản chiếm giữ cùng dải thông có thể được tách ra bằng cách sử dụng ghép kênh theo tần số.

11.3. CÁC KỸ THUẬT TRUY NHẬP

11.3.1. Nhắc lại ghép và tách kênh

Khi việc điều chế được sử dụng để sắp xếp cho một số tín hiệu trên một kênh đơn ta gọi là ghép kênh. Hình 11.2 biểu diễn 5 tín hiệu băng gốc. Mỗi tín hiệu này chiếm giữ dải tần từ 300 Hz tới 3 kHz.

Bằng cách chọn các tần số sóng mang thích hợp cho mỗi tín hiệu, chúng có thể được truyền trên cùng một đường cáp hay không gian bằng sóng vô tuyến rồi sau đó được giải điều chế mà không có can nhiễu lẫn nhau. Khi các tần số sóng mang khác nhau được sử dụng để ghép các tín hiệu băng gốc, nó được gọi là ghép kênh phân chia theo tần số (FDM). Các phương pháp ghép kênh khác được mô tả dưới đây.

Sự thành công của các hệ thống thông tin không dây cá nhân trong quá khứ bởi vì sự phát triển của các kỹ thuật đã cho phép một số lượng lớn tín hiệu cùng chia sẻ một phổ tần hữu hạn. Một trong các biên giới của phổ tần còn lại cho thông tin không dây bị bức bách bởi kích thước của anten cho giao tiếp vô tuyến. Hiệu suất truyền dẫn của tín hiệu vô tuyến ở tần số thấp yêu cầu các anten có chiều cao hàng nghìn mét. Rõ ràng, điều này hoàn toàn không thực tế khi cần phải mang theo thiết bị. Ranh giới ở phần cuối còn lại của phổ tần được thiết lập bởi đặc điểm của truyền dẫn cao tần, nó có xu hướng giống với các đặc tính của ánh sáng nhìn thấy đó là yêu cầu tầm nhìn thẳng. Hiển nhiên, các môi trường hiện đại (các thành phố) mà ở đó hầu hết người dân sống và làm việc làm cho các thiết bị tầm nhìn thẳng không thể làm việc được. Giữa hai biên giới này ta có các hệ thống khác tranh giành nhau về phổ tần, như là hàng không và hàng hải, thông tin vệ tinh, phát thanh và truyền hình.

Các chính phủ đưa ra các yêu sách về quyền hạn phân chia phổ tần cho các mục đích nhất định trong vùng và để đàm phán các thoả thuận quốc tế về tần số quản lý mà họ sử

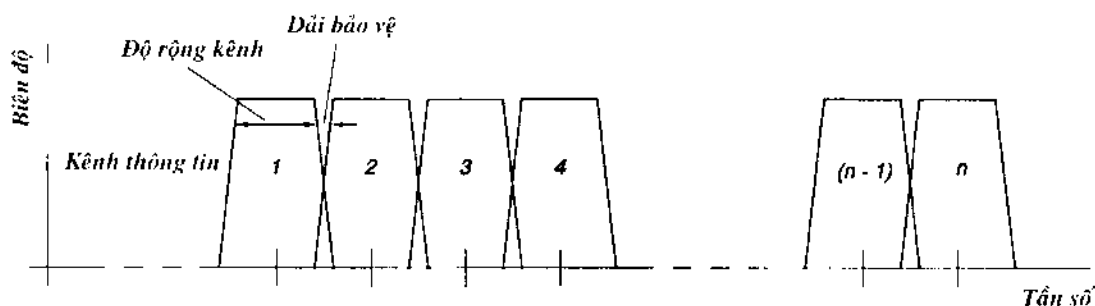
dụng. Điều này nói gọn lại là cho ta các băng tần $824 \div 849$ MHz đối với thông tin không dây cá nhân. Đối với phần lớn các thuê bao dự báo trước được cung cấp dịch vụ trong một băng thông giới hạn như vậy cần phải phát triển các kỹ thuật sao cho giảm thiểu can nhiễu giữa các kênh với nhau.

Một nhân tố chính hiện diện trong thiện ý của chúng ta là cung cấp công suất bức xạ ở dưới một mức ngưỡng cho trước, và thực hiện cách xa nhau một khoảng cách thích hợp, thì ta có thể dùng lại phổ tần nhiều lần. Bây giờ ta sẽ thảo luận về các kỹ thuật cho phép ta chia sẻ phần phổ tần còn lại.

11.3.2. Đa truy nhập theo tần số (FDMA)

Đa truy nhập phân chia theo tần số là một tên tương tượng mang tính chất chung chung đối với các đài phát thanh AM và FM và đài truyền hình. Chúng được phân ra các tần số sóng mang khác nhau với khoảng cách thích hợp giữa chúng để đảm bảo can nhiễu giữa chúng là nhỏ nhất. Chúng được yêu cầu bằng luật để giữ các tần số sóng mang cố định. Chúng cũng có một băng thông và công suất bức xạ giới hạn. Việc phân chia phổ tần phụ thuộc vào tần số đã được thảo luận ở mục 9.2 dưới tiêu đề “*Ghép kênh phân chia theo tần số*” (FDM).

Hình 11.3. minh họa việc biểu diễn các kênh được cách nhau bởi các tần số sóng mang được phân cho chúng và được phân biệt bởi băng thông giới hạn và các biên bảo vệ thích hợp.

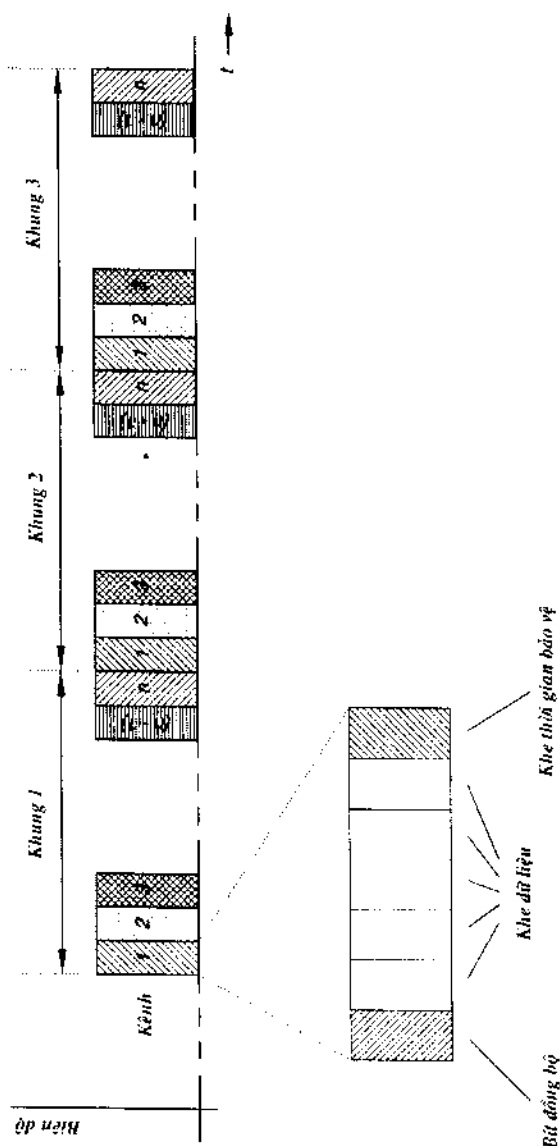


Hình 11.3 Đối với đa truy nhập theo tần số (FDMA) các kênh được đặt cách nhau bởi các tần số sóng mang phân chia và được phân biệt bởi giới hạn băng thông và các biên bảo vệ tương đối.

11.3.3. Đa truy nhập theo thời gian (TDMA)

Đối với FDMA, một băng tần được dành cho một kênh đặc biệt nếu nó được yêu cầu. Đối với TDMA, một số kênh chia sẻ cùng băng thông nhưng mỗi kênh chiếm giữ băng thông trong một khoảng thời gian rất nhỏ. TDMA đã được thảo luận ở mục 9.3 với tên được sử dụng để mô tả kỹ thuật này là “*Ghép kênh phân chia theo tần số*” (TDMA). Cơ sở của kỹ

thuật này là khả năng tái tạo một tín hiệu từ các mẫu nhận được. Hình 11.4 minh họa mỗi kênh được cấu tạo về thời gian như thế nào để tạo nên các khung và thứ tự của các thành phần mỗi kênh. Đối với TDMA, cần phải đồng bộ máy phát và máy thu để các bit từ kênh này không chồng lên bit của kênh kia, đó là sự đồng bộ hoá các bit.



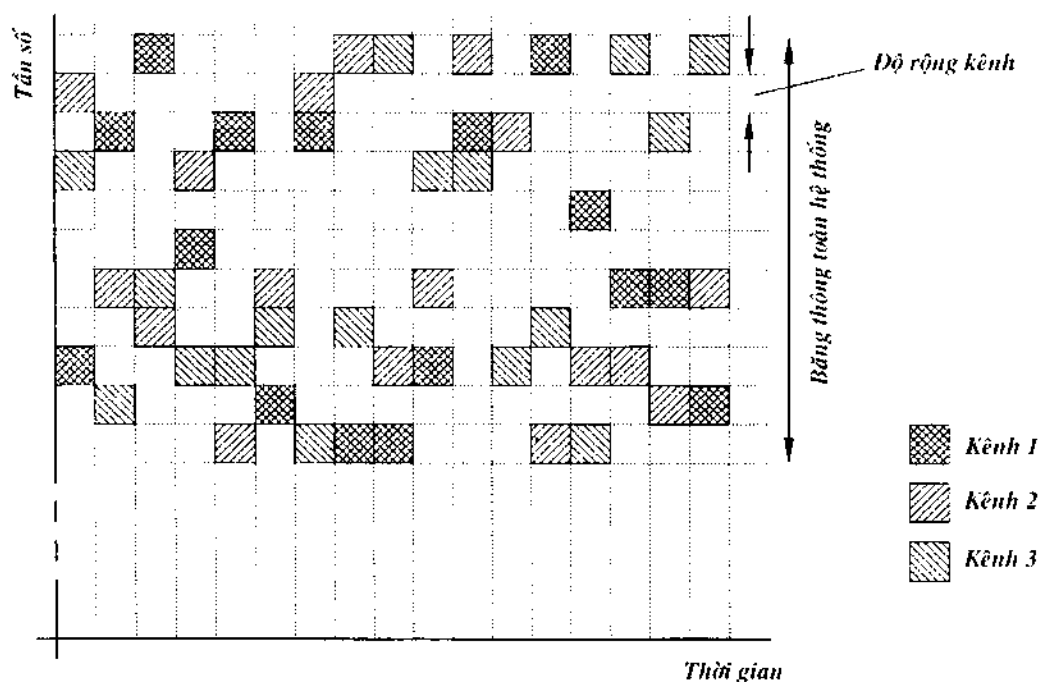
Hình 11.4. Trong đa truy cập theo thời gian (TDMA), mỗi kênh được cấu trúc theo thời gian để tạo thành các khung và chuỗi thành phần của mỗi kênh.

11.3.4. Các kỹ thuật trải phổ

Trong các hệ thống thông tin trải phổ sóng mang cao tần được thay đổi rất nhanh theo một hàm giả ngẫu nhiên trên một băng thông rộng hơn rất nhiều so với giá trị nhỏ nhất được yêu cầu để truyền tín hiệu. Nó có nguy cơ tiềm tàng có thể gây nhiễu với những người sử dụng

sóng vô tuyến. Nhưng trong thực tế, bởi vì sóng mang chỉ làm việc trong thời gian rất ngắn tại tần số bất kỳ cho trước, nên ảnh hưởng của nó hầu như không đáng kể. Công suất biểu kiến trung bình tại kênh cho trước bất kỳ rất thấp và do đó nó có đặc điểm giống với một nguồn tạp âm công suất thấp trải trên băng thông nó sử dụng. Rất nhiều kênh thông tin có thể hoạt động theo kỹ thuật này mà không gây can nhiễu lẫn nhau. Kỹ thuật trải phổ đã từng là mối quan tâm đặc biệt của quân sự bởi nó hầu như không có khả năng dự đoán tần số tiếp theo của việc truyền tin; chúng thích hợp để chống nghe trộm và tránh nghẽn mạch trong các hệ thống thông tin của họ bởi chiến sự. Yêu cầu thực tế trong thông tin trải phổ là làm sao giữ cho máy thu đồng bộ được với máy phát. Ta sẽ quay lại vấn đề đồng bộ hoá sau.

Có hai kiểu kỹ thuật trải phổ chính. Đó là kỹ thuật trải phổ nhảy tần và trải phổ dây trực tiếp.

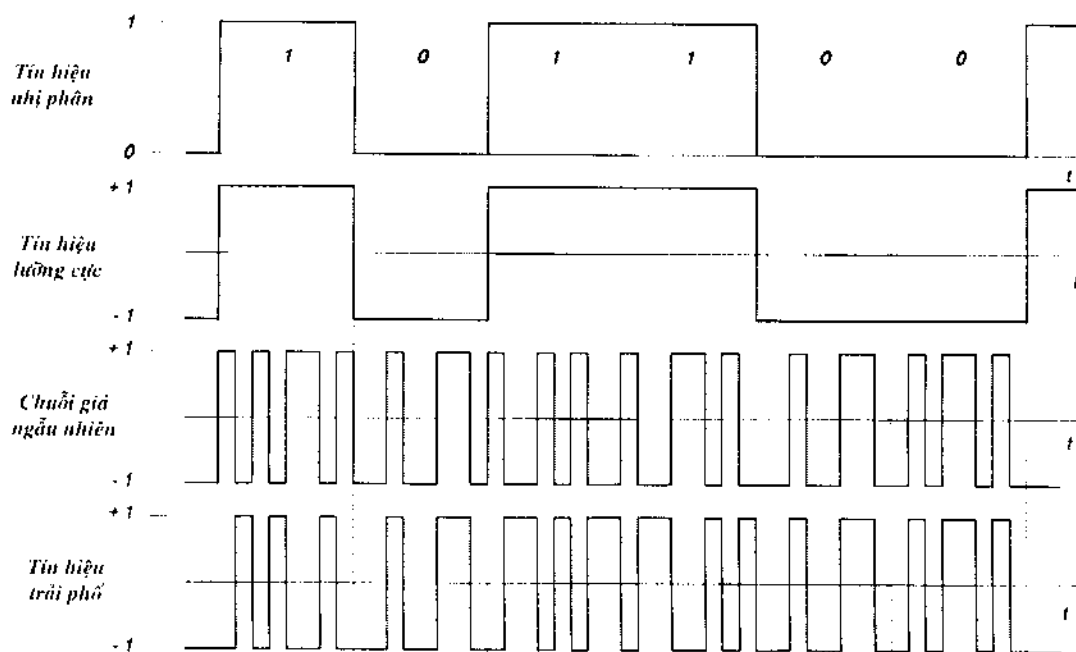


Hình 11.5. Hình minh họa của một hệ thống đa truy nhập nhảy tần (FHMA).

11.3.4.1. Đa truy cập nhảy tần số (FHMA)

Trong truyền dẫn FHMA, thông tin đầu tiên được số hoá và sau đó được chia thành các bản tin ngắn. Mỗi bản tin được truyền trên một tần số sóng mang khác nhau được xác định bằng một bộ phát số giả ngẫu nhiên. Vì việc điều chế được sử dụng là tín hiệu băng hẹp FM hoặc khoá dịch tần, tại một thời điểm nhất định, một tín hiệu nhảy tần chiếm giữ một kênh băng hẹp đơn. Tuy nhiên, bởi vì tần số sóng mang nhảy theo vòng tròn, nó làm cho việc sử dụng một băng thông rộng hơn rất nhiều. Hình 11.5 minh họa một hệ thống sử dụng FHMA. Rõ ràng, trong một FHMA máy thu phải được ưu tiên truy cập theo thứ tự các tần số sóng mang

được truyền để thực hiện việc định thời từng bước (đồng bộ hoá). Điều này rất giống với hai hay nhiều máy phát tại một số thời điểm sẽ cố sử dụng cùng tần số.



Hình 11.6. Dữ liệu nhị phân và dạng lưỡng cực tương đương của nó, dãy mã giả (chips) và kết quả dữ liệu trải phổ.

11.3.4.2. Đa truy cập theo mã (CDMA)

Trong truyền dẫn CDMA, thông tin được số hoá trước tiên và sau đó được nhân với một chuỗi bit giả ngẫu nhiên nhị phân (được gọi là chip) với tốc độ bit lớn hơn rất nhiều so với thông tin được số hoá [1]. Hình 11.6 biểu diễn tín hiệu bản tin nhị phân, các bit của một mã giả ngẫu nhiên và tín hiệu trải phổ (được mã hoá).

Chú ý rằng, vì tốc độ bit của dãy mã giả ngẫu nhiên lớn hơn rất nhiều so với tín hiệu bản tin nên nó yêu cầu băng thông cho việc truyền dẫn cũng lớn hơn. Tín hiệu trải phổ được sử dụng để điều chế một sóng mang (thường là FM hoặc PM) và sau đó được truyền đi. Tại phía thu tín hiệu trải phổ sau đó được giải điều chế và giải mã bằng cách sử dụng một dãy bit giả ngẫu nhiên nội tại cùng với một quá trình được gọi là tương quan. Bởi vì số lượng các bit để biểu diễn một bit tin (1 hoặc 0) là rất lớn, do đó sự tương quan không thể hoàn hảo; nó phải nhận ra đúng thành phần của các chip như biểu diễn ở bit bản tin đó (1 hoặc 0). Trong một hệ thống mà đối tượng là pha dịch nhiều hướng, thì đây là một ưu điểm. Rõ ràng, máy thu phải được biết về mã giả ngẫu nhiên để có thể giải mã bản tin. Các máy thu khác không sử dụng mã nhận dạng, bản tin chỉ được coi như tạp âm. Sự hấp dẫn của kỹ thuật này đó là nó

có thể được sử dụng để phục vụ cho một số lượng lớn các thuê bao với các mã khác nhau và chúng không hề biết rằng chúng đang sử dụng cùng một băng thông. Bằng công nghệ CDMA việc bảo mật của bản tin được cải thiện.

Mặc dù không đồng thời có hai hay nhiều sự truyền dẫn trên cùng tần số và cùng thời điểm như hình vẽ nhưng điều này rõ ràng vẫn có khả năng xảy ra. Chú ý rằng để cho đơn giản, tất cả các kênh có băng thông bằng nhau và thời gian chiếm giữ băng thông như nhau. Các điều kiện này không được ứng dụng trong thực tiễn.

Một nhược điểm của CDMA đó là công suất của các máy phát riêng biệt phải được điều khiển rất khắt khe. Một tín hiệu mạnh từ một trong các máy phát ở băng rộng có thể lấn át thiết bị đầu cuối rất nhạy của hệ thống và cản trở việc thu nhận các tín hiệu khác. Do đó cần có hệ thống điều khiển công suất phát cho tất cả các máy di động vì vậy làm tăng độ phức tạp và giá thành.

11.4. CÁC HỆ THỐNG SÓNG MANG SỐ

Trước đây, ta đã thảo luận về các hệ thống sóng mang. Trong đó, tín hiệu bản tin là dạng tương tự. Sau này, các hệ thống điện tử sử dụng dạng số. Lấy ví dụ, công nghiệp ghi nhạc gần 15 năm nay đã thay đĩa nhạc hoá học bằng đĩa CD. Sự thay thế này vừa có ưu điểm về mặt kỹ thuật vừa có lợi về kinh tế. Hơn nữa, sự phát triển của công nghệ mạch tích hợp với khả năng chế tạo một số lượng rất lớn các mạch điện trên các miếng bán dẫn rất nhỏ làm cho việc chuyển sang các hệ thống số là điều tất yếu.

Để truyền một tín hiệu băng gốc (bản tin) qua một kênh vô tuyến, cần thay đổi một vài thông số của tín hiệu vô tuyến băng gốc. Ta có thể thay đổi biên độ, tần số hoặc góc pha của nó. Ở chương 2 ta đã thảo luận việc điều chế một tín hiệu vô tuyến bằng một tín hiệu bản tin. Trong đó biên độ của tín hiệu RF được biến đổi theo biên độ của tín hiệu bản tin (điều biên; AM). Ở chương 4 ta đã thảo luận để thay đổi tần số của tín hiệu RF cố định sử dụng tín hiệu bản tin như thế nào (điều tần; FM). Bây giờ đến lượt ta đi thảo luận mô hình điều chế trong đó ta biến đổi pha của tín hiệu RF theo tín hiệu bản tin (điều chế pha; PM). Cần phải chỉ ra rằng, thực tế, điều tần và điều pha đều là một. Chỉ khác là trong PM, pha của dạng sóng điều chế tỉ lệ với biên độ của dạng sóng điều chế, trong khi ở FM nó tỉ lệ với phần nguyên. Cả hai kỹ thuật đôi khi được coi là điều chế góc. Điều pha, khi tín hiệu bản tin là một hàm liên tục (tương tự hoặc âm thanh), không được ứng dụng trong thực tế. Khi tín hiệu bản tin là số, nó có các ưu điểm rõ rệt như là loại bỏ hoàn toàn được nhiễu.

11.4.1 Khoá dịch pha nhị phân (BPSK)

Khi tín hiệu điều chế (bản tin) là dạng nhị phân ta xem nó như là khoá. Điều này bắt nguồn từ những ngày khi mà các nhân viên điện tín thực hiện mở và đóng một mạch điện (có thể

giả định, sử dụng một “khóa Morse”) để tạo ra mã Morse. Hình 11.7 biểu diễn việc so sánh của các dạng sóng của ba kỹ thuật điều chế.

Cần chú ý rằng, rõ ràng, tín hiệu RF đã được lựa chọn để cho chỉ nhanh hơn tốc độ dữ liệu 4 lần. Trong thực tế, tín hiệu RF lớn hơn rất nhiều so với tốc độ dữ liệu.

Nếu biểu diễn số 1 bằng xung nhị phân $p(t) = 1$, số 0 bằng xung $p(t) = -1$ và sóng mang bằng $\cos\omega_c t$, thì sau khi điều chế ta được

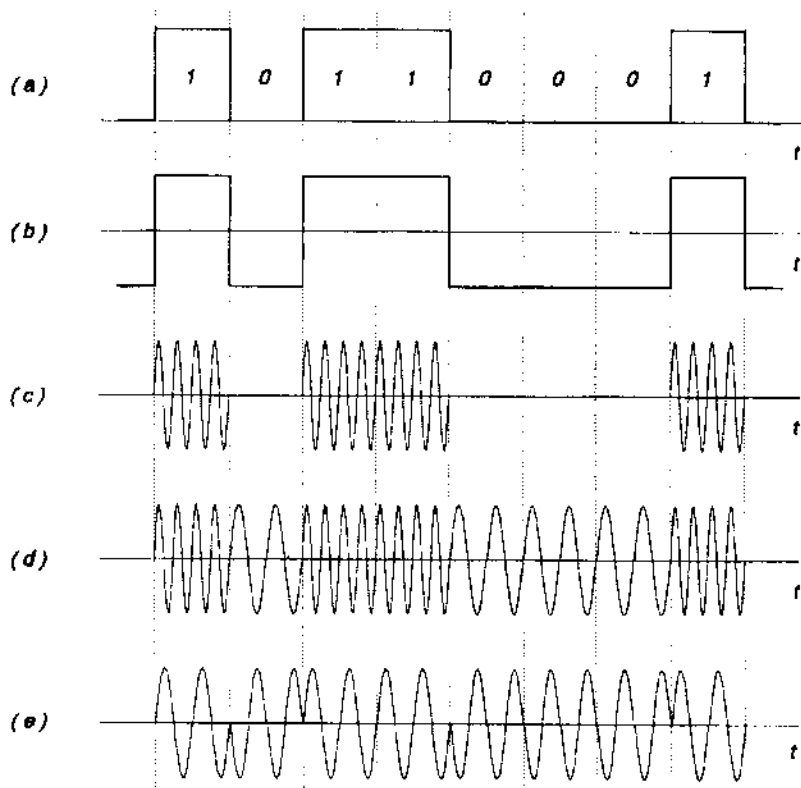
$$s(t) = p(t)\cos\omega_c t \quad (11.1)$$

đối với số 1 và

$$s(t) = -p(t)\cos\omega_c t = p(t)\cos(\omega_c t + \pi) \quad (11.2)$$

đối với số 0.

Việc giải điều chế một tín hiệu BPSK yêu cầu một bộ trộn cân bằng và một bản sao chính xác của sóng mang.



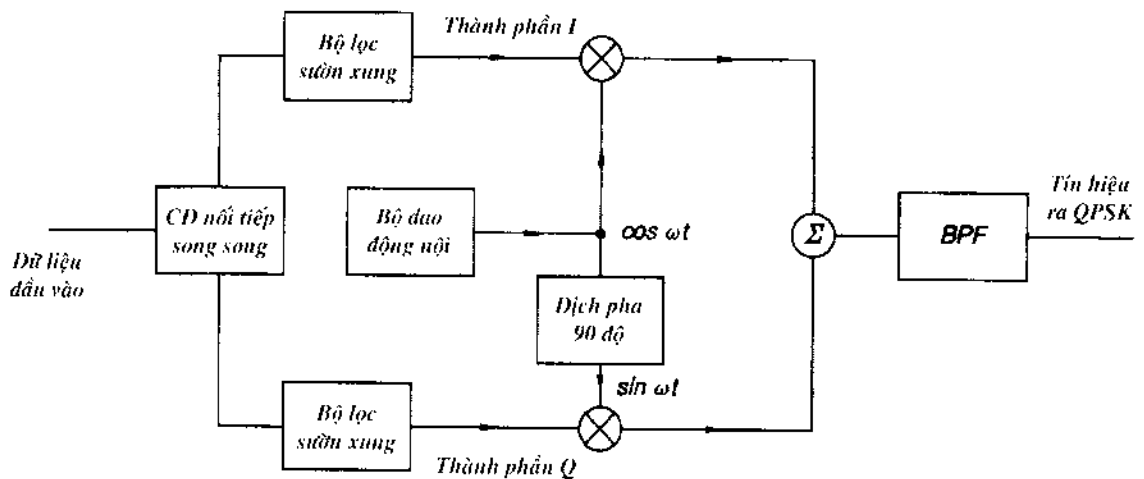
Hình 11.7 (a) Số liệu nhị phân, (b) dạng tương đương lưỡng cực của nó, (c) dạng sóng điều chế biên độ, (d) dạng sóng điều tần và (e) dạng sóng điều pha.

11.4.2 Khóa dịch pha cầu phương bốn trạng thái (QPSK)

Trong khóa dịch pha cầu phương bốn trạng thái, tín hiệu tin tức được chia thành các thành phần cùng pha (I) và góc pha vuông góc (Q) sau đó được điều chế độc lập bởi hai sóng mang có cùng tần số nhưng sai pha 90° . QPSK được sử dụng bởi vì cả hai thông tin có thể được mang đi trong cùng băng thông khi BPSK được ứng dụng [2].

Hình 11.8 biểu diễn cấu trúc của bộ điều chế QPSK. Giả thiết rằng các xung được sử dụng cho việc điều chế sóng mang có dạng chữ nhật. Trong thực tế, các xung chữ nhật là không mong muốn trong một kênh có độ rộng băng thông giới hạn, vì phổ của chúng chồng lên phần của các xung khác [3]. Bộ lọc sườn xung được sử dụng ở băng gốc hoặc ở tầng IF để giới hạn can nhiễu kênh kề.

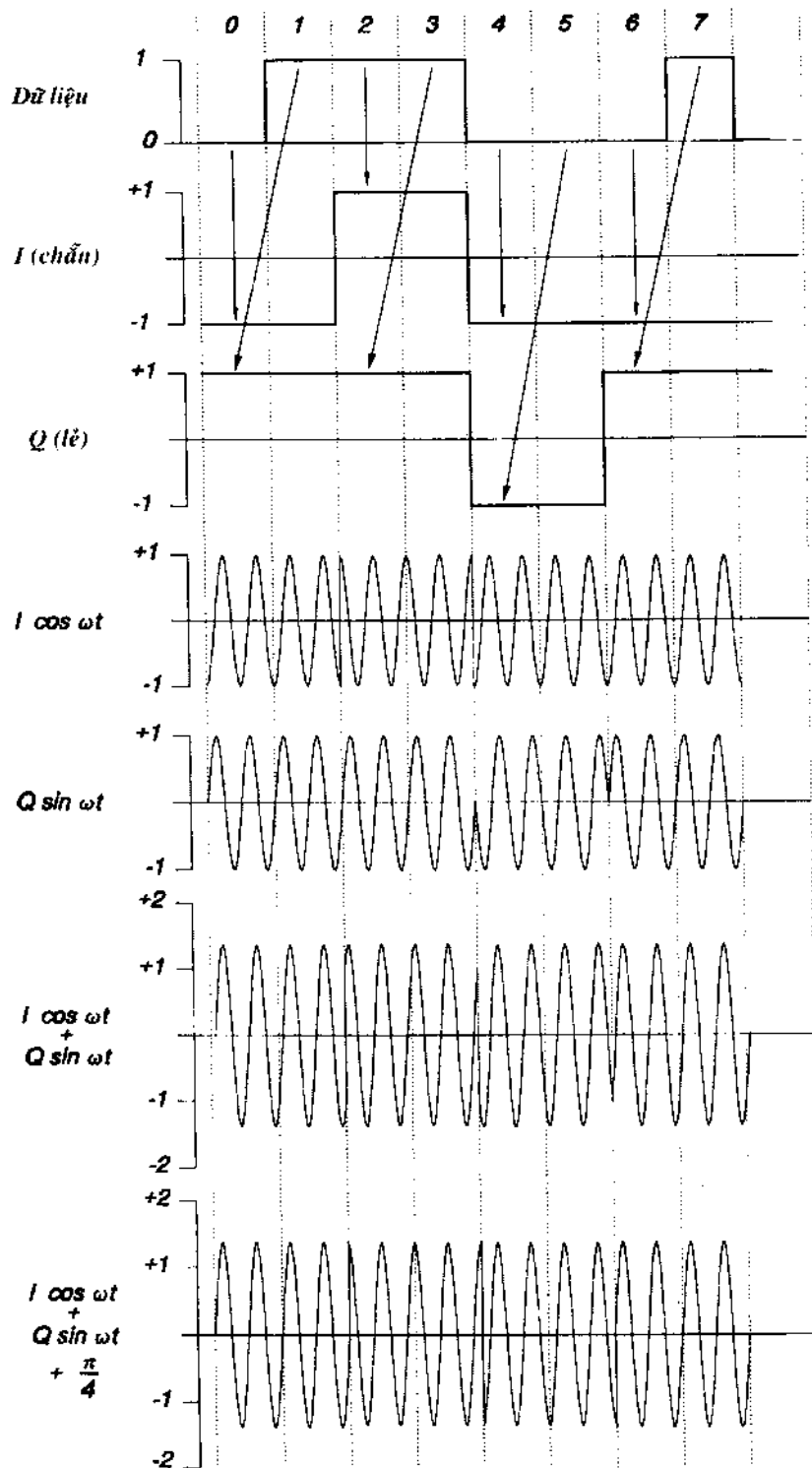
Hình 11.9 biểu diễn các dạng sóng của số liệu nguyên thủy, các thành phần I và Q; tín hiệu $I\cos\omega t$ và $Q\sin\omega t$ cùng với tín hiệu QPSK. Lưu ý rằng tín hiệu QPSK là sự kết hợp của các dạng sóng của các thành phần $I\cos\omega t$ và $Q\sin\omega t$.



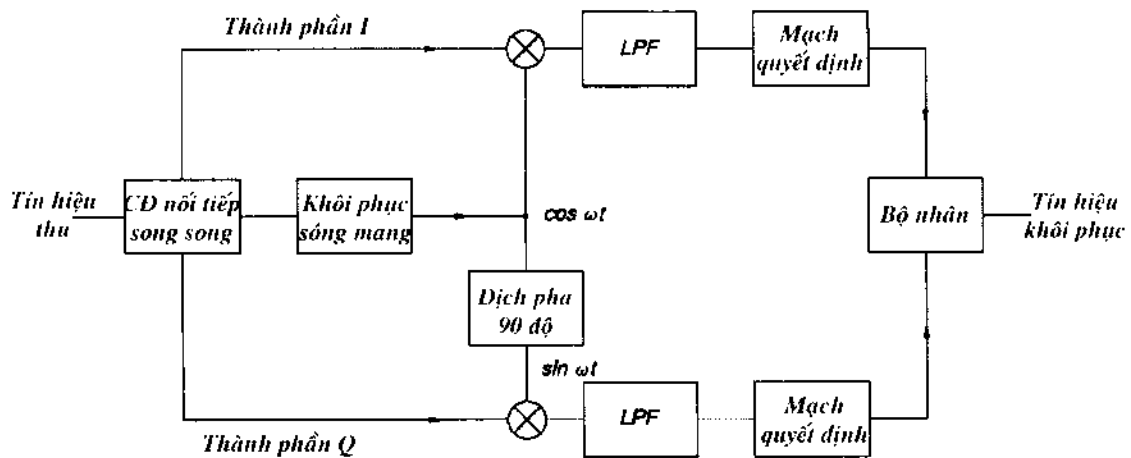
Hình 11.8. Sơ đồ khối bộ điều chế QPSK.

Việc giải điều chế tín hiệu QPSK được thực hiện nhất quán như vẽ ở hình 11.10. Sau khi đổi tần xuống tín hiệu nhận được được tách làm hai thành phần và mỗi thành phần được giải điều chế sử dụng một tín hiệu sóng mang xuất phát từ tín hiệu thu được bằng một mạch điện khôi phục sóng mang.

Các bộ lọc thông thấp loại bỏ các thành phần không mong muốn của quá trình nhân. Hai mạch điện để quyết định xem bit được truyền là 1 hay 0. Các thành phần I và Q được cho qua bộ nhân để khôi phục lại tín hiệu nhị phân nguyên thủy.



Hình 11.9. Các dạng sóng của (a) dữ liệu, (b) thành phần mã không quay về 0 cùng pha, (c) thành phần mã không quay về 0 sai pha 90° (Q). (lưu ý rằng dạng sóng vẽ ở hình (a) không trùng thời gian với các dạng sóng vẽ ở Hình (b) và (c), (d) $I \cos \omega t$, (e) $Q \sin \omega t$, (f) tín hiệu QPSK, và (g) tín hiệu QPSK với pha bị dịch đi $+\pi/4$.



Hình 11.10. Sơ đồ khối của bộ giải mã điều chế QPSK.

11.5 HỆ THỐNG NHẮN TIN

Có một số công việc mà nhân viên chuyên nghiệp phải làm việc mà hầu như không bao giờ có thể sử dụng điện thoại để bàn được. Hệ thống nhắn tin được thiết kế để nhận và lưu trữ thông tin cho tới khi người nhận sẵn sàng đọc. Nói chung chúng thường được sử dụng cho các nhân viên bảo dưỡng đồ dùng gia đình, nhân viên bảo dưỡng thiết bị, bác sĩ, thợ nhiếp ảnh, và trong những năm gần đây chúng trở nên phổ biến đối với thanh thiếu niên. Các hệ thống nhắn tin khác còn có nhiều chức năng hơn nữa. Bản tin được nhận và lưu trữ có thể thực hiện đơn giản bằng cách “Gọi điện tới trung tâm nhắn tin để chuyển bản tin của bạn” hay nó có thể cho số của người gọi hoặc một bản tin dạng chữ cái hoặc trong một số hệ thống hiện đại người ta có thể để lại lời nhắn. Sự khác nhau đặc trưng giữa hệ thống nhắn tin với các hệ thống thông tin khác đó là, trong hệ thống nhắn tin không cần thiết phải có phúc đáp tức thì.

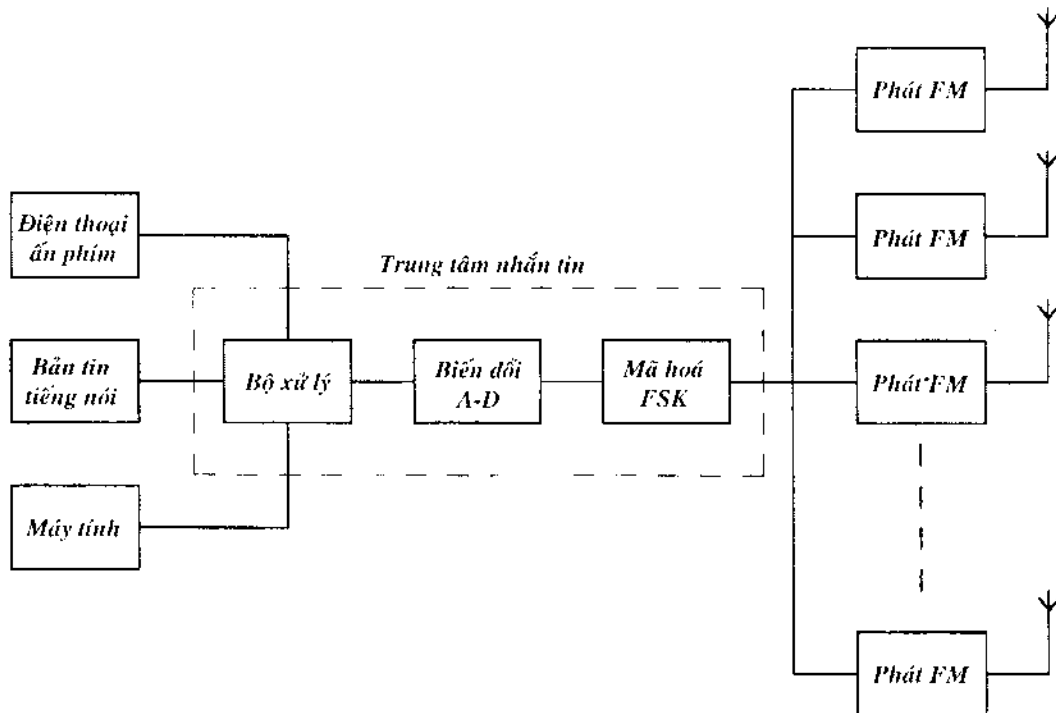
11.5.1 Hệ thống nhắn tin POCSAG

Ở mục này, ta thảo luận việc thiết kế và vận hành của một trong các hệ thống nhắn tin loại đơn giản hiện nay đang sử dụng. Đó là hệ thống nhóm tư vấn tiêu chuẩn hóa mã bưu điện (POCSAG). Hệ thống này được đưa ra vào đầu những năm 1980 như một chuẩn cho việc sản xuất các máy nhắn tin cho Bưu điện Anh quốc. Nó có khả năng cung cấp tới hai triệu địa chỉ trên mỗi sóng mang và chỉ hỗ trợ âm thanh (chỉ báo hiệu), ký tự số và các tin nhắn bằng chữ cái. Hệ thống này có thể truyền các bản tin theo ba tốc độ, đó là 512, 1200, và 2400bps. Các tốc độ này được xem là chậm nhưng việc làm này là có lý do của nó bởi vì, tốc độ cao yêu cầu công suất truyền dẫn lớn (hàng trăm W tới một vài kW), ngoài ra nó cải thiện độ tin cậy. Bản tin được “phát tán” trên toàn bộ khu vực làm việc và giả định rằng để chuyển tới người nhận khi họ đang ở trong công sở, trên đường cao tốc, hay trên máy bay. Tần số sóng mang làm việc điển hình của các máy phát vào khoảng 150MHz. Mỗi bản tin được thiết lập trước

bởi một mã CAP nó là một mã số gồm 7 hoặc 8 số duy nhất chỉ có thể nhận dạng bởi mỗi máy nhắn tin trong vùng hoạt động.

11.5.1.1 Máy phát hệ thống nhắn tin

Hình 11.11 biểu diễn sơ đồ khối khối máy phát của hệ thống nhắn tin. Hầu các bản tin xuất phát từ hệ thống điện thoại. Nguồn tin có thể từ một điện thoại ấn phím mà bản phím của nó có thể được sử dụng để nhập thông tin cần truyền đi. Nó có thể là một bản tin dạng tiếng nói, trong trường hợp này nhân viên điều hành tại trung tâm nhắn tin phải can thiệp vào và nhập bản tin tương ứng. Tin nhắn cũng có thể xuất phát từ một máy tính với phần mềm thích hợp và một modem. Với nguồn hoặc dạng tin tức bất kỳ, bản tin được đưa vào bộ biến đổi A/D. Đầu ra số được sử dụng để điều khiển một bộ mã hóa khóa dịch tần trong đó số 0 được phân cho tần số 1200Hz và số 1 được biểu diễn bằng một âm tần số 2400Hz. Bản tin được lưu trong hàng đợi cùng các bản tin khác. Mã CAP thích hợp được chèn vào đầu của mỗi khung bản tin. Các tín hiệu âm kép có thể được truyền qua các hệ thống đường dây hữu tuyến hoặc vô tuyến tới rất nhiều máy phát điều tần phân bố trên toàn bộ vùng dịch vụ.



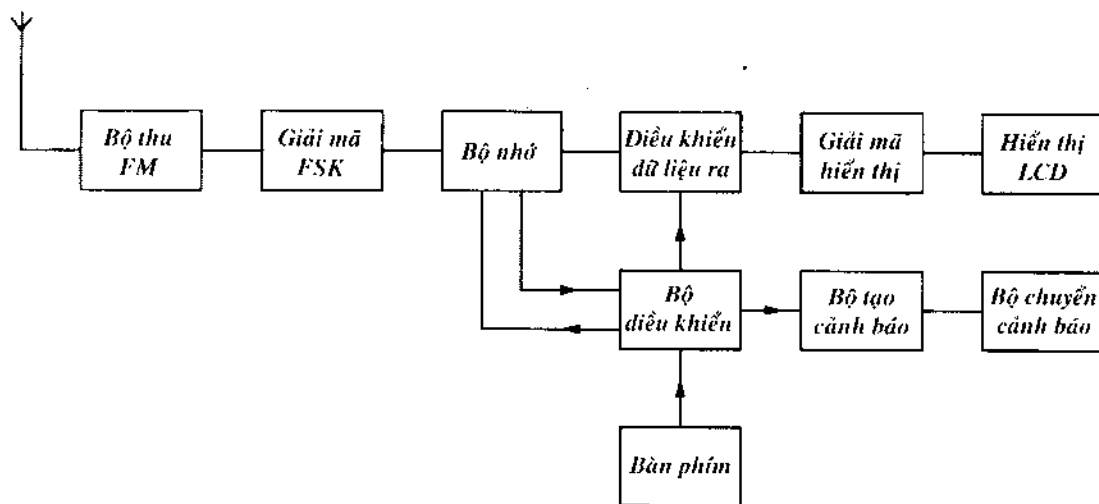
Hình 11.11 Sơ đồ khối phân phát của hệ thống nhắn tin.

11.5.1.2 Thiết kế thành phần mạch điện

Chức năng của “bộ xử lý” là để tạo điều kiện cho các tín hiệu tương tự truyền qua đường dây điện thoại tới bộ biến đổi A/D của trung tâm nhắn tin. Nhân viên điều hành đóng vai trò tương tự. Việc thiết kế bộ biến đổi A/D đã được thảo luận ở mục 8.5.1.2. Bộ mã hóa khóa dịch tần là một dạng modem. Các mạch điện modem được minh họa ở mục 9.4.1. Các máy phát vô tuyến điều chế tần số (FM) là chủ đề của chương 4.

11.5.1.3 Máy thu nhắn tin

Sơ đồ khối của máy thu nhắn tin cơ bản được minh họa ở hình 11.12 [4]. Máy thu nhắn tin điển hình là một thiết bị nhỏ gọn có thể đeo được trên dây lưng. Về cơ bản nó chỉ là một máy thu FM có tần số sóng mang cố định. Nó có một anten vô tuyến nhỏ gọn lắp bên trong. Mỗi máy thu có một mã CAP duy nhất được lập trình sẵn và khi một bản tin nhận được có cùng mã CAP thì nó sẽ được lưu vào bộ nhớ và đồng thời bộ điều khiển sẽ khởi động bộ báo hiệu chuyển tín hiệu tới bộ biến đổi tạo âm báo hiệu. Còn tất cả các bản tin khác bị bỏ qua (các bản tin không cùng mã CAP). Việc báo hiệu có thể dưới dạng rung hạ âm, hợp âm, một tiếng bip, hay một đoạn trích âm điệu ưa thích. Đối với máy thu nhắn tin “chỉ có âm thanh”, người đeo máy chỉ được báo hiệu đơn giản và phải gọi đến trung tâm nhắn tin để nhận tin nhắn. Đối với các máy thu sử dụng ký tự số và chữ cái, bản tin lưu trữ có thể được lấy ra bằng cách nhấn các phím thích hợp trên mặt máy. Nhận được các lệnh thích hợp từ bàn phím, bộ điều khiển phát tín hiệu điều khiển dữ liệu ra để gửi thông tin lưu trữ tới bộ giải mã để biến đổi thông tin này thành một dạng thông tin thích hợp cho việc hiển thị trên màn hình thể lỏng (LCD). Các bản tin tồn tại cho tới khi chúng bị xóa.



Hình 11.12. Sơ đồ khối của máy thu nhắn tin.

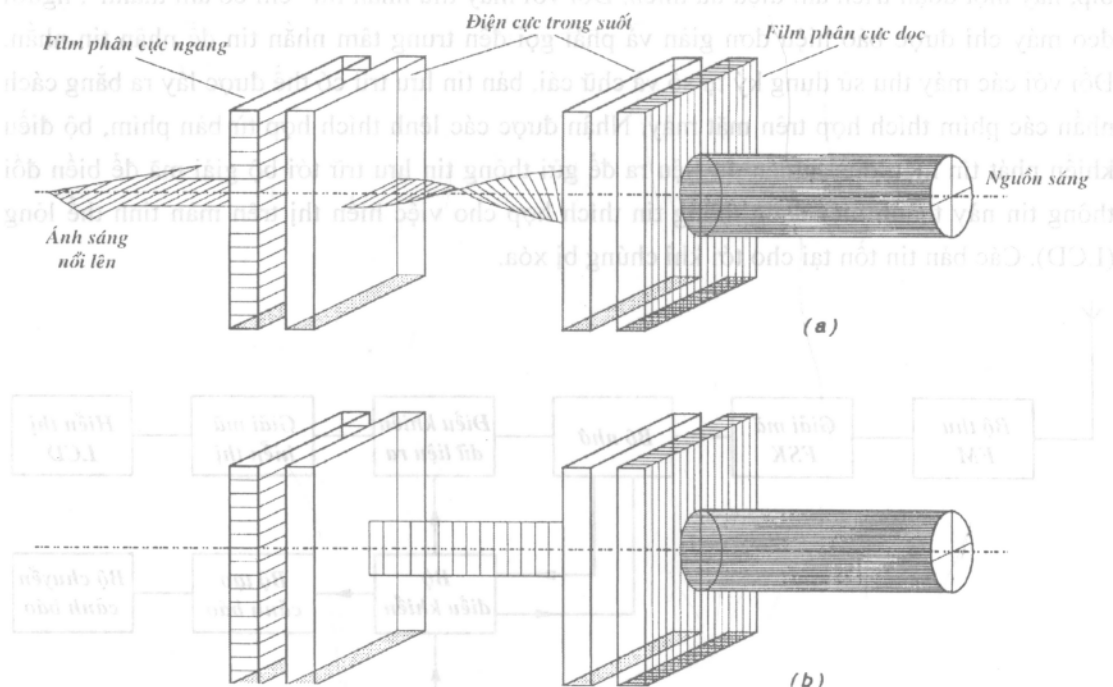
11.5.1.4 Thiết kế mạch điện thành phần

Máy thu vô tuyến điều tần là chủ đề của chương 5. Bộ giải mã khóa dịch tần đã được thảo luận ở mục 9.4.1 (modem). Các mạch điện bộ nhớ, việc điều khiển của chúng, mã hóa, và giải mã được thảo luận ở phụ lục E.

11.5.1.5 Màn hình tinh thể lỏng

Một vài cấu trúc hóa học, như các hợp chất xianua có đặc tính gây ra sự xoay phân cực hóa khi ánh sáng chiếu vào chúng. Các hợp chất này thường là trong suốt đối với ánh sáng nhìn thấy nhưng khi quan sát trong một khối thì chúng trở nên không trong suốt. Hiện tượng này

bởi vì các trục của các phân tử thường được định hướng một cách ngẫu nhiên và do đó chúng tán xạ ánh sáng theo các hướng ngẫu nhiên. Khi đặt một điện trường vào cấu trúc, các trục của các phân tử trở nên thẳng hàng, và tùy thuộc vào hướng của ánh sáng phân cực chiếu tới chúng sẽ cho phép ánh sáng xuyên qua hay không [5]. Có khả năng trong một số trường hợp, nói chung thường hay sử dụng các tinh thể lỏng để làm cho ánh sáng “xoay” hay thay đổi dần dần hướng của nó khi nó đi qua chất lỏng. Hiện tượng này được xem như sự xoay tinh thể và độ xoay có thể được thiết lập khi chế tạo. Hiện tượng này là nguyên lý chung của màn hình tinh thể lỏng được sử dụng trong đồng hồ đeo tay, máy nhắn tin và nhiều mặt hàng điện tử gia dụng khác.



Hình 11.13. Minh họa nguyên lý hoạt động của tinh thể lỏng như một bộ biến đổi hiển thị.

Hình 11.13 minh họa hai điện cực trong suốt song song và cùng với các màng phân cực, một cái được định hướng theo chiều dọc còn cái kia theo chiều ngang. Phần giữa các điện cực được đổ đầy hợp chất tinh thể lỏng.

Khi ánh sáng chiếu vào màng phân cực dọc, chỉ thành phần dọc được cho đi qua và đi vào tinh thể lỏng. Khi nó đi từ điện cực bên phải sang điện cực bên trái sự định hướng của nó bị thay đổi từ phương thẳng đứng sang phương nằm ngang. Nếu màng phân cực hóa bên tay trái được định hướng theo phương ngang, ánh sáng sẽ xuyên qua nó.

Khi đặt một điện trường vào các điện cực trục của các phân tử được làm thẳng hàng như khi không có ảnh hưởng tới hướng của ánh sáng. Ánh sáng phân cực thẳng đứng không thể đi qua màng bên tay trái phân cực nằm ngang. Độ tương phản được tạo ra bởi sự có mặt hay không có mặt của điện trường được lợi dụng trong ứng dụng của tinh thể lỏng như một bộ biến đổi hiển thị.

Trong việc hiển thị các ký tự chữ cái con số, nói chung hầu hết được sử dụng các thành phần là các hiển thị dạng bảy thanh và ma trận điểm [6]. Màn hình ma trận điểm có nhiều tác dụng hơn nhưng hệ thống giải mã của nó phức tạp hơn. Việc giải mã thông tin dưới dạng nhị phân để hiển thị bằng màn hiển thị bảy thanh đơn giản không đơn giản như mong muốn và việc giải thích nó được thiết kế như thế nào là việc không cần thiết cho chủ đề này. Màn hiển thị bảy thanh LCD và bộ điều khiển của nó, mạch tích hợp MC 5400/7400, được trình bày ở phụ lục F.

11.5.2 Các hệ thống nhắn tin khác

Vào đầu những năm 1980 khi mà hệ thống POCSAG được giới thiệu, một số hệ thống mới đã được phát triển. Tốc độ truyền dẫn được tăng lên, giảm dòng cung cấp của pin, tăng số địa chỉ trên mỗi sóng mang, cải thiện độ tin cậy và làm cho hệ thống khó bị quấy rối hơn. Hai trong số các hệ thống như vậy được trình bày ngắn gọn dưới đây.

- (1) ERMES (Hệ thống tin nhắn vô tuyến Châu Âu). Hệ thống này được giới thiệu vào đầu những năm 1990 bởi cộng đồng châu Âu. Tốc độ truyền số liệu được cố định ở 6250bps và nó có thể làm việc trên toàn bộ các kênh vô tuyến đa tần. Máy nhắn tin có thể quét tất cả các kênh khi thuê bao di chuyển ra khỏi phạm vi trạm gốc của mình.
- (2) FLEX (Giao thức nhắn tin diện rộng linh hoạt). Hệ thống này được giới thiệu vào năm 1993 như một giao thức nhắn tin đa tốc hiệu suất cao (1600, 3200, và 6400bps). FLEX có thể hỗ trợ trên $5 \cdot 10^9$ địa chỉ và tiết kiệm pin cho máy nhắn tin bằng cách chỉ truyền số liệu tại các khe thời gian nhất định [7].

Vào cuối thế kỷ 20 ước tính có khoảng 192 triệu máy nhắn tin đang được sử dụng trên toàn cầu [8].

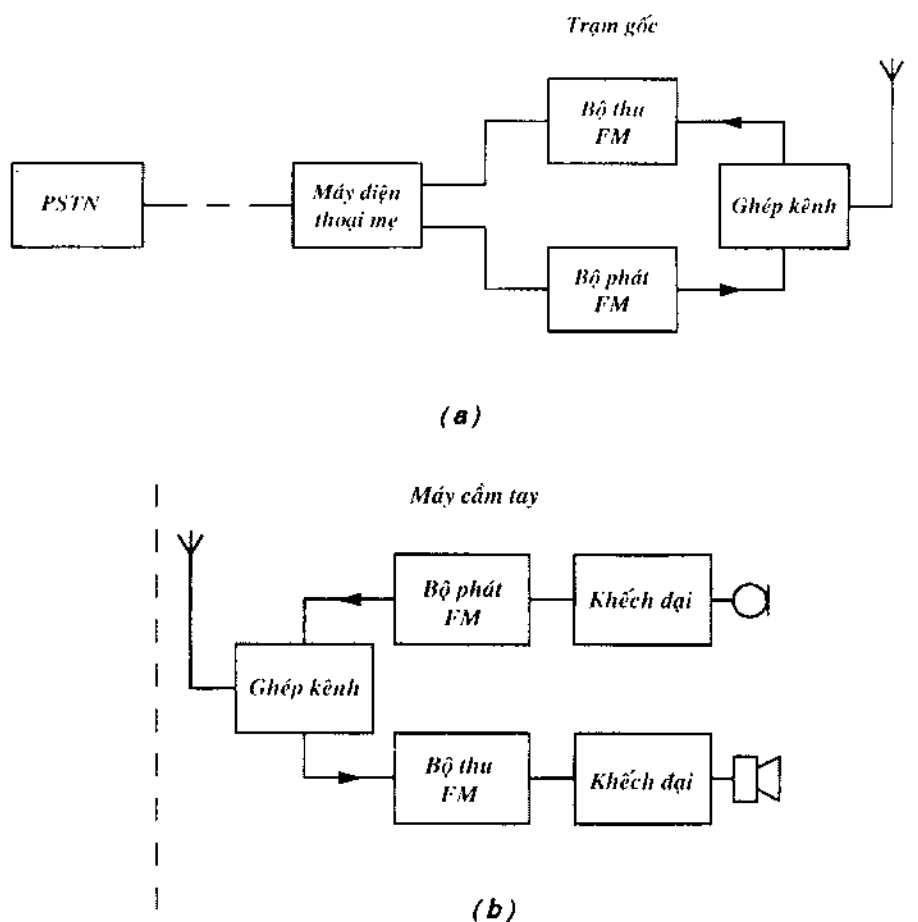
11.6 MÁY ĐIỆN THOẠI KHÔNG DÂY TƯƠNG TỰ

Điện thoại không dây được thiết kế để giải phóng cho người sử dụng điện thoại khỏi chiều dài hạn chế của dây ống nói. Trước khi điện thoại không dây có mặt trên thị trường các dây ống nghe loại dài đã được sử dụng để tăng khoảng cách giữa ống nghe và máy nhưng dây càng dài thì càng trở nên vướng víu. Điện thoại không dây không chỉ làm tăng khoảng cách giữa máy và ống nghe, nó còn làm cho ống nghe có thể di động theo người.

11.6.1 Thiết kế hệ thống

Hình 11.14 minh họa cấu tạo của máy điện thoại không dây. Máy mẹ được nối trực tiếp tới mạng điện thoại công cộng (PSTN) và từ điểm xét của PSTN nó chỉ được coi như một điện thoại để bàn khác. Nó có thể truyền tín hiệu tới ống nghe và nhận tín hiệu từ ống nghe để truyền tới PSTN. Khối thoại của hệ thống giống như với bất kỳ máy điện thoại để bàn nào (xem chương 8) và phần vô tuyến của nó sử dụng điều tần (xem các chương 4 và 5) ở băng

tần 900 MHz. Khối phát của máy mẹ làm việc ở một tần số xác định (lấy ví dụ, 925, 997 MHz) trong khi khối phát của máy con làm việc ở một tần số khác (lấy ví dụ, 902, 952 MHz). Đây là một ví dụ của hai hệ thống đơn công, chúng tạo thành một hệ thống song công phân chia theo tần số (FDM). Một thiết bị được gọi là bộ song công tạo ra sự ghép nối giữa anten với cả máy thu và phát. Các tần số khác được sử dụng trước đây và một thế hệ mới của điện thoại không dây, sử dụng kỹ thuật số, được phân cho các phổ tần trong dải 2,4GHz ở Bắc Mỹ. Anten ăng nghe được ghép với cả máy thu và phát FM bởi bộ song công. Các bộ khuếch đại riêng rẽ quy định tín hiệu từ micro tới loa tương ứng.



Hình 11.14. Cấu tạo máy điện thoại không dây; (a) trạm gốc, (b) máy cầm tay.

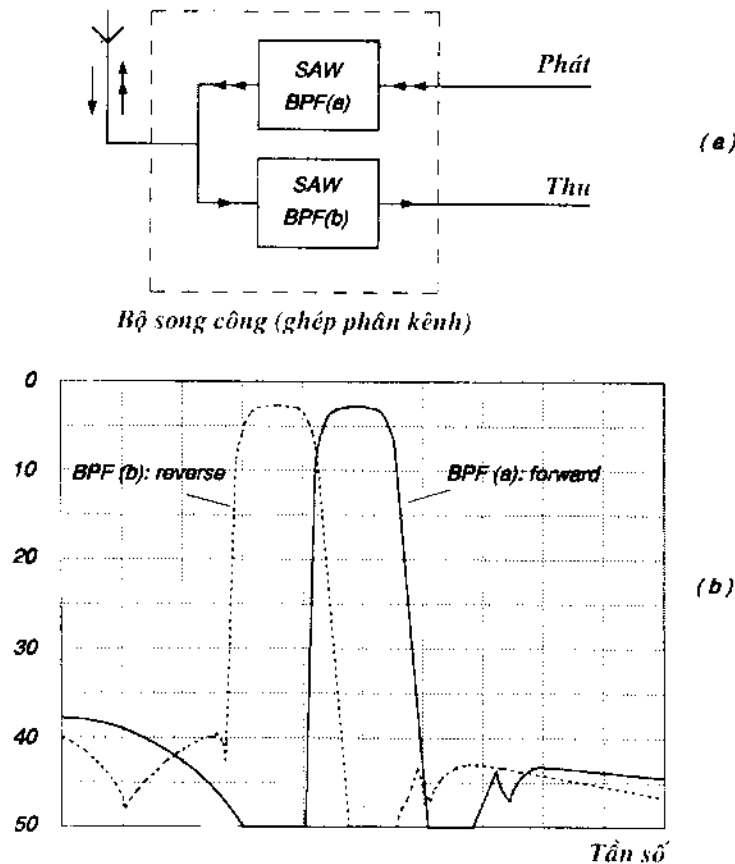
11.6.2 Thiết kế thành phần

Việc thiết kế tất cả các thành phần ở hình 11.14 đã được thảo luận trước đây ngoại trừ bộ song công.

11.6.2.1 Bộ song công cao tần

Vai trò của bộ song công cao tần là để ghép tín hiệu từ máy phát tới anten với suy hao nhỏ nhất nhưng lại ngăn không cho tín hiệu từ máy phát đi vào đầu vào của máy thu. Trong rất

nhiều ứng dụng, như rada và hệ thống điện thoại hữu tuyến, một bộ ghép đảm nhiệm chức năng này (xem mục 8.3.6.1 và 8.4.3). Các bộ song công ở cả máy mẹ và máy con phải đảm bảo rằng hướng từ máy phát tới máy thu của chúng có mức suy hao lớn nhất có thể để sao cho sự hồi tiếp nội bộ là không đáng kể. Đồng thời chúng phải đảm bảo rằng hướng từ máy phát tới anten và tương tự từ anten tới máy thu phải có suy hao nhỏ nhất. Có hai yếu tố quan trọng cần quan tâm. Thực tế tần số phát và thu được cách nhau bởi một khoảng tần số tương đối rõ ràng xấp xỉ 25MHz đây là một lối thoát rất lớn cho việc thiết kế. Thực tế công suất tín hiệu từ khối phát của máy con tới anten có biên độ lớn hơn so với công suất tín hiệu từ máy mẹ tới anten máy con làm cho việc thiết kế các bộ lọc song công gặp khó khăn. Điều này cũng tương tự như đối với bộ song công của máy mẹ.



Hình 11.15. (a) Sơ đồ khối các bộ lọc sóng âm bề mặt (SAW) của máy thu và máy phát, (b) các đặc tuyến tần số của hai bộ lọc.

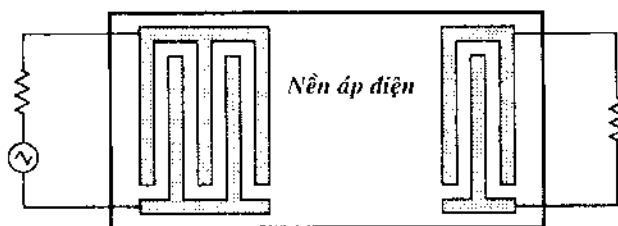
Việc kết nối anten vào các bộ lọc song công được minh họa ở hình 11.15(a). Các đặc tuyến suy hao của các bộ lọc thu và phát điển hình được minh họa ở hình 11.15(b). Lưu ý rằng ở giữa của dải thông bộ lọc hướng phát (BPF (a); hướng thuận) có tổn hao khoảng 2,5dB nhưng tại tần số này bộ lọc thu (BPF (b); hướng ngược) có suy hao trên 50dB [9]. Điều này có nghĩa là hướng tín hiệu từ máy phát tới anten (mũi tên kép) có suy hao nhỏ nhất

trong khi đó hướng của tín hiệu máy phát đi vào đầu vào của máy thu có suy hao rất lớn. Đây là hướng bị giới hạn bởi vì, nếu tín hiệu máy phát được phép dò vào đầu vào của máy thu, các tín hiệu này có khả năng sẽ làm cho hệ thống mất ổn định. Nó cũng hạn chế tín hiệu yếu từ anten đưa vào đầu vào máy thu với suy hao nhỏ nhất (mũi tên đơn). Sự dò rỉ tín hiệu này sang đầu ra của máy phát không đáng ngại lắm.

Có ba loại kỹ thuật song công RF được sử dụng trong các máy điện thoại không dây. Đó là gốm, sóng âm bề mặt (SAW), và bộ cộng hưởng âm thanh khối màng mỏng (FBAR). Nói chung các bộ song công RF gốm được xem là có đặc tuyến làm việc tốt hơn so với linh kiện SAW nhưng chúng hơi cồng kềnh. FBAR là một công nghệ mới được xem như sự phối hợp hiệu quả trong khi nó chỉ chiếm khoảng 10% không gian so với các thiết bị loại gốm.

11.6.2.2 Bộ lọc song công cao tần sóng âm thanh bề mặt

Việc thiết kế các bộ lọc vượt khỏi phạm vi của cuốn sách này; tuy nhiên các khái niệm cơ bản của một thiết bị sóng âm bề mặt (SAW) rất dễ hiểu. Một thiết bị SAW điển hình được vẽ ở hình 11.16. Nó bao gồm một nền áp điện chẳng hạn như thạch anh, Litiniobat (LiNbO_3), Lititatal (LiTaO_3) và Litiborat ($\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$). Những vật liệu tinh thể này được cắt tại các góc xác định có liên quan tới các trục của tinh thể và được đánh bóng rất kỹ. Các điện cực màng mỏng được đặt trên bề mặt như vẽ ở hình 11.16. Các vật liệu áp điện có đặc tính là chịu sự biến dạng cơ khí khi đặt trong điện trường. Hay, chúng tạo ra một điện trường khi bị biến dạng cơ khí. Khi đặt một điện áp xoay chiều vào các điện cực vào, nó sẽ gây ra sự biến dạng cơ khí trên bề mặt tinh thể, hiện tượng này lan truyền theo cả hai hướng, bên trái và bên phải. Thành phần sóng đi về bên trái sẽ bị phản xạ lại ở cuối của lớp nền và sẽ có tổn hao kết hợp với nó. Sóng truyền theo bên phải sẽ truyền tới điện cực đầu ra tại đó sóng cơ khí sẽ gây ra một điện áp trong điện cực thu. Số cặp ghép giữa hai điện cực phụ thuộc và rất nhiều yếu tố như tần số tín hiệu, vật liệu tinh thể, góc cắt của tinh thể liên quan tới các trục của nó, và hình dạng của các bộ biến năng số.



Hình 11.16. Cấu tạo một bộ lọc song công cao tần sóng âm bề mặt.

Hầu hết các linh kiện SAW được sử dụng trong điện thoại không dây và điện tế bào đều không quan tâm đến sự làm việc trong chế độ sóng âm bề mặt thực sự. Nói chung chúng được xem như các thiết bị sóng âm bề mặt dò (LSAW). Thuật ngữ này là thích hợp bởi vì sự biến dạng cơ khí xảy ra trong các linh kiện LSAW không giới hạn bề mặt tinh thể của chính nó, nó thâm nhập vào vật liệu.

11.6.3 Các nhược điểm của điện thoại không dây tương tự

Cự ly của điện thoại không dây bị giới hạn nhỏ hơn 200 m bởi vì công suất bức xạ cao tần của nó bị giới hạn nhỏ hơn 0,75 mW. Giới hạn về cự ly không phải là nhược điểm khi tần số làm việc của nó có thể được sử dụng lại bởi các máy điện thoại không dây khác nằm ngoài bán kính 200 m với can nhiễu tối thiểu hoặc bằng 0. Nhược điểm thực tế của hệ thống đó là, bởi vì nó sử dụng kết nối vô tuyến không có sự mã hoá, nên bất cứ ai có một máy thu thanh FM làm việc ở các dải tần của điện thoại không dây cũng có thể thu và nghe được cuộc đàm thoại. Như đã đề cập trước đây một băng tần tại 2,4GHz đã được phân cho điện thoại không dây ở Bắc Mỹ. Các điện thoại không dây này sử dụng kỹ thuật số, có cự ly xa hơn (400 m) và sử dụng kỹ thuật trải phổ để đảm bảo tính riêng tư của các cuộc đàm thoại.

11.7 ĐIỆN THOẠI TẾ BÀO

Hệ thống điện thoại tế bào có thể được xem như một dạng “mở rộng” của điện thoại không dây. Một số chức năng phải được thực hiện như một số tính năng mở rộng.

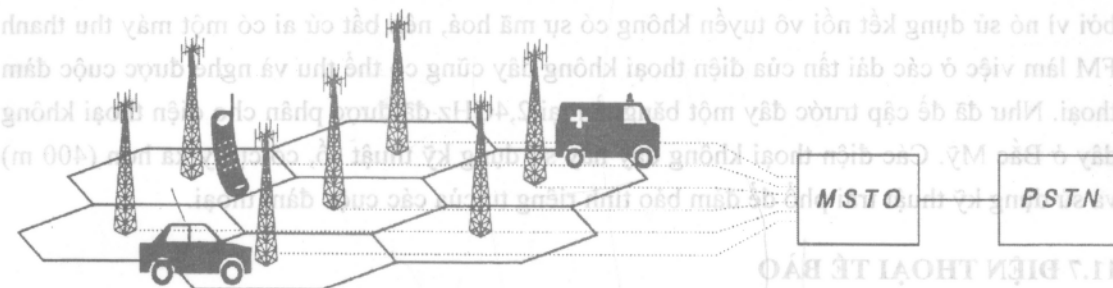
- (1) Để tăng cự ly di động hay khả năng di chuyển thì số các trạm gốc sẽ phải tăng từ một thành nhiều trạm. Việc này cũng cần thiết lập cho máy di động được chuyển từ trạm gốc này sang trạm gốc kế khi nó ở trạng thái di động. Quá trình này được gọi là chuyển giao.
- (2) Để cho hệ thống kinh tế, nó sẽ thực hiện xử lý một số lượng lớn các cuộc đàm thoại đồng thời. Điều này có nghĩa là số kênh ở trạm gốc phải được tăng từ một thành nhiều và nhiều giữa các kênh phải được loại bỏ.
- (3) Bởi vì có rất nhiều hướng giữa trạm gốc và máy di động, sự phân mảnh tín hiệu sẽ xuất hiện trong đó tín hiệu sẽ đến anten theo các hướng khác nhau, gây nên sự khác nhau về pha và biên độ. Tổng vectơ của các phân mảnh có thể gây nên một sự tăng hay có khả năng tổng của hai tín hiệu triệt tiêu lẫn nhau. Hiện tượng này gọi là fading. Cần phải dùng các biện pháp để giữ cho biên độ tín hiệu nằm trong các giới hạn chấp nhận được.

Một hệ thống điện thoại tế bào có các đặc điểm như trên gọi là hệ thống điện thoại di động cải tiến (AMPS).

11.7.1 Tổng quan về hệ thống

Hình 11.17 minh hoạ cấu hình của hệ thống điện thoại tế bào. Ô hình lục lăng trong hệ thống, ngay tên gọi của nó đã nói lên sự thích hợp cho việc phân chia một vùng địa lý mà không có các khoảng kề nhau. Theo lý thuyết đồ thị bức xạ của anten tại tâm của ô là một hình tròn nhưng việc sử dụng các hình tròn trên bản đồ sẽ tạo ra các vùng và/hoặc ngắt quãng. Những ảnh hưởng của các đặc điểm địa hình như đồi núi, nhà và các kiến trúc khác

làm cho đồ thị bức xạ của anten rất khó phân đoán. Ở giữa của mỗi ô có một trạm gốc nó được kết nối với tổng đài chuyển mạch di động (MSTO). MSTO sẽ được kết nối với mạng điện thoại công cộng (PSTN). MSTO là trung tâm thần kinh của hệ thống tế bào. Nó điều khiển tất cả các tham số của cuộc đàm thoại kể từ khi thuê bao có nhu cầu sử dụng dịch vụ cho tới khi thuê bao kết thúc cuộc gọi.



Hình 11.17. Cấu hình của hệ thống điện thoại di động.

11.7.2 Hệ thống điện thoại di động cải tiến

Ước tính vào thời điểm cuối năm 1997 ở Mỹ có khoảng 50 triệu điện thoại di động [3]. Ở Canada con số này là 7,5 triệu. Với tốc độ tăng trưởng trên 50% mỗi năm. Ước tính đến năm 2000 có khoảng 200 triệu điện thoại di động được sử dụng ở Bắc Mỹ. Mặc dù đã có sự chuyển đổi sang công nghệ tế bào số, nhưng phần lớn điện thoại tế bào đang sử dụng ở Bắc Mỹ đều sử dụng công nghệ AMPS. Hệ thống tế bào AMPS, giống như điện thoại không dây, sử dụng sóng vô tuyến FM như thành phần giao diện giữa các thuê bao và PSTN. Hệ thống AMPS sử dụng kỹ thuật đa truy nhập phân chia theo tần số (FDMA). Khi FDMA được ứng dụng vào AMPS, điều đó có nghĩa là mỗi điện thoại di động được cung cấp hai tần số sóng mang cho việc đàm thoại, trong đó một tần số dùng thông tin từ trạm gốc tới máy di động (hướng thuận hay hướng xuống) còn một tần số kia dùng để thông tin từ máy di động tới trạm gốc (hướng ngược lại hay hướng lên). Ngoài ra còn có các kênh được dành riêng cho việc thiết lập cuộc gọi, chỉ thị và điều khiển hệ thống. Các kênh này được gọi là các kênh lưu lượng hay kênh điều khiển và được dùng chung bởi rất nhiều máy di động.

Hệ thống AMPS sử dụng hai băng tần: các kênh hướng thuận từ 869 đến 894MHz và các kênh hướng ngược từ 824 đến 849MHz. Dưới đây là tham số hệ thống:

(a) Có hai kênh đơn công được kết hợp lại thành một kênh song công.

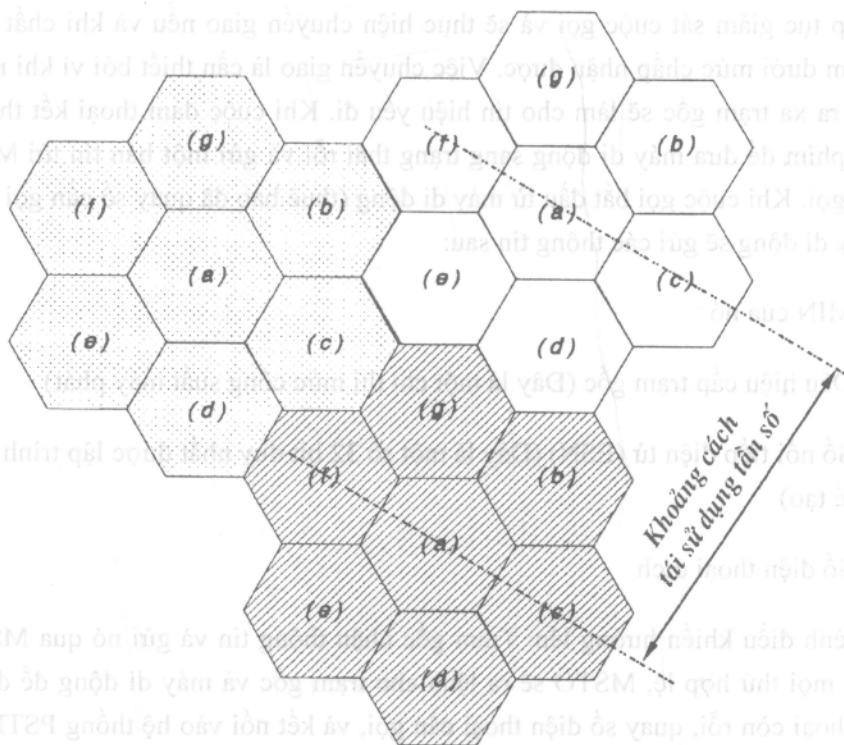
(b) Mỗi máy di động, tần số sóng mang hướng thuận cao hơn hướng ngược 45 MHz.

(c) Mỗi kênh chiếm băng thông 30 kHz.

(d) Tổng số kênh là 832.

11.7.2.1 Sử dụng lại kênh

Hình 11.18 minh họa các ô được nhóm với nhau từ các nhóm bảng mẫu [3]. Với việc sắp xếp như vậy, có thể tái sử dụng các tần số sóng mang ở tất cả các ô được đánh dấu (a), (b), (c) và cứ như vậy miễn là công suất bức xạ của mỗi máy di động trong ô được giữ dưới mức cho phép dựa trên khoảng cách tương ứng giữa các ô (a), (b), (c)... khoảng cách tái sử dụng tần số nhỏ nhất có thể rất lớn. Ở vùng dân cư đông đúc, các ô được chia nhỏ hơn và nhiều hơn. Công suất bức xạ thấp hơn nhiều. Ở các vùng dân cư thưa thớt các ô lớn hơn và công suất bức xạ cũng lớn hơn.



Hình 11.18. Dạng thức của các nhóm bảy ô chúng cho phép việc sử dụng lại tần số dưới mức công suất và khoảng cách xác định.

11.7.2.2 Thiết lập cuộc gọi

Các bước minh họa dưới đây đã đơn giản hơn nhiều vì do việc trình bày ngắn gọn và rõ ràng.

Khi một điện thoại tế bào được tắt, hệ thống không có cách nào để liên lạc được với thuê bao. Nếu điện thoại bật nhưng không phải ở trạng thái đàm thoại (rời), máy di động quét các kênh điều khiển hướng xuống và xác định kênh mạnh nhất trong nhóm. Nó giữ việc kiểm tra kênh điều khiển hướng xuống đặc biệt cho tới khi tín hiệu mạnh giảm xuống dưới mức chấp nhận được. Tại thời điểm này nó bắt đầu quét các kênh điều khiển hướng xuống để tìm tín hiệu mạnh hơn. Các kênh điều khiển hướng lên và hướng xuống thường được chuẩn hoá trên toàn bộ hệ thống bởi vậy máy di động nhận biết các tần số nào để mà quét khi nó ở trạng thái rời.

Khi một cuộc gọi đi vào MSTO, nó phát quảng bá số nhận dạng máy di động (MIN) của máy bị gọi (một số 10 chữ số của số điện thoại được phân cho thiết bị) trên tất cả các kênh điều khiển hướng xuống ở mỗi trạm gốc. Máy di động nhận dạng MIN của nó và sự nhận dạng của chính mình qua kênh điều khiển hướng lên mà nó đã giám sát ngay từ đầu. MSTO nhận dạng MIN như một từ mã hợp lệ và ra lệnh cho trạm gốc thích hợp đưa các tần số trung tâm của máy di động (cặp kênh hướng lên và xuống) tới một cặp kênh còn rỗi. Tín hiệu thu được ở trạm gốc, mức công suất cho việc truyền dẫn từ máy di động được thiết lập. Một tín hiệu “chuông” được gửi tới máy di động tạo ra một tín hiệu cảnh báo dưới dạng rung hạ âm, bíp, hay một âm điệu ngắn ưa thích. Thuê bao nhắc máy và cuộc đàm thoại bắt đầu. MSTO tiếp tục giám sát cuộc gọi và sẽ thực hiện chuyển giao nếu và khi chất lượng kênh truyền giảm dưới mức chấp nhận được. Việc chuyển giao là cần thiết bởi vì khi máy di động di chuyển ra xa trạm gốc sẽ làm cho tín hiệu yếu đi. Khi cuộc đàm thoại kết thúc thuê bao nhấn một phím để đưa máy di động sang trạng thái rỗi và gửi một bản tin tới MSTP để kết thúc cuộc gọi. Khi cuộc gọi bắt đầu từ máy di động (thuê bao đã quay số cần gọi và nhấn nút “nói”) máy di động sẽ gửi các thông tin sau:

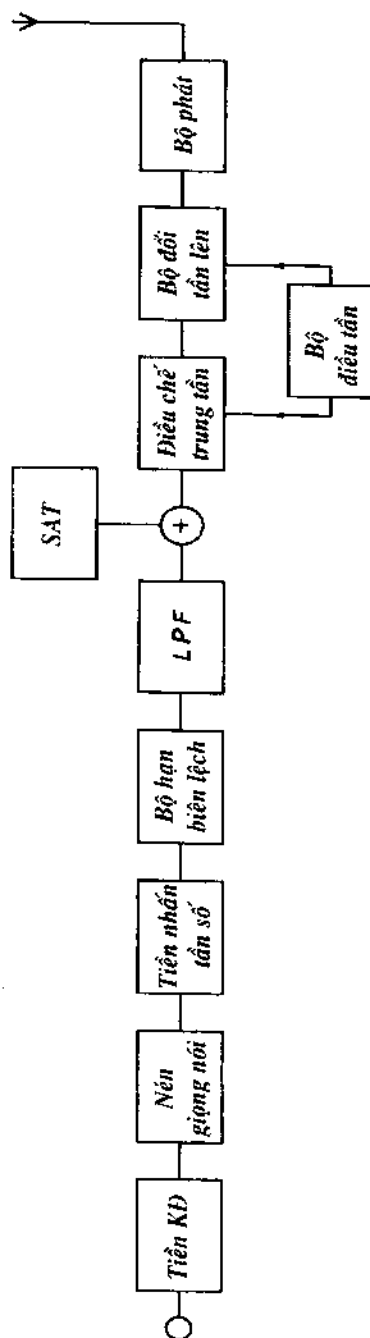
- (a) MIN của nó
- (b) Dấu hiệu cấp trạm gốc (Đây là một chỉ thị mức công suất máy phát)
- (c) Số nối tiếp điện tử (ESN) (Đây là một số 32 bit duy nhất được lập trình vào thiết bị khi chế tạo)
- (d) Số điện thoại đích

qua một kênh điều khiển hướng lên. Trạm gốc nhận thông tin và gửi nó qua MSTO để xác nhận. Nếu mọi thứ hợp lệ, MSTO sẽ ra lệnh cho trạm gốc và máy di động để đưa vào một cặp kênh thoại còn rỗi, quay số điện thoại cần gọi, và kết nối vào hệ thống PSTN. Khi cuộc gọi kết thúc, máy di động gửi một mã “kết thúc cuộc gọi” và trở về trạng thái rỗi. MSTO giải phóng kết nối và trở về chế độ chờ tiếp tục đợi cuộc gọi tiếp theo.

11.7.2.3. Quá trình chuyển giao

Chuyển giao xuất hiện khi tín hiệu đưa tới trạm gốc của máy di động quá yếu làm ảnh hưởng tới chất lượng đàm thoại. Thông thường quá trình này xảy ra bởi vì thuê bao di động ở trạng thái di chuyển khỏi trạm gốc hiện thời. MSTO phát hiện điều này bằng việc đo đặc độ mạnh tín hiệu nhận được từ máy di động và theo một giải thuật nó chọn các trạm gốc ở các ô gần kề bởi rất nhiều tham số như các điều kiện quá tải. Sau đó nó kiểm tra để xác định xem liệu độ mạnh của tín hiệu của ô mới có ổn định không trước khi thực hiện chuyển giao. Có một thời gian trễ xen vào để loại bỏ hiện tượng chuyển giao qua lại giữa hai trạm gốc ở biên giới của các ô. Một điều cần nhớ đó là không có tần số nào được dùng lại ở các ô kề. Sau đó MSTO gửi một lệnh tới máy di động để thay đổi tần số của nó, chọn một SAT mới, và thiết

lập công suất phát cho ô mới. Máy di động phức tạp bằng cách ngừng phát và điều chỉnh các thông số của nó sang các giá trị mới sau đó bật máy phát hoạt động trở lại. Tất cả các bước trên được thực hiện mà người sử dụng không hề hay biết.



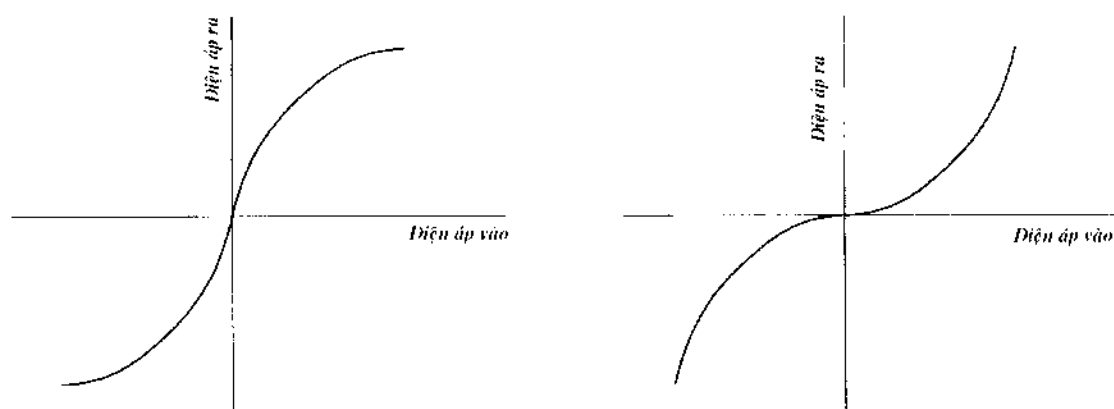
Hình 11.19. Sơ đồ khối đơn giản của máy điện thoại di động tế bào.

11.7.2.4. Thiết kế hệ thống

Hình 11.19 biểu diễn sơ đồ khối của một kênh thoại (hướng xuống) trong một điện thoại tế bào AMPS.

Bộ nén giãn: Tín hiệu thoại từ micro được khuếch đại sau đó được đưa vào bộ nén âm thanh. Bộ nén giảm thiểu sự khác nhau về biên độ giữa mức cao nhất và thấp nhất. Việc này rất quan trọng bởi vì những âm thanh biên độ thấp thường bị lấn át bởi nhiều trong hệ thống trong khi các âm thanh biên độ cao thường làm hệ thống làm việc ở phần phi tuyến trên đường đặc tuyến của nó và gây méo (tạp nhiễu) [10,11]. Các đặc tuyến vào ra của bộ nén được minh hoạ ở hình 11.20 (a)

Có thể quan sát thấy rằng đối với các tín hiệu vào biên độ nhỏ thì độ dốc của đường cong rất lớn, khi đó hệ số khuếch đại điện áp lớn nhưng đối với các tín hiệu biên độ lớn hệ số khuếch đại lại nhỏ. Tại phần thu của kênh thông tin cần phải đảo ngược hiệu ứng của bộ nén bằng cách cho tín hiệu qua một mạch điện có đặc tuyến ngược lại được vẽ ở hình 11.20(b). Mạch điện này có tên là bộ giãn. Công nghiệp ghi âm nhạc sử dụng phương pháp này để giảm tạp âm; nó được gọi với tên chung chung là hệ thống Dolby. (Xem mục 3.4.5 đối với việc thiết kế mạch điện chi tiết).



Hình 11.20. (a) Các đặc tuyến vào – ra của bộ nén ở máy phát.

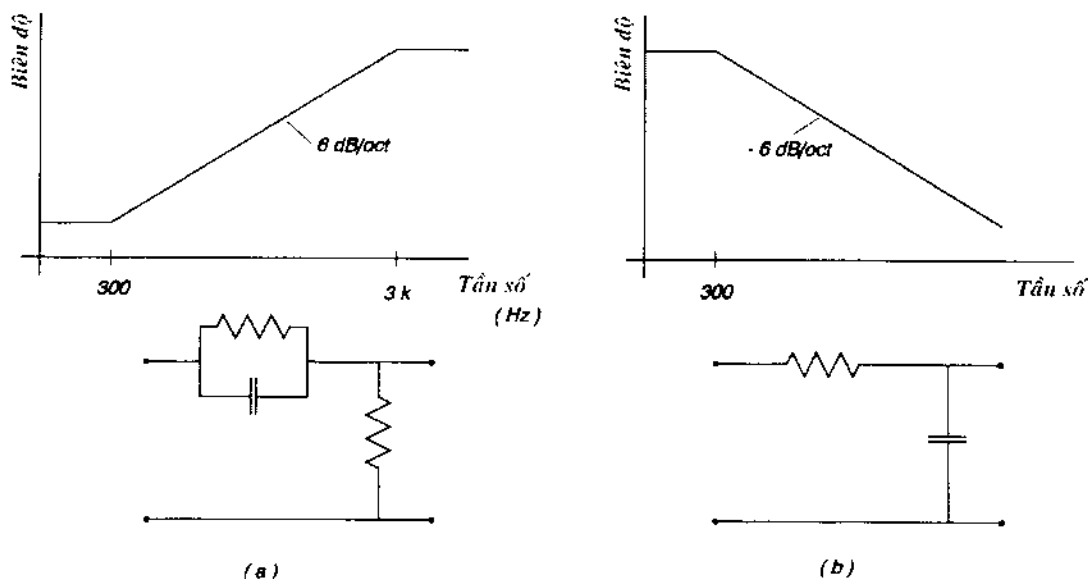
(b) Các đặc tuyến vào ra của bộ giãn ở máy thu.

Tiền nhân tần số: Năng lượng phổ tiếng nói của người phát lớn được tập trung tại phần cuối của phổ tần số thấp. Điều này làm cho thành phần tần số cao của tiếng nói dễ bị ảnh hưởng của nhiễu. Đó chính là lý do để tăng mức tần số cao lên lớn hơn so với các tần số thấp trước khi truyền và khôi phục chúng tại phía thu.

Các đặc tuyến tần số của bộ lọc tiền nhân được vẽ ở hình 11.21(a) cùng với mạch điện thích hợp. Lưu ý rằng độ dốc của bộ lọc là 6dB/octave. Các đặc tuyến của bộ lọc giải nhân cùng với mạch điện của nó được vẽ ở hình 11.21(b).

Bộ hạn biên lệch: Nhiệm vụ của bộ hạn biên lệch là để giới hạn sự lệch cực đại khởi trực của tín hiệu vào để sau khi điều tần độ lệch cực đại của tín hiệu FM không vượt quá $\pm 12\text{kHz}$. Nếu việc này không được thực hiện, sẽ có can nhiễu kênh kề.

Bộ lọc thông thấp: Bộ hạn biên lệch hạn chế tín hiệu bằng cách cắt đi phần đầu của nó, do đó tạo ra các tín hiệu hài bậc cao hơn. Bộ lọc thông thấp loại bỏ các hài này.



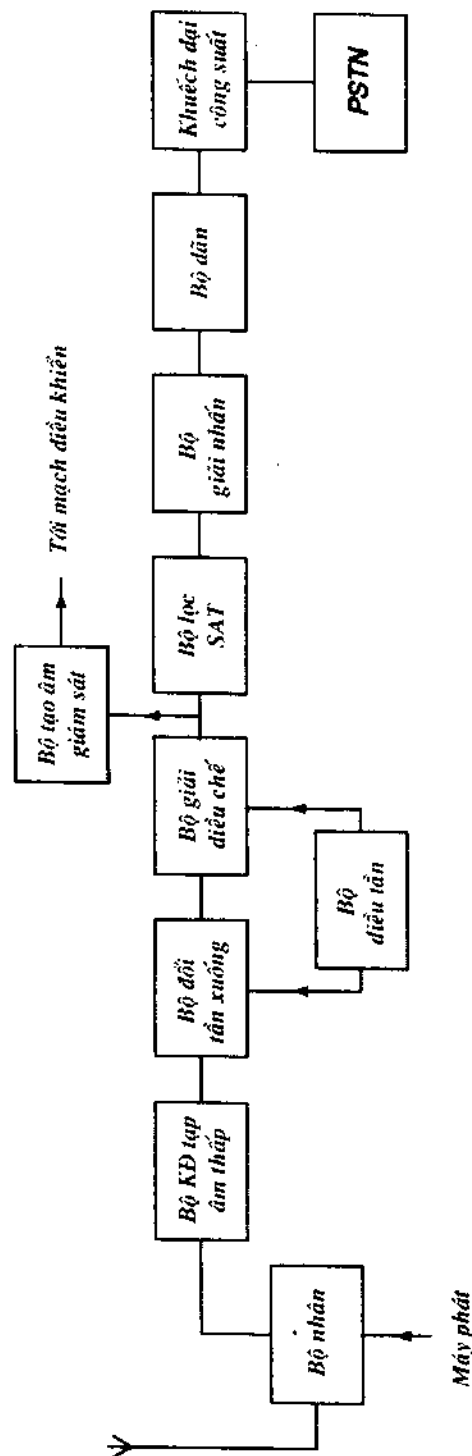
Hình 11.21. (a) Mạch điện và đặc tuyến tần số của bộ lọc tiền nhấn được sử dụng trong máy phát. (b) Mạch điện và đặc tuyến tần số của bộ giải nhấn sử dụng ở máy thu.

Bộ tạo âm giám sát (SAT): Bộ tạo âm giám sát có thể tạo ra ba tín hiệu âm thanh ở 5970, 6000, và 6030 Hz. Một trạm gốc xếp một trong ba tín hiệu này lên cả hai kênh thoại hướng lên và xuống khi nó đang sử dụng. Việc lựa chọn sử dụng tần số nào do MSTO xác định. Mục đích của tín hiệu này là dùng để nhận dạng một máy di động cá biệt với một trạm gốc cho trước trong khi đàm thoại. Trạm gốc gửi SAT tới máy di động ngay sau khi kênh thoại được thiết lập và máy di động phải truyền lại tín hiệu giống hệt trở về trạm gốc để cuộc gọi được tiếp tục. Các tần số được chọn nằm ngoài dải thông 3kHz nhưng nằm trong dải tần nghe được của thuê bao. SAT được suy giảm bằng cách sử dụng một bộ lọc thông dải thích hợp sao cho nó đủ cho các thuê bao nghe được.

Bộ điều tần: Bộ điều tần tạo ra tín hiệu điều chế tại một tần số trung tần (IF) sử dụng đầu ra của bộ dao động IF. Sóng mang trung tần được tạo ra bởi một bộ tổng hợp tần số mà tần số của nó được điều khiển trên toàn bộ kênh điều khiển hướng xuống. Bộ điều tần có thể có một bộ nhân tần trước và sau nó để đưa tới tần số sóng mang thích hợp (xem hình 4.14).

Bộ đổi tần lên: Bộ đổi tần lên dịch tần số sóng mang tới giá trị thích hợp của nó sử dụng đầu ra của bộ dao động RF. Sóng mang RF được tạo ra bằng một bộ tổng hợp mà tần số của nó được điều khiển trên toàn bộ kênh điều khiển hướng xuống. Tương tự cũng cần có một bộ nhân tần cùng với một số bộ lọc.

Máy phát: Máy phát bao gồm một bộ khuếch đại công suất cao tần nó được ghép tới anten. Lưu ý rằng trạm gốc thường sử dụng hai anten khác nhau, một cái cho hướng xuống cái còn lại cho kênh hướng lên. Trong trường hợp này không cần bộ song công.



Hình 11.22. Minh họa sơ đồ khối của kênh thoại (hướng lên).

Bộ khuếch đại tạp âm thấp: Bộ khuếch đại tạp âm thấp khuếch đại tín hiệu anten tới mức yêu cầu để vận hành bộ đổi tần xuống. Trong bất kỳ hệ thống thông tin nào tạp âm cũng là vấn đề đe dọa tới tính toàn vẹn của thông tin truyền đi. Vấn đề này đặc biệt đúng với các hệ

thống tương tự như AMPS. Bộ LNA điển hình phải có hệ số tăng ích lớn hơn 16 dB cùng với một hệ số tạp âm nhỏ hơn 2,5 dB. Điều này chứng minh rằng tạp âm được tạo ra bởi tầng đầu tiên của một chuỗi các bộ khuếch đại có ảnh hưởng lớn nhất (có hại) đến hệ thống [12]. Bộ khuếch đại tạp âm thấp là tầng đầu tiên trong các tầng khuếch đại kể từ khi tín hiệu đưa vào từ anten vô tuyến. Do đó người ta cố gắng chế tạo các bộ khuếch đại có hệ số tạp âm thấp để phục vụ cho mục đích này. LNA thường là một mạch điện tích hợp chip đơn được sử dụng transistor tiếp giáp lưỡng cực (BJT), Transistor hiệu ứng trường bán dẫn kim loại (MESFET), bán dẫn ôxit kim loại phức hợp (CMOS), và các công nghệ bán dẫn ôxit kim loại loại N (NMOS). Việc thảo luận chi tiết thiết kế các bộ khuếch đại tạp âm thấp vượt ra khỏi chủ đề của cuốn sách này. Bạn đọc có thể xem danh mục sách tham khảo về chủ đề vật liệu.

Bộ đổi tần xuống: Bộ đổi tần xuống đáp ứng cho việc loại bỏ tất cả các dải biên còn sót lại của việc đổi tần lên. Việc đổi tần xuống thông thường tiến hành theo hai bước: bước thứ nhất là đổi xuống trung tần IF và bước thứ hai là đổi xuống băng gốc. Nó sử dụng đầu ra của bộ tổng hợp tần số.

Bộ giải điều chế: Bộ giải điều chế khôi phục tín hiệu băng gốc.

Bộ lọc SAT: Bộ lọc SAT suy giảm âm thanh tới một mức mà hầu như không nhạy cảm đối với thuê bao.

Bộ lọc giải nhấn: Độ dốc 6dB/octave thêm vào được cân bằng bởi mạch lọc thông thấp RC đơn giản như ở hình 11.21(b).

Bộ dân: Mạch điện này ngược lại với các hiệu ứng của bộ nén. Các đặc tuyến được vẽ ở hình 11.20(b).

Bộ khuếch đại công suất: Đây là một bộ khuếch đại công suất âm tần được thiết kế để điều khiển các mạch điện của PSTN.

11.7.2.5 Thiết kế các mạch điện thành phần cho hướng phát.

Bộ tiền khuếch đại là một bộ khuếch đại âm tần được thiết kế để khuếch đại tín hiệu từ mức milivol tới khoảng 1 vol. Việc thiết kế các bộ khuếch đại âm tần đã được thảo luận ở mục 2.7.

Bộ nén là một bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại biến đổi được; nó có hệ số khuếch đại lớn khi tín hiệu nhỏ và nhỏ đối với các tín hiệu lớn. Việc này giống như một bộ khuếch đại tự động điều chỉnh hệ số khuếch đại (AGC). Chủ đề này đã được thảo luận ở mục 3.4.5.

Việc thiết kế mạch lọc tiền nhấn tần số đã cho ở hình 11.21(a). Việc thiết kế bộ lọc vượt quá chủ đề của cuốn sách này nhưng bạn đọc có thể tham khảo [3] hay bất kỳ cuốn sách

phân tích mạch điện cơ bản nào khác dùng để vẽ đồ thị Bode. Bộ hạn chế đi tần thực chất chỉ là một bộ xén biên độ điện áp. Bộ xén biên đã được thảo luận ở mục 4.3.3.1.

Bộ lọc thông thấp ngay sau bộ hạn biên đáp ứng cho việc suy giảm các tín hiệu hài bậc cao xuất hiện tại đầu ra của bộ hạn biên. Việc thiết kế các mạch lọc vượt quá khả năng của cuốn sách này. Độc giả quan tâm sẽ được giúp đỡ tham khảo một đoạn đặc biệt về chủ đề này.

Âm thanh giám sát (SAT) là một dao động âm tần dạng sin làm việc ở tần số gần 6 kHz. Việc thiết kế các bộ dao động dạng sin đã được thảo luận ở mục 2.4.3.

Việc thiết kế bộ điều tần cân bằng đã được thảo luận ở mục 4.4.2.3.

Bộ đổi tần lên bao gồm các bộ trộn cân bằng, bộ dao động nội, bộ nhân tần, và một số bộ lọc thông dải. Việc thiết kế các thành phần này (với sự chấp nhận các bộ lọc) đã được thảo luận ở mục 4.4. Đối với việc thảo luận về các bộ đổi tần lên và xuống nói chung, tham khảo mục 12.7.1.1.

Thảo luận việc thiết kế máy phát FM (bộ khuếch đại công suất và các bộ lọc) ở chương 4.

11.7.2.6 Thiết kế các thành phần mạch điện hướng thu. Một sự minh họa nguyên lý làm việc của bộ song công đã được đề cập ở mục 11.6.2.2. Bộ khuếch đại tạp âm thấp là một thiết bị mạch tích hợp rất cao vượt ra khỏi phạm vi cuốn sách này. Tất cả các thành phần khác đã được trình bày hoặc nhắc đến ở hướng phát của hệ thống đã được minh họa ở mục 11.7.3.5.

11.8 CÁC HỆ THỐNG ĐIỆN THOẠI TẾ BÀO TƯƠNG TỰ KHÁC

Hệ thống ETACS (Hệ thống thông tin truy nhập tổng hợp Châu Âu) gần giống với AMPS. Cả hai đều sử dụng truyền dẫn FM để giao tiếp qua không gian nhưng có một vài điểm khác biệt, như băng thông của các kênh và hệ thống đối với việc nhận dạng thuê bao. Những khác biệt này đủ để chấm dứt các hệ thống dựa trên AMPS hiện đang hoạt động ở châu Âu và ngược lại. Một số tính năng của hai hệ thống được trình bày ở bảng 1

11.8.1 Những nhược điểm của các hệ thống điện thoại tế bào tương tự

Các dự đoán ban đầu cho rằng một hệ thống điện thoại tế bào tương tự số có thể mang lại một sự cải thiện về phổ tới 20 lần so với hệ thống AMPS [10]. Các tính toán sau này cho các dự đoán kém lạc quan hơn nó vào khoảng 5 đến 10 lần.

Các bản tin được gửi qua các hệ thống tế bào tương tự khó tránh khỏi bị nghe lén bởi một người bất kỳ sử dụng một máy quét tần số cùng với kiến thức cơ bản về điện từ. Hệ thống có thể bị xâm phạm nghiêm trọng hơn bởi sự tập hợp bất hợp pháp các mã truy cập do

các cá nhân và/hoặc các tổ chức sử dụng “nhân bản” cùng với việc truy nhập “miễn phí” vào hệ thống điện thoại.

Việc chuyển sang dạng số có thể cải thiện tính riêng tư nếu chỉ bởi vì thiết bị cần để chặn các bản tin mã hoá dưới dạng số thực sự phức tạp và đắt hơn rất nhiều. Thứ hai, việc sử dụng mã bảo mật dễ hơn so với các bản tin số hoá. Kỹ thuật số còn có khả năng nhận dạng việc sử dụng gian lận hệ thống điện thoại tế bào nhanh chóng hơn và giải quyết bằng cách từ chối phục vụ ngay lập tức.

Bảng 11.1

Tham số	AMPS	ETACS
Đa truy cập	FDMA	FDMA
Song công	FDD	FDD
Băng thông kênh	30kHz	25 kHz
Kênh lưu lượng/kênh RF	1	1
Băng thông kênh hướng lên	824 – 849 MHz	890 – 915 MHz
Băng thông kênh hướng xuống	869 – 894 MHz	935 – 960 MHz
Điều chế thoại	FM	FM
Độ đi tần định: điều khiển kênh thoại/số liệu băng rộng.	$\pm 12\text{kHz}/\pm 8\text{kHz}$	$\pm 10\text{kHz}/\pm 6,4\text{kHz}$
Tốc độ số liệu điều khiển/kênh băng rộng	10kbps	8kbps
Số lượng kênh	832	1000

11.9 HỆ THỐNG ĐIỆN THOẠI TẾ BÀO CDMA

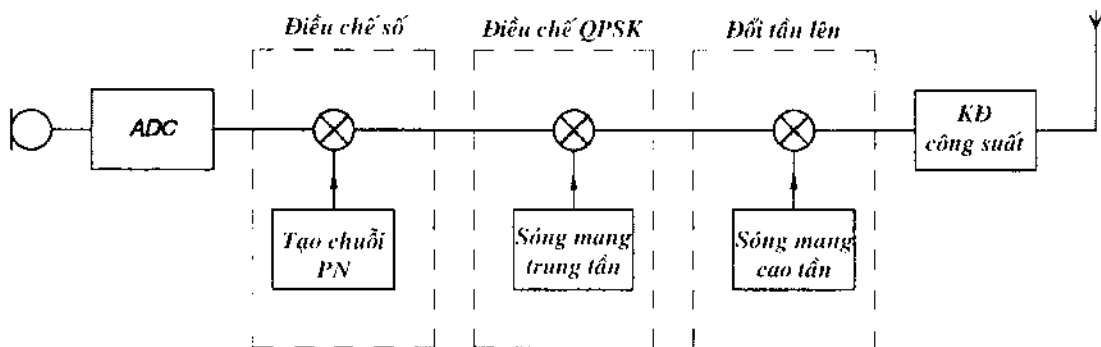
Hệ thống điện thoại tế bào đa truy nhập phân chia theo mã đã được thiết kế để cải thiện dung lượng của hệ thống và tăng tính bảo mật của các bản tin cũng như ngăn cản việc truy nhập trái phép vào các dịch vụ điện thoại tế bào [14]. Cải thiện hiệu quả việc sử dụng phổ tần là động cơ kinh tế rất lớn đối với các nhà cung cấp dịch vụ. Khi mà không có băng thông mới để dành cho hệ thống tế bào CDMA, nó phải song song tồn tại cùng với hệ thống AMPS. CDMA là một hệ thống băng rộng yêu cầu 1,25 MHz trên mỗi cặp băng tần tế bào (hướng đi và về). Bởi vậy 10% băng thông còn trống được sử dụng bởi hệ thống AMPS hay 41 kênh kè phải bỏ trống để lấy chỗ cho hệ thống CDMA. Cho tới cuối thế kỷ 20 ước tính có khoảng 200 triệu thiết bị điện thoại tế bào sử dụng ở Bắc Mỹ. Phần lớn các hệ thống làm việc bởi AMPS và không giống như đối với các thuê bao mong muốn chuyển sang hệ thống CDMA trong thời gian sớm nhất. Việc chuyển sang một hệ thống số hoàn toàn cần phải có một sự đầu tư lớn về cơ sở hạ tầng của các nhà cung cấp dịch vụ. Trong thời gian chờ đợi càng trở nên rõ ràng các thuê bao mới sẽ là khách hàng chính được sử dụng hệ thống trong khi không kinh

doanh về thời gian và hỗ trợ rất lớn về giá cả. Do đó, điều cần thiết là các nhà sản xuất điện thoại tế bào tạo ra các máy di động và các trạm gốc có khả năng làm việc ở chế độ song song.

11.9.1 Thiết kế hệ thống cho hướng phát

Như dưới đây, chỉ thành phần hệ thống liên quan tới hướng của các tín hiệu tin tức. Tuy nhiên, do sự trình bày ngắn gọn và đơn giản. Độc giả cần thông tin chi tiết có thể tham khảo ở cuối của chương này.

Một sơ đồ khối đơn giản của hướng phát được cho bởi bản tin qua hệ thống điện thoại tế bào CDMA được minh họa ở hình 11.23. Tín hiệu thoại được lấy mẫu ở tần số 8000 Hz và được biến đổi sang dạng số bởi bộ biến đổi tương tự số (ADC) và, với 8bit/mẫu, tạo ra một dòng số liệu 64kbps. Sau đó nó được sử dụng để điều chế số (nhân) với đầu ra của bộ tạo mã giả tạp âm (PN) trong bộ trộn cân bằng. Sau đó đầu ra của nó được sử dụng để điều chế tín hiệu ra của sóng mang IF (dạng sin). Tín hiệu nhận được được đổi tần lên bởi bộ sóng mang sin thứ hai, nó được khuếch đại và bức xạ bởi anten. Lưu ý rằng, giả thiết các bộ lọc thích hợp được đặt ở các vị trí tương ứng sao cho việc xử lý được chính xác.



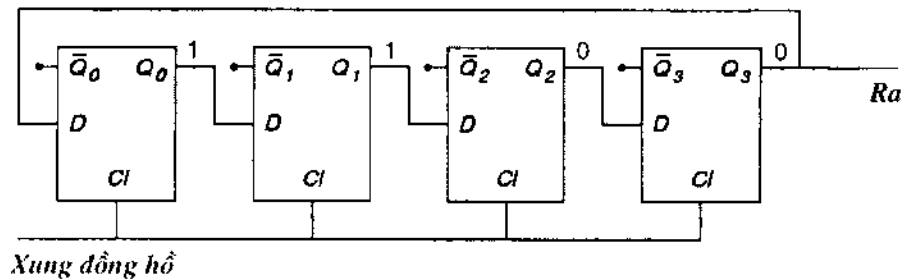
Hình 11.23. Sơ đồ khối máy phát của hệ thống điện thoại tế bào đa truy cập theo mã (CDMA).

11.9.2 Thiết kế mạch điện thành phần cho hướng phát

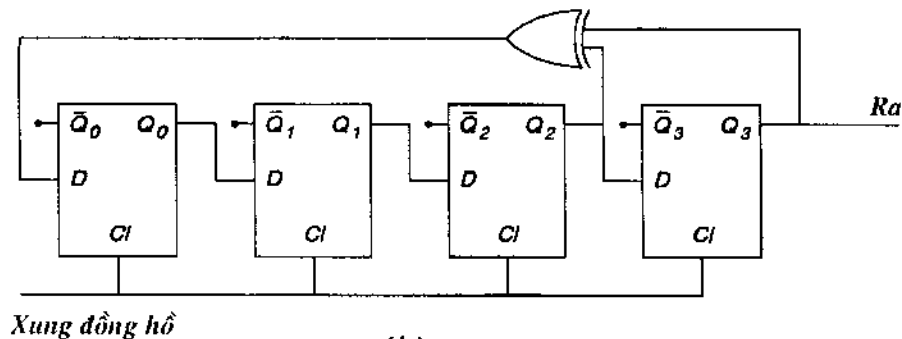
Bộ biến đổi tương tự - số: Việc thiết kế và vận hành của bộ ADC được minh họa ở mục 8.5.1.2.

Bộ tạo chuỗi giả tạp âm: Một cái tên chính xác hơn cho mạch điện này là bộ tạo dãy hồi quy tuyến tính (LRS). Xét một hệ thống flip-flop được mắc như một thanh ghi dịch được vẽ ở hình 11.24(a). Giả sử có 4 flip-flop và mỗi phần tử của thanh ghi dịch được thiết lập tùy ý như hình vẽ. Nếu ta nối đầu ra vào đầu vào và cấp xung đồng hồ, sẽ làm dịch dòng số liệu 1100 đi một nhịp mỗi xung đồng hồ. Ta có một bộ đếm vòng liên tiếp xoay quanh số liệu (...001100110011...) chừng nào còn cung cấp xung đồng hồ. Trong cấu hình này chuỗi tự

lặp lại sau 4 xung đồng hồ, tương tự như số phần tử trong bộ đếm vòng. Giả sử ta thay đổi mạch điện bằng cách thêm hai đầu vào riêng biệt OR (XOR) như vẽ ở hình 11.24(b). Bây giờ số được đưa ngược trở về FF_0 được xác định bởi các đầu ra FF_2 , và FF_3 qua XOR. Cấu tạo mạch điện này là tùy ý, một trong số các mạch điện đó đã được sử dụng [15]. Tuy nhiên, chủ đề của phần này là tạo ra chuỗi dài nhất với số lượng flip-flop trong bộ đếm vòng tối thiểu. Sử dụng bảng chân lý cho cổng XOR hai đầu vào và cho ở bảng 11.2, ta có thể xây dựng bảng chân lý của bốn flip-flop LRS như ở bảng 11.3.



(a)



(b)

Hình 11.24. Bộ tạo dãy hồi quy tuyến tính bốn flip-flop (LRS),
bảng chân lý của nó cho ở bảng 11.3.

Bảng 11.2

Đầu vào		Đầu ra
A	B	
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Bảng 11.3 cho thấy dãy tự lặp lại sau khi có xung đồng hồ thứ 15. Trong trường hợp này trạng thái ban đầu của 4 flip-flop được chọn lựa rất kỹ để độ dài của chuỗi lớn nhất. Các trạng thái thiết lập khác có thể nhanh chóng kết thúc bằng các số 0 ở đầu ra của các flip-flop.

RLS không thể khôi phục từ tất cả các trạng thái 0. Điều đó có thể nói lên rằng, đối với một LRS bốn phần tử, độ dài cực đại của dãy trước khi nó tự lặp lại được cho bởi $(2^n - 1 = 15)$ với $n = 4$. Hệ thống CDMA sử dụng một LRS 42 phần tử và do đó nó tự lặp lại sau $(2^n - 1)$ chu kỳ! Bất cứ ai trông chờ vào khả năng phá mã bằng việc quan sát mô hình lặp cần rất nhiều thời gian. Việc phá mã rất khó thực hiện bởi vì sự hiểu biết về tốc độ chip, cấu trúc của LRS (số flip-flop và mạch hồi tiếp) và các thiết lập ban đầu của các thanh ghi dịch là một rong các tham số cần thiết để tạo ra dãy giả tạp âm.

Các thành phần khác trong hướng phát: Bộ điều chế IF sử dụng QPSK đã được thảo luận ở mục 11.4.4.2. Bộ đổi tần lên đã được thảo luận ở mục 10.7.1 và bộ khuếch đại công suất cao tần ở mục 2.8.

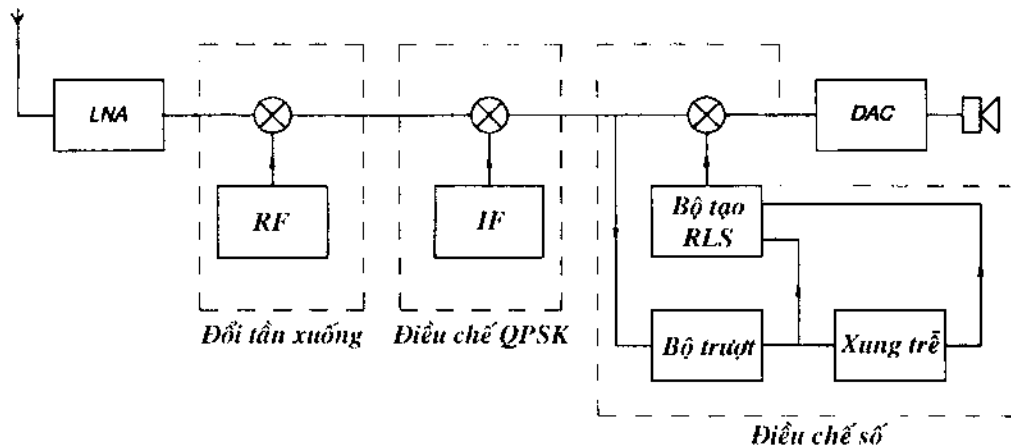
Bảng 11.3

Clock	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3
1	1	1	0	0
2	0	1	1	0
3	1	0	1	1
4	0	1	0	1
5	1	0	1	0
6	1	1	0	1
7	1	1	1	0
8	1	1	1	1
9	0	1	1	1
10	0	0	1	1
11	0	0	0	1
12	1	0	0	0
13	0	1	0	0
14	0	0	1	0
15	1	0	0	1
16	1	1	0	0
17	0	1	1	0
18	1	0	1	1

11.9.3 Thiết kế hệ thống cho hướng thu

Sơ đồ khối của máy thu được cho ở hình 11.25. Khối LNA nhận tín hiệu từ anten sau đó đưa tới khối đổi tần xuống từ tầng RF sang tầng IF. Sau khi qua bộ trộn cân bằng thứ hai, tín hiệu được cho qua bộ giải điều chế QPSK để tạo ra một bản sao của dữ liệu bản tin cùng với các chip của máy phát PN nội tại. [16]. PN phải được lấy từ tín hiệu điều chế số để khôi phục lại tín hiệu ban đầu (thoại được số hoá). LRS nội tạo ra các chip sử dụng việc nhận dạng các thiết lập được sử dụng trong máy phát. Sau đó nó được so pha với tín hiệu thu bằng cách trượt (bộ tương quan trượt) mã nội tại qua mã thu được. Bộ vi xử lý giữ dấu của các bit phù hợp và dừng việc trượt khi một đỉnh xuất hiện (đồng hồ trễ). Sau đó mã LRS nội tại được trộn (nhân) với tín hiệu điều chế số (giải điều chế). Bước này độc lập với LRS của tín hiệu

thoại số hoá. Một bộ lọc thông thấp loại bỏ các thành phần không mong muốn của việc giải điều chế. Bộ ADC biến đổi tín hiệu thoại số hoá thành dạng tín hiệu tương tự, sau đó được khuếch đại và đưa ra loa.



Hình 11.25. Minh họa sơ đồ khối đơn giản của kênh thoại (hướng xuống) trong hệ thống điện thoại tế bào đa truy cập theo mã (CDMA).

11.9.4 Thiết kế mạch điện thành phần cho hướng thu

Tất cả các thành phần được yêu cầu cho việc đổi tần xuống và giải điều chế QPSK giống như các thành phần được sử dụng trong bộ đổi tần lên và bộ điều chế QPSK. Chỉ có sự khác nhau về kiểu lọc được sử dụng trong hai quá trình. Sự tương quan và sự hoạt động đồng hồ được tạo ra bằng phần mềm và không có mạch điện tương đương.

11.10 CÁC HỆ THỐNG TẾ BÀO SỐ KHÁC

USDC (Hệ thống tế bào số Hoa kỳ): Hệ thống này được thiết kế để tăng dung lượng cho các dịch vụ điện thoại tế bào. Trong một kênh AMPS, USDC hỗ trợ ba thuê bao. USDC là một hệ thống đa truy cập theo thời gian (TDMA) và nó sử dụng chung FDD cho cả hướng lên và xuống, chúng được phân tách nhau 45 MHz. Giống như hệ thống dựa trên CDMA, việc chuyển sang USDC phải kéo theo việc dành băng thông cho các dịch vụ điện thoại tế bào. Nó sử dụng khoá dịch pha nhị phân cầu phương vì sai $\pi/4$ trên mỗi kênh FDD có băng thông 30kHz. Các nhà cung cấp dịch vụ nhờ đó tiếp tục phục vụ dưới dạng AMPS khi họ giới thiệu USDC. USDC sử dụng cùng bảng phân hoạch tái sử dụng tần số và vận hành cùng với các trạm gốc như AMPS. Kế hoạch làm lu mờ hệ thống AMPS từ từ và tăng sự hiện diện bản sao hệ thống số của nó. USDC phải đối mặt với vấn đề là hệ thống CDMA dường như đã tăng trưởng với một mức độ chấp nhận rộng hơn và nó có thể trở thành hệ thống vượt trội.

GSM (Hệ thống thông tin di động toàn cầu): Các tiêu chuẩn được chấp nhận cho việc phát triển của hệ thống điện thoại tế bào thế hệ hai được đưa ra cùng với Nhóm di động đặc biệt (GSM) một chi nhánh của hội đồng quản trị các hệ thống viễn thông và điện thoại điện báo

châu Âu (CEPT). Hệ thống được đề nghị mang tên bằng tiếng Pháp. Nó sử dụng chủ yếu ở các băng tần 890 đến 915 MHz và từ 935 đến 960 MHz nhưng cũng được cấp cho phổ tần nằm giữa 1,7 và 1,9 GHz. Nó là một hệ thống số được thiết kế để sử dụng trên toàn lãnh thổ Châu Âu, và để thay cho rất nhiều hệ thống không tương thích hiện đang tồn tại. GSM sử dụng cả FDMA và TDMA nhưng nó không cho phép hoạt động song song với bất kỳ các hệ thống tương tự nào hiện đang được sử dụng ở châu Âu. GSM tương thích với tất cả các hệ thống tế bào của Bắc Mỹ và nó có khả năng cho phép người dân Bắc Mỹ tham quan Châu Âu hay người Châu Âu ở Bắc Mỹ có thể sử dụng điện thoại di động của mình bất kỳ lúc nào. Trong thời gian chờ đợi các nhà sản xuất điện thoại di động đã bắt đầu tung ra một loại điện thoại “ba chế độ” nó có thể làm việc với hệ thống AMPS (trương tự), USDC hoặc CDMA (cả hai đều là số) cũng như GSM (số). Những điện thoại này đặc biệt hoàn toàn khác với ba loại điện thoại thương mại trước đây đó là trong cùng một máy di động có một chuyển mạch chức năng tự động. Một số loại điện thoại di động có thể sử dụng làm máy nhắn tin, chúng có thể nhận thư thoại và truy cập Internet không dây.

CÂU HỎI ÔN TẬP

- 11.1. Máy nhắn tin là một hệ thống thông tin một chiều. Tại sao nó lại rất thông dụng trong khi điện thoại di động có khả năng cung cấp thông tin hai chiều ?
- 11.2. So sánh điện thoại không dây với điện thoại di động về vấn đề công suất phát, khả năng di chuyển, và tính bảo mật thông tin?
- 11.3. Sự khác nhau giữa hệ thống điện thoại hữu tuyến thông thường và điện thoại không dây cá nhân?
- 11.4. Tại sao cần phải điều khiển công suất phát của mỗi máy di động trong hệ thống điện thoại di động ?
- 11.5. Mô phỏng các thủ tục diễn ra trong một hệ thống điện thoại di động khi một máy di động chuyển giao từ trạm gốc này sang trạm gốc kia. Vai trò của việc trễ trong quá trình chuyển giao là gì ?
- 11.6. Trong hệ thống AMPS mỗi máy di động được cấp cho một băng thông 30 kHz trong khi chỉ yêu cầu xấp xỉ 3 kHz cho một cuộc đàm thoại thông thường. Giải thích tại sao?
- 11.7. Giải thích các thuật ngữ sau: Đa truy cập theo tần số (FDMA), Đa truy cập theo thời gian (TDMA), Đa truy cập nhảy tần (FHMA) và đa truy cập theo mã (CDMA).

CÁC PHƯƠNG TIỆN TRUYỀN DẪN

12.1 LỜI GIỚI THIỆU

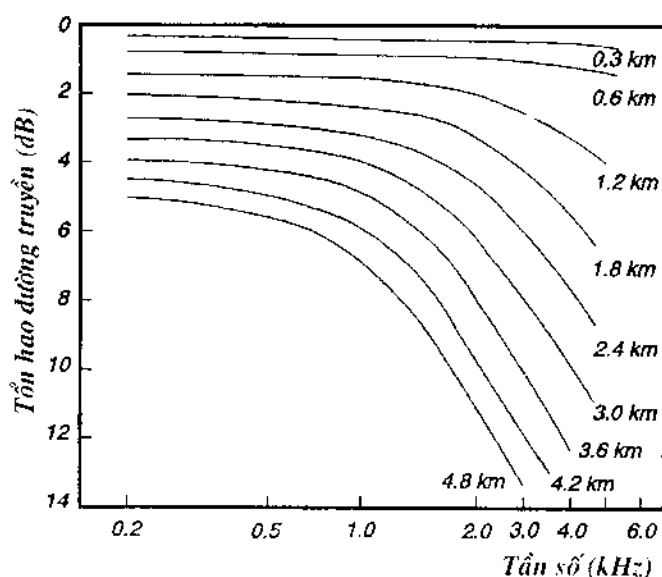
Ở chương này sẽ thảo luận đặc điểm và cấu tạo các phương tiện truyền dẫn tín hiệu. Một điều tình cờ đó là con người chúng ta thông tin với nhau chủ yếu qua nói/nghe và nhìn. Con người chỉ nghe được các tần số từ 20Hz cho tới 20kHz và chúng ta chỉ có thể nhìn thấy thành phần phổ bức xạ từ khoảng $4,3 \cdot 10^{14}$ Hz (hồng ngoại; $\lambda = 710^{-7}$ m) tới xấp xỉ $7,5 \cdot 10^{14}$ Hz (cực tím; $\lambda = 4 \cdot 10^{-7}$ m). Các kênh thông tin này chỉ chiếm các phần nhỏ của phổ tần có thể cảm nhận được, chúng không có giới hạn dưới nhưng có giới hạn trên khoảng 10^{22} Hz (tia gamma). Bức xạ âm thanh trong dải tần từ 20÷20kHz bị suy giảm rất nghiêm trọng trong môi trường của chúng ta cho dù các nỗ lực đã được thực hiện để dẫn nó theo một vật dẫn. Do vậy thật không hiệu quả khi truyền một tín hiệu âm thanh qua khoảng cách bất kỳ mà đánh giá nó như viễn thông. Có thể thực hiện quan sát tương tự như với ánh sáng nhìn thấy. Để thông tin qua khoảng cách lớn hơn ta có thể sử dụng phương pháp hù bắc cầu, hoặc có khả năng nhìn thấy, vì vậy cần phải chuyển tín hiệu thành một dạng khác mà nó có thể được dẫn đi (bằng dây, ống dẫn sóng, hoặc cáp quang) hay nó có thể được bức xạ hiệu quả trong không gian tự do.

Dây dẫn, cáp đồng trục, ống dẫn sóng, cáp quang và truyền dẫn trong không gian tự do có các đặc tính biến đổi khi thay đổi tần số. Phương tiện này có thể đạt hiệu quả ở dải tần này nhưng lại không thích hợp ở dải tần khác. Nhưng hiệu suất không phải là vấn đề duy nhất của việc lựa chọn tần số để các tín hiệu âm thanh và hình ảnh được phiên dịch cho việc truyền dẫn. Để giúp giữ được thứ bậc và để giảm tối đa nhiễu giữa các khách hàng sử dụng các dịch vụ viễn thông, cần phải phân ra nhiều băng tần cho các đối tượng sử dụng nhất định và các chính phủ tự họ đưa ra các yêu sách chính đáng để đòi một khoản phí đăng ký cho việc sử dụng các băng tần này. Lấy ví dụ, vệ tinh viễn thông đã được phân ra các dải tần 4÷6, 12÷14, và 19÷29 GHz nhưng không có lý do kỹ thuật tại sao chúng lại không thể làm việc tại các tần số nằm giữa các tần số này hoặc bên ngoài hoàn toàn chúng.

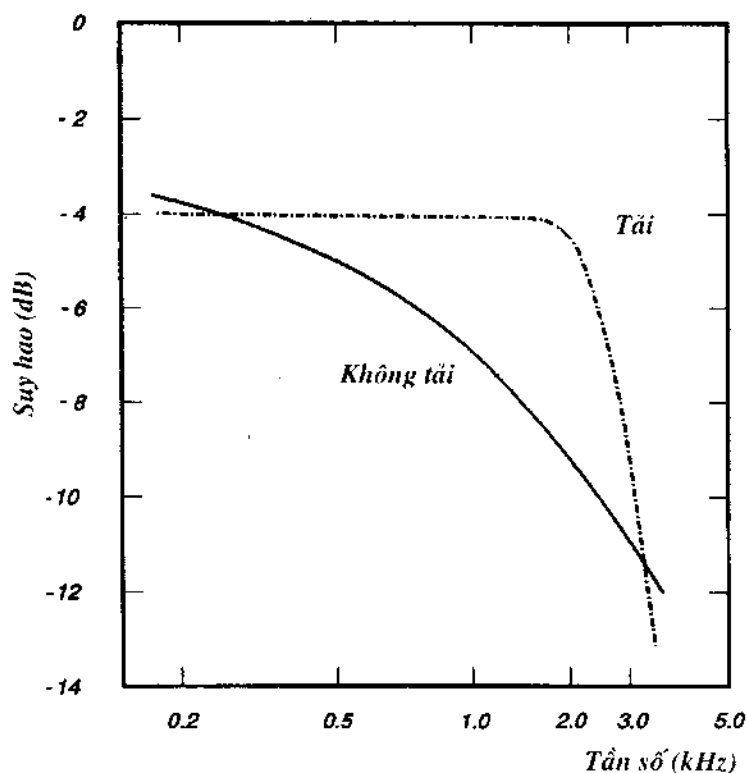
12.2. CÁP XOẮN KÉP

Nó cấu tạo gồm hai dây dẫn cách điện nhau để tạo thành một đôi dây. Từ vài cho tới hàng trăm đôi dây có thể được kết hợp với nhau để tạo thành một dây cáp. Khi quá trình này được thực hiện thường sử dụng các bước xoắn khác nhau để hạn chế sự ghép điện từ giữa chúng cùng với nhiễu xuyên âm. Chất dẫn điện bằng đồng, thông thường là các số cỡ dây Mỹ 19, 22, 24, và 26, và vật liệu cách điện giữa chúng thường bằng polyetylen. Trước đây sử dụng vật liệu cách điện kiểu giấy sáp, nhưng sự thấm thấu của hơi ẩm vào cáp là vấn đề trong hầu hết các ứng dụng; nó vẫn là một vấn đề cho dù các cáp được cách điện bằng polyetylen đôi khi còn được bơm dầu để choán tất cả các phần không gian bên trong cáp do đó hơi ẩm không thể lọt vào được. Các cáp như vậy có thể được treo trên cột, đó là nơi dễ thực hiện và ít tốn kém nhưng không được đẹp mắt cho lắm, hoặc được chôn ngầm dưới đất điều này làm cho việc thi công tốn kém và sửa chữa gặp khó khăn.

Các đặc tuyến tần số của một cáp không tải loại BST 26 kết cuối bằng trở kháng 90Ω được vẽ ở hình 12.1. Có thể nhận thấy rằng cáp xoắn kép có một đặc tuyến thông thấp. Cần chú ý rằng, trái với sự mong đợi, các hằng số sơ cấp của cáp xoắn kép (trở kháng nối tiếp, dung kháng phân nhánh, cảm kháng nối tiếp và điện dẫn nhánh, tất cả các tham số trên chiều dài cáp) thay đổi theo tần số. Dải thông của cáp xoắn kép có thể được mở rộng tới một tần số cao hơn bằng đường truyền tải cảm kháng. Các điện kháng tập trung được mắc nối tiếp vào đường truyền tại các khoảng cách xác định. Các kết quả tốt nhất nhận được khi khoảng cách được giữ ngắn và giá trị của điện kháng tập trung được giữ thấp, bởi vậy tối thiểu được các gián đoạn gây ra do tải. Các đặc tuyến tần số của một tuyến cáp cỡ dây 26 dài 12000 ft (3,7 km) với tải đầu cuối bằng 900Ω và trong trường hợp không tải được vẽ ở hình 12.2.



Hình 12.1. Các đặc tuyến tần số của cáp không tải cỡ 26 BST được kết cuối 900Ω .



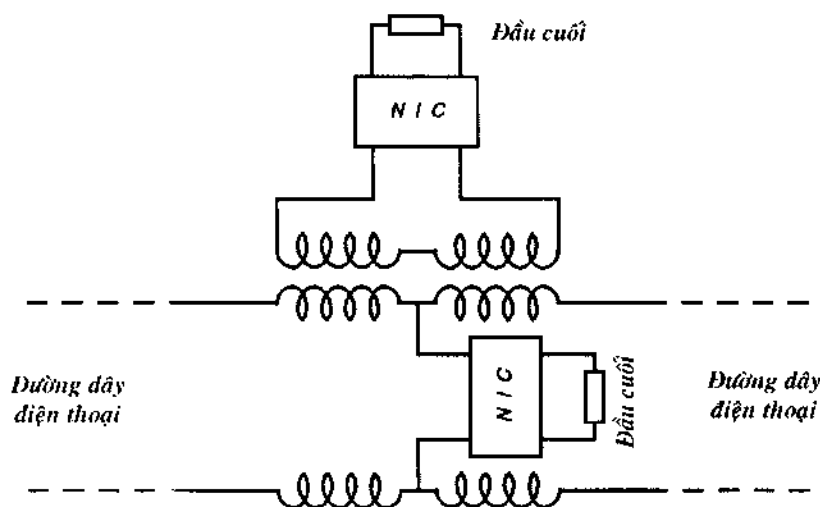
Hình 12.2. So sánh cáp cỡ 26 có chiều dài 12000 feet (3,7 km) khi có tải và không tải được kết cuối 900 Ω và 2 mF.

Có thể nhận thấy rằng, khi tải giải quyết vấn đề giới hạn băng thông đối với các kênh thoại vòng thuê bao điển hình, nó lại không thích hợp để sử dụng đối với các ứng dụng sóng mang tương tự (siêu nhóm cơ bản yêu cầu băng thông 552 kHz) và số (DS-1 yêu cầu băng thông 1,5 MHz). Trong cả hai trường hợp này, đường truyền phải được bù bằng cách đặt các bộ khuếch đại hoặc các trạm lặp tại các khoảng cách xác định dọc theo đường truyền để tăng cường đáp tuyến tần số cao hoặc tái sinh xung. Các đường truyền được sử dụng cho việc truyền dẫn số còn yêu cầu việc bù pha, mặt khác sự suy giảm xung do sự tiêu tán gây ra. Sự tiêu tán làm cho tỉ lệ độ cao của sườn trước và sườn sau của xung thấp xuống và về cơ bản là làm trải rộng xung theo thời gian dài hơn so với xung gốc.

Từ hình 12.1 có thể nhận thấy rằng có một sự tổn hao đồng đều tại các tần số thấp, bởi vậy nó thường kết hợp với bộ bù cùng với một bộ khuếch đại. Một bộ khuếch đại được sử dụng cho mục đích này được gọi là bộ lặp. Một bộ lặp có thể sử dụng một số kiểu. Trong một hệ thống hai dây ở đó các tín hiệu truyền theo cả hai hướng, một bộ biến đổi trở kháng âm được ghép nối tiếp và/hoặc mắc nhánh với đường truyền qua một biến áp. Cấu tạo của bộ biến đổi trở kháng âm và việc kết nối của nó vào đường truyền được vẽ ở hình 12.3.

Các phép đo phải được thực hiện để đảm bảo rằng trở kháng âm không lẫn át trở kháng đường truyền thể hiện bằng dao động. Sự tham gia của các bộ lặp vào cáp gây ra sự

mất phối hợp trở kháng tại điểm kết nối và điều này có thể gây nên hiện tượng tiếng dội. Tiếng dội nghiêm trọng trên cáp có thể làm suy giảm tiếng nói của hầu hết những người sử dụng điện thoại. Vì vậy cần có các mạch điện được lắp vào cáp hoặc tại các đầu cuối để khử tiếng dội.



Hình 12.3. Kết nối một bộ biến đổi trở kháng âm (NIC) vào đường dây điện thoại.

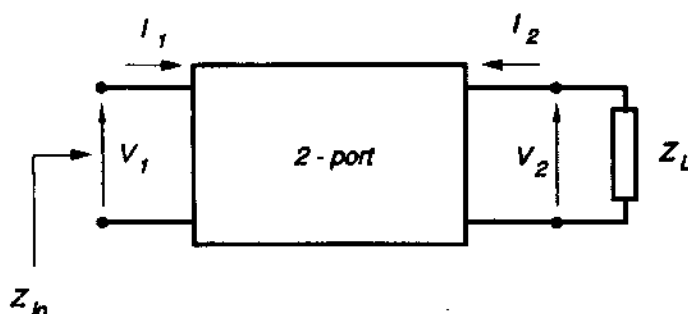
12.2.1. Bộ biến đổi trở kháng âm

Bộ biến đổi trở kháng âm là một mạng hai cửa nó biến đổi trở kháng được nối vào cửa này thành trở kháng có cực tính âm tại cửa kia. Xét mạch hai cửa được vẽ ở hình 12.4 được kết cuối tại cửa hai bằng một trở kháng Z_L .

Nếu mạng hai cửa là một bộ biến đổi trở kháng âm (NIC) thì

$$Z_{in} = -kZ_L \quad (12.2.1)$$

với k là hằng số



Hình 12.4. Một mạng hai cửa với các điện áp và dòng điện cho trước.

Một mạng hai cửa như vậy tốt nhất là mô tả bằng một phương trình ma trận

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad (12.2.2)$$

Cho bởi

$$V_1 = AV_2 - BI_2 \quad (12.2.3)$$

và

$$I_1 = CV_2 - DI_2. \quad (12.2.4)$$

Từ đầu cuối ta có

$$-I_2 Z_L = V_2 \quad (12.2.5)$$

thế vào phương trình (12.2.3) và (12.2.4) được

$$V_1 = AV_2 + \frac{BV_2}{Z_L} \quad (12.2.6)$$

và

$$I_1 = CV_2 + \frac{DV_2}{Z_L}. \quad (12.2.7)$$

Nhưng đối với một mạng hai cửa

$$Z_m = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D}. \quad (12.2.8)$$

cho $Z_L = -kZ_L$, $B = C = 0$, thì

$$Z_m = \frac{AZ_L}{D} \quad \text{với} \quad k = -\frac{A}{D}. \quad (12.2.9)$$

có hai khả năng:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \text{ hay } \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{bmatrix}. \quad (12.2.10)$$

cả hai ma trận thỏa mãn điều kiện của một bộ biến đổi trở kháng âm, đó là:

$$Z_m = \frac{-k_1}{k_2} Z_L = -kZ_L \quad (12.2.11)$$

với $k = k_1/k_2$

Từ ma trận thứ nhất,

$$V_1 = -k_1 V_2 \quad (12.2.12)$$

Đây được gọi là bộ biến đổi trở kháng âm điện áp hay VNIC [5]

Từ ma trận thứ hai,

$$I_1 = k_2 (-I_2) \quad (12.2.13)$$

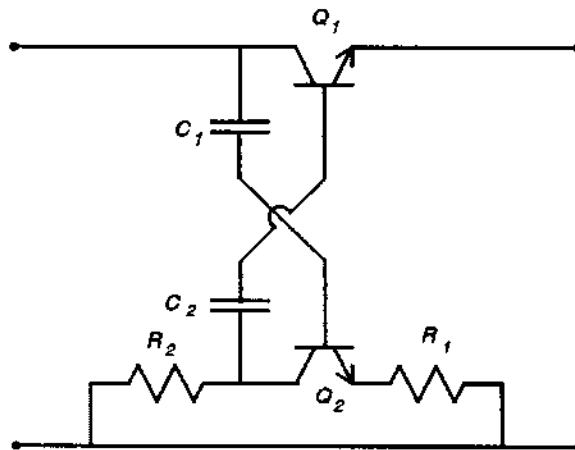
Đây được gọi là bộ biến đổi trở kháng âm dòng điện, INIC hay CNIC. Không có tổn hao nội chung, ta có thể cho $k_1 = k_2 = 1$ sao cho

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ hay } \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (12.2.14)$$

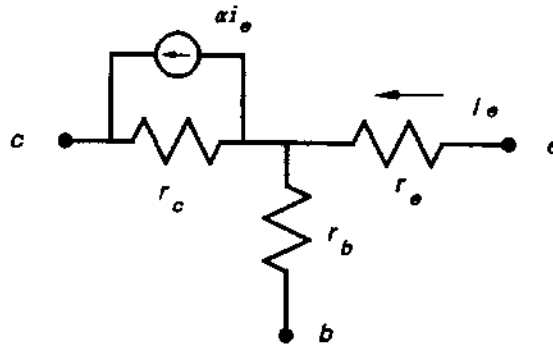
NIC là một ví dụ được mô tả như một mạng hai cửa biến thể, trong đó, nó không được mô tả bằng các thông số trở kháng hở mạch $[Z]$ hay dẫn nạp ngắn mạch $[Y]$. Tuy nhiên, nó có các tham số chuỗi và lai (cả $[h]$ và $[k]$). VNIC có thể được mô tả trong các hạng thức các tham số lai k của nó như sau:

$$\begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (12.2.15)$$

Dạng cơ bản của VNIC được vẽ ở hình 12.5.



Hình 12.5. Dạng cơ bản của bộ biến đổi trở kháng âm điện áp.

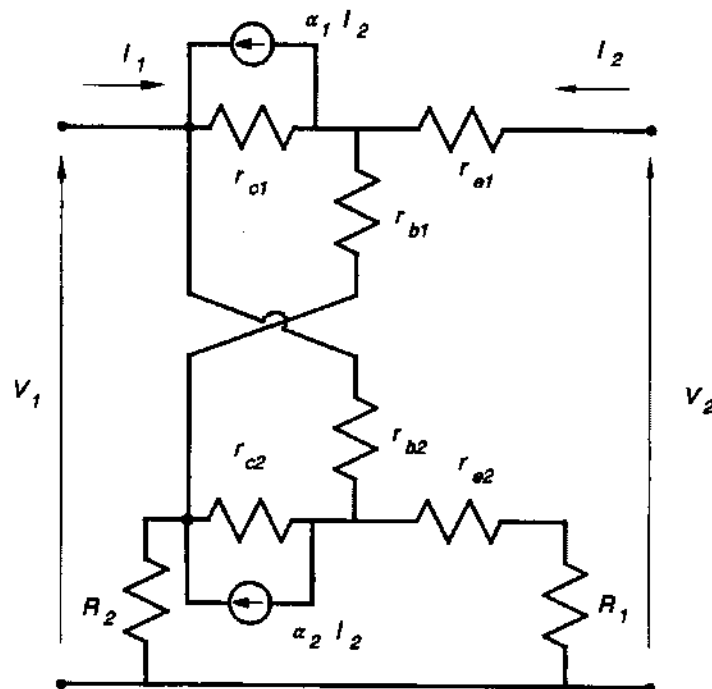


Hình 12.6. Sơ đồ tương đương hình T của transistor lưỡng cực.

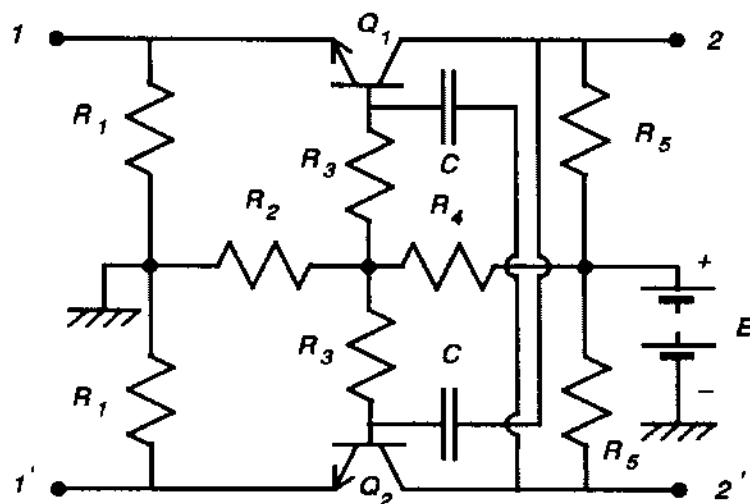
Các transistor Q_1 và Q_2 có thể được trình bày lại bằng sơ đồ tương đương hình T tần số thấp như ở hình 12.6. Giả sử C_1 và C_2 ngắn mạch tại tần số làm việc, mạch điện tương đương của VNIC như vẽ ở hình 12.7.

Các tham số ghép k của mạch điện ở hình 12.7 là

$$\begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1-\alpha_2}{R_1 + r_{e2} + r_{b2}(1-\alpha_2)} & -\alpha_1 \\ \frac{-\alpha_2 R_2}{R_1 + r_{e2} + r_{b2}(1-\alpha_2)} & r_{c1} + (r_{b1} + R_2)(1-\alpha_1) \end{bmatrix} \quad (12.2.16)$$



Hình 12.7. VNIC cơ bản khi các transistor đã được thay bằng mạch điện tương đương hình T.

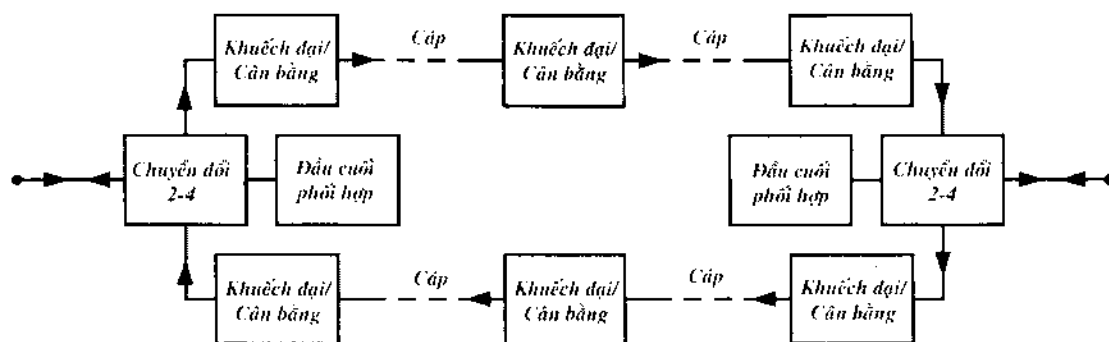


Hình 12.8. Mạch điện của bộ biến đổi trở kháng âm điện áp.

Khi $R_1 = R_2 = R$ và r_e nhỏ so với R và $\alpha_1 = \alpha_2 \approx 1$, mạch điện có dạng giống như một VNIC. Cấu trúc thực tế của mạch điện VNIC được vẽ ở hình 12.8.

12.2.2 Bộ lặp bốn dây

Trong hệ thống bốn dây, các hướng đi và về là khác nhau và thông thường có thể sử dụng các bộ khuếch đại. Điều này được thể hiện ở hình 12.9. Các công việc dự phòng phải được thực hiện để chống lại sự bất ổn định qua đường hồi tiếp chuyển đổi hai sang bốn dây. Khi tần số tăng, cáp xoắn kép có xu hướng tổn hao năng lượng do bức xạ. Cuối cùng, ưu điểm của nó là hạn chế được nhiễu xuyên âm giữa các đôi cáp.



Hình 12.9. Sử dụng các bộ khuếch đại thông thường trên đường dây điện thoại với các bộ biến đổi 2-4 dây.

12.3. CÁP ĐỒNG TRỤC

Trong cáp đồng trục, một vật dẫn điện có dạng hình ống cùng với vật dẫn thứ hai chạy dọc theo trục đồng tâm của nó. Vật dẫn bên trong được giữ bằng một điện môi rắn hoặc các đĩa

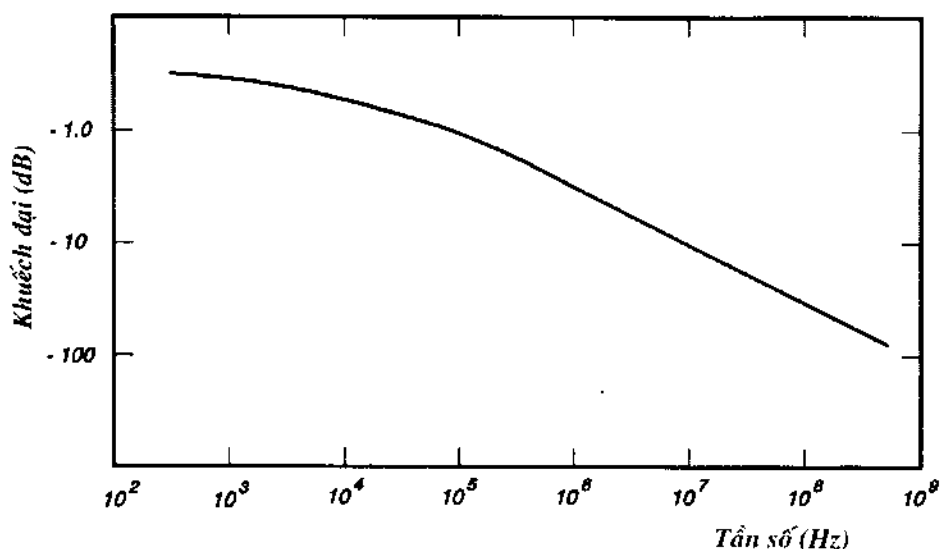
vật liệu điện môi được đặt tại các khoảng cách xác định dọc theo chiều dài cáp. Một số loại cáp còn kết hợp cùng với cáp xoắn kép để tạo nên một cáp nhiều đôi.

Cấu trúc của cáp đồng trục đảm bảo sao cho, tại các tần số làm việc bình thường, trường điện từ tạo ra bởi dòng điện chảy trong cáp bị giữ trong giới hạn điện môi. Do đó sự bức xạ được giảm thiểu. Đồng thời, vật dẫn điện bên ngoài (thường được nối đất) bảo vệ cáp khỏi các tín hiệu bên ngoài như là tạp nhiễu và xuyên âm.

Các hằng số cơ bản của cáp đồng trục có đặc tính tốt hơn nhiều so với các hằng số của cáp xoắn kép. Nói chung, điện cảm, L , điện dung, C , và điện dẫn, G , trên đơn vị chiều dài độc lập với tần số. Điện trở, R , trên đơn vị chiều dài là một hàm của tần số do hiệu ứng bề mặt; nó biến đổi theo hàm của $\sqrt{f}$.

Đặc tuyến tần số của một cáp đồng trục 0,375 inch (9,5mm) được vẽ ở hình 12.10. Như vậy, cáp đồng trục có băng thông rộng hơn rất nhiều so với cáp xoắn kép. Tuy nhiên, nó vẫn yêu cầu các bộ lặp và các bộ bù tần số đối với đường truyền tương tự và đường truyền số. Đặc tuyến của các bộ lặp thường được điều chỉnh thích ứng với các thay đổi về nhiệt độ và các điều kiện làm việc khác.

Cáp đồng trục được sử dụng cho truyền số liệu với tốc độ 274,176 Mbit/s trong các hệ thống LD-4 (Bell Canada) và T4M (Bell System ở Mỹ). Để truyền 4032 kênh thoại hoặc truyền dữ liệu số hoặc video tương đương. Các trạm tái tạo tín hiệu được đặt tại các khoảng cách 1,8 km và tổng chiều dài tuyến có thể đạt 6500 km [1].



Hình 12.10. Đặc tuyến chèn của một cáp đồng trục 0,375 inch.

Các cáp đồng trục có cấu tạo đặc biệt cùng với các bộ lặp có độ tin cậy rất cao được sử dụng cho các hệ thống cáp vượt đại dương. Vì các loại cáp này có giá thành rất cao,

chúng được sử dụng để truyền các bản tin theo hai hướng bằng cách phân ra các băng tần riêng biệt cho mỗi hướng. Mặc dù các kênh thông tin vệ tinh được phát triển nhiều nhưng các tuyến cáp vượt Đại tây dương và Thái bình dương vẫn được sử dụng. Bởi vì, sự trễ truyền sóng do ảnh hưởng của việc truyền tín hiệu tới vệ tinh và ngược lại, hầu hết các cuộc đàm thoại liên đại dương chỉ sử dụng vệ tinh để kết nối theo một hướng; cáp được sử dụng cho hướng ngược lại. Vào năm 1976, hệ thống cáp vượt đại dương TAT-6 (SG) được lắp đặt. Sử dụng một cáp đồng trục đường kính 43 mm có dung lượng 4200 kênh thoại vượt qua khoảng cách 4000 km [2].

12.4. ỐNG DẪN SÓNG

Một ống dẫn sóng có thể được xem như một cáp đồng trục khi bỏ đi lõi cáp. Vật dẫn bên ngoài dẫn sóng điện từ lan truyền. Dạng phổ biến nhất của ống dẫn sóng là hình chữ nhật mà mặt cắt ngang có tỉ lệ 2:1. Kích thước của chiều rộng phải bằng khoảng một nửa của bước sóng mà nó định truyền. Do đó ống dẫn sóng có tần số tới hạn thấp. Có một số chế độ để truyền sóng nhưng ở mỗi trường hợp thì điện trường và từ trường đều vuông góc với nhau. Khi điện trường vuông góc với trục của ống dẫn sóng nó được gọi là chế độ điện ngang (TE). Khi từ trường vuông góc với trục nó được gọi là chế độ từ ngang (TM).

Cấu trúc cơ học của ống dẫn sóng hạn chế nó trong việc sử dụng cho truyền dẫn thông thường. Các gián đoạn trên các bức tường, như các phép chiếu, các lỗ hổng, khe của một điểm phối hợp hoàn hảo tại các mối nối, sự uốn cong, xoắn và phối hợp trở kháng không hoàn hảo tại các điểm đầu cuối, có thể gây ra phản xạ và các chế độ giả tạo được phát sinh, tất cả các hiện tượng trên gây ra tổn hao tín hiệu.

Ống dẫn sóng chủ yếu được sử dụng để tiếp điện cho các anten trong các hệ thống viba mặt đất còn đối với các tần số trên 18GHz chúng ưu việt hơn so với các phương tiện khác đối với tổn hao tuyệt đối, tạp âm và điều khiển công suất.

12.5 CÁP SỢI QUANG

Việc sử dụng cáp sợi quang như là một phương tiện cho viễn thông được thực hiện bởi một sự trùng hợp với việc phát triển của một số công nghệ.

- (1) Ttia laser là một nguồn tần số nhất quán bằng lũy thừa 10^{14} Hz và nó có thể được điều chế. Cũng có thể sử dụng một điốt phát quang (LED) tạo ra ánh sáng không nhất quán.
- (2) Cáp thủy tinh tổn hao thấp có thể được sử dụng như một ống dẫn sóng cho ánh sáng.
- (3) Một bộ tách sóng cho tín hiệu tại đầu cuối thu.

Tia laser có thể được điều chế với tốc độ nằm trong dải 10^9 bit/s trong khi LED có thể làm việc ở tốc độ 10^8 bit/s. Dung lượng mang thông tin của hệ thống là rất lớn. Các nghiên cứu vẫn đang tiếp tục được thực hiện để làm gia tăng các giới hạn tốc độ bit.

Cáp quang là một sợi thủy tinh chất lượng cao có đường kính khoảng $50\mu\text{m}$ đối với truyền đa mode và $8\mu\text{m}$ đối với truyền đơn mode. Các tính chất cơ học của một sợi cáp quang mảnh như vậy sẽ làm cho hệ thống không thể chế tạo được. Trong thực tế, một lớp thứ hai có cùng tính chất với lõi thủy tinh được bọc ở bên ngoài, làm cho đường kính toàn bộ sợi cáp bằng $125\mu\text{m}$. Lớp thủy tinh bọc bên ngoài được xem như vỏ bọc, nó có hệ số khúc xạ khác và do đó tín hiệu bị giới hạn trong lõi cáp. Lõi cáp có thể có hệ số khúc xạ đồng nhất hoặc theo bậc. Các kỹ thuật hiện nay cho phép chế tạo được các sợi quang có độ suy hao nhỏ hơn $0,2\text{dB/km}$. Nhiều loại vỏ bọc bảo vệ được gắn vào sợi thủy tinh và một số sợi thủy tinh được đặt cùng nhau để tạo thành một dây cáp.

Bộ thu quang là một điốt tiếp giáp bán dẫn phân cực ngược và nó được ghép vào sợi quang để thu nhận ánh sáng chiếu vào. Quang năng được chuyển thành các điện tử trong mạng bán dẫn, làm cho chúng bị bật ra và chuyển động thành dải dẫn điện. Trường điện từ cao quét các điện tử ra khỏi tiếp giáp tới mạch điện ngoài tại đó chúng có thể được tách thành dòng điện. Các điốt Silicon được sử dụng làm các bộ tách sóng với bước sóng $1\mu\text{m}$. Đối với các bước sóng dài hơn, như $1,3$ và $1,5\mu\text{m}$, thường sử dụng Germani, InAs và InSb.

Năm 1988, một hệ thống thông tin cáp quang vượt đại dương được đưa vào sử dụng (TAT-8). Nó vượt qua một khoảng cách 6500 km và cung cấp gần 40.000 kênh thoại. Nó làm việc ở bước sóng $1,3\mu\text{m}$; khoảng cách các trạm lặp là 35 km và có tốc độ 274 Mbit/s .

12.6. TRUYỀN SÓNG TRONG KHÔNG GIAN TỰ DO

Phương tiện truyền dẫn trước đây có một điểm chung; sự truyền lan tín hiệu được dẫn bởi một cáp xoắn, cáp đồng trục, hoặc cáp quang. Bây giờ ta xét các hệ thống truyền dẫn dựa trên việc truyền lan trong không gian tự do.

Năm 1873 Maxwell cho rằng sóng điện từ có thể lan truyền trong không gian tự do. Phải mất tới ba thập kỷ sau thực nghiệm mới chứng minh được điều này là đúng, khi Hertz chế tạo ra máy phát dao động cao tần đầu tiên – đây là thiết bị khe phóng điện nổi tiếng. Rất nhiều yếu tố phải được quan tâm tới khi thiết kế một hệ thống thông tin truyền sóng không gian tự do bao gồm:

- (1) khoảng cách giữa máy phát và máy thu,
- (2) tần số sóng mang truyền dẫn,
- (3) kích thước vật lý của anten được sử dụng,

(4) công suất bức xạ,

(5) ảnh hưởng của việc truyền sóng tới các đối tượng sử dụng khác trong cùng kênh và các kênh kề.

Hình 12.11 minh họa các tuyến khác nhau mà ở đó một tín hiệu được bức xạ từ máy phát có thể tới được máy thu.

12.6.1. Sóng trực tiếp

Như tên gọi, tín hiệu truyền trực tiếp từ anten phát tới anten thu. Điều này yêu cầu hai anten phải nằm trong tầm nhìn thẳng. Sóng trực tiếp phần lớn được dùng cho phát thanh sóng trung AM (540 – 1600 kHz), phát thanh FM quảng bá dân dụng (88 – 108 MHz), các hệ thống chuyển tiếp viba mặt đất, được sử dụng cho điện thoại đường dài và các tín hiệu truyền hình (2, 4, 6, 11, 18 và 30 GHz), và các hệ thống truyền dẫn vệ tinh (4, 6, 8, 12, 14, 17 – 21, và 27 – 31 GHz).

12.6.2. Sóng đất phản xạ

Thành phần sóng lan truyền bị phản xạ khỏi mặt đất và có thể truyền tới anten thu với sự sai pha so với sóng trực tiếp. Phụ thuộc vào biên độ của sóng phản xạ, nó có thể gây ra sự thay đổi tín hiệu đột ngột và thậm chí đôi lúc còn làm triệt tiêu hoàn toàn sóng tới. Hiện tượng này có ảnh hưởng rõ rệt nhất đối với các hệ thống chuyển tiếp viba mặt đất khi đó cần phải sử dụng mạch tự động điều chỉnh hệ số khuếch đại (AGC), bảo vệ theo phân tập, và bù thích ứng để chống lại nó.

12.6.3. Sóng phản xạ tầng đối lưu

Ở khoảng cách gần 10 km so với mặt đất, có một sự thay đổi đột ngột về hằng số điện môi của tầng khí quyển. Sự phân chia của lớp khí quyển bên trên được gọi là tầng đối lưu. Các tín hiệu cao tần, như các tần số trên được sử dụng trong các hệ thống chuyển tiếp viba mặt đất, có thể bị phản xạ bởi tầng đối lưu và có ảnh hưởng như của sóng đất phản xạ tại máy thu. Mặt khác, tầng đối lưu có thể được sử dụng làm môi trường kênh thông tin trong các trường hợp mà ở đó các điều kiện tầm nhìn thẳng trực tiếp không thực hiện được. Việc này được gọi là truyền sóng tán xạ tầng đối lưu và các tần số thích hợp nhất cho mục đích này là 1,2 và 5 GHz. Thường nó hay được sử dụng nhất trong quân sự để thực hiện thông tin qua địa hình khó khăn, với cự ly điển hình từ 300 – 500 km.

12.6.4. Sóng trời phản xạ

Xung quanh mặt đất tại độ cao khoảng 70 – 400 km so với mực nước biển là một lớp khí ion hoá được tạo ra bởi sự bắn phá không ngừng của tia cực tím, α , β , và bức xạ γ từ mặt trời

cũng như tia vũ trụ. Nó được gọi là tầng điện ly và nó bao gồm một số lớp, chúng có các ảnh hưởng tới tính phản xạ khúc xạ và hấp thụ của sóng vô tuyến.

Khi một tín hiệu vô tuyến truyền tới tầng điện ly, một số hiện tượng có thể xảy ra phụ thuộc vào tần số và góc tới. Sóng có thể bị phản xạ trở lại trái đất, nó có thể thay đổi sự khúc xạ và cuối cùng được quay trở lại trái đất hoặc đi qua tầng điện ly và thoát ra ngoài không gian. Bằng việc lựa chọn đúng tần số truyền dẫn và góc tới thì có thể thiết lập tuyến thông tin giữa hai điểm trên mặt đất mà ở đó không tồn tại tầm nhìn thẳng. Đây là cơ sở của truyền dẫn sóng ngắn (3 – 30MHz).

Tầng điện ly thay đổi theo quy luật tự nhiên từ ngày sang đêm và hiện tượng này được xem như chu kỳ hoạt động mặt trời và các hiện tượng vũ trụ. Bản chất hỗn loạn của tầng điện ly làm cho việc thông tin bằng sóng ngắn kém tin cậy khi tín hiệu gặp phải vấn đề pha dính - cả giai đoạn ngắn và dài. Hiện tượng này bởi vì sự triệt tiêu và/hoặc tăng cường của tín hiệu từ các hướng khác nhau tới máy thu bởi các tuyến phân tán. Để cải thiện sự tin cậy của thông tin qua tầng điện ly, người ta sử dụng các kỹ thuật tự động điều chỉnh hệ số khuếch đại và bảo vệ theo phân tán, cũng như là việc sử dụng hai hay nhiều tần số sóng mang.

Tín hiệu quay trở lại trái đất sau khi phản xạ từ tầng điện ly có thể bị phản xạ bởi mặt đất lên tầng điện ly hơn một lần nữa. Ở lần phản xạ thứ hai để quay về trái đất nó có thể được thu bởi một máy thu được đặt tại một vị trí thích hợp. Hiện tượng này được mô tả như thông tin nhiều bước nhảy và có thể được dùng để truyền sóng vượt qua khoảng cách đơn bước.

12.6.5. Sóng bề mặt

Ở các tần số thấp (VLF: 3 – 30 MHz), tầng điện ly và mặt đất tạo nên hai mặt dẫn điện song song và có thể hoạt động như một ống dẫn sóng. Tín hiệu VLF được sử dụng cho thông tin toàn cầu và cứu trợ đường biển. Tại các tần số cao hơn, sự đảo nhiệt và hiện tượng nội tại khác có thể tạo ra một sóng bề mặt hiện tượng này có thể làm tăng vấn đề pha dính.

12.7 VÔ TUYẾN VIBA MẶT ĐẤT

Vô tuyến viba mặt đất là phương tiện rẻ tiền cho các tín hiệu thoại đường dài và truyền hình. Nó được chia ra làm các tần số 2, 4, 6, 11 và 18 GHz, điều này làm cho hệ thống làm việc trong tầm nhìn thẳng. Khoảng cách giữa các trạm lặp xấp xỉ 40km tại tần số thấp nhất và 3km tại tần số cao nhất, khi đó mưa có thể gây ra suy hao nghiêm trọng. Nó rất thích hợp với địa hình khó khăn khi chi phí cho việc chôn hay kéo dây lên các trạm dưới bất kỳ loại cáp nào sẽ có giá thành rất cao. Các trạm lặp có thể được đặt tại các vị trí chiến lược như đỉnh đồi cùng với sự thuận lợi cho việc tiếp cận để bảo dưỡng.

Sơ đồ khối của máy thu và phát viba thường giống hệt nhau để có thể sử dụng trong bất kỳ hệ thống vô tuyến nào khác. Các bộ khuếch đại trung tần, bộ dao động, bộ điều chế (đổi tần lên), giải điều chế (đổi tần xuống), bộ lọc, bộ hiệu chỉnh, và mạch tự điều chỉnh (AGC). Tuy nhiên, vì bao gồm các tần số cao hơn nên phần cứng được sử dụng để thực hiện một số chức năng nhìn có vẻ rất khác nhau. Các thành phần nhìn thấy bằng mắt thường chỉ là một phần của bảng mạch in, thực tế, còn các mạch cộng hưởng, các đường truyền, các mạch hở và ngắn mạch và v.v..

Ở các tần số viba, sóng điện từ có tính chất gần với ánh sáng. Do đó anten cho vô tuyến viba thường có dạng gương phản xạ hoặc bộ phản xạ dạng loa (hog-horn); các cấu tạo này hội tụ sóng điện từ thành một chùm tia hẹp để truyền dẫn tối ưu. Các gương phản xạ thường chỉ sử dụng cho một băng tần và các tín hiệu có thể được phân cực theo phương ngang hoặc dọc. Loại anten loa phản xạ có thể sử dụng nhiều băng và cũng có thể được phân cực.

Việc thảo luận chi tiết về thiết kế viba, anten, bộ dao động, bộ khuếch đại, bộ điều chế, thay đổi tần số, và các thứ khác nằm ngoài phạm vi của cuốn sách này.

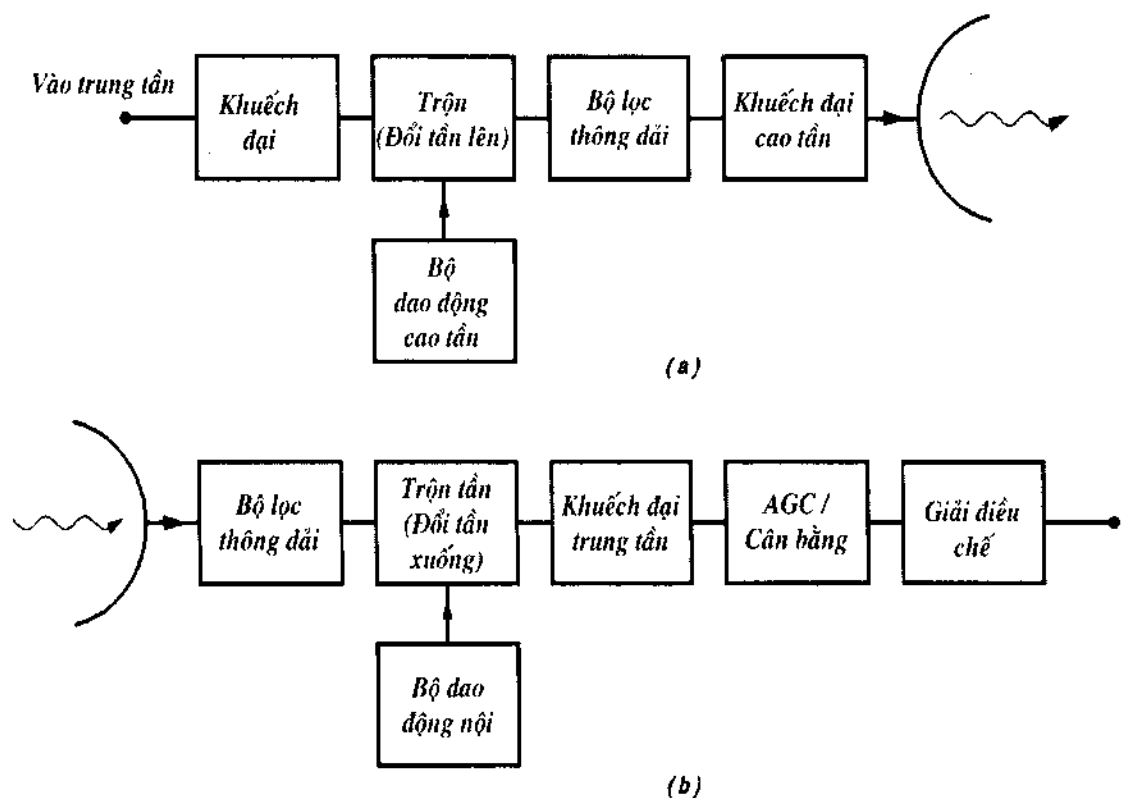
12.7.1 Vô tuyến tương tự

Trong vô tuyến tương tự, một tín hiệu mang một số lượng lớn các kênh thoại tần số âm thanh hoặc tương đương của nó được tạo thành một nhóm cơ bản, siêu nhóm, v.v.. Dạng thức của tín hiệu được truyền dẫn đã được thảo luận ở Mục 9.2. Các tần số sóng mang phụ thích hợp đã được biết. Bước tiếp theo là sử dụng tín hiệu phức hợp để điều chế một sóng mang trung tần có tần số 70MHz hoặc 140MHz trước khi biến đổi cuối cùng lên tới các tần số viba. Điều tần là phương pháp hay được dùng.

12.7.1.1. Máy thu và phát đầu cuối

Sơ đồ khối của máy phát được vẽ ở hình 12.12 (a). Tín hiệu điều chế, 70 MHz, bản thân nó được điều chế bởi 3600 kênh thoại tần số âm thanh (siêu nhóm) hoặc tương đương với nó; được khuếch đại và sử dụng để đưa tới bộ điều chế, bộ trộn hay đổi tần lên. Đầu vào còn lại của bộ đổi tần lên nhận tín hiệu từ bộ dao động viba. Đầu ra của bộ đổi tần lên phải được lọc thông dải để loại bỏ các thành phần không mong muốn của quá trình điều chế. Sau khi khuếch đại bởi bộ khuếch đại cao tần, tín hiệu được đưa tới anten phát để bức xạ.

Máy thu được vẽ ở hình 12.12(b). Tín hiệu thu được được lọc thông dải để loại bỏ tất cả các thành phần trừ tín hiệu yêu cầu. Sau đó nó được trộn với tín hiệu ra của bộ dao động nội để tạo ra tín hiệu trung tần. Sau khi khuếch đại, hiệu chỉnh và thực hiện AGC, nó được đưa tới bộ giải điều chế tại đó tín hiệu điều chế ban đầu (70 MHz) được khôi phục. Cần phải lưu ý rằng, trong trường hợp 3600 kênh thoại, vài mức điều chế phải được lấy ra trước khi các tín hiệu tần số âm thanh được khôi phục.



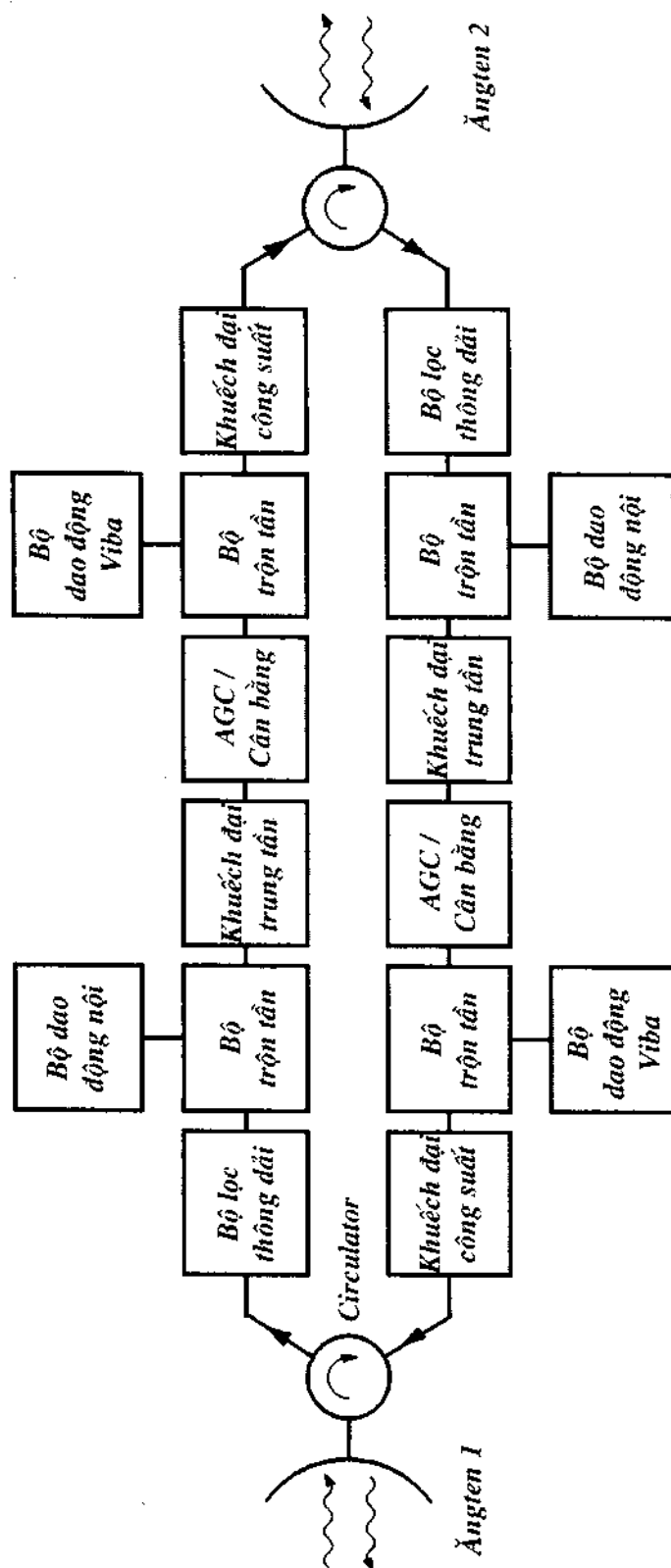
Hình 12.12. Một máy thu và phát vô tuyến viba tương tự điển hình.

12.7.1.2. Trạm lặp

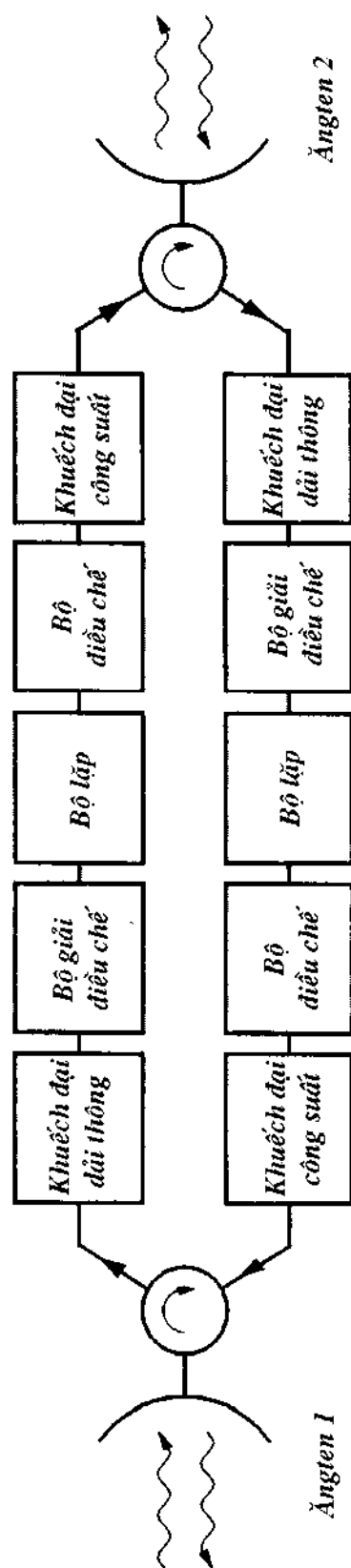
Một bộ lặp vô tuyến viba tương tự điển hình được minh họa ở hình 12.13. Anten có hướng tính rất cao và nó phải được đặt tại một vị trí mà tại đó mặt anten phát hướng trực tiếp; sự sai lệch nhỏ có thể gây ra tổn hao lớn về công suất tín hiệu. Anten 1 và 2 được sử dụng đồng thời cho việc thu và phát. Tín hiệu thu được, RF1 đưa tới bộ biến đổi trở kháng xoay vòng thu, nó định hướng tín hiệu tới bộ lọc thông dải tại đó tất cả các tín hiệu khác không mong muốn bị suy giảm.

Bộ dao động và bộ trộn biến đổi tín hiệu xuống thành một tín hiệu trung tần. Sau khi khuếch đại, hiệu chỉnh và thực hiện AGC, tín hiệu được đổi tần lên bởi bộ dao động viba và bộ trộn tần lên thành một tần số khác, RF2 (sự thay đổi tần số làm giảm khả năng mất ổn định trong hệ thống). Bộ khuếch đại RF khuếch đại tín hiệu và đưa nó tới bộ biến đổi trở kháng xoay vòng phát, nó cho tín hiệu đi qua theo hướng phát.

Tín hiệu truyền theo hướng đối diện, RF3 (khác với cả RF1 và RF2), theo hướng giống như hướng đối diện. Nói chung, trung tần được sử dụng ở hướng này khác so với tín hiệu được sử dụng trước đây. Tín hiệu ra khỏi hệ thống tại một tần số RF4, khác với tất cả các tần số kia.



Hình 12.13. Một bộ lặp viba điển hình. Lưu ý rằng các anten được sử dụng đồng thời cho cả việc thu và phát.



Hình 12.14. Sơ đồ vị trí bộ lặp tái tạo điện hình dùng trong hệ thống thu phát.

12.7.2 Vô tuyến số

Tất cả các khối chức năng của vô tuyến số được vẽ ở hình 12.13 là dạng đầy đủ trong các dạng hoặc một loại vô tuyến số khác. Tín hiệu băng cơ bản được truyền dẫn có thể cho ở đầu ra của một chuyển mạch số làm việc với tốc độ 1,544; 6,312; 44,736 hoặc 274,176 Mbit/s. Đầu ra nhị phân của chuyển mạch được sử dụng trong khối điều chế tương tự như đối với modem đã được thảo luận ở Mục 9.4.1. Số 1 được gán cho tần số f_0 và số 0 được gán cho tần số f_1 . Thường thì f_1 và f_2 được dịch chuyển so với sóng mang f_0 , đó là, $(f_0 - f_1) = (f_2 - f_0)$. Ở phía thu, việc giải điều chế tiến hành biến đổi f_1 và f_2 thành các số 1 và 0.

12.7.2.1 Bộ lặp tái sinh. Sơ đồ khối của bộ lặp tái sinh được vẽ ở hình 12.14. Hệ thống giống với sơ đồ vẽ ở hình 12.13 ngoại trừ tín hiệu được giải điều chế thành băng cơ bản và sau đó được tái tạo, điều chế, lọc, đổi tần lên, và khuếch đại rồi đưa theo hướng phát. Tín hiệu truyền theo hướng đối diện được quan tâm giống như các bước xử lý tín hiệu, ngoại trừ một điều đó là các tần số vô tuyến mang được chọn để tối thiểu hoá khả năng bất ổn định. Bộ lặp tái sinh được mô tả ở mục 9.3.9.6.

12.8 HỆ THỐNG TRUYỀN DẪN VỆ TINH

Hệ thống truyền dẫn vệ tinh chỉ là một hệ thống chuyển tiếp viba dạng khác với một trạm lặp đơn được đặt ngoài không gian. Do ở trên cao, nên nó có thể phủ sóng một vùng địa lý rộng, do đó có thể thực hiện phủ sóng cho toàn bộ trái đất bằng ba vệ tinh địa tĩnh. Vệ tinh được ứng dụng trong thông tin điểm-điểm cũng như là quảng bá và nó có thể phủ sóng được tới các vùng xa xôi của trái đất mà tại đó các hệ thống thông tin khác không thể vươn tới được nếu không có sự đầu tư lớn về tiền bạc và công sức. Tất cả hệ thống cần đến là vệ tinh và thiết bị đầu cuối trên các trạm mặt đất. Tuy nhiên, các vệ tinh không phải rẻ tiền. Giá thành của việc phóng vệ tinh và sự khó khăn trong việc sửa chữa nó làm cho mọi thiết bị phải mang tính chất chuyên dụng và phải có độ tin cậy ở mức rất cao.

Để tránh sự phức tạp của việc hiệu chỉnh vệ tinh từ điểm xuất phát tới điểm đặt và để duy trì thông tin liên tục, tốt nhất là “đỡ” vệ tinh tại một điểm nằm trực tiếp trên đường xích đạo và chọn tốc độ chính xác theo chiều quay của trái đất để sao cho nó nằm cố định tại một điểm tham chiếu trên mặt đất. Nói chung, các vệ tinh quay theo quỹ đạo elip cùng với trái đất tại một trong hai tiêu điểm của nó (điểm cực cận và cực viễn). Hai tiêu điểm có thể cùng nằm trên một điểm. Trong trường hợp đó quỹ đạo là hình tròn. Có các ưu điểm riêng khi vệ tinh nằm trong quỹ đạo tròn bởi việc truyền các bản tin bằng vệ tinh với khoảng cách không đổi và do trễ. Để thoả mãn các điều kiện này, một vệ tinh mặt đất phải cách tâm của trái đất một khoảng cách 42.230 km. Nhưng không đủ điều kiện để đặt vệ tinh ở vị trí này, vì nó có xu hướng trôi đi từ từ do hình dạng của trái đất không hoàn toàn là hình cầu, do sự ảnh hưởng bởi lực hấp của mặt trời, mặt trăng và các hành tinh khác. Một quả tên lửa nhỏ được sử dụng để hiệu chỉnh sự sai lệch này. Do đó thời gian sống có ích của vệ tinh được xác định

bằng số nhiên liệu còn lại của tên lửa là bao nhiêu. Vệ tinh được làm cho quay hoặc nó quay trong các quỹ đạo của nó. Hiệu ứng hồi chuyển này giúp cho vệ tinh ổn định tốt hơn nhiều. Nếu vệ tinh tự quay, cần phải xoay anten theo hướng ngược lại để giữ cho nó luôn hướng về trái đất.

Trong khoảng 30 phút mỗi ngày vào một số ngày quanh các ngày xuân phân và thu phân (21 tháng 3 và 21 tháng 9) mặt trời nằm trực tiếp đằng sau vệ tinh và nhiễu điện tạo ra do mặt trời làm cho vệ tinh không thể làm việc. Cần phải chuyển sang một vệ tinh thay thế hoặc dựa trên một số phương tiện thông tin trên mặt đất. Mỗi ngày một lần, vệ tinh bị che khuất bởi trái đất và nó không chỉ bị mất nguồn cung cấp từ các tấm pin mặt trời mà nó còn phải chịu một sự thay đổi nhiệt độ dữ dội. Để khắc phục các vấn đề này, một bộ pin được cung cấp cùng với tất cả các thiết bị được thiết kế để có thể làm việc được trong các điều kiện khắc nghiệt ngoài không gian.

Đặt vệ tinh trên xích đạo có nghĩa là các trạm trái đất ở cực bắc và nam không nhận được bức xạ tốt của vệ tinh. Hơn nữa, góc ngẩng thấp của các anten ở trạm mặt đất làm cho nó nhiễu loạn do phản xạ khí quyển và nhiễu của tạp âm nhân tạo trên mặt đất. Một giải pháp để giải quyết vấn đề này là sử dụng một số vệ tinh không nằm trên xích đạo, nó có quỹ đạo không cố định để, khi vệ tinh này ngừng hoạt động thì vệ tinh kia sẽ thay thế. Điều này có nghĩa là việc theo dõi là rất cần thiết. Hệ thống vệ tinh thông tin dân dụng của Nga (Molniya) được thiết kế trên cơ sở này khi hầu hết lãnh thổ vệ tinh được thiết kế để phục vụ cho phần miền bắc của bán cầu bắc.

Các băng tần được phân chia cho thông tin vệ tinh là 4÷6, 12÷14 và 19÷29 GHz. Ở các băng tần cao hơn, sự suy hao tăng nhanh bởi vì sự tiêu tán công suất tín hiệu trong các hạt mưa và hơi nước trong khí quyển. Việc sử dụng lại tần số có thể được thực hiện miễn là các vệ tinh trong quỹ đạo có khoảng cách đủ lớn so với một trạm mặt đất để chỉ nhận được một trong số các tín hiệu tại một thời điểm.

Trạm lập trên một vệ tinh thông thường được coi như một hệ thống tiếp sóng. Đường truyền của một tín hiệu từ mặt đất qua bộ biến đổi trở kháng xoay vòng tới bộ lọc thông dải, tại đó hầu như toàn bộ các tín hiệu trong băng tần mong muốn chứa sóng mang được lọc ra. Một bộ khuếch đại cung cấp thêm độ tăng ích còn bộ trộn và bộ dao động nội thay đổi tần số sóng mang thành một giá trị khác. Sau khi lọc thông dải lần nữa để loại bỏ các thành phần không mong muốn của quá trình trộn, bộ khuếch đại công suất khuếch đại công suất tín hiệu tới một mức thích hợp cho việc truyền tín hiệu trở lại trái đất qua bộ biến đổi trở kháng xoay vòng và anten. Sự bất ổn định của hệ thống được lường trước bằng việc lựa chọn đúng các đặc tính của bộ biến đổi trở kháng xoay vòng và sự thay đổi của tần số sóng mang.

Tổn hao công suất tín hiệu giữa một trạm mặt đất và vệ tinh vào khoảng 200dB [10]. Công suất ra của trạm tiếp sóng thường khoảng 10W; không yêu cầu công suất lớn hơn bởi

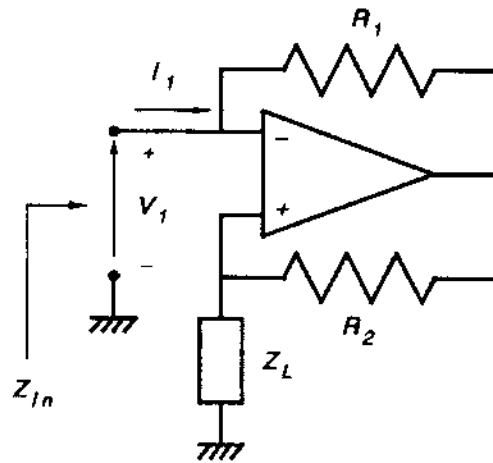
vì có thể gây ra can nhiễu với các hệ thống thông tin khác trên mặt đất. Bên cạnh đó, giá thành của nguồn một chiều cung cấp cho bộ khuếch đại công suất lớn ngoài không gian là rất đắt. Để khắc phục các hạn chế này, các trạm mặt đất sử dụng các anten cỡ lớn và các máy phát công suất cao cùng với các bộ khuếch đại tạp âm rất thấp ở máy thu. Đôi khi các bộ khuếch đại được làm mát bằng khí Nitơ lỏng để tạo được các điều kiện tạp âm thấp cần thiết.

Tín hiệu vượt qua các khoảng cách lớn nhất từ trạm này tới trạm kia gây ra trễ (240ms) đủ làm cho một cuộc đàm thoại điện thoại qua kênh vệ tinh phần nào gặp khó khăn; người này bắt đầu nói trong khi lại nghe thấy người kia đang nói. Điều này liên tiếp gây ra các gián đoạn trong cuộc đàm thoại. Nói chung hiện tượng này không thể chấp nhận được, nhưng trong tình trạng nhất định còn tồi tệ hơn nhiều khi trễ bị tăng gấp đôi cho đàm thoại hai chiều. Xung quanh vấn đề này thường trong thực tế một cuộc đàm thoại vượt đại tây dương chỉ sử dụng một hướng qua vệ tinh, hướng còn lại phải thực hiện bằng cáp biển. Hệ thống vệ tinh cũng gây ra hiện tượng tiếng dội, nó có ảnh hưởng tới tâm lý của con người bằng việc không lời nói nào là không có tiếng nhại. Các mạch điện sử dụng trong truyền dẫn vệ tinh thường có một chức năng triệt tiếng dội.

Điều lý tưởng là các hệ thống thông tin vệ tinh phát triển nhanh với tốc độ đáng mừng, mới vào đầu năm 1990 có khoảng 94 vệ tinh thông tin đang hoạt động với 194 lần phóng được lên kế hoạch trong tương lai gần. Cho tới cuối năm 2000, đã có tổng cộng 2271 vệ tinh trên quỹ đạo (Nga có 1322, Mỹ 658, Nhật 55 còn lại 51 là của quốc tế) [11]. Cần lưu ý rằng không phải tất cả các vệ tinh liệt kê trên đây là của thông tin dân sự. Một loạt các vệ tinh đầu tiên của các vệ tinh viễn thông quốc tế (INTELSAT I) được phóng năm 1965 và chúng cung cấp 240 kênh thoại hai chiều. Năm 1980 INTELSAT V được đưa vào phục vụ cung cấp 12000 kênh thoại và hai kênh truyền hình. Cuối năm 2000 đã có 19 vệ tinh INTELSAT trên quỹ đạo với các kế hoạch cho 22 lần phóng mới. Vệ tinh cuối cùng, INTELSAT VII, có 22500 kênh thoại hai hướng và ba kênh truyền hình, và bằng việc sử dụng thiết bị đa ứng dụng mạch số (DCME) số lượng kênh thoại có thể tăng lên tới 112500 [12].

CÂU HỎI ÔN TẬP

- 12.1.** Bạn hãy mô tả việc truyền một tín hiệu video có băng thông gần bằng 1,5 MHz qua cáp xoắn kép như thế nào ?
- 12.2.** Xuất phát từ một biểu thức trở kháng vào của mạch điện vẽ ở hình 12.15, biết rằng bộ khuếch đại thuật toán lý tưởng. Mạch điện có thể được sử dụng để cải thiện đặc tính truyền dẫn của cáp xoắn kép hoặc cáp đồng trục như thế nào?
- 12.3.** Mô tả hai kỹ thuật có thể được sử dụng cho việc bù tổn hao tăng ích trên cáp xoắn kép và/hoặc cáp đồng trục. Thảo luận xem các kỹ thuật này có thể được thay đổi để bù cho mối quan hệ do tổn hao tăng ích theo một hàm của tần số.



Hình 12.15.

- 12.4.** Thảo luận các điểm ưu việt của việc truyền dẫn bằng cáp quang so với thông tin vệ tinh.
- 12.5.** Thảo luận vai trò của tầng điện ly đối với việc truyền sóng trong không gian tự do bằng các tần số rất thấp (VLF) và truyền dẫn sóng ngắn giữa hai điểm trên mặt đất.
- 12.6.** Truyền dẫn vô tuyến viba mặt đất là hình thức để giảm sự suy hao nghiêm trọng trong tầng khí quyển. Các thành phần nào trong khí quyển đáp ứng cho vấn đề này; bạn có thể đưa ra lời giải thích đơn giản cho hiện tượng này.
- 12.7.** Mô tả các tiến trình được thực hiện trong một trạm chuyển tiếp vi sóng tương tự điển hình bằng cách sử dụng sơ đồ khối thích hợp. Quá trình “đổi tần lên” và “đổi tần xuống” là gì và tại sao chúng lại cần thiết như vậy ?
- 12.8.** Sử dụng các sơ đồ khối thích hợp, thảo luận sự khác nhau chính giữa các trạm chuyển tiếp viba số và tương tự.
- 12.9.** So sánh và đối chiếu bộ chuyển tiếp vệ tinh với trạm chuyển tiếp viba chú ý đặc biệt tới các quá trình xử lý tín hiệu xuất hiện ở bên trong chúng.

A

MÁY BIẾN ÁP

A.1. LỜI GIỚI THIỆU

Máy biến áp là một thiết bị được sử dụng để ghép một tín hiệu hoặc năng lượng từ nguồn đến tải một cách hiệu quả. Việc này được thực hiện bằng cách thay đổi trở kháng phối hợp giữa nguồn và tải. Máy biến áp cũng có thể được sử dụng để đảo pha và cách ly nguồn một chiều. Máy biến áp bao gồm hai hay nhiều cuộn dây cuốn trên cùng một lõi để từ trường của cuộn dây này cảm ứng sang các cuộn dây khác. Khi cho một dòng điện biến thiên chạy qua một cuộn dây, nó gây ra sự biến thiên từ trường trong lõi chung này. Sự biến thiên của từ trường tạo ra một điện áp ở tất cả các cuộn dây và nếu mạch điện kín sẽ cho dòng điện chạy qua. Các cuộn dây khi đó được gọi là ghép hồ cảm.

Xét hai cuộn dây được mắc như vẽ ở Hình A.1. Áp dụng định luật Kirchhoff (KVL) cho vòng 1 được

$$j\omega L_{11}I_1 + j\omega M_{21}I_2 - E = 0 \quad (\text{A.1})$$

với điện áp $j\omega M_{21}I_2$ được tạo ra trong vòng 1 là do dòng điện I_2 chảy trong vòng 2 gây ra và nó có chiều ngược với điện áp nguồn E.

Áp dụng KVL cho vòng 2 được

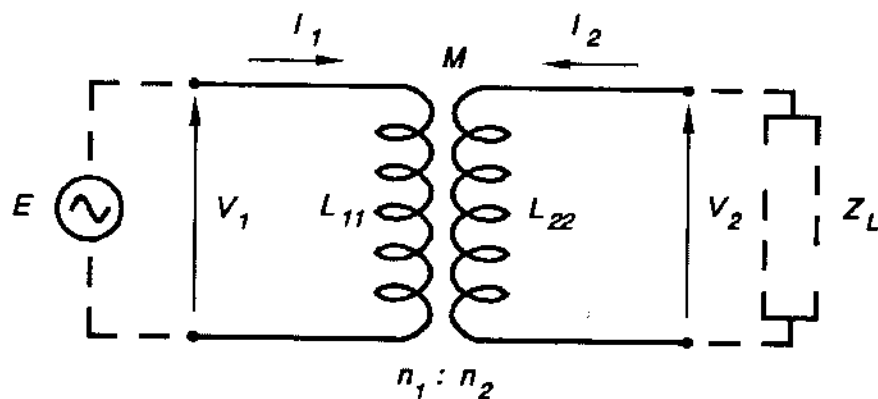
$$j\omega M_{21}I_1 - (j\omega L_{22} - Z_L)I_2 = 0 \quad (\text{A.2})$$

Với điện áp $j\omega M_{12}I_1$ được tạo ra trong vòng 2 là do dòng điện I_1 chảy trong vòng 1 gây ra.

Hiển nhiên là

$$M_{12} - M_{21} = M \quad (\text{A.3})$$

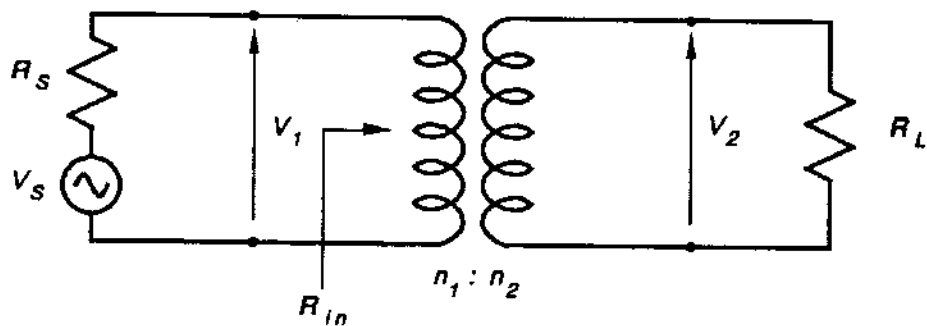
với M là hồ cảm giữa hai cuộn dây.



Hình A.1. Mạch điện tương đương của một biến áp gồm hai cuộn dây có minh hoạ dòng điện và điện áp cung cấp.

Hai cuộn dây có thể được ghép khít hay lỏng, phụ thuộc vào từ trường được tạo ra bởi cuộn dây này so với cuộn dây kia như thế nào. Hệ số ghép k có quan hệ với hồ cảm M và hệ số tự cảm của hai cuộn dây cho bởi

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} \quad (\text{A.4})$$



Hình A.2.

A.2. BIẾN ÁP LÝ TƯỞNG

Một biến áp được gọi là lý tưởng nếu nó thoả mãn các điều kiện sau:

$$(1) \quad a = \frac{n_1}{n_2} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_1}{I_2} = \sqrt{\frac{L_{11}}{L_{22}}} \quad (\text{A.5})$$

- (2) Cả cảm kháng sơ cấp L_{11} và cảm kháng thứ cấp L_{22} đều gần bằng vô cùng, trong khi tỉ số L_{11}/L_{22} là hữu hạn.
- (3) Hệ số ghép biến áp $k = 1$.
- (4) Điện trở cuộn dây bằng 0 và lõi từ không tổn hao,
- (5) Dung kháng tập tán của các cuộn dây bằng 0 và dung kháng tập tán giữa các cuộn dây với nhau cũng bằng 0.

Để xét đặc tính trở kháng truyền đạt của biến áp, xét mạch điện vẽ ở Hình A.2. Giả sử điện trở nhìn từ cuộn sơ cấp của biến áp là R_{in} thì công suất vào của biến áp là

$$P_m = \frac{V_1^2}{R_m}. \quad (A.6)$$

và công suất vào điện trở R_L là

$$P_0 = \frac{V_2^2}{R_L}. \quad (A.7)$$

khi biến áp là lý tưởng, $P_{in} = P_{out}$. Do đó,

$$R_m = \left(\frac{V_1}{V_2} \right)^2 R_L. \quad (A.8)$$

Nhưng

$$a = \frac{V_1}{V_2}. \quad (A.9)$$

Do đó

$$R_m = a^2 R_L. \quad (A.10)$$

Khi đó nguồn “nhìn” tải bằng $a^2 R_L$ thay bằng R_L nếu tải được nối trực tiếp vào nguồn. Khi tỉ số truyền đạt, a là một biến số, nó có thể được lựa chọn để tối ưu việc biến đổi công suất đến tải. Điều này xảy ra khi

$$a^2 R_L = R_s. \quad (A.11)$$

Kết quả này có thể được tạo ra với trở kháng tải

$$Z_L = R_L + jX_L \quad (\text{A.12})$$

và trở kháng nguồn

$$Z_S = R_S + jX_S \quad (\text{A.13})$$

khí

$$Z_S^* = a^2 Z_L^* \quad (\text{A.14})$$

A.3 BIẾN ÁP THỰC TẾ

Một máy biến áp có thể được tạo ra bởi các điều kiện ở phương trình (A.5) với điều kiện gần đúng. Tuy nhiên, không thể chế tạo các điện cảm L_{11} và L_{22} có giá trị vô cùng. Hệ số ghép k có thể được chế tạo gần như đồng nhất bằng cách sử dụng các dây dẫn lớn quấn trên lõi có hệ số từ thẩm cao. Trở kháng dây cuốn và tổn hao lõi có thể được giảm đáng kể bằng cách lựa chọn kỹ lưỡng các vật liệu. Điện kháng tạp tán có thể được giảm tới mức tối thiểu bằng cách tăng độ dày giữa các lớp cách điện của các cuộn dây. Bằng cách coi tất cả đều không hoàn hảo, một mạch điện tương đương của biến áp thực tế được vẽ ở hình A.3 với:

R_1 là trở kháng cuộn sơ cấp,

R_2 là trở kháng cuộn thứ cấp,

L_1 là cảm kháng dò của cuộn sơ cấp,

L_2 là cảm kháng dò của cuộn thứ cấp,

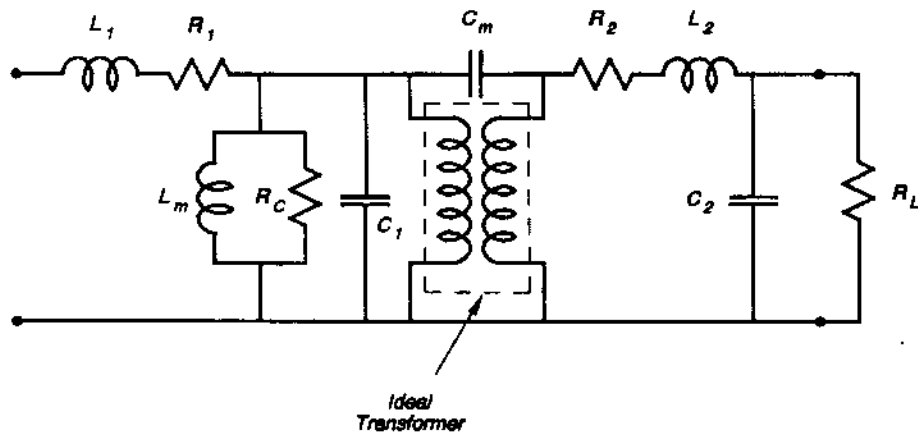
C_1 là tổng dung kháng tạp tán cuộn sơ cấp,

C_2 là tổng dung kháng tạp tán cuộn thứ cấp,

R_c biểu thị điện trở tương đương do tiêu tán vào lõi,

L_m là cảm kháng sơ cấp mà dòng từ hoá đi qua,

C_m là dung kháng tạp tán giữa cuộn sơ cấp và thứ cấp.



Hình A.3. Mạch điện tương đương của một biến áp lý tưởng. Biến áp lý tưởng được sử dụng bằng việc mắc cùng với các thành phần không lý tưởng, chúng được vẽ ở bên ngoài của khung hình đứt nét.

Một số linh kiện vẽ ở hình A.3 có thể được tạo ra có trị số nhỏ không đáng kể với các điều kiện sau:

- (1) Sử dụng dây cuốn có điện trở nhỏ sẽ làm cho R_1 và R_2 nhỏ đáng kể so với điện trở nguồn và tải.
- (2) Sử dụng dây cuốn trong đó các cuộn sơ cấp và thứ cấp được cuốn khít nhau, trên một lõi có độ từ thẩm cao, cảm kháng dò L_1 và L_2 có thể được bỏ qua. Hiển nhiên là sử dụng dây cuốn lớn sẽ làm tăng giá trị C_m .
- (3) Sử dụng lớp cách điện dày hơn sẽ làm giảm C_1 và C_2 nhưng sẽ làm tăng cảm kháng dò.
- (4) Bằng việc dát mỏng lõi, sẽ làm tăng trở kháng đối với dòng điện xoáy. Do đó tổn hao do lõi có thể được giảm thiểu và R_c có thể được loại bỏ khỏi mạch tương đương.

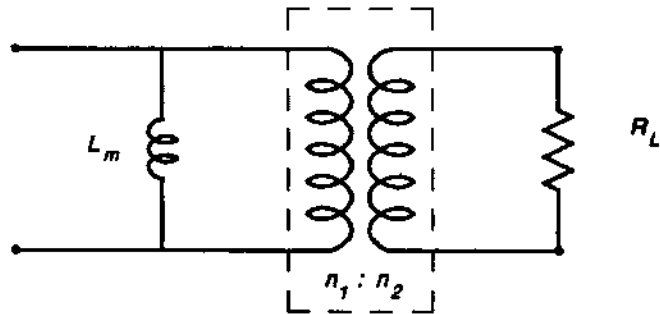
Cần lưu ý rằng một số điều trình bày trên đây có sự mâu thuẫn và việc sắp xếp thích hợp phải được thực hiện để làm cho mạch điện tương đương được đơn giản như vẽ ở hình A.4.

Biến áp lý tưởng và tải R_L của nó có thể được thay bằng một điện trở có giá trị $a^2 R_L$ như vẽ ở hình A.5. Bằng cách áp dụng lý thuyết Thevenin cho phần bên trái của đường X - X' mạch điện có thể được đơn giản như vẽ ở hình A.6.

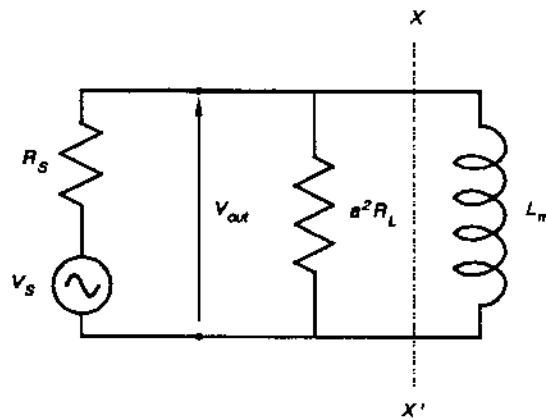
$$V_{th} = \frac{a^2 R_L}{a^2 R_L + R_S} V_S \quad (\text{A.15})$$

Có thể nhận thấy rằng nó là một bộ lọc thông cao với độ dốc 6dB/octave và tần số góc.

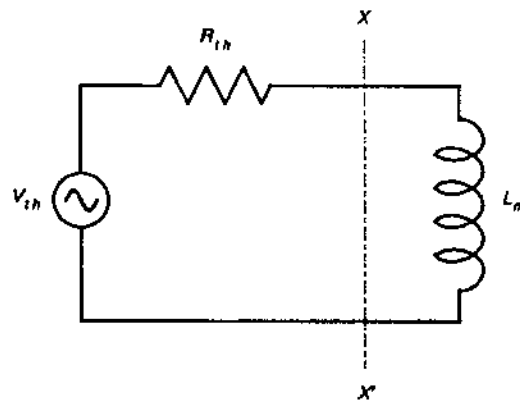
$$\omega_c = \frac{a^2 R_L R_S}{L_M (a^2 R_L + R_S)} \quad (\text{A.16})$$



Hình A.4. Mạch điện tương đương đơn giản của biến áp thực tế khi đã thực hiện các bước trên để tối thiểu hoá các ảnh hưởng của các thành phần không lý tưởng.



Hình A.5. Mạch điện tương đương để phân tích đặc tuyến tần số của máy biến áp.



Hình A.6. Mạch điện tương đương Thevenin của máy biến áp nói lên rằng nó là một mạch thông cao.

Một điều khó khăn là phải tạo ra L_M (cảm kháng sơ cấp L_{11}) càng lớn càng tốt để giữ tần số góc nhỏ.

Điều kiện để cho công suất truyền tải ở đầu ra lớn nhất là

$$a^2 R_L = R_S \quad (\text{A.17})$$

Khi đó

$$\omega_c = \frac{R_S}{2L_M}. \quad (\text{A.18})$$

B

PHÂN ĐỊNH DẢI TẦN

30 - 300 Hz	Tần số cực thấp (ELF)
300 - 3kHz	Tần số âm thanh (VF)
3 - 30 kHz	Tần số rất thấp (VLF)
30 - 300 kHz	Tần số thấp (LF)
300 - 3 MHz	Tần số sóng trung (MW)
3 - 30 MHz	Tần số sóng ngắn (SW)
30 - 300 MHz	Tần số rất cao (VHF)
300 - 3000 MHz	Tần số cực cao (UHF)
3 - 30 GHz	Tần số siêu cao (SHF)
30 - 300 GHz	Tần số siêu siêu cao (EHF)

CÁC TẦN SỐ TRUYỀN HÌNH VHF

Channel	Frequency band (MHz)	Video carrier (MHz)
1	(Not normally used)	
2	54-60	55.25
3	60-66	61.25
4	66-72	67.25
5	76-82	77.25
6	82-88	83.25
Commercial FM Broadcast Band (88-108 MHz)		
7	174-180	175.25
8	180-186	181.25
9	186-192	187.25
10	192-198	193.25
11	198-204	199.25
12	204-210	205.25
13	210-216	211.25

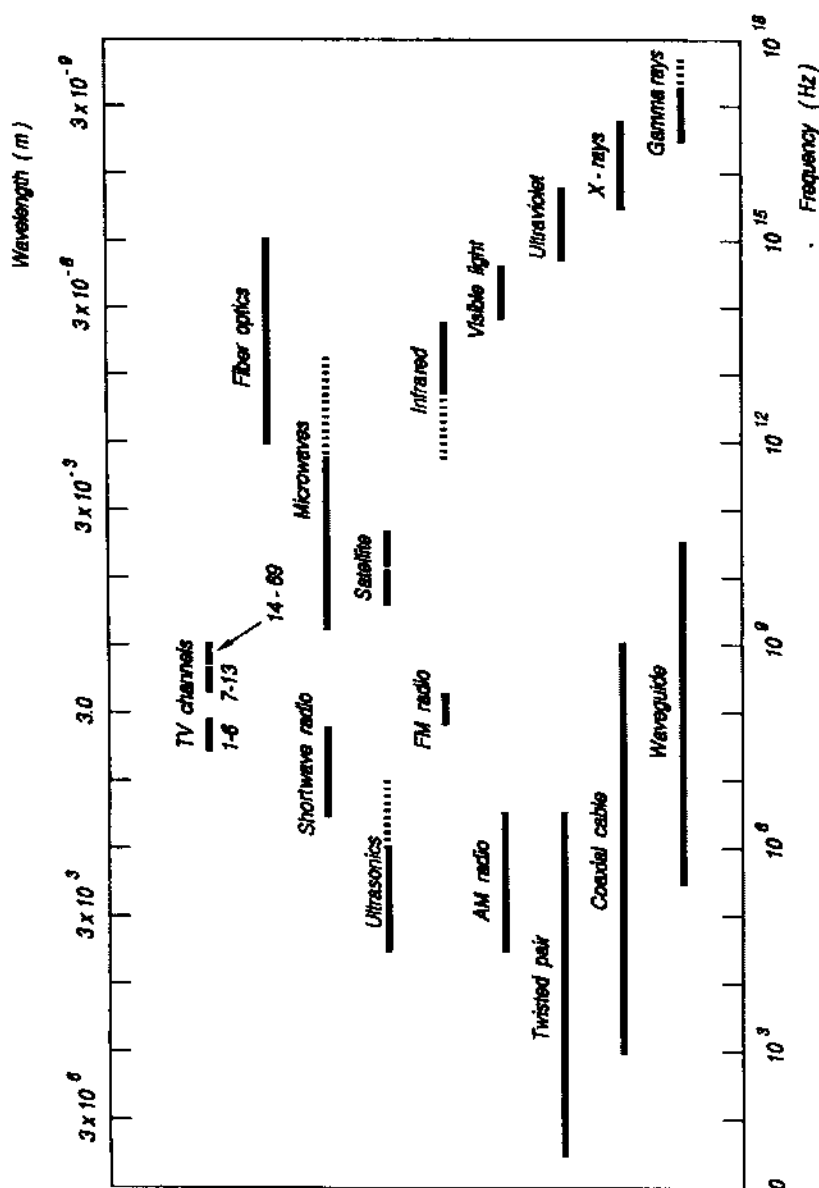
CÁC TẦN SỐ TRUYỀN HÌNH UHF

Channel	Frequency band (MHz)	Video carrier (MHz)
14	470-476	471.25
15	476-482	477.25
16	482-488	483.25
17	488-494	489.25
18	494-500	495.25
19	500-506	501.25
20	506-512	507.25
21	512-518	513.25
22	518-524	519.25
23	524-530	525.25
24	530-536	531.25
25	536-542	537.25 etc.

Các kênh theo thứ tự trên đây, mỗi kênh có dải thông 6 MHz với sóng mang có tần số ở trên tần số giới hạn dưới là 1,25 MHz. Tổng số kênh là 69 và kênh 69 có dải thông từ 800-806 với tần số sóng mang là 801,25 MHz. Cần lưu ý rằng, trong mỗi trường hợp tần số sóng mang tiếng FM ở trên tần số sóng mang hình 4,5 MHz.

C

PHỔ ĐIỆN TỪ



Hình C.1. Biểu diễn phổ điện từ đơn giản với rất nhiều ứng dụng và các băng thông.

D

MÃ NÉN DỮ LIỆU HUFFMAN ĐỘNG

Mã nén dữ liệu Huffman động cho máy fax cho ở Bảng D.1 và D.2. Bảng D.1 bao gồm các mã cho các điểm đen và trắng chạy từ 0-63 còn Bảng D.2 gồm các bước chạy từ 64 tới giá trị cực đại 1728. Các bước chạy không có ở Bảng D.2 có thể được tạo nên từ cả hai bảng này.

Bảng D.1

Run length	Code word (white)	Code word (black)
0	00110101	0000110111
1	000111	010
2	0111	11
3	1000	10
4	1011	011
5	1100	0011
6	1110	0010
7	1111	00011
8	10011	000101
9	10100	000100
10	00111	000100
11	01000	0000101
12	001000	0000111
13	000011	00000100
14	110100	00000111
15	110101	000011000
16	101010	0000010111
17	101011	0000011000

Run length	Code word (white)	Code word (black)
18	0100111	0000001000
19	0001100	00001100111
20	0001000	00001101000
21	0010111	00001101100
22	0000011	00000110111
23	0000100	00000101000
24	0101000	00000010111
25	0101011	00000011000
26	0010011	000011001010
27	0100100	000011001011
28	0011000	000011001100
29	00000010	000011001101
30	00000011	000001101000
31	00011010	000001101001
32	00011011	000001101010
33	00010010	000001101011
34	00010011	000011010010
35	00010100	000011010011
36	00010101	000011010100
37	00010110	000011010101
38	00010111	000011010110
39	00101001	000011010111
40	00101001	000001101100
41	00101010	000001101101
42	00101011	000011011010
43	00101100	000011011011
44	00101101	000001010100
45	00000100	000001010101
46	00000101	000001010110
47	00001010	000001010111
48	00001011	000001100100
49	01010010	000001100101
50	01010011	000001010010
51	01010100	000001010011
52	01010101	000000100100
53	00100100	000000110111
54	00100101	000000111000
55	01011000	000000100111
56	01011001	000000101000
57	01011010	000001011000
58	01011011	000001011001
59	01001010	000000101011
60	01001011	000000101100
61	00110010	000001011010
62	00110011	000001100110
63	00110100	000001100111

Bảng D.2

Run length	Code word (white)	Code word (black)
64	11011	0000001111
128	10010	000011001000
192	010111	000011001001
256	0110111	000001011011
320	00110110	000000110011
384	00110111	000000110100
448	01100100	000000110101
512	01100101	0000001101100
576	01101000	0000001101101
640	01100111	0000001001010
704	011001100	0000001001011
768	011001101	0000001001100
832	011010010	0000001001101
896	011010011	0000001110010
960	011010100	0000001110011
1024	011010101	0000001110100
1088	011010110	0000001110101
1152	011010111	0000001110110
1216	011011000	0000001110111
1280	011011001	0000001010010
1344	011011010	0000001010011
1408	011011011	0000001010100
1472	010011000	0000001010101
1536	010011001	0000001011010
1600	010011010	0000001011011
1664	011000	0000001100100
1728	010011011	0000001100101
EOL*	000000000001	000000000001

*EOL = Kết thúc dòng.

E

BỘ NHỚ ĐIỆN TỬ

E.1 LỜI GIỚI THIỆU

Các hệ thống điện tử hiện đại không thể thiếu khả năng lưu trữ thông tin. Thông tin dạng âm nhạc đã được lưu trữ trên các trống hình trụ đánh bóng, đĩa nhựa, băng từ và đĩa compact (CD). Khi các hệ thống điện tử phát triển sang kỹ thuật số, yêu cầu phải lưu trữ lượng dữ liệu lớn hơn. Trong các hệ thống lưu trữ điện tử mỗi bit (1 hoặc 0) được lưu trong một thiết bị hoặc mạch điện mà tại một thời điểm nó chỉ có thể ở một trong hai trạng thái. Thiết bị đó phải là một cơ cấu có thể thay đổi trạng thái của nó hoặc mạch điện theo bản chất của bit được lưu trữ. Nó phải có khả năng cho phép thông tin đã lưu trữ được lấy ra khi cần thiết. Băng và đĩa là phương tiện phổ biến cho việc lưu trữ dữ liệu điện khi đó dữ liệu có thể được ghi nhớ lại cho dù nguồn hệ thống bị tắt. Một phương tiện thứ hai thường hay được sử dụng cho việc lưu trữ dữ liệu là flip-flop nó có thể giữ ở một trong hai trạng thái (mức cao hoặc thấp tương ứng với 1 hoặc 0). Trong trường hợp này khi nguồn hệ thống bị tắt, thông tin lưu trữ bị mất.

E.2 CÁC MẠCH ĐIỆN FLIP-FLOP S-R CƠ BẢN

Hình E.1. (a) Biểu diễn cổng NOT (không có khả năng tái thiết lập) tương đương của flip-flop, (b) biểu diễn mạch điện tương đương sử dụng cổng NOR có thể tái thiết lập và (c) biểu diễn một mạch điện thứ hai có khả năng tái thiết lập sử dụng các cổng NAND.

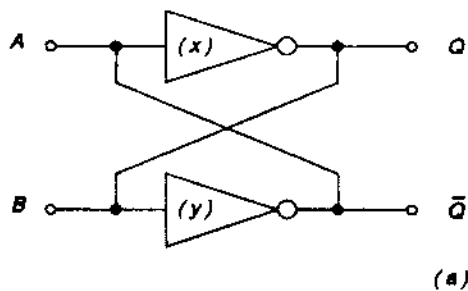
Trong mạch điện flip-flop biểu diễn ở Hình E.1(b), các đầu S và R là các đầu vào điều khiển. Q và $\bar{Q}$ là các đầu ra và chúng là phủ định của nhau (đó là, khi một trong hai đầu ra bằng 1 thì đầu còn lại bằng 0). Có 4 tổ hợp các bit 1 và 0 khác nhau xuất hiện ở các đầu ra S và R.

- (1a) Nếu ta giả thiết rằng $S = R = 0$ thì, khi cho tín hiệu vào hai đầu vào cổng NOR thì đầu ra, Q (và đảo của nó), được xác định bằng các mức logic ở các đầu vào. Ta

giả thiết $\bar{Q} = 1$, thì đầu vào dưới của cổng NOR x có giá trị 1 và do đó đầu ra của cổng NOR x có giá trị 0 ($Q = 0$). Theo đó đầu vào trên của cổng NOR y có giá trị 0 và do đó đầu ra $\bar{Q} = 1$, như đã giả thiết trước, mạch có tính ổn định bền.

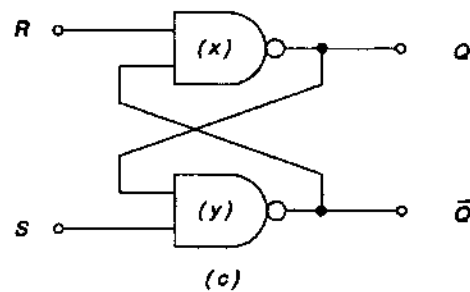
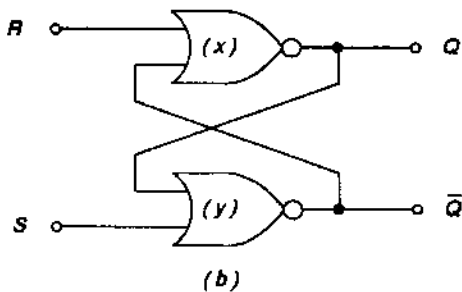
- (1b) Bây giờ ta lại sử dụng điều kiện $S = R = 0$ và giả thiết $\bar{Q} = 0$. Một sự kiểm tra nhanh cho thấy mạch cũng có tính ổn định.

Điều này có nghĩa là có thể có hai trạng thái logic, trạng thái thứ nhất $Q = 0$ còn $\bar{Q} = 1$ và $Q = 1$ còn $\bar{Q} = 0$. Trạng thái đầu được gọi là tái thiết lập hay trạng thái xóa còn trạng thái thứ hai là trạng thái thiết lập hay đặt trước. Trạng thái tái thiết lập ($Q = 0$) rất quan trọng bởi vì nó thường biểu diễn thời điểm bắt đầu của quá trình hoạt động logic. Tuy nhiên, trong quá trình lưu trữ và lấy ra các bit, điều kiện $S = R = 0$ là một điều không tương vì đầu ra không phụ thuộc vào đầu vào.



Truth Table

Inputs		Outputs	
A	B	Q	$\bar{Q}$
0	1	1	0
1	0	0	1



Hình E.1. (a) Hai cổng NOT được mắc dưới dạng một flip-flop không có khả năng tái thiết lập. (b) Mắc hai cổng NOR hai đầu vào để tạo thành một flip-flop S-R (có thể tái thiết lập). (c) Mắc hai cổng NAND để tạo thành một flip-flop S-R.

- (2) Bây giờ ta xét tình huống khi $S = 0$ còn $R = 1$. Theo như các bước ở trên, ta thấy rằng $Q = 0$ ($\bar{Q} = 1$) là có khả năng (có nghĩa là, trạng thái tái thiết lập). Xét trạng thái tái thiết lập ($S = 0$ còn $R = 1$ và do đó $Q = 0$). Nếu ta quay trở lại Hình E.1 và thay đổi R từ 1 sang 0, ta nhận thấy rằng flip-flop còn lại giống như trạng thái trước đây (tái thiết lập).

- (3) Tương tự, với điều kiện thiết lập ngược lại, đó là, $S = 1$ và $R = 0$, flip-flop sẽ ở trạng thái thiết lập với $Q = 1$ ($\overline{Q} = 0$) và sự thay đổi của S từ trạng thái 1 sang 0 để $R = S = 0$ sẽ không ảnh hưởng tới trạng thái của mạch điện.

Bảng E.1

R	S	Q(t)	Q(t+τ)	Ghi chú
0	0	0	0	Điều kiện ở (1a)
0	1	0	1	Flip-flop chuyển từ trạng thái tái thiết lập sang thiết lập
1	0	0	0	Điều kiện (2); trạng thái tái tái thiết lập không có tác dụng
1	1	0	Cấm	Điều này có thể dẫn đến một trạng thái không ổn định
0	0	1	1	Đây là điều kiện (1b)
0	1	1	1	Điều kiện (3); trạng thái thiết lập không có tác dụng
1	0	1	0	Flip-flop chuyển từ trạng thái thiết lập sang tái thiết lập
1	1	1	Cấm	Điều này có thể dẫn đến một trạng thái không ổn định

- (4) Khả năng cuối cùng đó là $S = R = 1$. Từ Hình E.1 (b) nhận thấy điều này không có khả năng xảy ra khi cả hai đầu ra phải bằng 0, do đó vi phạm điều kiện chúng là đảo của nhau. Vì vậy điều kiện $S = R = 1$ không được sử dụng.

Bảng E.1 là kết quả của các bước trên đây. Nguyên lý làm việc của mạch flip-flop được minh họa ở Hình E.1(c) được dành cho độc giả như một bài tập.

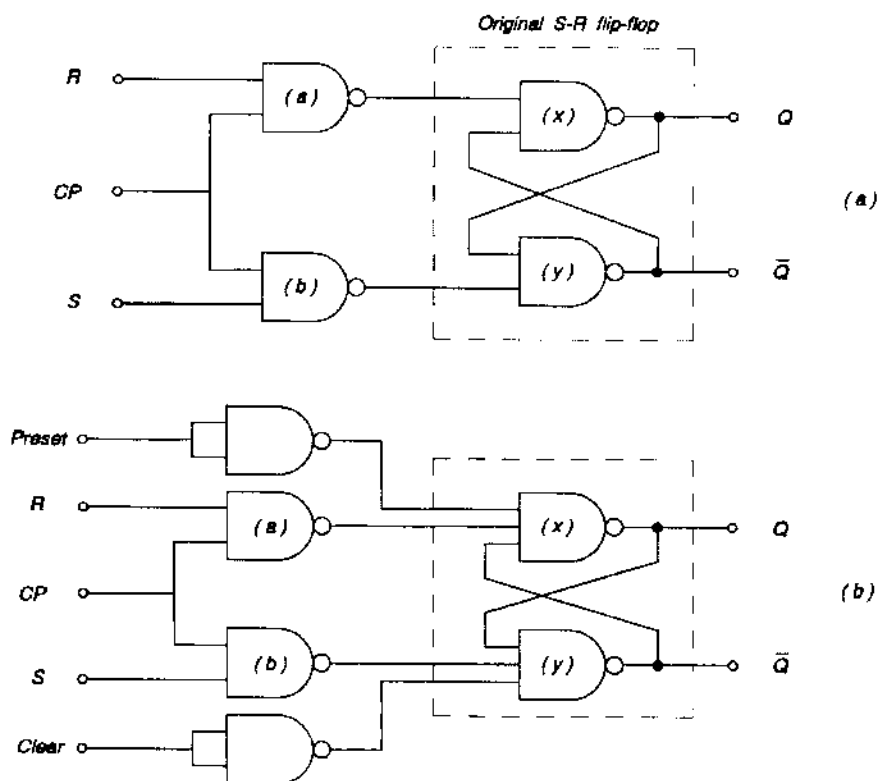
E.3 FLIP-FLOP S-R CÓ XUNG ĐỒNG HỒ

Flip-flop thông thường là một thành phần của hệ thống gồm rất nhiều các cổng. Mỗi cổng nhận một số lần hữu hạn các xung định thời để thay đổi trạng thái của nó bởi vậy mạch điện nào có thể đảm bảo rằng hai đầu ra (S và R) của một flip-flop sẽ chuyển trạng thái đồng thời mà hoặc một trong hai cái sẽ chuyển trạng thái trước cái kia. Lấy ví dụ, bởi vì sự trễ theo các đường tương ứng của chúng, giả sử $S = 0$ và $R = 1$ và cả hai đầu được giả thiết thay đổi trạng thái đồng thời, sau đó nếu S chuyển trạng thái trước một chút so với R , ta sẽ có tức thời $S = 1$ và $R = 1$; một điều kiện không được chấp nhận nó có thể dẫn đến hiện tượng chập chờn và do đó gây ra lỗi. Rõ ràng cần phải đợi thiết lập các giá trị thích hợp của S và R trước khi cho

phép flip-flop thay đổi trạng thái. Điều này có thể đạt được bằng cái gọi là tín hiệu thứ ba, xung đồng hồ.

Xung đồng hồ được sử dụng để cho phép một sự chuyển tiếp xuất hiện trong các mạch số. Bởi vì trễ (thay đổi giữa các cổng) nên cần cho phép sự chuyển trạng thái tức thì khi có xung đồng hồ, mạch sẽ chuyển từ trạng thái cho phép sang cấm hay từ trạng thái cấm sang cho phép. Do đó người ta thường khởi động các mạch số bằng các sườn âm của xung đồng hồ. Điều này được biểu diễn như giá trị logic kích bằng sườn âm (thảo khảo Hình E.3).

Hình E.2(a) biểu diễn cổng NAND tạo thành flip-flop S-R cùng với việc mắc thêm hai cổng NAND hai đầu vào. Ta chọn loại cổng NAND bởi vì trong việc thiết kế mạch điện tích hợp người ta thường chọn một kiến trúc mà có thể khai thác sự lặp lại cùng các khối mạch điện giống nhau; mà trong trường hợp này là cổng NAND. Flip-flop S-R sử dụng các cổng NAND được minh họa ở Hình E.1(c).

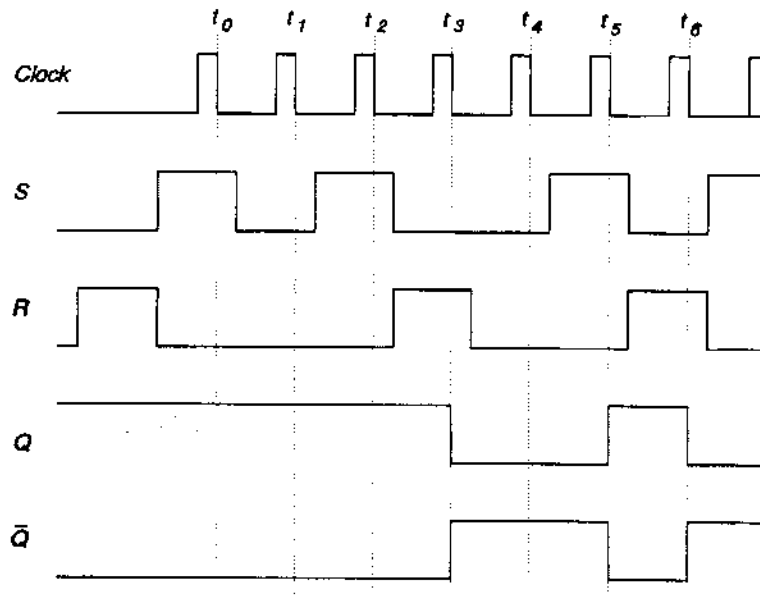


Hình E.2. (a) Các cổng NAND của flip-flop S-R [xem Hình E.1(c)] sự thay đổi trạng thái chỉ khi có xung đồng hồ. (b) Một sự thay đổi hơn nữa là cung cấp thêm các đầu để "đặt trước" và "xóa".

Ở hình E.2 (a), cổng NAND a sẽ chuyển trạng thái chỉ khi cả R và xung đồng hồ CP xuất hiện. Sau đó tín hiệu này mới chính thức được đưa vào đầu vào của flip-flop S-R.

Tương tự, cổng NAND b sẽ chuyển trạng thái khi cả S và CP cùng xuất hiện. Điều cần thiết là sự xuất hiện của xung đồng hồ phải có đủ thời gian để các đầu vào S và R đạt tới các giá trị nhị phân thích hợp của chúng.

Ta xét các đặc tính cơ bản của flip-flop S-R bằng việc tham khảo lược đồ thời gian minh hoạ ở Hình E.3. Ở đây ta giả thiết rằng sườn âm của xung đồng hồ khởi động flip-flop S-R nhưng việc nó thay đổi hay giữ nguyên trạng thái được xác định bởi các giá trị S-R khi có xung đồng hồ. Các giá trị của S và R là nhị phân nhưng không ổn định tại các thời điểm khi flip-flop được khởi động. Có thể thấy rằng, tại $t = t_0$, $S = 1$, $R = 0$ và $Q = 1$. Việc chờ xung đồng hồ không làm cho flip-flop thay đổi trạng thái. Tại $t = t_1$, $S = 0$ và $R = 0$; flip-flop không thay đổi trạng thái. Tại $t = t_2$, $S = 1$ và $R = 0$; flip-flop không làm thay đổi trạng thái cùng với điều kiện như tại $t = t_0$. Tại $t = t_3$, $S = 0$ và $R = 1$; việc chờ xung đồng hồ làm cho flip-flop đổi trạng thái sang $Q = 0$ và $\bar{Q} = 1$. Tại $t = t_4$, $S = 0$, $R = 0$; flip-flop không thay đổi trạng thái. Tại $t = t_5$, $S = 1$, $R = 0$ và $Q = 0$; việc chờ xung đồng hồ làm cho flip-flop chuyển trạng thái làm $Q = 1$ và $\bar{Q} = 0$. Cuối cùng, tại $t = t_6$, $S = 0$, $R = 1$; việc chờ xung đồng hồ làm cho flip-flop chuyển trạng thái làm $Q = 0$ và $\bar{Q} = 1$. Các mô tả trên đây cho ở bảng E.1.



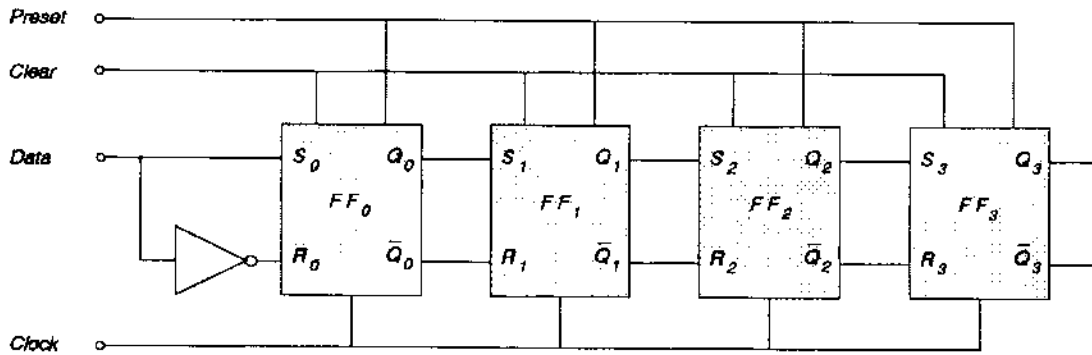
Hình E.3. Sự thay đổi ở các đầu vào và ra tương ứng trong khi chờ xung đồng hồ.

E.1 THIẾT LẬP CHO FLIP-FLOP S-R

Trước khi dữ liệu được lưu trong một flip-flop, cần phải đảm bảo rằng nó ở một trạng thái đã biết, thường được thực hiện bằng việc thiết lập (hay xóa) trạng thái ($Q = 0$). Hình E.2(b) cho thấy rằng các cổng NAND x và y ở hình E.2(a) đã được thay đổi từ hai đầu vào thành ba đầu

vào và thêm vào hai cổng NOT. Chú ý rằng khi cả hai đầu vào của cổng NAND hai đầu vào được nối với nhau cho ta một cổng NOT.

Khi cần xoá (hay đặt trước) một flip-flop, tín hiệu 1 được đưa vào đầu vào tương ứng. Giả sử xung đồng hồ là một tín hiệu 0 (không muốn xoá hoặc đặt trước flip-flop khi có xung đồng hồ) để các đầu ra của cả hai cổng NAND a và b đều bằng 1. Nếu tín hiệu 1 được đặt vào đầu vào xoá (0 đưa vào đầu vào đặt trước). Đầu ra của cổng NAND y, có tên Q, sẽ có giá trị 1, không cần quan tâm đến giá trị của tín hiệu tại đầu vào thứ ba. Cả ba đầu vào của NAND x bằng 1 làm cho $Q = 0$. Flip-flop sẵn sàng (bị xoá) nhận số liệu xoá. Tương tự, tín hiệu 1 đưa vào đầu đặt trước sẽ cho $Q = 1$.



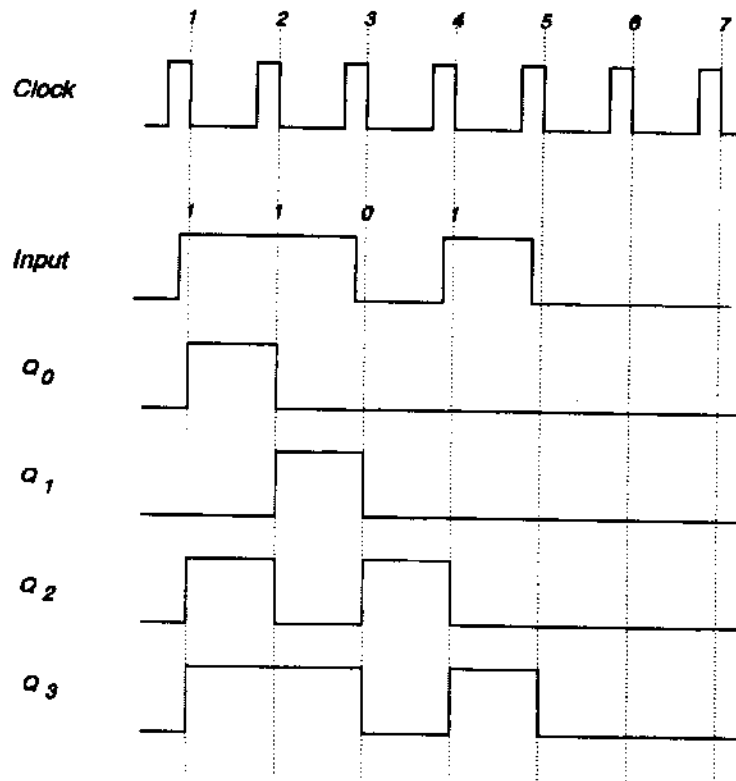
Hình E.4. Cấu trúc của một thanh ghi dịch 4 phần tử được tạo nên từ các flip-flop S-R

E.5 THANH GHI DỊCH

Một thanh ghi dịch được xây dựng từ các flip-flop S-R được minh hoạ ở Hình E.4. Cổng NOT được mắc vào FF_0 để đảm bảo rằng S_0 là đảo của R_0 . Do đó FF_0 sẽ đảo trạng thái khi có số liệu vào nếu nó không ở trạng thái đó. Việc nối Q_0 vào S_1 và $\overline{Q_0}$ vào R_1 , ... đảm bảo rằng việc đảo trạng thái tại các điểm giao tiếp giữa các flip-flop và do đó nhận dữ liệu tại đầu vào của flip-flop tiếp theo.

Sau đó một xung có thể được đưa vào đầu vào xoá để thiết lập $Q_0 = Q_1 = Q_2 = Q_3 = 0$. Giả thiết rằng dữ liệu được lưu trong thanh ghi dịch là 4 bit 1101. Các bit được đặt ở đầu vào dữ liệu và được đưa vào thanh ghi dịch từng bit một mỗi khi có xung đồng hồ. Bit đầu tiên được đưa vào là 1 tiếp theo là bit 0 bên tay phải và sau đó là hai bit 1. Trước khi có xung đồng hồ $S_0 = 1$, $R_0 = 1$ và $Q_0 = 0$. Bởi vậy sau xung đồng hồ đầu tiên, FF_0 đảo trạng thái và $Q_0 = 1$; tất cả các FF khác không bị ảnh hưởng bởi vì các đầu vào của chúng đều bằng 0 khi có xung đồng hồ đầu tiên. Bit tiếp theo xuất hiện tại $S_0 = 0$ và $S_1 = 1$. Bởi vậy sau xung đồng hồ thứ hai $Q_0 = 0$ và $Q_1 = 1$. Hình E.5 biểu diễn dạng xung đồng hồ của các đầu vào và các

đầu ra. Sau xung đồng hồ thứ 4 ta có $Q_0 = 1$, $Q_1 = 1$, $Q_2 = 0$, và $Q_3 = 1$. Xung đồng hồ thứ năm sẽ dịch dòng số liệu sang bên phải một vị trí, dẫn đến làm mất bit đầu tiên.



Hình E.5. Số liệu vào 1101 thay đổi trạng thái của các flip-flop mỗi khi có xung đồng hồ để lưu trữ các bit vào.

E.6 BỘ NHỚ ĐIỆN TỬ

Một bộ nhớ cần phải lưu trữ thông tin dưới dạng các bit. Mỗi bit được lưu trong một flip-flop. Có rất nhiều sự phân loại bộ nhớ, phụ thuộc vào loại vật liệu (băng giấy, vật liệu từ hoặc bán dẫn) được sử dụng để lưu số liệu và chế độ phục vụ cho việc lưu trữ và khôi phục thông tin.

Khi ta lưu trữ thông tin trong một bộ nhớ, ta nói rằng nó đã được *ghi* vào bộ nhớ. Khi ta khôi phục lại dữ liệu đã lưu, ta nói rằng bộ nhớ được *đọc*.

Dữ liệu có thể được lưu trữ dưới dạng từ hoá trên băng, đĩa hoặc trống và khi đó điện từ giữ lại các đặc tính sau khi nguồn bị ngắt, nó là một ví dụ của loại bộ nhớ *khó xoá*. Các bộ nhớ bán dẫn dựa trên các trạng thái thiết lập của flip-flop chúng sẽ làm mất dữ liệu lưu trong đó khi ngắt nguồn điện. Chúng đại diện cho các bộ nhớ *dễ xoá*.

Nếu thông tin được lưu trên băng (tờ hoặc giấy) nó được xem như bộ nhớ truy nhập tuần tự, bởi vì khi ta muốn lấy dữ liệu được lưu trữ ở các vị trí khác so với vị trí hiện tại, ta phải cho băng quay tới/lùi đến vị trí đó. Nói chung, các bộ nhớ truy nhập tuần tự có giá thành rẻ nhưng việc lưu trữ và đọc thông tin của chúng khá chậm. Khi dữ liệu cần lưu trữ được lưu trên đĩa hoặc trống từ, tại đó đầu đọc/ghi có thể định vị trực tiếp đến vị trí ghi thông tin. Ta gọi nó là bộ nhớ truy nhập ngẫu nhiên (RAM). Việc truy cập RAM để đọc hoặc ghi thông tin vào nó nhanh hơn rất nhiều so với bộ nhớ truy nhập tuần tự. Các RAM bán dẫn được sử dụng rất rộng rãi trong máy tính để lưu trữ khối lượng dữ liệu rất lớn.

Một dạng bộ nhớ khác, ở đó thông tin chỉ được phép đọc, đó là bộ nhớ chỉ đọc (ROM). Thông tin có thể được truy nhập bình thường một cách ngẫu nhiên nhưng dữ liệu được nạp vào từ khi sản xuất. Âm nhạc được ghi trên đĩa compact là một ví dụ của bộ nhớ ROM.

E.7 BỘ NHỚ TRUY NHẬP NGẪU NHIÊN

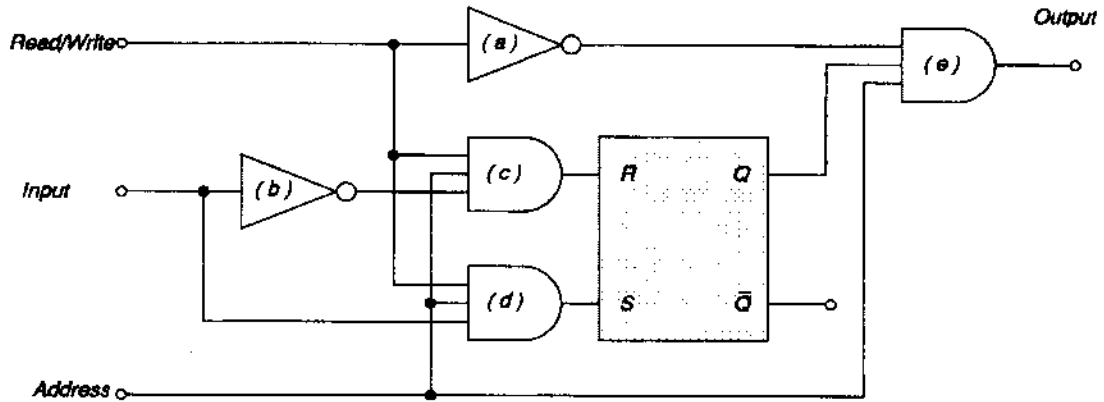
Ở mục E.5, ta đã thảo luận một bộ nhớ đơn giản dùng để lưu trữ các bit 1101. Đây là điều thuận lợi để sử dụng như là cơ sở cho việc mô tả bộ nhớ truy cập ngẫu nhiên loại bán dẫn.

Thông tin được lưu trữ dưới dạng các bit (1 và 0). Một nhóm các bit tạo thành một từ do đó 1101 được gọi là một từ 4 bit. Nó có thể được biểu diễn thành một con số để sử dụng trong các phép toán số học. Mỗi bit được lưu trong một ô nhớ xác định. Khi một từ được lưu trữ, vị trí hay địa chỉ xác định của nó phải được biết để có thể khôi phục được thông tin chính xác khi cần thiết.

Hình E.6 minh họa một ô nhớ đơn. Có thể thấy rằng có một đầu đọc/ghi. Khi đầu đọc/ghi có giá trị 1 số liệu có thể được ghi vào ô nhớ còn khi nó có giá trị 0, đầu ra có thể được đọc. Khi đường địa chỉ bằng 1, ô nhớ được kích hoạt và nó có thể được ghi hay đọc. Bit cần lưu trữ được đặt ở đầu vào. Một xung đồng hồ thích hợp (không vẽ) được sử dụng để điều khiển ô nhớ từ trạng thái hiện tại sang trạng thái mới.

- (1) **Ghi.** Ô nhớ phải được xóa ($Q = 0$) trước khi quá trình làm việc bắt đầu. Để ghi số liệu vào ô nhớ ta thiết lập đường địa chỉ bằng 1, đường đọc/ghi cũng bằng 1. Bây giờ, nếu số liệu cần ghi được đưa vào đầu vào có giá trị 1 sau đó một sự kiểm tra cẩn thận cho thấy rằng tại đầu ra cổng NAND c có giá trị 0 ($R = 0$) còn giá trị ở đầu ra của NAND d bằng 1 ($S = 1$). Theo bảng E.1, Q chuyển từ 0 sang 1. Tại đầu vào của NAND e, đầu ra của cổng NOT a bằng 0, $Q = 1$ và đường địa chỉ bằng 1. Do đó đầu ra của cổng NAND e bằng 0.
- (2) **Đọc.** Để đọc dữ liệu, đường địa chỉ phải bằng 1 và đường đọc/ghi phải bằng 0. Đầu vào có thể bằng 1 hoặc 0 nhưng điều này không cần quan tâm khi đường đọc/ghi

bằng 0 và số liệu không thể đi vào ô nhớ. Một sự kiểm tra cẩn thận của mạch điện cho thấy rằng cả ba đầu vào của AND e đều bằng 1 và do đó đầu ra của AND e bằng 1.



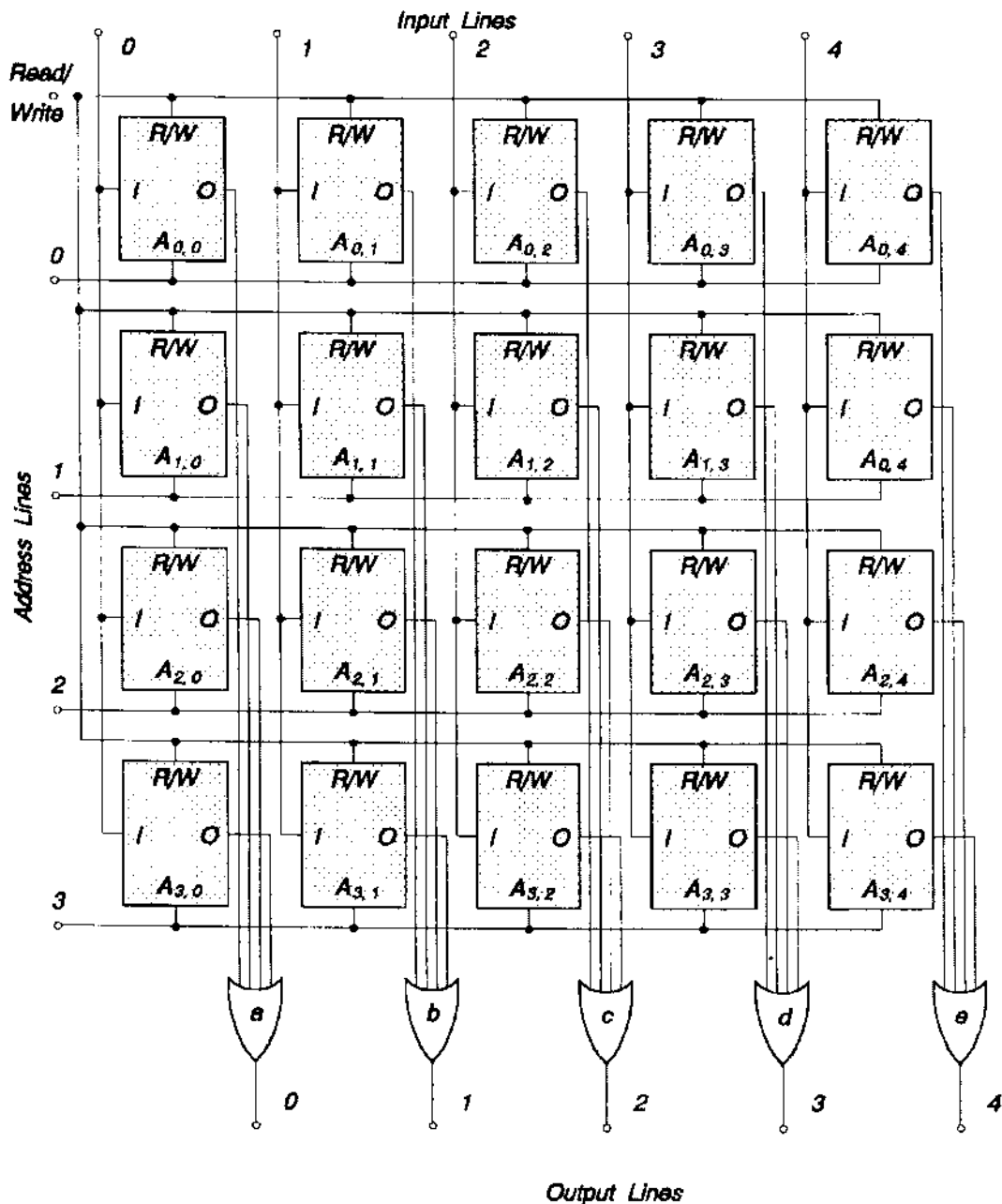
Hình E.6. Một ô bộ nhớ đơn trong đó flip-flop S-R được thay đổi để cung cấp một đường "đọc/ghi" và một đường "địa chỉ".

Lưu ý rằng khi đường địa chỉ bằng 0 (không có địa chỉ xác định), AND e bị cấm và đầu ra của nó bằng 0. Không phụ thuộc vào bất kỳ điều gì xảy ra trong các phần còn lại của mạch điện.

Các quá trình đọc và ghi của mạch điện ở Hình E.6 khi số liệu vào bằng 0 được dành cho đọc giả như một bài tập.

Hình E.7 minh họa một bộ nhớ 5 bit 4 từ nhớ. Điều này có nghĩa là bộ nhớ có thể lưu trữ bốn từ, mỗi từ chứa năm bit, tất cả các đường đọc/ghi được nối với nhau và, phụ thuộc vào tín hiệu nhị phân đưa vào, bộ nhớ có thể đọc hay ghi dữ liệu. Các đường địa chỉ của tất cả các ô ở mỗi hàng được nối với nhau bởi vậy cả năm bit tạo nên từ nhớ có thể được truy cập cùng nhau. Các đường vào nối với các ô trong mỗi cột.

Ở chế độ ghi, giả sử ta cho giá trị 1 vào đường địa chỉ số 2 còn dữ liệu đọc được đưa vào các đầu vào. Sau đó số liệu sẽ chỉ ảnh hưởng đến các ô ở hàng 2 và chúng sẽ nhận các giá trị của các bit đưa vào các đầu vào. Ở chế độ đọc, đường đọc/ghi được kích hoạt và nếu cho giá trị 1 vào đường địa chỉ số 3 thì thông tin ở đầu ra của tất cả các ô của hàng 3 sẽ xuất hiện ở các đầu ra qua các cổng OR tương ứng. Lưu ý rằng đây là một ví dụ của chế độ làm việc song song, việc khôi phục năm bit của từ nhớ xảy ra đồng thời ở các đường riêng biệt, chứ không phải từng bit một. Cũng cần phải lưu ý rằng quá trình đọc dữ liệu từ bộ nhớ không làm hỏng giá trị ban đầu của nó. Các giá trị tồn tại cho tới khi giá trị mới ghi đè lên nó. Đây là một ví dụ việc đọc không làm thay đổi cấu trúc giá trị bộ nhớ.



Hình E.7. Một bộ nhớ có thể lưu trữ bốn từ nhớ mỗi từ nhớ 5 bit. Lưu ý rằng đầu vào dữ liệu được lấy ra nối tiếp nhưng đầu ra lại được biểu diễn dưới dạng song song. Các mạch điện cho phép biến đổi dạng số liệu từ nối tiếp sang song song và ngược lại (xem Mục 8.5.1).

Một bộ nhớ thực tế thường lớn hơn nhiều so với bộ nhớ 4x5 như ví dụ minh họa ở Hình E.7 và nó chỉ có thể là dạng mạch tích hợp. Rõ ràng, khi kích thước của bộ nhớ tăng lên thì số lượng các dây dẫn đưa ra vô các mạch tích hợp trở thành vấn đề hết sức quan trọng. Các kỹ thuật số tính vi được sử dụng để làm giảm số dây dẫn yêu cầu cho bộ nhớ dung lượng lớn. Độc giả quan tâm được khuyến khích tham khảo các cuốn sách viết riêng về bộ nhớ.

F

BỘ GIẢI MÃ NHỊ PHÂN SANG HIỂN THỊ BẢY THANH

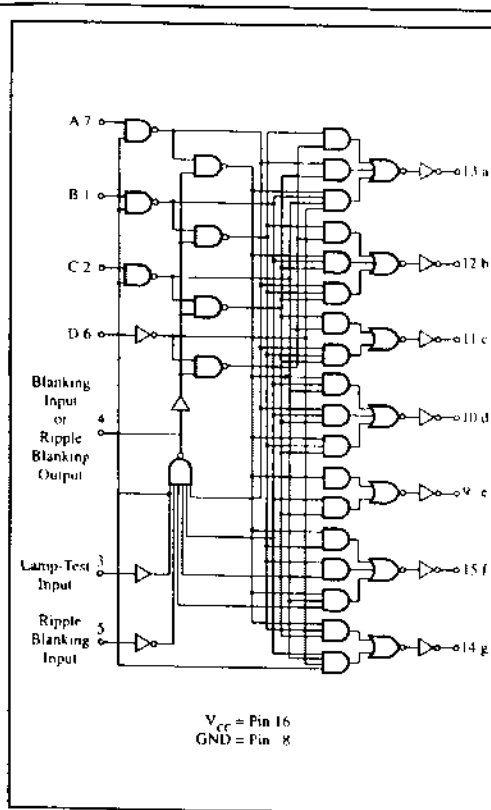
Các thể hệ vi mạch MC5400 và MC7400 (xem Hình F.1) có liên quan với gia đình các mạch giải mã số liệu từ dạng nhị phân sang thập phân để điều khiển màn hiển thị tinh thể lỏng dạng bảy thanh (LCD) và các điốt phát quang (LED).

BCD-TO-SEVEN SEGMENT DECODER/DRIVERS

MC5400/7400 series

MC5446L • MC7446L,P*
MC5447L • MC7447L,P*

Compatible with MC5400/7400 Series Devices



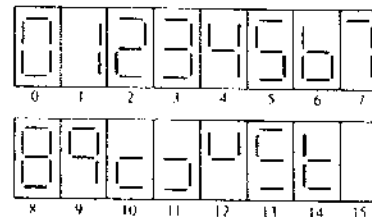
These devices decode 4-bit binary coded decimal data, dependent on the state of auxiliary inputs, and provide direct driving of incandescent, seven segment, display indicators.

Ripple blanking inputs provide capability for suppression of non significant zeros in a system. The blanking input can be used to control lamp intensity.



SEGMENT IDENTIFICATION

NUMERICAL DESIGNATION - SEGMENTS ILLUMINATED



Input Loading Factor:
BI/RBO = 2.6
Other Inputs = 1

Output Loading Factor:
BI/RBO = 5

Total Power Dissipation =
250 mW typ/pkg

TRUTH TABLE

DIGIT OR FUNCTION	INPUT							OUTPUT						
	LT Pin 3	RBI Pin 5	D Pin 6	C Pin 2	B Pin 1	A Pin 7	BI/RBO Pin 4	a Pin 13	b Pin 12	c Pin 11	d Pin 10	e Pin 9	f Pin 15	g Pin 14
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1
2	1	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0
3	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0
4	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
5	1	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0
6	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0
7	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1
8	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
9	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0
10	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	0
11	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0
12	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0
13	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
14	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0
15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
BI	X	X	X	X	X	X	0	1	1	1	1	1	1	1
RBI	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
LT	0	X	X	X	X	X	1	0	0	0	0	0	0	0

X = Don't care

Hinh F.1.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

CHƯƠNG 1

- [1]. Statistical Yearbook 1999, UNESCO, Paris.
- [2]. Berto, C., *Telegraphes et Telephones de Valmy au Microprocesseurs, Le Livre de Poche*, 1981.
- [3]. Stumpers, F. L. H. M., "The History, Development and Future of Telecommunications in Europe", *IEEE Comm. Magazine*, 22(5), 1984.
- [4]. Fraser, W., *Telecommunications*, MacDonald & Co, London, 1957.
- [5]. Tebo, Julian D., "The Early History of Telecommunications", *IEEE Comm. Soc. Digest*, 14(4), pp. 12–21, 1976.
- [6]. Osborne, H. S., *Alexander Graham Bell, Biographical Memoirs*, Nat. Acad. Sci., Vol. 23, pp 1–29, 1945.
- [7]. Smith, S. F., *Telephony and Telegraphy A*, 2nd Ed., Oxford University Press, New York, 1974.
- [8]. Bernal, J.D., *Science in History*, Vol. 2, Penguin Books Ltd, Middlesex, 1965.
- [9]. Carassa, F., "On the 80th Anniversary of the First Transatlantic Radio Signal", *IEEE Antennas Propagat. Newsl.*, pp. 11–19, Dec., 1982.
- [10]. Knapp, J. G. and Tebo, J. D., "The History of Television", *IEEE Comm. Soc. Digest*, 16(3), pp 8–21, May 1978.
- [11]. Licklider, J. C. R. and Clark, W., "On-line Man-Computer Communications", *Massachusetts Institute of Technology*, Aug., 1962.
- [12]. Baran, P., "On Distributed Communications Networks", *RAND Corporation*, Washington DC, Sept., 1962.
- [13]. Zakon, R. H., "Hobbes' Internet Timeline v5.1" at www.isoc.org/zakon/internet, Oct., 2000.
- [14]. "The Computer Moves In", *Time*, January 3, 1983, 10.
- [15]. Rowland, W., *Spirit of the Web*, Somerville House Pub., Toronto, 1997.
- [16]. www.wired.com/news

CHƯƠNG 2

- [1]. Nyquist H., *Regeneration Theory*, *Bell System Tech. J.*, 11, 126–147, Jan. 1932.
- [2]. Millman, J. and Halkias, C. C. *Integrated Electronics: Analog & Digital Circuits and Systems*, Chp. 14, McGraw-Hill, New York, 1972.
- [3]. Vehovec, M., Houselander, L. and Spence, R., "On Oscillator Design for Maximum Power", *Trans. IEEE, CT-15*, 281–283, 1968.

- [4]. Buchanan, J. P., Handbook of Piezoelectric Crystals for Radio Equipment Design, WADC Tech. Report 56-156, U.S. Air Force, Oct. 1956.
- [5]. Ryder J. D., Electronic Fundamentals & Applications: Integrated and Discrete Systems, 5th Ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1976.
- [6]. Fraser, W., Telecommunications, MacDonald, London, 1957.
- [7]. Kaye, A. R., "A Solid-State Television Fader-Mixer Amplifier", J. SMPTE, 74, 602-606, July 1965.
- [8]. Bray, D. and Votipka, W., 25-Watt Audio Amplifier with Short-Circuit Protection, Application Bulletin, Fairchild Semiconductor, August 1967.
- [9]. Ruehs, R., High Power Audio Amplifiers with Short-Circuit Protection, AN-485, Motorola Semiconductors, 1968.

CHƯƠNG 3

- [1]. Lovering, W. F., Radio Communication, Longmans, Green & Co. Ltd., London, 1966.
- [2]. Smith, J., Modern Communication Circuits, McGraw-Hill, Inc., New York, 1986.
- [3]. Olson, H. F., Elements of Acoustical Engineering, Van Nostand, Inc., New York, 1947.
- [4]. Hutchinson, C. L. (Ed), The ARRL Handbook for the Radio Amateur, The American Radio Relay League, Newington, CT, 1988.

CHƯƠNG 4

- [1]. Taub, H. and Schilling, D. N., Principles of Communication Systems, McGraw-Hill, New York, 1971.
- [2]. DeFrance, J. J., Communications Electronics Circuits, Holt, Rinehart and Winston, New York, 1966.
- [3]. Stremmler, F. G., Introduction to Communication System, 2nd Ed., Addison-Wesley, Reading, MA, 1982.
- [4]. Clarke, K. K. and Hess, D. T., Communication Circuits: Analysis and Design, Addison-Wesley, Reading, MA, 1978.
- [5]. Norwood, M. H. and Shatz, E., "Voltage Variable Capacitor Tuning: A Review", Proc. IEEE, 56(5), 788-798, May 1968.
- [6]. Moline, R. A. and Foxhall, G. F., "Ion-Implanted Hyperabrupt Junction Voltage Variable Capacitors", IEEE Trans. Electron Devices, ED-19(2), 267-273, Feb., 1972.

CHƯƠNG 5

- [1]. Foster, D. E. and Seeley, S. W., "Automatic Tuning Simplified Circuits and Design Practice", Proc. IRE., 25, 289, 1937.
- [2]. Seeley, S. W., Radio Electronics, McGraw-Hill, New York, 1956.

- [3]. Seeley, S. W. and Avins, J., "The Ratio Detector", RCA Review, 8, 201, 1947.
- [4]. Best, R. E., Phase-Locked Loops, McGraw-Hill, New York, 1984.
- [5]. DeFrance, J. J., Communication Electronics Circuits, 2nd Ed., Rinehart Press, San Francisco, 1972.
- [6]. Stark, H. and Tuteur, F. B., Modern Electrical Communications, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1979.

CHƯƠNG 6

- [1]. Shure, A., Basic Television, J. F. Rider Publisher Inc., New York, 1958.
- [2]. Fink, D. G. and Christiansen, D., Electronics Engineers' Handbook, 2nd Ed., McGraw-Hill, New York, 1982.
- [3]. Stover, W. A. (Ed), Circuit Design for Audio, AM=FM and TV, McGraw-Hill, New York, 1967.
- [4]. Fink, D. G., Television Engineering Handbook, McGraw-Hill, New York, 1957.
- [5]. Stremler, F. G., Introduction to Communication System, 3rd Ed., Addison-Wesley, Reading, MA, 1990.

CHƯƠNG 7

- [1]. Kennedy, G., Electronic Communication Systems, McGraw-Hill, New York, 1970.
- [2]. Smith, J., Modern Communication Circuits, McGraw-Hill, New York, 1986.
- [3]. Parker, N. W., "Television Image-Reproducing Equipment", in Electronics Engineers' Handbook, Fink, D. G. and Christiansen, D. (Eds), 2nd Ed., McGraw-Hill, New York, 1982.
- [4]. Sherr, S., Fundamentals of Display System Design, Wiley-Interscience, New York, 1970.
- [5]. Soller, T., Starr, M. A. and Valley, G. E., Cathode Ray Tube Displays, Boston Tech. Publishers, Inc., Lexington, MA, 1964.
- [6]. Law, H.B., "Shadow Mask", Proc. IRE, 39(10), 1187, 1951.

CHƯƠNG 8

- [1]. Fraser, W., Telecommunications, Macdonald & Co., London, 1957.
- [2]. Plonus, M. A., Applied Electromagnetics, McGraw-Hill, New York, 1978.
- [3]. Sadiku, M. N. O., Elements of Electromagnetics, Holt, Rinehart and Winston, New York, 1989.
- [4]. Sessler, G. M. and West, J. E., "Electret Transducers: A Review", J. Acoust. Soc. Am., 53, 1589-1599, 1973.
- [5]. van der Puije, P. D., "Audio Frequency Circulator for use in Telephone Sets", IEEE Trans. Comm. Tech., 1267-1271, Dec. 1971.

- [6]. Tellegen B. D. H., "AGeneral Network Theorem with Applications", Philips Res. Rept., 7, 259–269, 1952.
- [7.] Shenoï, B. A., "Practical Realization of a Gyrator Circuit and RC-gyrator Filters", Trans. IEEE, CT-12, 374, 1965.
- [8]. Sheahan, D. F. and Orchard, H. J., "High Quality Transistorized Gyrators", Elec, Lett., 2, 274, 1966.
- [9]. Smith, S. F., Telephony and Telegraphy A, 2nd Ed., Oxford University Press, London, 1974.
- [10]. Briley, B. E., Introduction to Telephone Switching, Bell Telephone Laboratories, Inc., 1983.
- [11]. Members of the Technical Staff., Transmission Systems for Communication, 5th Ed., Bell Telephone Laboratories, Inc., 1983.

CHƯƠNG 9

- [1]. Telecom Canada, Digital Network Notes, Ottawa, Canada, 1983.
- [2]. Members of the Technical Staff, Bell Telephone Laboratories Inc., Transmission Systems for Communications, 4th Ed., Bell Telephone Labs Inc., 1970. Publisher: Western Electric Co. Inc., Winston-Salem, NC.
- [3]. Mayo, J. S., "Bipolar Repeater for Pulse Code Modulation Signals", Bell System Technical Journal, 41, 25–97, 1962.
- [4]. Andrews, F. T., "Bipolar Pulse Transmission and Regeneration", U.S. Patent 2,996,578., Aug. 15, 1961.
- [5]. Gray, P. R. and Messerschmitt, D. G., "Integrated Circuits for Local Digital Switching Lines Interfaces", IEEE Comm. Mag., 18(3), 12–23, 1980.
- [6]. Cirillo, A. J. and Thovson, D. K., "D-2 Channel Bank: Digital Functions", Bell System Technical Journal, 51(8), 1972.
- [7]. Stremler, F. G., Introduction to Communication Systems, 3rd Ed. Addison-Wesley, Reading, MA, 1990.
- [8]. Briley, B. E., Introduction to Telephone Switching, Addison-Wesley, Reading, MA, 1983.
- [9]. Dammann, C. L., McDaniel, L. D. and Maddox, C. L., "D-2 Channel Bank: Multiplexing and Coding", Bell System Technical Journal, 51(8), 1972.
- [10]. Members of the Technical Staff, Transmission Systems for Communications, 4th Ed., Bell Telephone Labs. Inc., 1970. Publisher: Western Electric Co. Inc., Winston-Salem, NC.
- [11]. Members of the Technical Staff, Transmission Systems for Communications, 5th Ed., Bell Telephone Labs. Inc., 1982. Publisher: Western Electric Co. Inc., Winston-Salem, NC.
- [12]. Lathi, B. P., Modern Digital and Analog Communication Systems, CBS College Publishing, New York, 1983.

CHƯƠNG 10

- [1]. Costigan, D. M., Fax: The Principles and Practice of Facsimile Communication, Chilton Press, Philadelphia, 1971.
- [2]. Huffman, D. A., "A Method for the Construction of Minimum Redundancy Codes" Proc. IRE, 40, Sept. 1952.
- [3]. McConnell, K., Bodson, D. and Urban, S., Fax: Facsimile Technology and Systems, 3rd Ed., Artech House, Boston, MA, 1999.
- [4]. Mauro, R., Engineering Electronics: A Practical Approach, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.
- [5]. Chilian, P. M., Analysis and Design of Integrated Electronic Circuits, Harper & Row, New York, 1981.
- [6]. Reynon, J. D. E. And Lamb, D. R., Charge-Coupled Devices and their Applications McGraw-Hill, London, 1980.

CHƯƠNG 11

- [1]. Groe, J. B. and Larson, L. E., CDMA Mobile Radio Design, Artech House, Boston, MA, 2000.
- [2]. Garg, V. K. and Wilkes, J. E., Principles and Applications of GSM, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1999.
- [3]. Rappaport, T. S. Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.
- [4]. www.us.semiconductor.com/pip/pcf500lt
- [5]. O'Mara, W. C., Liquid Crystal Flat Panel Display, Van Nostrand Reinhold, New York, 1993.
- [6]. Diefenderfer, A. J., Holton, B. E., Principles of Electronic Instrumentation, Saunders College Publishing, Philadelphia, 1994.
- [7]. www.motorola.com/FLEX
- [8]. www.motorola.com/
- [9]. Campbell, C. K., Surface Acoustic Wave Devices for Mobile and Wireless Communication, Academic Press, San Diego, CA, 1998.
- [10]. Goodman, D. J., Wireless Personal Communications Systems, Addison-Wesley Longman, Reading, MA, 1997.
- [11]. Spanias, A. S. "Speech Coding; A Tutorial Review", IEEE Proc. Oct. 1994.
- [12]. Smith, J., Modern Communication Circuits, McGraw-Hill, New York, 1986.
- [13]. Irwiq, J. D., Basic Engineering Circuit Analysis, 5th Ed., Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.
- [14]. Telecommunications Industry Association=Electronic Industry Association Interim Standard-95, "Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System", July 1993.

- [15]. Dixon, R. C., Spread Spectrum Systems, John Wiley, New York, 1976.
- [16]. Stremler, F. G., Introduction to Communication Systems, 3rd Ed., Addison-Wesley, Reading, MA 1990.

CHƯƠNG 12

- [1]. Telecom Canada, Digital Network Notes, Ottawa, Canada, 1983.
- [2]. Easton, R. L., "Undersea Cable Systems – A Survey", IEEE Comm. Magazine, 13(5), 12–15, 1975.
- [3]. Jones, W. E., Introduction to Optical Fiber Communication Systems, Holt, Rinehart and Winston, New York, 1988.
- [4]. Members of the Technical Staff, Transmission Systems for Communications, 5th Ed., Bell Telephone Laboratories Inc., 1982. Publisher: Western Electric Co. Inc., Winston-Salem, NC.
- [5]. Linvill, J. G., "Transistor Negative Impedance Converter", Proc. IRE., 41, 725–729, 1953.
- [6]. Li, T. "Advances in Optical Fibre Communication: an Historical Perspective", IEEE J. Selected Areas in Comm. SAC-1(3), 356–372. 1983.
- [7]. Schwartz, M. I., "Optical Fiber Transmission – From Conception to Prominence in 20 Years", IEEE Comm. Magazine, 22(5), 38–48, 1984.
- [8]. Pritchard W. L., "The History & Future of Commercial Satellite Communications", IEEE Comm. Magazine, 22(5), 22–37, 1984.
- [9]. Johannes, V. I., Electronics Engineers' Handbook, Fink, D. G. and Christiansen, D. (Eds), McGraw-Hill, Inc, New York, 1982.
- [10]. Edelson, B. I., "Global Satellite Communications", Sci. Am., Feb., 1977.
- [11]. www.atak.com/satellite/table.html
- [12]. www.intelsat.int/tech/sats/satellite/html

MỤC LỤC

	Trang
<i>Lời nói đầu</i>	3
CHƯƠNG 1. LỊCH SỬ VIỄN THÔNG	5
1.1 LỜI GIỚI THIỆU	5
1.2 HỆ THỐNG VIỄN THÔNG TRƯỚC THẺ HỆ ĐIỆN BÁO ĐIỆN TỬ	5
1.3 MÁY ĐIỆN BÁO	6
1.4 MÁY FAX	7
1.5 MÁY ĐIỆN THOẠI	10
1.6 MÁY THU THANH	12
1.7 VỎ TUYẾN TRUYỀN HÌNH	13
1.8 SỰ PHÁT TRIỂN CỦA BĂNG THÔNG VÀ CUỘC CÁCH MẠNG KỸ THUẬT SỐ	14
1.9 MẠNG INTERNET	15
1.10 MẠNG TOÀN CẦU (World Wide Web)	16
CHƯƠNG 2. MÁY PHÁT THANH ĐIỀU BIÊN	19
2.1 LỜI GIỚI THIỆU	19
2.2 LÝ THUYẾT ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ	20
2.3 THIẾT KẾ HỆ THỐNG	22
2.3.1 Bộ dao động tinh thể	22
2.3.2 Bộ nhân tần	23
2.3.3 Bộ điều chế biên độ	23
2.3.4 Bộ khuếch đại âm tần	23
2.3.5 Bộ khuếch đại công suất âm tần	24
2.3.6 Anten	24
2.4 BỘ TẠO DAO ĐỘNG CAO TẦN	24
2.4.1 Mạch dao động điện dẫn âm	25
2.4.2 Lý thuyết hồi tiếp cổ điển	27
2.4.3 Các bộ tạo dao động hình sin	28
2.4.4 Bộ dao động tổng quát	28
2.4.5 Thiết kế bộ tạo dao động cho công suất ra lớn nhất	31
2.4.6 Bộ dao động tinh thể	35
2.5 BỘ NHÂN TẦN	37
2.5.1 Bộ khuếch đại chế độ C	39
2.5.2 Biến bộ khuếch đại chế độ C thành bộ nhân tần	40
2.6 BỘ ĐIỀU CHẾ	45
	385

2.6.1 Bộ điều chế theo luật bình phương	46
2.6.2 Bộ điều chế biên độ trực tiếp	48
2.6.3 Bộ khuếch đại tương tự bốn trạng thái	48
2.7 BỘ KHUẾCH ĐẠI ÂM TẦN	51
2.7.1 Các đặc tính của linh kiện cơ bản	52
2.7.2 Bộ khuếch đại chế độ A	53
2.7.3 Bộ khuếch đại chế độ B	58
2.8 BỘ KHUẾCH ĐẠI CAO TẦN	64
2.9 ANTEN	69
2.9.1 Mô hình bức xạ của một lưỡng cực cách ly	70
2.9.2 Phần tử đơn cực hay nửa lưỡng cực	70
2.9.3 Đồ thị trường của anten mặt đất thẳng đứng	70
2.10 PHÂN LOẠI BĂNG TẦN VÔ TUYẾN ĐIỀU BIẾN	71
CÂU HỎI ÔN TẬP	72
 CHƯƠNG 3. MÁY THU THANH ĐIỀU BIẾN	 75
3.1 LỜI MỞ ĐẦU	75
3.2 MÁY THU CƠ BẢN: THIẾT KẾ HỆ THỐNG	75
3.3 MÁY THU THANH ĐÔI TẦN: THIẾT KẾ HỆ THỐNG	77
3.4 CÁC KHỐI CỦA MÁY THU THANH ĐÔI TẦN	81
3.4.1 Anten thu	81
3.4.2 Bộ khuếch đại cao tần công suất thấp	81
3.4.3 Bộ biến đổi tần số hay bộ trộn tần	86
3.4.4 Tầng trung tần	94
3.4.5 Mạch tự điều khuếch	96
3.4.6 Bộ giải điều chế	98
3.4.7 Bộ khuếch đại âm tần	100
3.4.8 Loa	101
3.5 RADIO SÓNG NGẮN	103
CÂU HỎI ÔN TẬP	103
 CHƯƠNG 4. MÁY PHÁT THANH ĐIỀU TẦN	 106
4.1 LỜI GIỚI THIỆU	106
4.2 LÝ THUYẾT ĐIỀU CHẾ TẦN SỐ	107
4.3 PHƯƠNG PHÁP BIẾN ĐỔI THÔNG SỐ	110
4.3.1 Thiết kế hệ thống cơ bản	110
4.3.2 Mạch tự động điều chỉnh tần số của máy phát FM	112
4.3.3 Thiết kế khối tự động điều chỉnh tần số	112
4.4 HỆ THỐNG AMSTRONG	117

4.4.1 Thực hiện thực tế	120
4.4.2 Thiết kế các thành phần mạch điện	122
4.5 PHÁT THANH FM STEREO	130
4.5.1 Thiết kế hệ thống	130
CÂU HỎI ÔN TẬP	132
 CHƯƠNG 5. MÁY THU RADIO ĐIỀU TẦN	135
5.1 LỜI MỞ ĐẦU	135
5.2 THIẾT KẾ CÁC THÀNH PHẦN	137
5.2.1 Anten	137
5.2.2 Bộ khuếch đại cao tần	138
5.2.3 Bộ dao động nội	138
5.2.4 Bộ đổi tần	139
5.2.5 Tầng trung tần	139
5.2.6 Bộ hạn biên	139
5.2.7 Bộ tách song biến điệu tần số	139
5.3 THU THANH FM STEREO	147
5.3.1 Giải điều biến đồng bộ	148
5.3.2 Mạch thu Stereo	148
CÂU HỎI ÔN TẬP	148
 CHƯƠNG 6. MÁY PHÁT TRUYỀN HÌNH	151
6.1 LỜI MỞ ĐẦU	151
6.2 THIẾT KẾ HỆ THỐNG	152
6.3 THIẾT KẾ CÁC THÀNH PHẦN	153
6.3.1 Ống kính	153
6.3.2 Hệ thống quét	156
6.3.3 Mạch điện âm tần và FM	159
6.3.4 Bộ khuếch đại video	159
6.3.5 Các mạch điện cao tần	168
6.3.6 Bộ lọc dải biên sót	168
6.3.7 Anten	169
6.3.8 Truyền hình màu	169
CÂU HỎI ÔN TẬP	173
 CHƯƠNG 7. MÁY THU HÌNH	176
7.1 LỜI MỞ ĐẦU	176
7.2 THIẾT KẾ HỆ THỐNG	177
7.2.1 Anten	177

7.2.2 Bộ phận đổi tần	177
7.2.3 Bộ khuếch đại trung tần	178
7.2.4 Bộ tách sóng hình ảnh	178
7.2.5 Bộ khuếch đại hình ảnh	179
7.2.6 Kênh âm thanh	179
7.2.7 Phân hệ điều khiển chùm tia điện tử	180
7.2.8 Đèn hình	188
7.3 MÁY THU HÌNH MÀU	190
7.3.1 Giải điều biến và Ma trận	190
7.3.2 Thiết kế mạch thành phần	191
7.3.3 Đèn hình màu	190
7.4 VỎ TUYẾN TRUYỀN HÌNH CÓ ĐỘ PHÂN GIẢI CAO (HDTV)	194
CÂU HỎI ÔN TẬP	195
CHƯƠNG 8. MẠNG ĐIỆN THOẠI	197
8.1 LỜI MỞ ĐẦU	197
8.2 TỔ CHỨC KỸ THUẬT	197
8.3 THIẾT BỊ ĐIỆN THOẠI CƠ BẢN	200
8.3.1 Micro Carbon	200
8.3.2 Phần động kim loại của máy điện thoại	202
8.3.3 Pin cục bộ - Nguồn cung cấp tập trung	204
8.3.4 Hệ thống báo hiệu	204
8.3.5 Đường dây điện thoại	205
8.3.6 Những cải tiến về đặc tính	206
8.3.7 Sự thay đổi của các thành phần ở máy điện thoại	208
8.4 ĐIỆN THOẠI ĐIỆN TỬ	209
8.4.1 Các loại micro	209
8.4.2 Ống nghe	210
8.4.3 Mạch lai	210
8.4.4 Âm chuông	214
8.4.5 Âm quay số	215
8.5 ĐIỆN THOẠI SỐ	227
8.5.1 Bộ Codec	227
8.6 TỔNG ĐÀI	235
8.6.1 Bưu điện nhân công	235
8.6.2 Các cơ sở về chuyển mạch theo từng bước	235
8.6.3 Chuyển mạch Strowger	238
8.6.4 Cơ sở của chuyển mạch ngang dọc	239
8.6.5 Bộ nhận âm báo tổng đài	240

8.6.6 Các thành phần của chuyển mạch điện tử	242
CÂU HỎI ÔN TẬP	243
CHƯƠNG 9. XỬ LÝ TÍN HIỆU TRONG HỆ THỐNG ĐIỆN THOẠI	246
9.1 LỜI GIỚI THIỆU	246
9.2 GHÉP KÊNH PHÂN CHIA THEO TẦN SỐ (FDM)	246
9.2.1 Cách tạo các tín hiệu đơn biên	246
9.2.2 Thiết kế các thành phần mạch điện	248
9.2.3 Cấu trúc một nhóm cơ bản	248
9.2.4 Cấu trúc một siêu nhóm cơ bản	249
9.2.5 Cấu trúc một nhóm chủ	250
9.3 GHÉP KÊNH PHÂN CHIA THEO THỜI GIAN (TDM)	251
9.3.1 Điều chế giả số	253
9.3.2 Bộ mã hoá điều chế xung biên độ	253
9.3.3 Bộ hoá điều xung mã	259
9.3.4 Bộ mã hoá/Ghép kênh điều xung mã	264
9.3.5 Bộ giải mã/Tách kênh điều xung mã	265
9.3.6 Hệ thống PCM T-1 của Bell	266
9.3.7 Mạng viễn thông số Canada	267
9.3.8 Mạch đồng bộ	267
9.3.9 Bộ lập tái tạo	268
9.4 CÁC MẠCH ĐIỆN TRUYỀN DỮ LIỆU	273
9.4.1 Các mạch điện Modem	275
CÂU HỎI ÔN TẬP	278
CHƯƠNG 10. MÁY FAX	281
10.1 LỜI GIỚI THIỆU	281
10.2 THIẾT KẾ HỆ THỐNG	283
10.2.1 Chế độ truyền	284
10.2.2 Chế độ nhận	284
10.3 NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CỦA MÁY FAX	285
10.3.1 Thủ tục “Bắt tay”	285
10.4 CHẾ ĐỘ TRUYỀN	286
10.4.1 Cảm biến ảnh CCD	286
10.4.2 Bộ lượng tử hoá nhị phân	291
10.4.3 Bộ nhớ hai hàng	291
10.5 NÉN DỮ LIỆU	292
10.5.1 Mã Huffman động (MH)	292
10.5.2 Mã đọc biến đổi	292

10.6 MODEM	293
10.7 CÂN CHỈNH ĐƯỜNG TRUYỀN	293
10.8 CHẾ ĐỘ THU	293
10.8.1 Bộ khuếch đại công suất	293
10.8.2 Máy in nhiệt	295
10.9 TRUYỀN DẪN TỶ LỆ ĐẬM: KỸ THUẬT PHÂN BẠC	296
CÂU HỎI ÔN TẬP	297
 CHƯƠNG 11. HỆ THỐNG THÔNG TIN CÁ NHÂN KHÔNG DÂY	298
11.1 LỜI MỞ ĐẦU	298
11.2 NHẮC LẠI VẤN ĐỀ ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ	299
11.3 CÁC KỸ THUẬT TRUY NHẬP	300
11.3.1 Nhắc lại ghép và tách kênh	300
11.3.2 Đa truy nhập theo tần số (FDMA)	301
11.3.3 Đa truy nhập theo thời gian (TDMA)	301
11.3.4 Các kỹ thuật trải phổ	302
11.4 CÁC HỆ THỐNG SÓNG MANG SỐ	305
11.4.1 Khoá dịch pha nhị phân (BPSK)	305
11.4.2 Khoá dịch pha cầu phương bốn trạng thái (QPSK)	307
11.5 HỆ THỐNG NHẮN TIN	309
11.5.1 Hệ thống nhắn tin POCSAG	309
11.5.2 Các hệ thống nhắn tin khác	313
11.6 ĐIỆN THOẠI KHÔNG DÂY TƯƠNG TỰ	313
11.6.1 Thiết kế hệ thống	313
11.6.2 Thiết kế thành phần	314
11.6.3 Các nhược điểm của điện thoại không dây tương tự	317
11.7 ĐIỆN THOẠI TẾ BÀO	317
11.7.1 Tổng quan về hệ thống	317
11.7.2 Hệ thống điện thoại di động cải tiến	318
11.8 CÁC HỆ THỐNG ĐIỆN THOẠI TẾ BÀO TƯƠNG TỰ KHÁC	326
11.8.1 Những nhược điểm của các hệ thống điện thoại tế bào tương tự	326
11.9 HỆ THỐNG ĐIỆN THOẠI TẾ BÀO CDMA	327
11.9.1 Thiết kế hệ thống cho hướng phát	328
11.9.2 Thiết kế mạch điện thành phần cho hướng phát	328
11.9.3 Thiết kế hệ thống cho hướng thu	330
11.9.4 Thiết kế mạch điện thành phần cho hướng thu	331
11.10 CÁC HỆ THỐNG TẾ BÀO SỐ KHÁC	331
CÂU HỎI ÔN TẬP	332

CHƯƠNG 12. PHƯƠNG TIỆN TRUYỀN DẪN	333
12.1 LỜI GIỚI THIỆU	333
12.2 CÁP XOẮN KÉP	333
12.2.1 Biến đổi trở kháng âm	336
12.2.2 Bộ lập bốn dây	340
12.3 CÁP ĐỒNG TRỤC	340
12.4 ỐNG DẪN SÓNG	342
12.5 CÁP SỢI QUANG	342
12.6 TRUYỀN SÓNG TRONG KHÔNG GIAN TỰ DO	343
12.6.1 Sóng trực tiếp	344
12.6.2 Sóng đất phản xạ	344
12.6.3 Sóng phản xạ tầng đối lưu	344
12.6.4 Sóng trời phản xạ	344
12.6.5 Sóng bề mặt	345
12.7 VỎ TUYẾN VI BA MẶT ĐẤT	345
12.7.1 Vỏ tuyến tương tự	346
12.7.2 Vỏ tuyến số	350
12.8 HỆ THỐNG TRUYỀN DẪN VỆ TINH	350
CÂU HỎI ÔN TẬP	352
PHỤ LỤC A. MÁY BIẾN ÁP	354
A.1 Lời giới thiệu	354
A.2 Biến áp lý tưởng	355
A.3 Biến áp thực tế	357
PHỤ LỤC B. PHÂN ĐỘNG DẢI TẦN	361
Các tần số truyền hình VHF	361
Các tần số truyền hình UHF	362
PHỤ LỤC C. PHỔ ĐIỆN TỬ	363
PHỤ LỤC D. MÃ NÉN DỮ LIỆU HUFFMAN ĐỘNG	364
PHỤ LỤC E. BỘ NHỚ ĐIỆN TỬ	367
E.1 Lời giới thiệu	367
E.2 Các mạch điện Flip – Flop S-R cơ bản	367
E.3 Flip – Flop S-R có xung đồng hồ	369
E.4 Thiết lập cho Flip – Flop S-R	371
E.5 Thanh ghi dịch	372
E.6 Bộ nhớ điện tử	373
E.7 Bộ nhớ truy nhập ngẫu nhiên	374
PHỤ LỤC F. BỘ GIẢI MÃ NHỊ PHÂN SANG HIỆN THỊ BẢY THANH	377
TÀI LIỆU THAM KHẢO	379

THIẾT KẾ MẠCH ĐẦU CUỐI VIỄN THÔNG

TÁC GIẢ: TS. PHẠM MINH VIỆT
TH.S NGUYỄN HOÀNG HẢI

Chịu trách nhiệm xuất bản

PGS. TS Tô Đăng Hải

Biên tập

Ngọc Khuê, Nguyễn Đăng

Sửa bài

Nguyễn Đăng

Vẽ bìa

Hương Lan

NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT
70, TRẦN HƯNG ĐẠO, HÀ NỘI

In 800 cuốn, khổ 19 x 27 cm tại Nhà In Đại Học Quốc Gia Hà Nội.
Giấy phép xuất bản số : 6 - 348 - 5/1/2004
In xong và nộp lưu chiểu quý IV/2004

204181



Giá: 58.500^d