

MỤC LỤC

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU VÀ CHỮ VIẾT TẮT.....	1
DANH MỤC CÁC BẢNG VÀ HÌNH VẼ	2
LỜI CẢM ƠN	1
LỜI MỞ ĐẦU	2
CHƯƠNG 1: TRUYỀN NĂNG LƯỢNG SỬ DỤNG SÓNG VIBA.....	4
1.1. Truyền năng lượng sử dụng sóng viba	4
1.2. Các thành phần chính của hệ thống truyền năng lượng không dây	5
CHƯƠNG 2: TỔNG QUAN VỀ SIÊU CAO TẦN	7
2.1. Kỹ thuật siêu cao tần.....	7
2.1.1. Lý thuyết đường truyền.....	8
2.1.2. Mô hình mạch điện thông số tập trung, các thông số sơ cấp.....	8
2.1.3. Phương trình truyền sóng và nghiệm, các thông số thứ cấp.....	10
2.1.4. Hiện tượng phản xạ sóng trên đường dây, hệ số phản xạ.....	16
2.1.5. Hiện tượng sóng đứng và hệ số sóng đứng.....	18
2.2. Đồ thị Smith.....	22
2.2.1. Cơ sở của đồ thị Smith.....	24
2.2.2. Các đồ thị vòng tròn.....	26
2.3. Kỹ thuật phối hợp trở kháng và điều chỉnh phối hợp trở kháng.....	30
2.3.1. Phối hợp trở kháng bằng các phần tử tập trung	31
2.3.2. Mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng dùng một dây chêm.....	32
2.3.3. Điều chỉnh phối hợp trở kháng hai dây chêm	34
CHƯƠNG 3:MẠCH TẠO DAO ĐỘNG ĐIỀU HÒA	36
3.1. Giới thiệu chung	36
3.2. Điều kiện dao động	36
3.3. Mạch dao động tần số cao	38
3.3.1. Mạch tạo dao động cộng hưởng	38
3.3.2. Mạch dao động Colpits	41
3.3.3. Mạch dao động Clapp	43
3.3.4. Mạch dao động Hartley.....	44
3.4. Mạch dao động điều chỉnh	45

3.4.1. Mạch dao động điều chỉnh dùng FET	46
3.4.2. Voltage – Controlled Tuned Oscillators.....	54
CHƯƠNG 4: CHẾ TẠO BỘ DAO ĐỘNG VCO	57
4.1. Chế tạo VCO dùng spf-3043	57
4.2. Chế tạo VCO dùng IC MAX 2750	60
KẾT LUẬN.....	66
TÀI LIỆU THAM KHẢO	67

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU VÀ CHỮ VIẾT TẮT

BJT	Bipolar Junction Transistor	Transistor lưỡng cực
FM	Frequency Modulation	Điều chế tần số
FET	Field Effect Transistor	Transistor hiệu ứng trường
GEO	Geostationary Earth Orbit	Quỹ đạo địa tĩnh
IC	Integrated Circuit	Mạch tích hợp
ISM band	The industrial, scientific and medical (ISM) radio bands	Băng tần miễn phí dùng cho các ứng dụng không dây
JFET	Junction Field Effect Transistor	Transistor hiệu ứng trường cổng tiếp giáp
LO	Local Oscillator	Dao động nội
MPT	Microwave Power Transmission	Truyền năng lượng sử dụng sóng viba
RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến
RFC	Radio Frequency Chokes	Cuộn chặn tần số vô tuyến
RF-ID	Radio Frequency Identification	Hệ thống nhận dạng sóng không dây
SPS	Solar Power Satellite	Vệ tinh thu nhận năng lượng mặt trời
SWR	Standing WaveRatio	Hệ số sóng đứng
VCO	Voltage Controlled Oscillator	Bộ dao động điều khiển bằng điện thế
WPT	Wireless Power Transmission	Truyền dẫn năng lượng không dây

DANH MỤC CÁC BẢNG VÀ HÌNH VẼ

- Bảng 2.1: Ấn định băng tần chung.
- Bảng 2.2: Các băng tần viba ký hiệu theo chữ cái.
- Bảng 3.1: Các mạch dao động cộng hưởng.
- Bảng 4.1: Khảo sát dải thông.
- Hình 1.1: Một số mô hình vệ tinh SPS.
- Hình 1.2: Sơ đồ khối hệ thống MPT.
- Hình 1.3: Sơ đồ khối của một Rectenna.
- Hình 2.1: Phổ tần số của sóng điện từ.
- Hình 2.2: Đường truyền sóng.
- Hình 2.3: Mạch điện tương đương của đoạn đường truyền vi phân.
- Hình 2.4: Biểu diễn sự biến thiên của hệ số phản xạ Γ theo α và ℓ .
- Hình 2.6: Minh họa sóng tới, sóng phản xạ và sóng tổng.
- Hình 2.7: Minh họa sóng đứng.
- Hình 2.8: Đồ thị Smith.
- Hình 2.9: Ánh xạ giữa mặt phẳng z và mặt phẳng Γ .
- Hình 2.10: Ánh xạ r giữa mặt phẳng z và mặt phẳng Γ .
- Hình 2.11: Ánh xạ x giữa mặt phẳng z và mặt phẳng Γ .
- Hình 2.12: Các vòng tròn đẳng r trong mặt phẳng phức Γ .
- Hình 2.13: Các vòng tròn đẳng x trong mặt phẳng phức Γ .
- Hình 2.14: Vòng tròn đẳng điện trở và điện kháng trên cùng đồ thị.
- Hình 2.15: Các vòng tròn đẳng $|\Gamma|$ và đẳng S .
- Hình 2.16: Mạng không tổn hao phối hợp một tải với một đường truyền.
- Hình 2.17: Mạng phối hợp hình L.
- Hình 2.18: Các mạch điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm đơn.
- Hình 2.19: Mạch phối hợp dây chêm kép.
- Hình 3.1: Sơ đồ mạch khuếch đại có phản hồi cơ bản.
- Hình 3.2: Sơ đồ tổng quát của mạch dao động cộng hưởng.
- Hình 3.3: Mô hình mạch dao động cộng hưởng.
- Hình 3.4: Xác định hệ số khuếch đại (độ lợi) khi có tải của mạch khuếch đại.
- Hình 3.5: Mạch dao động Colpits dùng JFET.
- Hình 3.6: Mạch dao động Colpits dùng BJT.

Hình 3.7: Mạch dao động Clapp dùng JFET.

Hình 3.8: Mạch dao động Clapp dùng BJT.

Hình 3.9: Mạch dao động Hartley dùng JFET.

Hình 3.10: Mạch dao động Hartley dùng BJT.

Hình 3.11: Mô hình mạch dao động điều chỉnh dùng FET.

Hình 3.12: Mạch dao động điều chỉnh FET thông thường.

Hình 3.13: Mạch dao động Pierce sử dụng FET và mô hình tương đương.

Hình 3.14: Ví dụ mạch dao động Pierce và tín hiệu lối ra của nó.

Hình 3.15: Mạch dao động Colpitts sử dụng FET và mô hình tương đương.

Hình 3.16: Mạch dao động Hartley sử dụng FET và mô hình tương đương.

Hình 3.17: Mạch dao động Clapp sử dụng FET.

Hình 3.18. VCO và mạch dao động Clapp dùng diode biến dung.

Hình 3.19. VCO Colpitts điều chỉnh song song.

Hình 3.20. VCO Colpitts điều chỉnh nối tiếp.

Hình 3.21. Mạch VCO Colpitts dải rộng.

Hình 4.1: Các tính năng và ứng dụng của SPF-3043.

Hình 4.2: Sơ đồ nguyên lý mạch VCO sử dụng SPF-3043.

Hình 4.3: Bố trí PCB thông thường của SPF-3043.

Hình 4.4: PCB của VCO trên giao diện phần mềm Altium design.

Hình 4.5: Ảnh chụp mạch thực tế của bộ dao động VCO - SPF-3043.

Hình 4.6: Kết quả đo mạch phát nhờ máy phân tích phổ.

Hình 4.7: Sơ đồ cấu trúc bên trong MAX 2750 và mạch hoạt động thông thường.

Hình 4.8: Sơ đồ nguyên lý mạch VCO sử dụng MAX 2750.

Hình 4.9: Mạch in của mạch VCO sử dụng IC MAX 2750 trong Altium designer.

Hình 4.10: Ảnh chụp mạch thật của bộ dao động VCO - MAX 2750

Hình 4.11: Một số kết quả trên máy phân tích phổ.

Hình 4.12: Đồ thị biểu diễn tần số biến đổi theo điện áp đặt vào chân tune.

LỜI CẢM ƠN

Trước hết, em xin gửi lời cảm ơn chân thành tới thạc sỹ Đoàn Hữu Chức đã tận tình chỉ bảo, hướng dẫn và giúp cho em có những kiến thức cũng như kinh nghiệm quý báu.

Em xin tỏ lòng biết ơn sâu sắc tới các thầy cô giáo trường Đại Học Dân Lập Hải Phòng và đặc biệt là các thầy cô giáo trong tổ bộ môn điện tử viễn thông đã luôn nhiệt tình giảng dạy và chỉ bảo chúng em trong suốt bốn năm học vừa qua.

Cuối cùng, xin cảm ơn gia đình, người thân và các bạn của tôi, những người đã luôn bên cạnh động viên, khích lệ và giúp đỡ tôi trong thời gian qua.

Mặc dù có nhiều cố gắng, song thời gian thực hiện đồ án có hạn, vốn kiến thức nắm được chưa nhiều nên đồ án còn nhiều hạn chế. Em rất mong nhận được nhiều sự góp ý, chỉ bảo của các thầy, cô để hoàn thiện hơn bài viết của mình.

Em xin chân thành cảm ơn!

Hải Phòng, tháng 6 năm 2013

Sinh viên thực hiện

Lâm Trung Tuyển

LỜI MỞ ĐẦU

Chúng ta đang khai thác mạnh các nguồn năng lượng hóa thạch như than đá, dầu mỏ, khí gas,... để phục vụ cho đời sống sinh hoạt và sản xuất. Tuy nhiên, các dạng năng lượng trên đều có hạn, có khả năng dần dần cạn kiệt sau 50 năm tới, như vậy năng lượng hóa thạch về lâu dài không thể cung cấp đủ năng lượng cho nhu cầu của con người trong tương lai. Vì vậy các nguồn năng lượng tái tạo, một số được gọi là năng lượng sạch như năng lượng mặt trời, năng lượng gió, nhiên liệu sinh học, pin nhiên liệu,... đang rất được quan tâm nghiên cứu và khai thác. Các nguồn năng lượng tự nhiên như gió và ánh sáng mặt trời là những nguồn năng lượng sạch, tuy nhiên để so sánh thì ta nhận thấy năng lượng từ mặt trời là vô cùng lớn và có thể dùng được ở nhiều khu vực hơn so với năng lượng sinh ra từ gió. Vài năm trở lại đây, trên thế giới đã xuất hiện các phương tiện sử dụng năng lượng mặt trời bằng pin mặt trời nhưng giải pháp này cũng chưa được tối ưu bởi các pin mặt trời này ở mặt đất nên khi không có ánh sáng mặt trời sẽ mất dần tác dụng. Một giải pháp tối ưu hơn đó là sử dụng vệ tinh năng lượng giống như việc đưa các bản pin mặt trời lên quỹ đạo để thu năng lượng ánh sáng tại mọi thời điểm rồi biến đổi sang chùm tia viba công suất cao đưa về mặt đất. Kết quả và kinh nghiệm nghiên cứu biến đổi năng lượng mặt trời trên vũ trụ sang chùm tia viba công suất cao về mặt đất đã cho thấy khả năng đưa nguồn năng lượng vũ trụ vào thực tế là rất khả quan.

Hiện nay các nước phát triển trên thế giới như Mỹ, Nhật đã có sản phẩm sử dụng năng lượng mặt trời từ vệ tinh năng lượng và tiến tới đưa vào thị trường. Khi các sản phẩm dạng này được đa dạng hóa nghĩa là phần lớn các đồ điện gia dụng sẽ không cần dây nối điều này vừa tiết kiệm diện tích, tiết kiệm chi phí mua dây và làm không gian thoáng đãng. Các nghiên cứu này đã chứng tỏ việc sử dụng năng lượng sạch, rẻ tiền không còn là điều viễn tưởng góp phần thúc đẩy các nước khác nghiên cứu theo hướng này. Đề tài đồ án "***Nghiên cứu, thiết kế và chế tạo bộ VCO băng tần S ứng dụng cho MPT***" là một phần của việc xây dựng bộ phát sóng vi ba công suất lớn trong hệ thống truyền năng lượng sử dụng sóng viba - MPT (Microwave Power Transmission). Việc xây dựng thành công bộ phát sóng vi ba công suất lớn là một trong những chìa khóa để thực hiện thành công hệ thống này. Các thành phần chính của bộ phát gồm bộ tạo dao động, bộ khuếch đại đệm và bộ khuếch đại công suất.

VCO- Voltage Controlled Oscillator, là mạch tạo dao động có tần số của tín hiệu ra tỉ lệ với điện áp điều khiển đặt vào. VCO có thể thiết kế được ở tần số rất cao và thay đổi được trên một dải rộng, vì vậy mạch VCO sẽ có tính linh hoạt và tùy biến cao. Xuất phát từ tìm hiểu nguyên lý mạch tạo dao động, mạch VCO cùng một số sơ đồ mạch VCO phát siêu cao tần, em thiết kế, chế tạo bộ VCO với hai giải pháp dùng FET spf-3043 và IC MAX2750 hoạt động ở băng tần S.

Đồ án được chia ra làm 4 phần với nội dung cơ bản như sau:

Chương 1: Truyền năng lượng sử dụng sóng viba.

Chương 2: Tổng quan về siêu cao tần.

Chương 3: Mạch tạo dao động điều hòa.

Chương 4: Chế tạo bộ dao động VCO.

Do thời gian thực hiện ngắn cộng với vốn kiến thức còn rất hạn chế nên đồ án chắc chắn còn nhiều thiếu sót, em rất mong nhận được sự chỉ bảo của các thầy cô để hoàn thiện hơn bài viết của mình.

CHƯƠNG 1: TRUYỀN NĂNG LƯỢNG SỬ DỤNG SÓNG VIBA

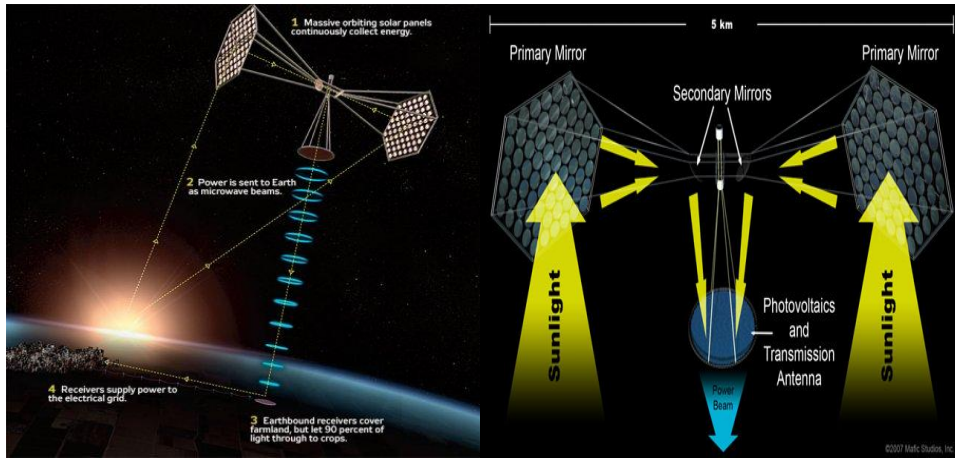
1.1. Truyền năng lượng sử dụng sóng viba

Truyền dẫn năng lượng không dây WPT (Wireless Power Transmission) là một trong những giải pháp đầy triển vọng trong những trường hợp chúng ta cần truyền năng lượng tới những nơi có địa hình hiểm trở, hải đảo hoặc truyền năng lượng từ vũ trụ về trái đất.v.v. Truyền dẫn năng lượng không dây WPT có thể được thực hiện theo hai phương pháp là sử dụng chùm tia laser hoặc chùm tia vi ba công suất lớn. Nếu sóng điện từ sử dụng có tần số nằm trong dải sóng viba thì chúng ta gọi đó là truyền năng lượng sử dụng sóng viba MPT (Microwave Power Transmission).

Như đã biết năng lượng điện từ luôn gắn liền với sự tồn tại và lan truyền của sóng điện từ. Chúng ta có thể sử dụng tất cả các lý thuyết về sóng điện từ khi nghiên cứu về truyền năng lượng không dây WPT. Sự khác nhau giữa WPT và hệ thống thông tin chỉ ở hiệu suất. Hệ phương trình Maxwell chỉ ra rằng trường điện từ và năng lượng của nó tồn tại theo tất cả các hướng. Mặc dù trong hệ thống thông tin chúng ta cũng truyền năng lượng nhưng theo tất cả các hướng. Năng lượng bộ thu nhận được đủ cho việc truyền dẫn thông tin nhưng hiệu suất thì lại rất thấp. Do đó, chúng ta không gọi các hệ thống đó là hệ thống truyền năng lượng không dây WPT.

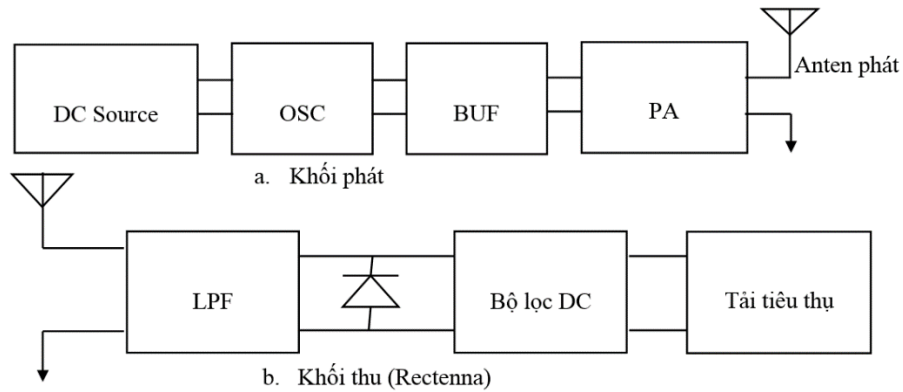
Thông thường WPT là hệ thống truyền năng lượng điểm tới điểm. Với WPT chúng ta có thể tập trung năng lượng cho bộ thu tốt hơn. Điều này làm tăng hiệu suất truyền năng lượng.

Ứng dụng lớn nhất của WPT qua sóng vi ba là cho vệ tinh thu nhận năng lượng mặt trời trong không gian SPS(Solar Power Satellite). SPS là một vệ tinh được thiết kế như một trạm phát điện khổng lồ đặt trên quỹ đạo địa tĩnh GEO (Geostationary Earth Orbit) (Hình 1.1). Ngoài ra trong những năm gần đây các thiết bị di động có sự tiến bộ nhanh chóng và đòi hỏi công suất tiêu thụ giảm đi. Điều này có nghĩa chúng ta có thể dùng chùm vi ba công suất nhỏ làm nguồn cho các thiết bị di động với công suất tiêu thụ thấp ví dụ như hệ thống nhận dạng sóng không dây từ xa RF-ID (Radio Frequency Identification).RF-ID là một IC mạnh cho truyền năng lượng và thông tin không dây dùng sóng vi ba. Đây là một ứng dụng quảng bá mới của MPT.



Hình 1.1: Một số mô hình vệ tinh SPS.

1.2. Các thành phần chính của hệ thống truyền năng lượng không dây



Hình 1.2: Sơ đồ khối hệ thống MPT.

Sơ đồ khối của hệ thống MPT được cho ở hình 1.2. Hệ thống bao gồm ba phần là khối phát (Hình 1.2.a), khối thu năng lượng vi ba (Hình 1.2.b) và không gian truyền sóng vi ba.

Ở khối phát bao gồm nguồn một chiều DC, bộ dao động OSC tạo tín hiệu sóng vi ba 2.45GHz, tín hiệu này được đưa vào bộ khuếch đại đệm BUF để có được công suất lối ra đủ lớn đưa vào bộ khuếch đại công suất PA. Khối thu bao gồm các bộ lọc thông thấp LPF, diode chỉnh lưu, lọc một chiều DC và tải tiêu thụ.

Bộ tạo sóng vi ba

Công nghệ chủ yếu tạo ra bức xạ sóng viba là vấn đề cực kỳ quan trọng đối với hệ thống MPT. Chúng ta cần bộ tạo sóng vi ba/khuếch đại của hệ thống MPT có hiệu quả cao hơn so với hệ thống truyền thông tin. Để nhận được hiệu quả cao cho các rectenna chúng ta cần có sóng vi ba với pha và biên độ có độ ổn định và chính xác cao khi sử dụng anten mảng pha cho hệ thống MPT.

Có hai loại tạo/khuếch đại sóng viba. Đó là ống điện tử và khuếch đại bán dẫn. Với ống điện tử ví dụ như lò vi sóng có thể tạo ra và khuếch đại sóng viba tới hàng kW với nguồn cung cấp trên 1 KV. Bộ khuếch đại bán dẫn tạo ra tín hiệu viba công suất nhỏ dưới 100W với nguồn nuôi khoảng dưới 15V. Các thiết

bị bán dẫn cho WPT hiện vẫn còn khá đắt. Mặc dù còn có những tranh luận song hiệu suất của các thiết bị ống điện tử ($>70\%$) cao hơn so với bán dẫn ($<50\%$). Chúng ta phải lựa chọn loại phù hợp tùy thuộc vào từng hệ thống MPT.

Anten phát

Tất cả các anten đều có thể được áp dụng cho cả hệ thống MPT và hệ thống thông tin liên lạc, ví dụ như các loại anten Yagi-Uda, anten loa, anten parabol, anten vi dải, anten mảng liên kết pha, anten rãnh dẫn sóng hoặc bất kỳ các loại khác của anten. Anten rãnh ống dẫn sóng là loại lý tưởng nhất cho truyền công suất vì hiệu suất góc mở cao và khả năng chứa được công suất cao. Với mục đích sử dụng cho hệ thống WPT thì chúng ta thường sử dụng loại anten parabol.

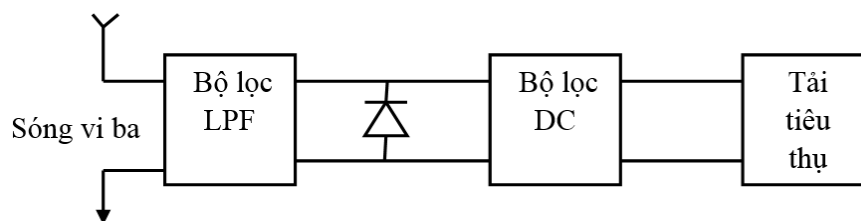
Mặc dù vậy, chúng ta phải sử dụng anten mảng pha trong MPT cho truyền hoặc nhận bao gồm cả hệ thống SPS bởi vì cần phải điều khiển trực tiếp chùm tia viba chính xác và nhanh chóng. Anten mảng này là một anten định hướng, nó tạo ra một chùm tia chuẩn nhỏ gọn và quan hệ trực tiếp với pha và biên độ của sóng tại các phần tử riêng lẻ của anten. Nó có thể định hướng chùm tia viba. Các phần tử của mảng anten có thể là dipole, anten rãnh hoặc bất kỳ một loại anten nào thậm chí là anten parabol. Trong một số thử nghiệm tại Nhật Bản anten mảng pha được sử dụng để định hướng chùm tia viba. Tất cả các SPS đều được thiết kế với anten mảng pha. Chúng ta xem như là anten mảng liên kết pha được dùng cho hệ thống MPT.

Rectenna

Khái niệm và tên rectenna được hình thành bởi Brown vào đầu thập kỷ 60 thế kỷ trước. Rectenna là một khối bao gồm anten, mạch chỉnh lưu với một bộ lọc giữa diode chỉnh lưu và anten. Các anten sử dụng trong rectenna có thể là anten Yagi-Uda, các anten vi dải hoặc đĩa parabol. Anten mảng dipole đạt hiệu quả nhất. Các diode Schottky thường được sử dụng vì có thời gian khôi phục nhanh, điện áp thuận nhỏ và có các đặc tính RF tốt.

Hệ thống điểm điểm MPT cần một diện tích rộng với một mảng rectenna lớn vì một phần tử của rectenna chỉ tạo ra vài W. Đặc biệt với vệ tinh năng lượng vũ trụ SPS, chúng ta cần một rectenna cực lớn và một mạng điện đã được nối với mạng điện có sẵn trên mặt đất. Ngược lại cũng có một số ứng dụng MPT với một rectenna nhỏ như là trong RF-ID.

Sơ đồ khối của Rectenna được đưa ra ở hình 1.3.



Hình 1.3: Sơ đồ khối của một Rectenna.

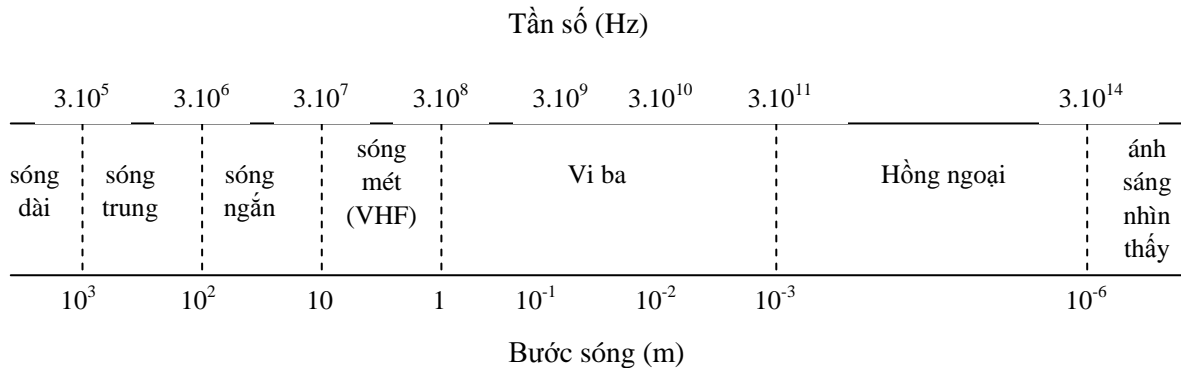
CHƯƠNG 2: TỔNG QUAN VỀ SIÊU CAO TẦN

2.1. Kỹ thuật siêu cao tần

Sóng siêu cao tần hay “viba” (microwaves) là những sóng điện từ có bước sóng rất nhỏ, ứng với tần số rất cao trong phổ tần số vô tuyến điện.

Phạm vi của dải tần số này cũng không có sự quy định chặt chẽ và thống nhất toàn thế giới. Giới hạn trên của dải thường được coi là tới 300GHz, ứng với bước sóng $\lambda = 1\text{mm}$ (sóng milimet), còn giới hạn dưới có thể khác nhau tùy thuộc vào các quy ước theo tập quán sử dụng. Một số nước coi "sóng cực ngắn" là những sóng có tần số cao hơn 30MHz (bước sóng $\lambda \leq 10\text{m}$), còn một số nước khác coi "viba" là những sóng có tần số cao hơn 300MHz (bước sóng $\lambda \leq 1\text{m}$).

Hình 2.1 minh họa phổ tần số của sóng điện từ và phạm vi dải tần của kỹ thuật siêu cao tần.



Hình 2.1: Phổ tần số của sóng điện từ.

Việc ấn định chung các băng tần được cho trong bảng 2.1 và các băng tần viba được đặt theo chữ cái được cho trong bảng 2.2:

Bảng 2.1: Ấn định băng tần chung.

f	λ	Băng tần		Mô tả
30-300 Hz	$10^4 - 10^3$ km	ELF	Tần số cực thấp	
300-3000 Hz	$10^3 - 10^2$ km	VF	Âm tần	
3-30 kHz	100-10 km	VLF	Tần số rất thấp	
30-300 kHz	10-1 km	LF	Tần số thấp	
0.3-3 MHz	1-0.1 km	MF	Trung tần	
3-30 MHz	100-10 m	HF	Cao tần	
30-300 MHz	10-1 m	VHF	Tần số rất cao	
300-3000 MHz	100-10 cm	UHF	Tần số cực cao	
3-30 GHz	10-1 cm	SHF	Tần số siêu cao	
30-300 GHz	10-1 mm	EHF	Tần số vô cùng cao (sóng milimet)	

Bảng 2.2: Các băng tần viba ký hiệu theo chữ cái.

$f(\text{GHz})$	Tên băng tần
1-2	Băng L
2-4	Băng S
4-8	Băng C
8-12.4	Băng X
12.4-18	Băng Ku
18-26.5	Băng K
26.5-40	Băng Ka

2.1.1. Lý thuyết đường truyền

Khi nghiên cứu đường truyền đối với các tín hiệu tần thấp, ta thường coi các đường dây nối (hay đường truyền) là ngắn mạch. Điều này chỉ đúng khi kích thước của mạch là nhỏ hơn bước sóng của tín hiệu. Còn đối với tín hiệu cao tần và đặc biệt đối với tín hiệu siêu cao thì lại có bước sóng có thể bằng hoặc nhỏ hơn kích thước của các bộ phận và đường truyền của chúng. Có nghĩa là tín hiệu được phát đi từ nguồn phải mất một khoảng thời gian (một vài chu kỳ) để lan truyền đến tải. Do đó có thể diễn ra những thay đổi quan trọng về pha tín hiệu dọc theo đường truyền và có sự biến đổi trở kháng danh định của một thiết bị hoặc một thành phần khi tín hiệu đó đi qua. Ta gọi đó là hiện tượng truyền sóng trên đường dây. Những sự biến đổi trở kháng này gây ra các sóng phản xạ trên đường truyền. Điều này sẽ dẫn đến sự tổn hao năng lượng trên đường truyền do năng lượng bị phản xạ. Lượng năng lượng bị phản xạ được xác định bởi hệ số phản xạ Γ , có quan hệ với trở kháng. Vì vậy để phân tích hiện tượng lan truyền sóng trên các đường dây ta phải có những nghiên cứu đặc biệt về đường truyền.

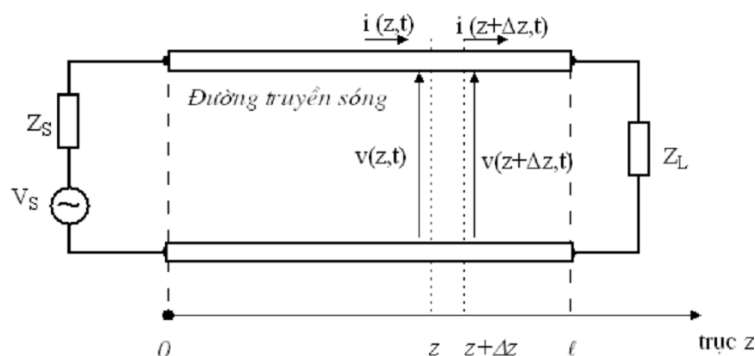
Truyền sóng siêu cao tần trên đường dây có các hệ quả sau:

- Có sự trễ pha của tín hiệu tại điểm thu so với tín hiệu tại điểm phát.
- Có sự suy hao biên độ tín hiệu khi lan truyền.
- Có sự phản xạ sóng trên tải và trên nguồn. Điều này dẫn đến hiện tượng sóng đứng trên đường dây.

2.1.2. Mô hình mạch điện thông số tập trung, các thông số sơ cấp

Sự khác nhau cơ bản giữa lý thuyết mạch và lý thuyết đường truyền là kích thước điện. Trong phân tích mạch điện người ta thường giả thiết rằng kích thước vật lý của một mạch nhỏ hơn rất nhiều bước sóng điện, trong khi độ dài các đường truyền có thể là một phần đáng kể của bước sóng hoặc nhiều bước sóng.

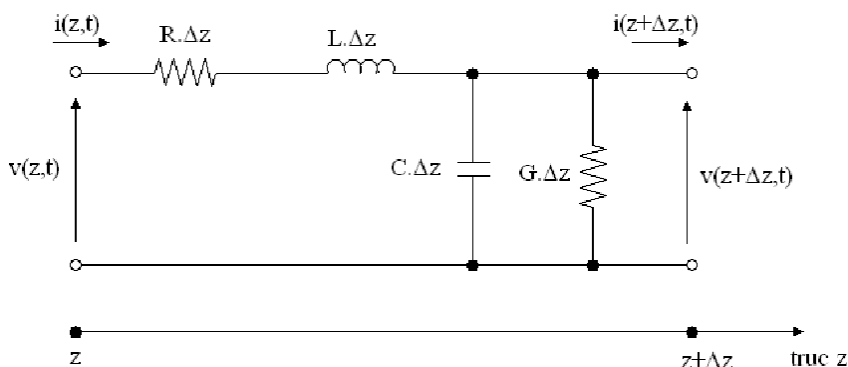
Vì vậy, một đường truyền là một mạch thông số phân bố, ở đó điện áp và dòng điện có thể thay đổi về biên độ và pha theo độ dài của nó.



Hình 2.2: Đường truyền sóng.

Xét một đường truyền sóng chiều dài l (l lớn hơn nhiều lần bước sóng hoạt động nên đường truyền được coi là mạch có thông số phân bố), có tọa độ được xác định như trên hình 2.2. Đầu vào đường truyền có nguồn tín hiệu V_s , trở kháng nguồn Z_S , đầu cuối đường truyền được kết cuối bởi tải Z_L .

Tại một điểm có tọa độ z trên đường dây xét một đoạn dây có chiều dài Δz . Do $\Delta z \ll \lambda$ nên đoạn dây này có thể được mô hình hóa bằng mạch gồm các phần tử thông số tập trung như hình 2.3.



Hình 2.3: Mạch điện tương đương của đoạn đường truyền vi phân.

Với R, L, G, C là các thông số sơ cấp của đường truyền sóng và được tính trên một đơn vị chiều dài:

- R - Điện trở nối tiếp, đơn vị Ω/m , đặc trưng cho điện trở thuần của cả hai dây kim loại trên một đơn vị độ dài. Điện trở R liên quan đến tổn hao kim loại (do dây dẫn không phải là dẫn điện lý tưởng) là thông số phụ thuộc vào tần số hoạt động (do hiệu ứng da, do ghép ký sinh ...).

- L -Điện cảm nối tiếp, đơn vị H/m , đặc trưng cho điện cảm tương đương của cả hai dây dẫn kim loại trên một đơn vị độ dài đường truyền.
- G -Điện dẫn song song, đơn vị S/m , đặc trưng cho điện dẫn thuần của lớp điện môi phân cách trên một đơn vị độ dài đường truyền. Nó liên quan đến tổn hao điện môi (do điện môi không cách điện lý tưởng), thường được đánh giá dựa trên góc tổn hao (loss tangent) của vật liệu điện môi.
- C -Điện dung song song, đơn vị F/m , đặc trưng cho điện dung của lớp điện môi phân cách hai dây dẫn kim loại trên một đơn vị độ dài đường truyền.

Như vậy ta thấy trên đường truyền có hai loại tổn hao là tổn hao kim loại gây ra bởi R và tổn hao điện môi do G gây ra.

2.1.3. Phương trình truyền sóng và nghiệm, các thông số thứ cấp

Từ mạch điện trên hình 2.3, áp dụng định luật Kirchhoff cho điện áp và dòng điện ta có:

$$v(z, t) = v(z + \Delta z, t) + R \cdot \Delta z \cdot i(z, t) + L \cdot \Delta z \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.1a)$$

$$i(z, t) = i(z + \Delta z, t) + G \cdot \Delta z \cdot v(z, t) + C \cdot \Delta z \cdot \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} \quad (2.1b)$$

Chia 2.1a và 2.1b cho Δz sau đó lấy giới hạn khi cho $\Delta z \rightarrow 0$ cho các phương trình vi phân sau:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -R \cdot i(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.2a)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -G \cdot v(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (2.2b)$$

Các phương trình (2.2a) và (2.2b) là các phương trình đường truyền trong miền thời gian, từ các phương trình này có thể xác định được các điện áp và dòng điện trên đường truyền ở bất kỳ vị trí hay thời điểm nào qua bốn tham số các thông số sơ cấp G , C , R và L của đường truyền.

Viết lại (2.2a) và (2.2b) trong miền tần số thông qua phép biến đổi Fourier như sau:

$$\frac{dV(z, \omega)}{dz} = -(R + j\omega L) \cdot I(z, \omega) \quad (2.3a)$$

$$\frac{dI(z,\omega)}{dz} = -(G + j\omega C).V(z, \omega) \quad (2.3b)$$

Ta thấy phương trình (2.3a) và (2.3b) giống dạng của hai phương trình điện báo Maxwell. Nó cho thấy mối quan hệ giữa điện áp và dòng điện tại một điểm z bất kỳ trên đường truyền sóng và tần số ω bất kỳ của tín hiệu.

Giải hệ phương trình trên để tìm nghiệm $V(z, \omega)$ và $I(z, \omega)$ và từ đó suy ra đặc tính truyền sóng.

Lấy đạo hàm 2 vế của (2.3a) và (2.3b) được:

$$\frac{d^2V(z,\omega)}{dz^2} = -(R + j\omega L).(G + j\omega C).V(z, \omega) \quad (2.4a)$$

$$\frac{d^2I(z,\omega)}{dz^2} = -(R + j\omega L).(G + j\omega C).I(z, \omega) \quad (2.4b)$$

Người ta định nghĩa hằng số lan truyền phức γ (là hàm của tần số) và không phụ thuộc vào tọa độ z như sau:

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L).(G + j\omega C)} \quad (2.5)$$

Trong đó:

α - Hệ số suy hao [dB/m]

β - Hệ số pha [rad/m]

Ta có thể viết lại (2.4a) và (2.4b) như sau:

$$\frac{d^2V(z,\omega)}{dz^2} - \gamma(\omega)^2.V(z, \omega) = 0 \quad (2.6a)$$

$$\frac{d^2I(z,\omega)}{dz^2} - \gamma(\omega)^2.I(z, \omega) = 0 \quad (2.6b)$$

Đây chính là các phương trình sóng điện áp và dòng điện. Cả hai đều là phương trình vi phân bậc hai thuần nhất có dạng nghiệm (sóng chạy) như sau:

$$V(z, \omega) = V_0^+ e^{-\gamma(\omega).z} + V_0^- e^{\gamma(\omega).z} \quad (2.7a)$$

$$I(z, \omega) = I_0^+ e^{-\gamma(\omega).z} + I_0^- e^{\gamma(\omega).z} \quad (2.7b)$$

Trong đó $V_0^+(I_0^+)$ và $V_0^-(I_0^-)$ là những hằng số phức được xác định bởi điều kiện biên về điện áp (dòng điện) tại nguồn ($z = 0$) và tại tải ($z = \ell$) của đường truyền sóng.

Để đơn giản trong ký hiệu ta bỏ qua biến số ω và ngầm hiểu rằng các phương trình trên cũng như nghiệm của chúng là hàm của tần số.

Ta viết lại (2.7) như sau:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (2.8a)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (2.8b)$$

Nghiệm trên là dạng điều hòa thời gian tại tần số ω . Chuyển về miền thời gian (cho dạng sóng điện áp) ta được:

$$v(z, t) = |V_0^+| e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z + \phi^+)} + |V_0^-| e^{\alpha z} e^{j(\omega t + \beta z + \phi^-)} \quad (2.9)$$

Số hạng thứ nhất của (2.9) biểu thị một sóng truyền về phía trước, hay sóng tiến hoặc sóng thuận có biên độ giảm theo hàm mũ tương ứng với khoảng cách truyền. Số hạng thứ hai (biểu thị sóng truyền theo hướng z âm hay sóng lùi hoặc sóng ngược có biên độ giảm khi z âm (khi thời gian tăng lên). Vì vậy mà ở các biểu thức trên ta sử dụng ký hiệu V_0^+ và V_0^- cho biên độ của các sóng này.

Như vậy chúng ta thấy rằng, sóng điện áp và sóng dòng điện tại một điểm z bất kỳ trên đường truyền đều là sự xếp chồng của hai sóng là sóng tới và sóng phản xạ.

Biểu thức sóng điện áp trên đường dây (2.9) được viết dưới dạng hàm lượng giác như sau:

$$v(z, t) = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \quad (2.10)$$

Ta biết rằng bước sóng được định nghĩa là khoảng cách một điểm trên sóng di chuyển giữa hai điểm cực đại hoặc cực tiểu và tương đương với việc sóng di chuyển được một chu kỳ là 2π (hay khi pha có độ lệch là 2π) Vì vậy ta có:

$$[\omega t - \beta z + \phi_0^+] - [\omega t - \beta(z + \lambda) + \phi_0^+] = 2\pi \quad (2.11)$$

Từ đây ta rút ra bước sóng trên đường dây là:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.12)$$

Suy ra hằng số pha:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.13)$$

Và vận tốc pha của sóng được định nghĩa là tốc độ của một điểm cố định trên sóng di chuyển, được cho bởi:

$$v_p = \frac{dz}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega t - \text{const}}{\beta} \right) = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (2.14)$$

Mặt khác từ (2.3a) ta suy ra:

$$I(z, \omega) = - \frac{1}{(R+j\omega L)} \frac{dV(z, \omega)}{dz} \quad (2.15)$$

Áp dụng (2.8a) ta nhận được:

$$I(z) = \frac{\gamma}{(R+j\omega L)} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}) \quad (2.16a)$$

Đặt $Z_0 = \frac{(R+j\omega L)}{\gamma}$, ta viết lại (2.19a):

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}) \quad (2.16b)$$

So sánh (2.16b) với (2.8b) ta rút ra được mối quan hệ giữa điện áp và dòng điện trên đường dây như sau:

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = Z_0 = - \frac{V_0^-}{I_0^-} \quad (2.17)$$

Ta gọi Z_0 là trở kháng sóng hay trở kháng đặc tính của đường truyền và được xác định như sau:

$$Z_0 = \frac{(R+j\omega L)}{\gamma} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \quad (2.18)$$

Trở kháng đặc tính Z_0 là một số phức, phụ thuộc vào cấu trúc vật lý của đường truyền sóng.

Các biểu thức nhận được ở trên là các công thức tổng quát cho trường hợp đường truyền dẫn sóng thực tế có tổn hao, nghĩa là $R \neq 0$ và $G \neq 0$.

Xét trường hợp đường dây truyền sóng không tổn hao:

Đối với trường hợp đường dây truyền sóng lý tưởng ta có: ($R = 0, G = 0$)

Thay vào (2.5), ta nhận được:

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = j\omega\sqrt{LC} \quad (2.19)$$

Suy ra:

$$\begin{cases} \beta = \omega\sqrt{LC} \\ \alpha = 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

Trở kháng đặc tính của đường truyền được xác định theo (2.18):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ là đi ln g th c} \quad (2.21)$$

Nghiệm tổng quát của V và I trên đường dây truyền sóng không tổn hao, theo (2.8a) và (2.16b) sẽ có dạng:

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (2.22a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (2.22b)$$

Bước sóng trong đường dây, theo (2.12) bằng:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (2.23)$$

Và vận tốc pha của sóng:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.24)$$

Các thông số thứ cấp

Như đã trình bày trong mục (2.1.3), các thông số R , L , G , C là các thông số sơ cấp của đường truyền sóng vì chúng liên quan đến thông số của mạch điện tương đương cơ bản cho một vi phân độ dài đường truyền. Tuy nhiên các thông số trên không thể hiện rõ các tham số đặc tính của quá trình truyền sóng và không đo đạc được trực tiếp trên đường dây.

Các thông số thứ cấp sau đây được suy ra từ các thông số sơ cấp trên, diễn tả khá đầy đủ đặc tính truyền sóng và có thể đo trực tiếp nhờ các thiết bị đo chuyên dụng.

- **Hằng số truyền lan**

Hằng số truyền lan sóng như được định nghĩa ở trên như sau:

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)} \quad (2.25)$$

với α là hệ số suy hao tính trên một đơn vị chiều dài, đơn vị $[dB/m]$ hoặc $[Np/m]$, β là hệ số pha trên một đơn vị chiều dài, đơn vị $[rad/m]$ hoặc $[độ/m]$.

Hằng số pha β biểu diễn độ biến thiên về góc pha của sóng khi lan truyền trên một đơn vị chiều dài đường truyền.

Ta nhận thấy α và β đều biến thiên theo tần số tín hiệu.

- **Trở kháng đặc tính**

Trở kháng đặc tính Z_0 của đường truyền có quan hệ với các thông số sơ cấp qua biểu thức sau:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \quad \text{đơn vị là } \Omega \quad (2.26)$$

Ta thấy rằng Z_0 cũng là một hàm của tần số.

- **Vận tốc truyền sóng – Vận tốc pha**

Vận tốc truyền sóng hay vận tốc pha được định nghĩa là quãng đường sóng lan truyền dọc theo đường truyền sóng trong một đơn vị thời gian. Vận tốc này cũng chính là vận tốc của một điểm cố định trên sóng di chuyển dọc theo đường truyền. Ký hiệu vận tốc truyền sóng là v_p và đơn vị là $[m/s]$.

Như đã đề cập ở phần trên ta có:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (2.27)$$

với ω là tần số góc của tín hiệu lan truyền, đơn vị $[rad/s]$.

Vận tốc pha v_p cũng là một hàm của tần số. Nếu tín hiệu đặt vào đầu đường dây gồm nhiều tần số khác nhau (chẳng hạn như tín hiệu xung, tín hiệu logic, sóng điều chế...) thì mỗi thành phần tần số sẽ lan truyền với tốc độ khác nhau. Do đó các thành phần tần số này sẽ đến đầu kia của đường truyền ở những thời điểm khác nhau dẫn tới giãn rộng xung và méo dạng tín hiệu. Hiện tượng này được gọi là tán xạ tần số (frequency dispersion).

Thông thường, hiện tượng tán xạ tần số xảy ra trên các đường truyền có tổn hao, các đường truyền ghép hoặc các đường truyền không đồng nhất cấu trúc, vv... sẽ gây ra méo dạng lớn.

- **Hằng số thời gian hay thời gian trễ**

Hằng số thời gian hay thời gian trễ τ của một đường truyền sóng được định nghĩa là khoảng thời gian cần thiết để sóng lan truyền được một đơn vị chiều dài của đường truyền, đơn vị của τ là $[s/m]$.

Từ định nghĩa, ta suy ra:

$$\tau = \frac{1}{v_p} = \frac{\beta}{\omega} \quad (2.28)$$

Như vậy, nhìn chung τ phụ thuộc vào tần số ω .

2.1.4. Hiện tượng phản xạ sóng trên đường dây, hệ số phản xạ

Như đã phân tích trong mục 2.1.3, điện áp và dòng điện tại một điểm z bất kỳ trên đường dây nhìn chung có thể được xem là tổng của một sóng tới và một sóng phản xạ. Sóng tới xuất phát từ nguồn tín hiệu đặt ở đầu vào đường dây đi về phía tải, còn sóng phản xạ đi từ phía tải về nguồn do hiện tượng bất phối hợp trở kháng tại tải. Sóng phản xạ lan truyền với cùng vận tốc của sóng tới, có biên độ và pha không những phụ thuộc vào biên độ và pha của sóng tới mà còn vào mối tương quan giữa trở kháng tải Z_L và trở kháng đặc tính Z_0 của đường truyền. Xét mối tương quan này trong các trường hợp cụ thể.

Theo (2.8a), điện áp tại tọa độ z bất kỳ có thể được viết:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (2.29)$$

Trong đó:

$V_0^+ e^{-\gamma z}$ - Đại diện cho sóng tới tại z .

$V_0^- e^{\gamma z}$ - Đại diện cho sóng phản xạ tại z .

Ta định nghĩa: Hệ số phản xạ điện áp $\Gamma_v(z)$ tại điểm z là tỷ số giữa sóng điện áp phản xạ và sóng điện áp tới tại điểm z đó.

$$\Gamma_v(z) = \frac{V_0^- e^{\gamma z}}{V_0^+ e^{-\gamma z}} = \frac{V_0^-}{V_0^+} e^{2\gamma z} \quad (2.30)$$

Trong biểu thức trên, V_0^- và V_0^+ là các hằng số phức phụ thuộc vào điều kiện nguồn và tải, hệ số phản xạ điện áp $\Gamma_v(z)$ sẽ biến thiên theo tọa độ z bởi hệ số $e^{2\gamma z}$.

Tại tải ($z=0$), hệ số phản xạ điện áp là:

$$\Gamma_v(0) = \frac{V_0^-}{V_0^+} \quad (2.31)$$

Tại điểm tọa độ z bất kỳ, hệ số phản xạ điện áp có thể được viết là:

$$\Gamma_v(z) = \Gamma_v(0) \cdot e^{2\gamma z} \quad (2.32)$$

Như vậy ta có thể suy ra $\Gamma_v(z)$ tại điểm z bất kỳ nào trên đường dây khi biết trước $\Gamma_v(0)$ tại tải.

Trong trường hợp tổng quát, đường truyền có tổn hao thì γ sẽ là một số phức, do đó $\Gamma_v(z)$ cũng là một số phức. Vì vậy, các hệ số phản xạ điện áp này có thể được biểu diễn bởi các điểm trên mặt phẳng phức $\Gamma = \Gamma_{re} + j\Gamma_{im}$. Viết lại (2.32).

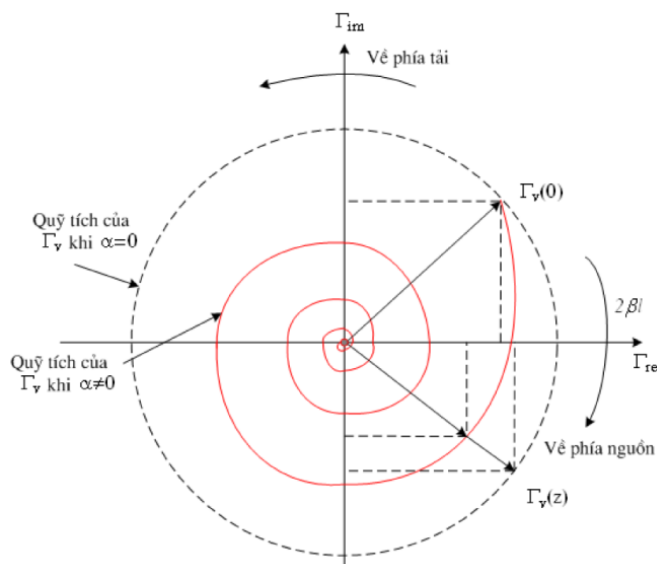
$$\Gamma_v(z = -\ell) = \Gamma_v(0) \cdot e^{-2\alpha\ell} \cdot e^{-j2\beta\ell} \quad (2.33)$$

Trong đó:

$e^{-2\alpha\ell}$ - Là hệ số thực phụ thuộc vào hệ số suy hao α và càng giảm khi ℓ tăng theo chiều âm của z (lùi xa khỏi tải đi về phía nguồn).

$e^{-j2\beta\ell}$ - Là hệ số phức có module đơn vị và góc pha $-2\beta\ell$ tỷ lệ với hệ số pha β và càng giảm âm khi z di chuyển về phía nguồn (ℓ tăng).

Nhận xét: Khi di chuyển trên đường truyền sóng từ tải về phía nguồn một khoảng cách ℓ , hệ số phản xạ điện áp Γ_v sẽ di chuyển trên một quỹ tích hình xoắn tròn ốc trong mặt phẳng phức Γ (Hình 2.4). Quỹ tích xuất phát từ điểm hệ số phản xạ tại tải $\Gamma_v(0)$ và xoay theo chiều kim đồng hồ (hướng về nguồn) một góc $2\beta\ell$ với suy giảm module của vector Γ_v theo hệ số $e^{-2\alpha\ell}$.



Hình 2.4: Biểu diễn sự biến thiên của hệ số phản xạ Γ theo α và ℓ .

Đặc biệt nếu đường truyền sóng không tổn hao ($\alpha = 0$) thì quỹ tích của Γ_v là một vòng tròn tâm tại gốc tọa độ và đi qua điểm $\Gamma_v(0)$. Hệ số phản xạ điện áp

$\Gamma_v(z)$ tại điểm z bất kỳ chỉ là sự quay pha của hệ số phản xạ điện áp tại tải $\Gamma_v(0)$.
 Do đó: $|\Gamma_v(z)| = |\Gamma_v(0)|$

Theo (2.33), góc xoay pha khi di chuyển khoảng cách ℓ là $2\beta\ell$. Và theo (2.12), ta có thể biểu diễn góc xoay pha như sau:

$$2\beta\ell = 2\frac{2\pi}{\lambda}\ell = 2\pi\frac{\ell}{\lambda/2} \quad (2.34)$$

Tương tự như hệ số phản xạ điện áp Γ_v , ta cũng có thể định nghĩa hệ số phản xạ dòng điện Γ_i trên đường truyền sóng:

$$\Gamma_i(z) = \frac{I_0^- e^{\gamma z}}{I_0^+ e^{-\gamma z}} = \frac{I_0^-}{I_0^+} e^{2\gamma z} \quad (2.35)$$

Mặt khác, theo (2.17) ta có:

$$\Gamma_i(z) = \frac{\frac{V_0^-}{Z_0}}{\frac{V_0^+}{Z_0}} e^{2\gamma z} = -\frac{V_0^-}{V_0^+} e^{2\gamma z} \quad (2.36)$$

So sánh (2.36) với (2.30) ta rút ra:

$$\Gamma_i(z) = -\Gamma_v(z) \quad (2.37)$$

Như vậy, hệ số phản xạ dòng điện lệch pha hệ số phản xạ điện áp 180°

Trong thực tế, hệ số phản xạ điện áp Γ_v thường được sử dụng như hệ số phản xạ Γ của đường truyền. Do đó khi nói đến hệ số phản xạ là ta ngầm hiểu đó là hệ số phản xạ điện áp: $\Gamma(z) = \Gamma_v(z)$.

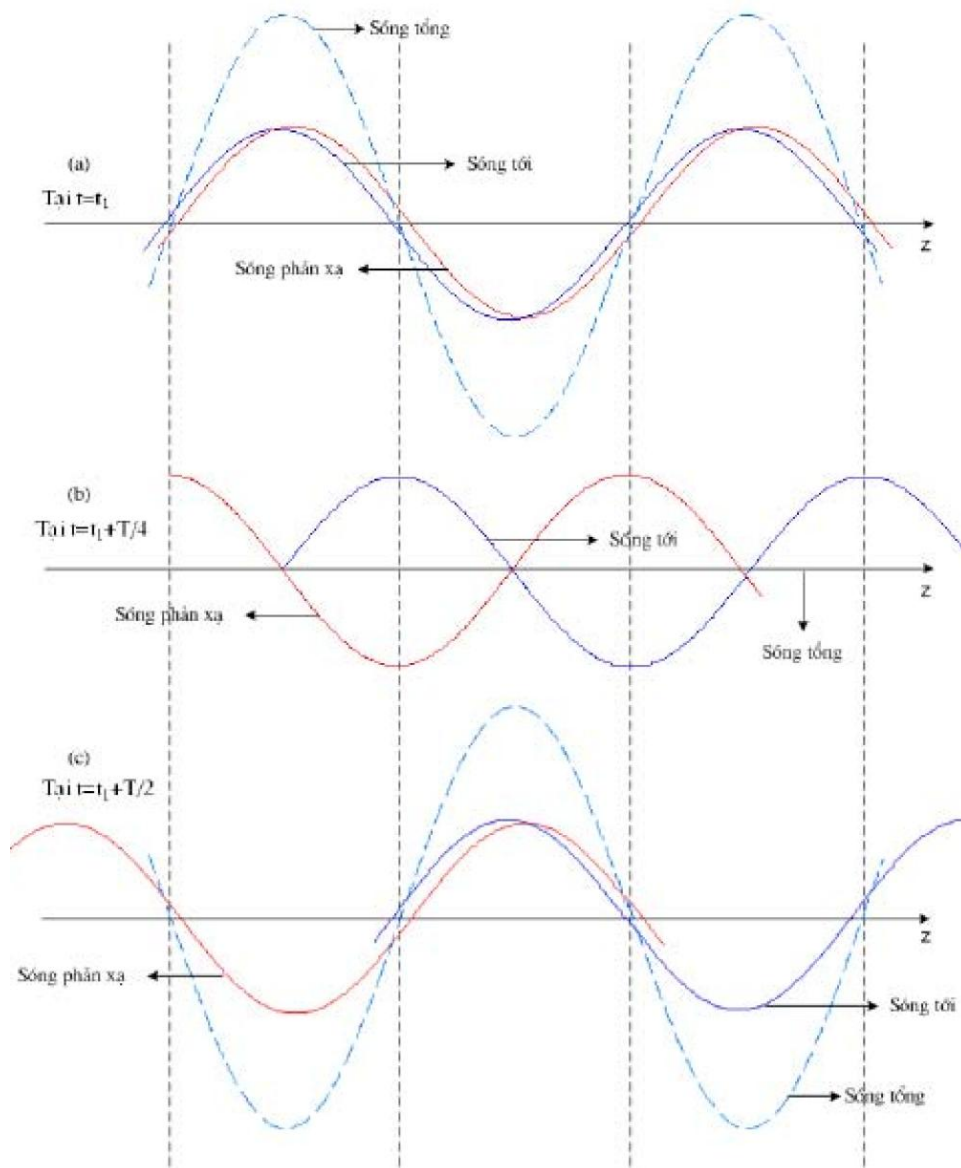
2.1.5. Hiện tượng sóng đứng và hệ số sóng đứng

Hiện tượng sóng đứng

Như đã đề cập ở các phần trước, sóng điện áp và dòng điện tại một điểm z bất kỳ trên đường dây đều được coi là tổng của sóng tới và sóng phản xạ. Với nguồn tín hiệu đơn sắc (đơn tần), các sóng tới và sóng phản xạ là các sóng hình sin lan truyền ngược chiều nhau. Điều này gây ra giao thoa sóng dọc theo đường truyền, kết quả là dọc theo đường truyền có những điểm biên độ sóng tổng (điện áp hoặc dòng điện) đạt cực đại được gọi là bụng sóng (anti-node) và sẽ có những điểm biên độ sóng đạt cực tiểu được gọi là nút sóng (node). Hiện tượng này gọi là hiện tượng sóng đứng (standing wave) trên đường dây.

Để minh họa hiện tượng sóng đứng, chúng ta xét một đường truyền sóng không tổn hao, đầu cuối được kết thúc bằng một tải hở mạch tức $\Gamma(0) = +1$.

Sóng điện áp phản xạ sẽ có biên độ bằng sóng điện áp tới, và đều là các sóng điện áp hình sin cùng chu kỳ truyền theo hai hướng ngược chiều nhau của trục z .



Hình 2.6: Minh họa sóng tới, sóng phản xạ và sóng tổng.

- **Tại thời điểm $t = t_1$**

Hai sóng tới và sóng phản xạ có phân bố theo z như trên hình 2.6(a). Chúng là các sóng hình sin có độ lệch pha so với nhau là $2k\pi$. Do đó sóng điện áp tổng đạt biên độ cực đại.

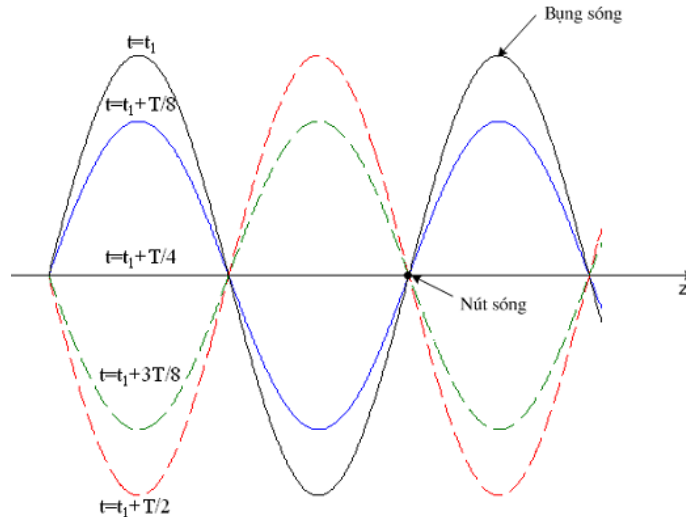
- **Tại thời điểm $t = t_1 + T/4$ (một phần tư chu kỳ sau)**

Sóng tới sẽ lan truyền theo chiều tăng của z một đoạn đường bằng $\lambda/4$, trong khi sóng phản xạ cũng lan truyền theo chiều giảm của z một đoạn đường tương

tự. Kết quả là sóng tới và sóng phản xạ lệch pha nhau một lượng $(2k + 1)\pi$, dẫn tới sóng tổng bị triệt tiêu (Hình 2.6(b)).

- **Tại thời điểm $t = t_1 + T/2$ (một nửa chu kỳ sau t_1)**

Lập luận như trên ta có sóng tổng đạt biên độ cực đại như trường hợp $t = t_1$ (Hình 2.6(c)).



Hình 2.7: Minh họa sóng đứng.

Tóm lại, sự phân bố điện áp của sóng tổng dọc theo chiều dài đường dây và sự biến thiên của chúng theo thời gian được vẽ ở hình 2.7. Lúc này ta có thể thấy rõ hiện tượng sóng đứng. Ta có nhận xét như sau:

- Có những điểm cố định trên đường dây mà tại đó điện áp biến thiên trong phạm vi cực đại. Đó là điểm bụng sóng (anti-node)
- Có những điểm cố định trên đường dây mà tại đó điện áp luôn bị triệt tiêu hoặc biến thiên trong phạm vi nhỏ. Đó là các điểm nút (node).

Hệ số sóng đứng

Nếu tải được phối hợp với đường truyền, $\Gamma = 0$ và biên độ điện áp trên đường dây là $|V(z)| = |V_0^+|$, là một hằng số. Một đường truyền như vậy đôi khi được gọi là "phẳng". Tuy nhiên, khi tải không được phối hợp trở kháng thì sẽ có mặt sóng phản xạ và dẫn tới sóng đứng ở đó biên độ điện áp không còn là một hằng số nữa.

Với (2.31) và (2.17) ta có thể viết lại (2.7) như sau:

$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}] \quad (2.49a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}] \quad (2.49b)$$

Suy ra

$$|V(z)| = |V_0^+| |1 + \Gamma| e^{\theta - 2\beta\ell} \quad (2.50)$$

Ở đây $\ell = -z$ là khoảng cách dương được đo từ tải tại $z=0$, và θ là pha của hệ số phản xạ ($\Gamma = |\Gamma|e^{\theta}$). Kết quả này chỉ ra rằng biên độ điện áp dao động theo vị trí z dọc theo đường truyền. Giá trị cực đại xuất hiện khi số hạng pha $e^{\theta - 2\beta\ell} = 1$, và được cho bởi:

$$V_{max} = |V_0^+|(1 + |\Gamma|) \quad (2.51)$$

Giá trị cực tiểu xuất hiện khi số hạng pha $e^{\theta - 2\beta\ell} = -1$, và được cho bởi:

$$V_{min} = |V_0^+|(1 - |\Gamma|) \quad (2.52)$$

Tương tự ta rút ra :

$$I_{max} = \frac{|V_0^+|}{Z_0} (1 + |\Gamma|) \quad (2.53)$$

$$I_{min} = \frac{|V_0^+|}{Z_0} (1 - |\Gamma|) \quad (2.54)$$

Khi Γ tăng, tỷ số giữa V_{max} và V_{min} tăng vì vậy một số đo độ bất phối hợp trở kháng của một đường truyền gọi là hệ số sóng đứng (SWR) có thể được định nghĩa như sau:

$$S = SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.55)$$

Đại lượng này còn được gọi là hệ số sóng đứng điện áp, và đôi khi được viết tắt là VSWR. Từ (2.55) ta thấy rằng SWR là một số thực nằm trong dải $1 \leq SWR \leq \infty$, ở đây $SWR=1$ ngụ ý tải phối hợp với đường truyền.

Nhận xét:

- Từ (2.50) có thể thấy rằng khoảng cách giữa hai điểm điện áp cực đại (hay cực tiểu) liên tiếp là $\ell = 2\pi/2\beta = \pi\lambda/2\pi = \lambda/2$.
- Khoảng cách giữa một điểm cực đại và một điểm cực tiểu là $\ell = \pi/2\beta = \pi/4$, trong đó λ là bước sóng trên đường dây.
- Tại điểm bụng điện áp và điểm nút dòng điện có biên độ điện áp đạt cực đại V_{max} có biên độ dòng điện cực tiểu I_{min} và tại điểm đó có:

$$R_{max} = \frac{V_{max}}{I_{min}} = Z_0 \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} = Z_0 S \quad (2.56)$$

Nếu lấy chuẩn hóa theo trở kháng đặc tính của đường truyền thì:

$$r_{max} = \frac{R_{max}}{Z_0} = S \quad (2.57)$$

- Tại điểm nút điện áp và bụng dòng điện có biên độ điện áp cực tiểu V_{min} và biên độ dòng điện đạt cực đại I_{max} và tại điểm đó có:

$$R_{min} = \frac{V_{min}}{I_{max}} = \frac{Z_0}{S} \quad (2.58)$$

Lấy chuẩn hóa theo trở kháng đặc tính của đường truyền thì:

$$r_{min} = \frac{R_{min}}{Z_0} = \frac{1}{S} \quad (2.59)$$

Từ (2.59) ta thấy trở kháng đường dây chuẩn hóa tại điểm nút điện áp, bụng dòng điện sẽ mang giá trị thực dương và bằng nghịch đảo của hệ số sóng đứng S trên đường dây.

Mặt khác từ (2.57) và (2.58) ta nhận thấy rằng trở kháng đường dây chuẩn hóa r_{max} tại điểm bụng điện áp, nút dòng điện bằng nghịch đảo của trở kháng đường dây chuẩn hóa r_{min} tại điểm nút điện áp, bụng dòng điện cách đó một khoảng $k\lambda/4$.

Ta viết ở dạng tổng quát như sau:

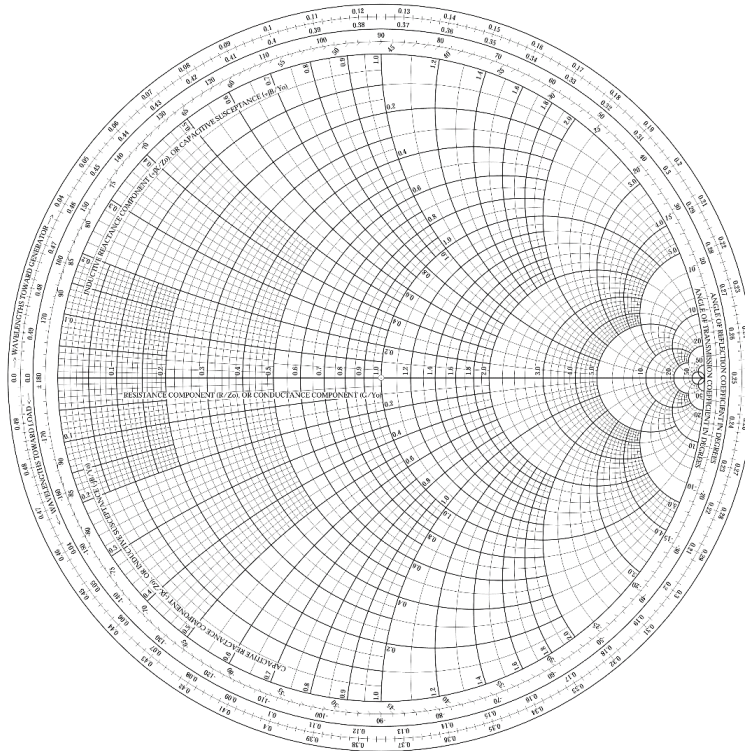
$$r_{max}(z) = \frac{1}{r_{min}(z \pm k\frac{\lambda}{4})} \quad (2.60)$$

2.2. Đồ thị Smith

Trong kỹ thuật siêu cao tần, các bài toán phân tích và thiết kế các mạch điện hoạt động ở tần số siêu cao thường dẫn tới việc giải các hệ phương trình rất phức tạp. Để đơn giản hóa việc tính toán, phép giải bằng đồ thị tỏ ra khá hiệu quả và nhanh chóng. Mặc dù kết quả có thể chưa đạt độ chính xác cao nhưng phép giải bằng đồ thị không những đơn giản mà còn giúp người thiết kế thực hiện các phép tính bằng những động tác biến đổi rất tự nhiên, dễ hiểu.

Kiểu đồ thị được biết đến nhiều nhất và được sử dụng rộng rãi trong lĩnh vực vô tuyến và siêu cao tần là dạng đồ thị hệ số phản xạ - trở kháng đường truyền được xây dựng bởi Phillip H. Smith tại Bell Telephone Laboratories vào năm 1939 và được gọi là đồ thị Smith (Hình 2.8). Biểu đồ này làm giảm nhẹ

đáng kể các tính toán về đường truyền. Tuy rằng máy tính đã phát triển với sự hỗ trợ tính toán mạnh mẽ nhưng biểu đồ này vẫn rất thuận tiện cho tính toán thông thường và kiểm nghiệm lý thuyết. Ngày nay biểu đồ Smith là một phần của thiết kế máy tính (CAD) với phần mềm thiết kế siêu cao tần. Nhờ có nó ta có thể dễ dàng tính toán, hiểu được mạch lọc đường truyền siêu cao tần, dễ dàng giải quyết các công việc của kỹ thuật siêu cao tần như vấn đề phối hợp trở kháng,...



Hình 2.8: Đồ thị Smith.

Khi mới nhìn vào đồ thị Smith ở hình 2.8 có thể thấy rất khó hiểu nhưng chia khoá để dễ dàng hiểu được nó là ta nhận thức rằng đó là đồ thị tọa độ cực biểu diễn hệ số phản xạ điện áp Γ . Ta hãy biểu diễn hệ số phản xạ có độ lớn và pha theo dạng $\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta}$. Khi đó độ lớn $|\Gamma|$ được vẽ với bán kính ($|\Gamma| \leq 1$) từ tâm của đồ thị và góc θ ($-180^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$) được đo từ đầu mút phải của đường kính nằm ngang. Bất kỳ một hệ số phản xạ nào có độ lớn $|\Gamma| \leq 1$ đều có thể được vẽ thành một điểm duy nhất trên đồ thị Smith.

Sự tiện dụng thực sự của đồ thị Smith là ở chỗ nó có thể được sử dụng để chuyển đổi cách hệ số phản xạ sang trở kháng chuẩn hóa (hay dẫn nạp chuẩn hóa) và ngược lại nhờ sử dụng các đường tròn trở kháng (hay dẫn nạp) in trên đồ thị. Khi làm việc với trở kháng trên đồ thị Smith, các đại lượng chuẩn hóa được sử

dụng và chúng ta sẽ ký hiệu bằng chữ thường. Hằng số chuẩn hóa thường là trở kháng đặc tính của đường truyền sóng.

2.2.1. Cơ sở của đồ thị Smith

Một cách tổng quát đồ thị Smith được xây dựng dựa trên mối quan hệ giữa hệ số phản xạ $\Gamma(z)$ và trở kháng $Z(z)$ tại một điểm z bất kỳ nào đó trên đường dây truyền sóng. Trở kháng đường dây tại điểm z được tính như sau:

$$Z(z) = Z_0 \frac{1+\Gamma(z)}{1-\Gamma(z)} \quad (2.61)$$

Sau khi được chuẩn hóa theo trở kháng đặc tính của đường truyền sóng Z_0 , $z(z) = Z(z)/Z_0$ trở thành:

$$z(z) = \frac{1+\Gamma(z)}{1-\Gamma(z)} \quad (2.62)$$

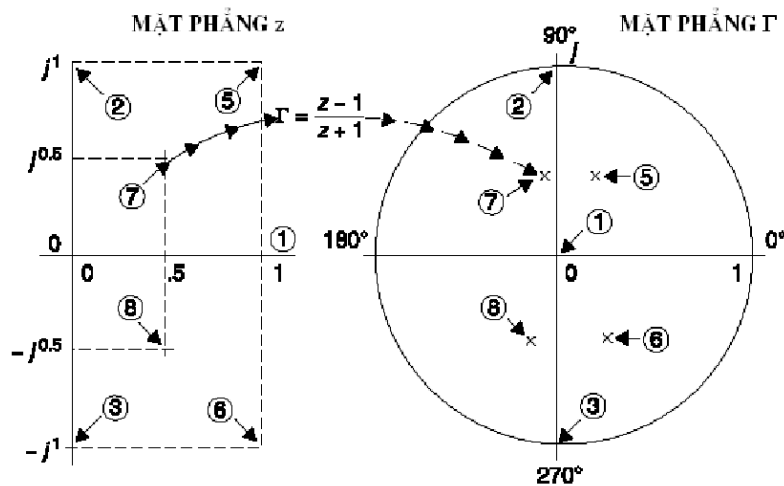
và hệ số phản xạ tại z :

$$\Gamma(z) = \frac{Z(z)-Z_0}{Z(z)+Z_0} = \frac{z(z)-1}{z(z)+1} \quad (2.63)$$

Để đơn giản trong ký hiệu, từ nay ta bỏ đi ký hiệu z và coi Γ, Z đại diện cho hệ số phản xạ, trở kháng sóng tại điểm z trên đường dây và z đại diện cho trở kháng chuẩn hóa của đường dây tại z và ta viết lại mối quan hệ giữa hai đại lượng này như sau:

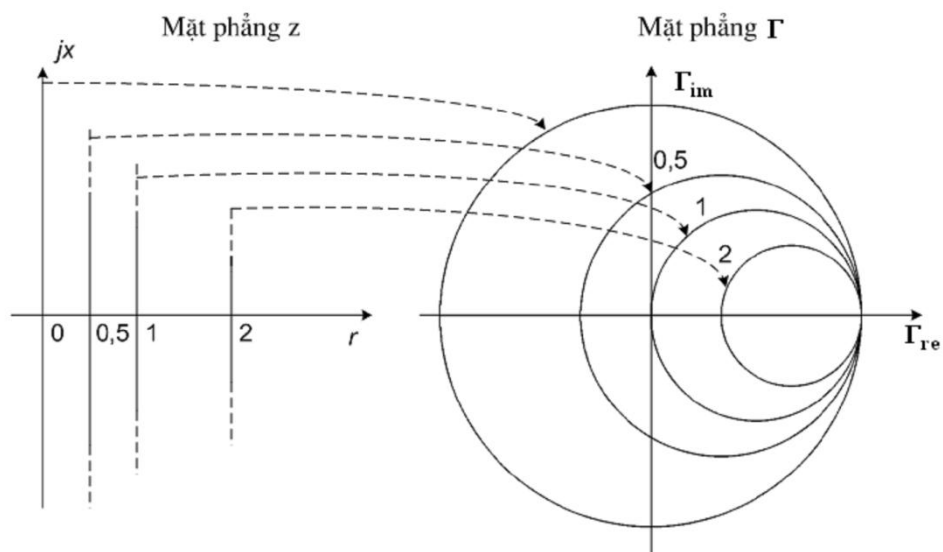
$$\Gamma = \frac{z-1}{z+1} \Leftrightarrow z = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad (2.64)$$

Quan hệ này đại diện cho ánh xạ giữa mặt phẳng trở kháng phức z và mặt phẳng hệ số phản xạ phức Γ , như chỉ ra trên hình 2.9.

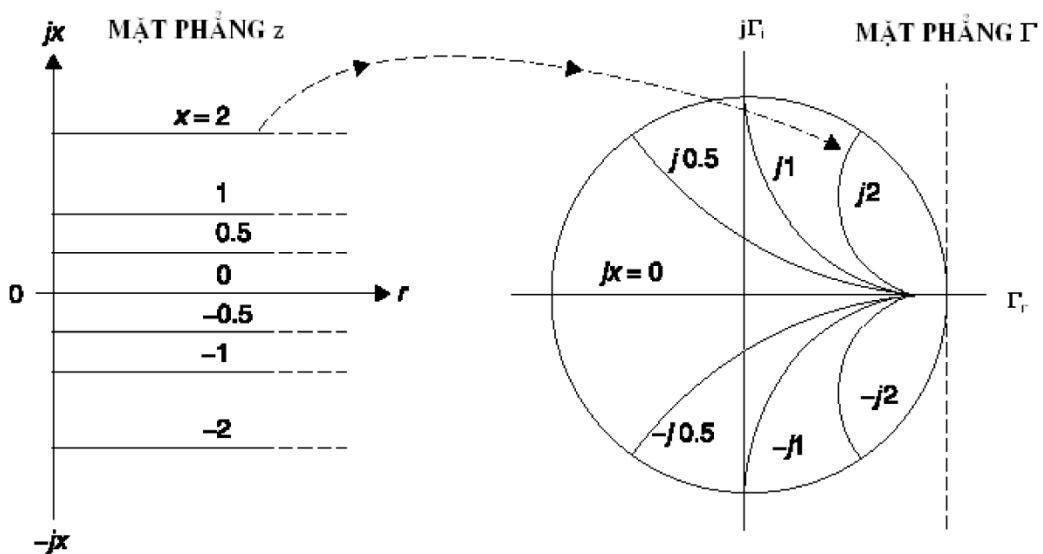


Hình 2.9: Ánh xạ giữa mặt phẳng z và mặt phẳng Γ .

Một trở kháng phức $z = r + jx$ với điện trở dương ($r > 0$) được ánh xạ vào một điểm Γ nằm trong vòng tròn đơn vị trên mặt phẳng Γ , tức là thỏa mãn $|\Gamma| < 1$. Một đường dây thuần trở $z = r$ (một đường thẳng đứng trong mặt phẳng z hình 2.10) được ánh xạ vào một vòng tròn trên mặt phẳng Γ và nằm hoàn toàn trong vòng tròn đơn vị nếu $r > 0$. Tương tự, một đường dây thuần kháng $z = jx$ (một đường nằm ngang trong mặt phẳng z - Hình 2.11) được ánh xạ vào một vòng tròn trên mặt phẳng Γ (một phần đường tròn này nằm trong vòng tròn đơn vị). Đồ thị Smith là một minh họa bằng đồ thị mặt phẳng Γ với một lưới gồm nhiều đường cong các vòng tròn điện trở và điện kháng có giá trị hằng nằm trong vòng tròn đơn vị.



Hình 2.10: Ánh xạ r giữa mặt phẳng z và mặt phẳng Γ .



Hình 2.11: Ánh xạ x giữa mặt phẳng z và mặt phẳng Γ .

Bất kỳ một điểm hệ số phản xạ Γ nào rơi vào giao điểm của một vòng tròn điện trở và một vòng tròn điện kháng (r, x) thì giá trị trở kháng tương ứng có thể được đọc trực tiếp thành $z = r + jx$. Trái lại, khi cho $z = r + jx$ và tìm giao điểm của các đường tròn (r, x) thì điểm phức Γ có thể được định vị và giá trị của nó được đọc từ các tọa độ cực hoặc tọa độ đề các.

2.2.2. Các đồ thị vòng tròn

Từ các biểu thức quan hệ giữa z và Γ , chúng ta có thể xác định được phương trình biểu diễn các vòng tròn đẳng điện trở và đẳng điện kháng trên đồ thị Smith như sau:

$$\left| \Gamma - \frac{r}{1+r} \right| = \frac{1}{1+r} \quad (\text{các đng tròn đng đin tr}) \quad (2.65)$$

$$\left| \Gamma - \left(1 + \frac{j}{x}\right) \right| = \frac{1}{|x|} \quad (\text{các đng tròn đng đin kháng}) \quad (2.66)$$

Hay ta có thể viết lại các phương trình (2.65) và (2.66) dưới dạng phương trình đường tròn quen thuộc trong chương trình toán phổ thông như sau:

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{1+r}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2 \quad (2.67)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (2.68)$$

Vậy mỗi vòng tròn đẳng r là một vòng tròn trong mặt phẳng phức Γ có:

- Tâm tại

$$\left(\frac{r}{1+r}, 0\right)$$

- Bán kính

$$\frac{1}{1+r} \quad (\text{đây ta luôn giả thiết } r \geq 0)$$

Hình 2.12 biểu diễn các đường tròn đẳng r với các giá trị r khác nhau. Thực tế r của đường dây luôn dương hoặc bằng 0 nên ở đây ta chỉ xét họ các vòng tròn đẳng r với $0 \leq r < \infty$.

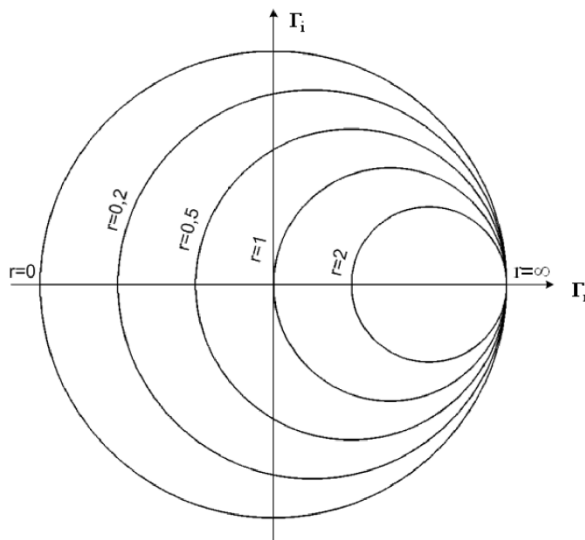
Ta có những nhận xét sau:

- Khi $r = 0$ đường tròn $r = 0$ có tâm tại $(0,0)$ bán kính đơn vị (1). Đây là đường tròn có tâm tại gốc tọa độ của mặt phẳng phức Γ và bán kính là 1.

tất cả các giá trị của hệ số phản xạ trên đường tròn này đều tương ứng với trở kháng đường dây là thuần kháng (đoạn nối tắt, hở mạch, dung kháng hoặc cảm kháng) với thành phần điện trở bị triệt tiêu. Ta có thể kiểm chứng được rằng trong điều kiện trở kháng đường dây là thuần kháng hoặc bằng 0 (hay ∞) thì $|\Gamma| = 1$.

- Khi $r = 1$ ($R = Z_0$), ta có đường tròn đẳng $r = 1$ đi qua gốc tọa độ của Γ có tâm $(0.5, 0)$ và bán kính 0.5. Đường tròn này có tâm nằm trên trục hoành Γ_r , hoành độ 0.5, bán kính 0.5. Ta nói rằng mọi điểm hệ số phản xạ Γ nằm trên vòng tròn đều tương ứng với trở kháng đường dây có phần thực R đúng bằng trở kháng chuẩn hóa Z_0 .
- Khi $r \rightarrow \infty$, đường tròn tương ứng có tâm tại $(1, 0)$ bán kính 0. Đường tròn đẳng $r \rightarrow \infty$ biến thành một điểm trong mặt phẳng phức Γ nằm tại tọa độ $(1, 0)$ nghĩa là tại $\Gamma = +1$. Đây là điểm tương ứng với trở kháng là một hở mạch.

Tâm của các đường tròn điện trở nằm trên một nửa dương của trục thực trên mặt phẳng Γ và nằm trong khoảng $0 \leq \Gamma \leq 1$. Khi $r = 0$, đường tròn điện trở là cả vòng tròn tâm nằm tại $\Gamma = 0$. Khi r tăng, bán kính trở nên nhỏ dần và tâm đường tròn này di chuyển về phía $\Gamma = 1$. Tâm các đường tròn điện kháng nằm trên tiếp tuyến của đường tròn đơn vị tại $\Gamma = 1$.



Hình 2.12: Các vòng tròn đẳng r trong mặt phẳng phức Γ .

Bây giờ, cũng tương tự như các vòng tròn đẳng r , các vòng tròn đẳng x có phương trình (2.68) được vẽ trên hình 2.13 với các giá trị $|x| = 0.5; 1; 2$. Lưu ý rằng trong khi giá trị của r luôn dương ($r \geq 0$) thì x là giá trị điện kháng và có thể

âm hoặc dương. Giá trị dương tương ứng với thành phần cảm kháng còn âm tương ứng với thành phần dung kháng. Vì vậy trong phương trình trên giá trị bán kính lấy theo giá trị tuyệt đối của x . Phương trình (2.68) cho thấy khi x là một hằng số nó sẽ trở thành một phương trình đường tròn có:

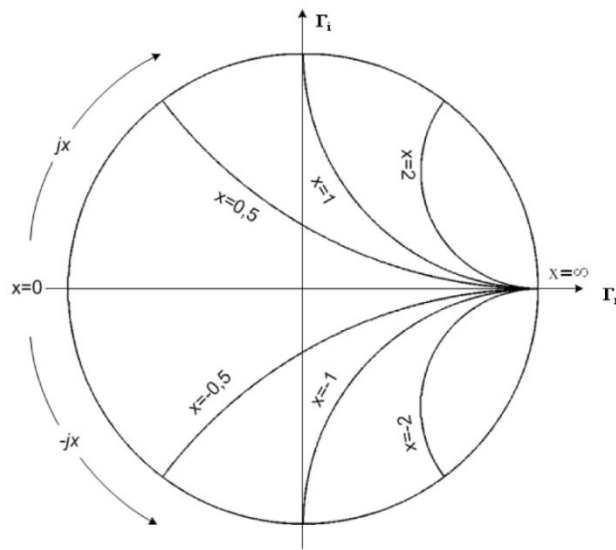
- Tâm tại

$$\left(1, \frac{1}{x}\right)$$

- Bán kính

$$\frac{1}{|x|}$$

Ta nhận thấy rằng tâm của các các vòng tròn đẳng x luôn nằm trên một đường thẳng tiếp tuyến với vòng tròn đơn vị tại điểm $\Gamma = +1$ (Hình 2.13). Ngoài ra mọi đường tròn đẳng x luôn đi qua điểm $(1,0)$ trong mặt phẳng phức Γ . Mặt khác do hệ số phản xạ trên đường truyền (tải thụ động) $|\Gamma| \leq 1$ nên ta chỉ vẽ các phần của đường tròn đẳng x nằm trong vòng tròn đơn vị tức $|\Gamma| = 1$.

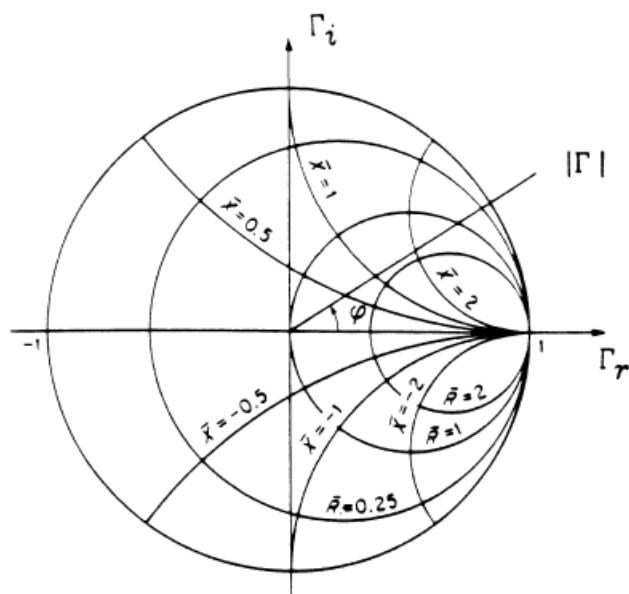


Hình 2.13: Các vòng tròn đẳng x trong mặt phẳng phức Γ .

Các vòng tròn đẳng x đáng chú ý gồm :

- Khi $x = 0$ thì vòng tròn đẳng x có tâm tại $(1, \infty)$ và bán kính ∞ . Lúc này đường tròn đẳng $x = 0$ biến thành một đường thẳng và nằm trên trục hoành Γ_r của mặt phẳng phức Γ . Thật vậy, với trở kháng đường dây là thuần trở thì hệ số phản xạ Γ trở thành số thực.

- Khi $x \rightarrow \infty$ vòng tròn đẳng x này có tâm tại $(1,0)$, bán kính 0. Đường tròn đẳng $x \rightarrow \infty$ biến thành một điểm nằm tại điểm $(1,0)$ trong mặt phẳng phức Γ , nghĩa là tại điểm $\Gamma_r = +1$. Điểm này ứng với trở kháng tải là một hở mạch.
- Với các giá trị điện kháng x trái dấu, các đường tròn đẳng $|x|$ tương ứng sẽ đối xứng nhau qua trục hoành.



Hình 2.14: Vòng tròn đẳng điện trở và điện kháng trên cùng đồ thị.

Vòng tròn đẳng $|Γ|$

Trong mặt phẳng Γ_i, Γ_r người ta cũng có thể vẽ họ đường tròn đẳng $|Γ|$ là những vòng tròn đồng tâm, có tâm điểm đặt tại gốc tọa độ ($\Gamma_i = 0, \Gamma_r = 0$), có bán kính là $|Γ|$ nhận các giá trị từ 0 đến 1. Vòng tròn $|Γ|=0$ trùng với điểm gốc tọa độ, còn vòng tròn $|Γ|=1$ trùng với vòng tròn đẳng $r=0$ vòng tròn ngoài cùng (Hình 2.15).

Các giá trị của góc φ biểu diễn véc tơ Γ trong mặt phẳng phức được khắc trên chu vi của đồ thị Smith. Góc để tính φ là trục thực Γ_r , chiều dương của φ là chiều ngược với chiều chuyển động của kim đồng hồ, còn chiều âm là chiều chuyển động thuận của kim đồng hồ.

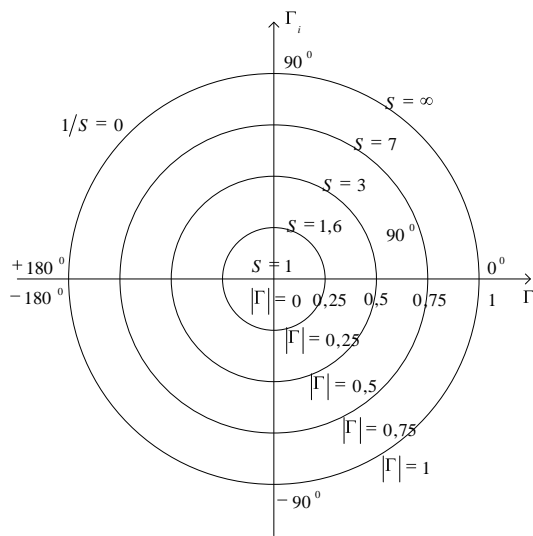
Vòng tròn đẳng S

Các đường tròn đẳng S (hệ số sóng đứng) hay đẳng $1/S$ (hệ số sóng chạy) cũng là những đường tròn đồng tâm giống như các đường đẳng $|Γ|$ nhưng giá trị cụ thể của S (hay $1/S$) được xác định tùy theo $|Γ|$, theo công thức:

$$S = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.69)$$

$$\frac{1}{S} = \frac{1-|\Gamma|}{1+|\Gamma|} \quad (2.70)$$

Để thuận tiện cho việc đọc các giá trị của S (hay $1/S$), trên trục hoành người ta không khắc độ theo giá trị của S . Điểm gốc tọa độ (ứng với $|\Gamma|=0$) sẽ tương ứng với $S=1$ (đường tròn đẳng $S=1$). Khi $|\Gamma|$ lấy các giá trị từ 0 đến 1 thì S sẽ nhận giá trị từ 1 đến ∞ . Trong khoảng $0 \rightarrow 1$ của trục thực, người ta khắc độ theo S với các giá trị S từ $1 \rightarrow \infty$. Như vậy vòng tròn ngoài cùng ($|\Gamma|=1$) sẽ ứng với vòng tròn $S=\infty$.



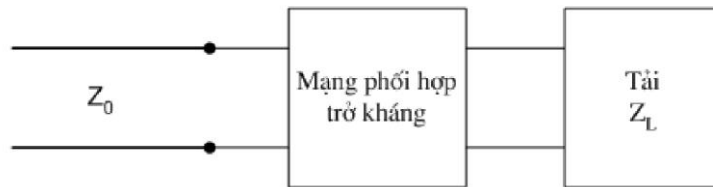
Hình 2.15: Các vòng tròn đẳng $|\Gamma|$ và đẳng S .

Vì các đường tròn đẳng S có tâm là gốc tọa độ nên việc xác định $1/S$ chỉ là phép lấy đối xứng qua tâm. Như vậy, nửa bên trái của trục thực Γ_r sẽ được khắc độ theo $1/S$. Vòng tròn ngoài cùng sẽ là vòng tròn $1/S = 0$, còn điểm gốc tọa độ sẽ là vòng tròn $1/S = 1$. Ngoài ra, để thuận tiện cho tính toán người ta còn bổ sung một thang giá trị khắc độ theo ℓ / λ trên chu vi của đồ thị. Bởi vì phân bố sóng đứng trên đường dây được lặp lại theo chu kỳ $\lambda / 2$ nên việc khắc độ ℓ / λ theo chu vi vòng tròn ngoài cũng được thực hiện từ $\ell / \lambda = 0$ đến $\ell / \lambda = 0,5$.

2.3. Kỹ thuật phối hợp trở kháng và điều chỉnh phối hợp trở kháng

Phối hợp trở kháng, một vấn đề luôn là một phần trong quá trình thiết kế một phần tử hay hệ thống vi ba. Ý tưởng cơ bản của phối hợp trở kháng minh họa trên hình 2.16 cho thấy một mạng phối hợp trở kháng đặt giữa một trở kháng tải và một đường truyền. Một mạng phối hợp lý tưởng phải là một mạng không

có tổn hao nhằm tránh mất mát công suất không cần thiết và thường được thiết kế sao cho trở kháng nhìn vào mạng phối hợp là Z_0 . Khi đó các phản xạ bị loại trừ trên đường truyền về phía bên trái của mạng phối hợp, mặc dù có đa phản xạ giữa mạng phối hợp và tải. Quá trình này còn được gọi là "tuning - điều chỉnh". Phối hợp trở kháng rất quan trọng vì những lý do sau:



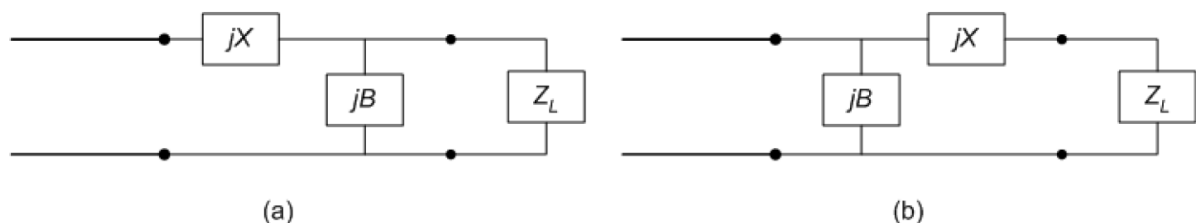
Hình 2.16: Mạng không tổn hao phối hợp một tải với một đường truyền.

- Công suất tối đa được phát đi khi tải được phối hợp với đường truyền (giả thiết là nguồn được phối hợp), và tổn hao công suất trên đường cấp (feed line) được giảm tối đa.
- Phối hợp trở kháng các phần tử nhạy cảm của máy thu (như anten, bộ khuếch đại nhiễu thấp vv...) cải thiện tỷ số tín hiệu trên nhiễu của hệ thống.
- Phối hợp trở kháng trong một mạng phân phối công suất (như mạng cấp cho mảng anten) sẽ giảm các lỗi về biên độ và pha.

Miễn là trở kháng tải (Z_L) có phần thực khác 0 thì ta luôn có thể xác định được một mạng phối hợp.

2.3.1. Phối hợp trở kháng bằng các phần tử tập trung

Có lẽ loại mạch phối hợp trở kháng đơn giản nhất là đoạn mạch hình chữ L sử dụng hai phần tử thuần kháng để phối hợp một tải bất kỳ với đường truyền. Có hai cấu hình cho mạng này như trình bày trên hình 2.17.



Hình 2.17: Mạng phối hợp hình L.

(a) Mạng được dùng khi Z_L nằm trong vòng tròn $1 + jx$.

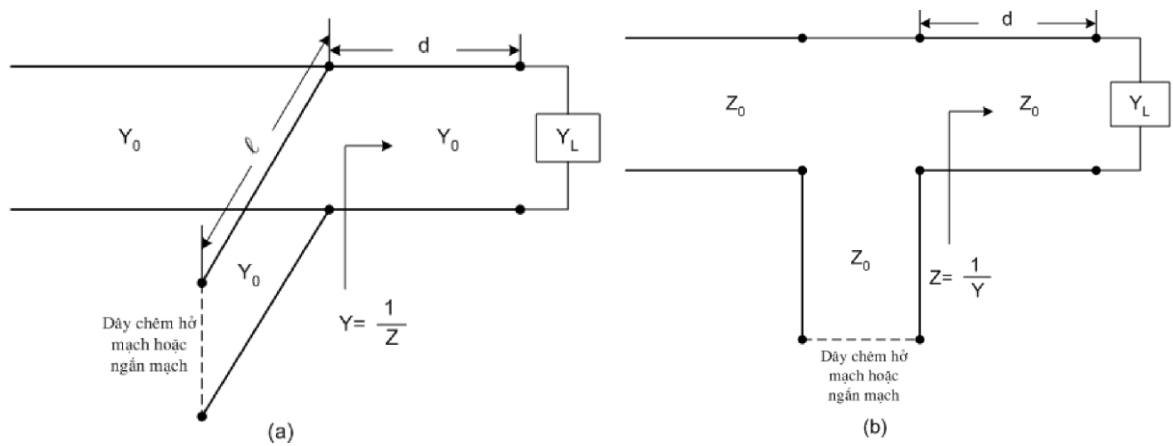
(b) Mạng được dùng khi Z_L nằm ngoài vòng tròn $1 + jx$.

Nếu trở kháng tải chuẩn hóa $z_L = Z_L/Z_0$ nằm bên trong vòng tròn $1 + jx$ trên đồ thị Smith thì mạch điện trên hình 2.17(a) được sử dụng. Còn nếu trở kháng tải chuẩn hóa nằm ngoài vòng tròn $1 + jx$ trên đồ thị Smith thì mạch điện trên hình 2.17(b) cần được sử dụng. Vòng tròn $1 + jx$ là vòng tròn điện trở trên đồ thị Smith có $r = 1$.

Trong cả hai cấu hình trên hình 2.17, các phần tử thuần kháng có thể là các cuộn cảm hay tụ điện tùy thuộc vào trở kháng tải. Vì thế, có tám khả năng khác nhau cho mạch phối hợp đối với nhiều loại trở kháng tải khác nhau. Nếu tần số là đủ thấp và/hoặc kích thước mạch là đủ nhỏ thì các phần tử tập trung như cuộn cảm hay tụ điện có thể được sử dụng. Cấu hình này khả thi đối với các tần số lên tới 1GHz mặc dù các mạch tích hợp cao tần hiện đại có thể đủ nhỏ để cho các phần tử tập trung có thể được sử dụng ở các tần số cao hơn. Tuy nhiên có một phạm vi rộng các tần số và kích thước mạch ở đó các phần tử tập trung không thể thực hiện được. Đây là hạn chế của kỹ thuật phối hợp trở kháng sử dụng đoạn mạch L.

2.3.2. Mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng dùng một dây chêm

Kỹ thuật phối hợp sử dụng một đoạn đường truyền ngắn mạch hoặc hở mạch (gọi là "dây chêm") kết nối song song hoặc nối tiếp với đường truyền chính ở một khoảng cách nhất định kể từ tải như trình bày trên hình 2.18. Một mạch điều chỉnh như vậy rất thuận tiện nhìn từ khía cạnh chế tạo mạch cao tần do các phần tử tập trung không cần thiết. Đặc biệt dây chêm điều chỉnh song song rất dễ chế tạo dưới dạng đường truyền vi dải hoặc đường truyền dải. Hơn nữa, phương pháp phối hợp này dễ điều chỉnh và có dải tần hoạt động khá lớn so với phương pháp trên. Trong mạch điều chỉnh một dây chêm, hai tham số có thể điều chỉnh được là khoảng cách d từ tải tới vị trí dây chêm và trị số của điện nạp hay điện kháng tạo ra bởi dây chêm song song hoặc nối tiếp. Đối với trường hợp dây chêm song song, ý tưởng cơ bản là chọn d sao cho dẫn nạp Y nhìn vào đường dây ở khoảng cách d tính từ tải phải có dạng $Y_0 + jB$.



Hình 2.18: Các mạch điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm đơn.

(a) Dây chêm song song ; (b) Dây chêm nối tiếp

Khi đó điện nạp do dây chêm tạo ra được chọn là $-jB$, dẫn tới trạng thái phối hợp trở kháng. Đối với trường hợp dây chêm nối tiếp, khoảng cách d được chọn sao cho trở kháng Z nhìn vào đường dây ở khoảng cách d tính từ tải có dạng $Z_0 + jX$. Khi đó điện kháng của dây chêm được chọn là $-jX$ dẫn tới trạng thái phối hợp trở kháng.

Nếu ta phân tích theo các trị số chuẩn hóa thì:

- Nếu tải Z_L có dẫn nạp chuẩn hóa $y_L = \frac{1/Z_L}{1/Z_0} = \frac{Z_0}{Z_L}$ có phần thực bằng 1, phần ảo có giá trị bất kỳ thì dây chêm sẽ được mắc ngay tại tải. Dây chêm cần phải có độ dài ℓ sao cho giá trị thuần nạp (do đầu cuối hở mạch hoặc ngắn mạch) $b_S = -b_L$. Khi đó tổng dẫn nạp :

$$y_t = y_L + y_S = (1 + jb_L) + jb_S = 1 + jb_L - jb_L = 1 \quad (2.77)$$

Nghĩa là khi đó $Y_t = Y_0$ do đó có phối hợp trở kháng với đường dây.

- Nếu dẫn nạp tải chuẩn hóa (dây chêm song song) y_L có phần thực $g_L \neq 1$ ta sẽ di chuyển điểm khảo sát trên đường dây truyền sóng chính từ tải về nguồn một quãng là d sao cho dẫn nạp chuẩn hóa nhìn vào từ điểm này là $y_d = 1 + jb_d$. Mắc dây chêm có dẫn nạp chuẩn hóa y_S vào ngay vị trí này trên đường dây chính và chọn chiều dài ℓ của dây chêm sao cho $b_S = -b_d$. Khi đó dẫn nạp tổng sẽ là:

$$y_t = y_d + y_S = (1 + jb_d) + jb_S = 1 + jb_d - jb_d = 1 \quad (2.78)$$

Nghĩa là ta đã đạt được phối hợp trở kháng giữa tải và đường dây chính.

- Nếu trở kháng tải chuẩn hóa (dây chêm nối tiếp) z_L có phần thực $r_L \neq 1$ ta sẽ đi chuyên điểm khảo sát trên đường dây truyền sóng chính từ tải về nguồn một quãng là d sao cho trở kháng chuẩn hóa nhìn vào từ điểm này là $z_d = 1 + jx_d$. Mắc dây chêm có trở kháng z_S vào ngay vị trí này sao cho $x_S = -x_d$. Khi đó trở kháng tổng sẽ là:

$$z_t = z_d + z_S = (1 + jx_d) + jx_S = 1 + jx_d - jx_d = 1 \quad (2.79)$$

- Nếu dây chêm có điện trở đặc tính $Z_{a0} \neq Z_0$ thì điều kiện phối hợp trở kháng (2.77) và (2.78) trở thành:

$$Y_t = Y_d + Y_S = (G_0 + jB_d) + jB_S = G_0 \quad (2.80)$$

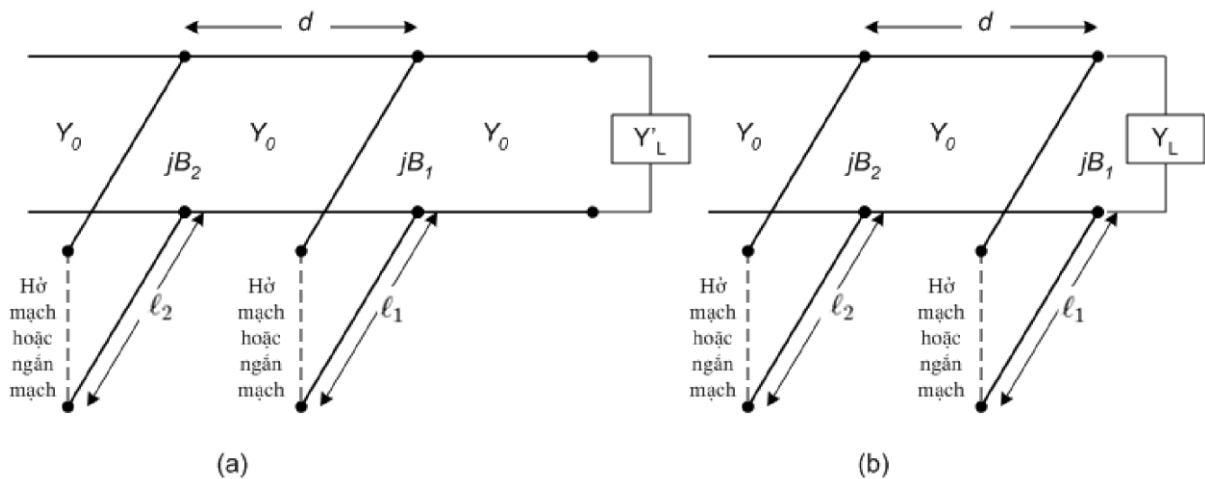
Với: B_d là giá trị tuyệt đối của điện nạp của đường dây chính tại khoảng cách d kể từ tải, $B_S = -B_d$ là giá trị tuyệt đối của điện nạp vào của dây chêm. Lúc này không thể tính toán trên giá trị chuẩn hóa được do các điện trở đặc tính khác nhau.

Độ dài thích hợp của một đường truyền hở mạch hay ngắn mạch có thể tạo ra bất kỳ một giá trị điện kháng hay điện nạp mà ta mong muốn. Đối với một điện nạp hay điện kháng đã cho, sự khác biệt về độ dài của dây chêm hở mạch và ngắn mạch là $\lambda/4$. Với một môi trường truyền dẫn chẳng hạn như đường truyền dài hay vi dải, các dây chêm hở mạch dễ chế tạo hơn vì khi này ta không cần khoan lỗ đi dây via nối đất qua lớp điện môi. Tuy nhiên, đối với cáp đồng trục hay ống dẫn sóng thì các dây chêm ngắn mạch thường được chọn do diện tích mặt cắt tiết diện của một đường dây hở mạch như vậy có thể đủ lớn (về mặt điện) để gây bức xạ và trong trường hợp như vậy dây chêm không còn là thuần kháng nữa.

2.3.3. Điều chỉnh phối hợp trở kháng hai dây chêm

Các mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng dùng một dây chêm trình bày trong phần trước có thể phối hợp bất cứ một trở kháng tải nào (miễn là nó có phần thực khác không) với một đường truyền, nhưng có một nhược điểm là đòi hỏi độ dài đường truyền d giữa tải và dây chêm phải có thể điều chỉnh được tùy theo trở kháng tải. Điều này có thể không thành vấn đề đối với một mạch phối hợp cố định nhưng sẽ có thể đặt ra một số khó khăn nếu một mạch phối hợp yêu cầu có thể khả năng điều chỉnh được. Trong trường hợp này, mạch điều chỉnh

phối hợp trở kháng dây chêm kép (sử dụng hai dây chêm ở vị trí cố định) có thể được sử dụng. Các mạch điều chỉnh như vậy thường được chế tạo ở dạng cáp đồng trục với các dây chêm có thể điều chỉnh được nổi song với đường dây đồng trục chính. Tuy nhiên, chúng ta sẽ thấy rằng mạch điều chỉnh dây chêm kép không thể phối hợp tất cả các trở kháng tải. Mạch điều chỉnh phối hợp dây chêm kép được trình bày trên hình 2.19(a), trong đó tải có thể ở một khoảng cách bất kỳ kể từ dây chêm đầu tiên. Mặc dù trường hợp này thường gặp trong thực tế hơn nhưng mạch điện của hình 2.19(b) (ở đó tải Y'_L đã được chuyển đổi về vị trí của dây chêm đầu tiên) dễ làm việc hơn mà không mất đi tính tổng quát. Các dây chêm trình bày trên hình 2.19 là các dây chêm song song dễ thực hiện hơn là các dây chêm nối tiếp. Tuy nhiên về nguyên tắc các dây chêm nối tiếp cũng có thể được sử dụng. Trong bất kỳ trường hợp nào các dây chêm cũng có thể là hở mạch hay ngắn mạch.



Hình 2.19: Mạch phối hợp dây chêm kép.

(a) Mạch ban đầu có tải ở khoảng cách bất kỳ kể từ dây chêm thứ nhất

(b) Mạch tương đương có tải nằm tại dây chêm thứ nhất.

CHƯƠNG 3: MẠCH TẠO DAO ĐỘNG ĐIỀU HÒA

3.1. Giới thiệu chung

Mạch dao động là mạch tạo ra tín hiệu, tổng quát người ta chia ra làm hai loại mạch dao động là dao động điều hòa tạo ra các tín hiệu dạng hình sin và dao động tích thoát tạo ra các tín hiệu không sin như răng cưa, xung nhọn, tam giác, vuông.

Thành phần cơ bản của mạch dao động là thành phần khuếch đại, thành phần hạn chế biên độ, xác định tần số và thành phần phản hồi. Thành phần hạn chế biên độ, xác định tần số thường được thực hiện bằng mạch khuếch đại. Mạch phản hồi đưa một phần tín hiệu lối ra trở về lối vào.

Các mạch dao động điều hòa thường được dùng trong các hệ thống thông tin, trong các máy đo, trong máy kiểm tra, trong các thiết bị y tế, v.v... Các mạch dao động điều hòa có thể làm việc tốt trong dải tần từ vài Hz cho đến hàng nghìn MHz. Để tạo dao động, có thể dùng các phần tử tích cực như: đèn điện tử, transistor lưỡng cực (BJT), transistor trường (FET), các bộ khuếch đại thuật toán hoặc các phần tử đặc biệt như: diode Tunnel, diode Gunn.

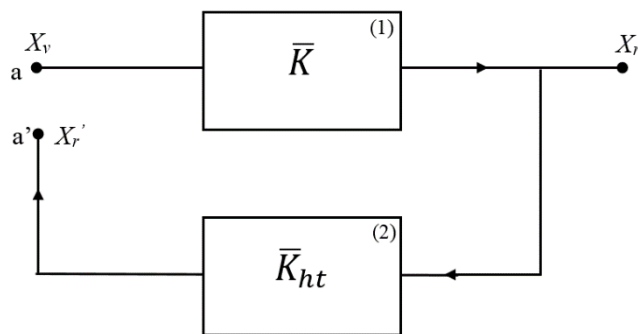
Các tham số cơ bản của mạch tạo dao động gồm: tần số của tín hiệu ra, biên độ điện áp ra, độ ổn định tần số, công suất ra và hiệu suất.

Có thể tạo dao động điều hòa theo 2 nguyên tắc cơ bản sau:

- Tạo dao động bằng bộ khuếch đại có hồi tiếp dương.
- Tạo dao động bằng phương pháp tổng hợp mạch.

3.2. Điều kiện dao động

Xét sơ đồ mạch khuếch đại có hồi tiếp sau:



Hình 3.1: Sơ đồ mạch khuếch đại có phản hồi cơ bản.

Trong sơ đồ trên khối khuếch đại có hệ số khuếch đại $\bar{K} = ke^{j\varphi_k}$ và khối hồi tiếp có hệ số truyền đạt $\overline{K_{ht}} = K_{ht}e^{j\varphi_{ht}}$. Nếu đặt vào đầu vào tín hiệu $\overline{X_v}$ và giả thiết rằng $\overline{K\overline{K_{ht}}} = 1$ thì $\overline{X'_r} = \overline{X_v}$ vì $\overline{X'_r} = \overline{K\overline{K_{ht}}X_v}$.

Với giả thiết này thì tín hiệu vào của mạch khuếch đại $\overline{X_v}$ và tín hiệu ra của mạch hồi tiếp $\overline{X'_r}$ bằng nhau cả về biên độ và pha nên có thể nối các đầu a và a' với nhau mà tín hiệu ra vẫn không thay đổi, tức là mạch tự tạo ra tín hiệu. Lúc này ta có sơ đồ khối của mạch tạo dao động làm việc theo nguyên tắc hồi tiếp dương.

Vậy điều kiện để có dao động là tần số của mạch phải thỏa mãn:

$$\overline{K\overline{K_{ht}}} = 1 \quad (3.1)$$

\bar{K} và $\overline{K_{ht}}$ là các số phức nên:

$$\overline{K\overline{K_{ht}}} = KK_{ht}e^{j(\varphi_k + \varphi_{ht})} = 1 \quad (3.2)$$

Trong đó:

K - Module hệ số khuếch đại.

K_{ht} - Module hệ số hồi tiếp.

φ_k - Góc di pha của bộ khuếch đại.

φ_{ht} - Góc di pha của mạch hồi tiếp.

Có thể tách biểu thức (3.1) thành hai biểu thức: một biểu viết theo module (3.3a) và một biểu thức viết theo pha (3.3b):

$$KK_{ht} = 1 \quad (3.3a)$$

$$\varphi = \varphi_k + \varphi_{ht} = 2\pi n \quad \text{vi } n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.3b)$$

Trong đó:

φ - Tổng dịch pha của bộ khuếch đại và của mạch hồi tiếp, biểu thị sự dịch pha giữa tín hiệu ra mạch hồi tiếp X'_r và tín hiệu vào ban đầu X_v .

Quan hệ (3.3a) được gọi là điều kiện cân bằng biên độ. Nó cho thấy, mạch chỉ có thể dao động khi hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại có thể bù được tổn hao do mạch hồi tiếp gây ra. Còn biểu thức (3.3b) là điều kiện cân bằng pha, cho biết dao động chỉ có thể phát sinh khi tín hiệu hồi tiếp về đồng pha với tín hiệu vào.

Các đặc điểm cơ bản của một mạch tạo dao động:

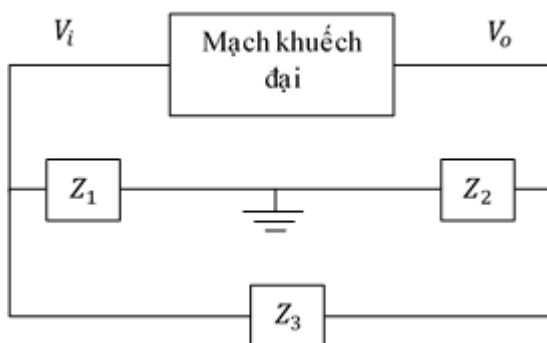
- Mạch dao động cũng là một mạch khuếch đại, nhưng là mạch khuếch đại tự điều khiển bằng hồi tiếp dương từ đầu ra về đầu vào. Năng lượng tự dao động lấy từ nguồn cung cấp một chiều.
- Muốn có dao động, mạch phải có kết cấu thỏa mãn điều kiện cân bằng biên độ (3.3a) và điều kiện cân bằng pha (3.3b)
- Mạch phải chứa ít nhất một phần tử tích cực làm nhiệm vụ biến đổi năng lượng một chiều thành xoay chiều.
- Mạch phải chứa một phần tử phi tuyến hay một khâu điều chỉnh để đảm bảo cho biên độ dao động không đổi ở trạng thái xác lập ($KK_{ht} = 1$)

3.3. Mạch dao động tần số cao

Để tạo sóng tần số cao người ta thường đưa vào hệ thống hồi tiếp các mạch cộng hưởng LC.

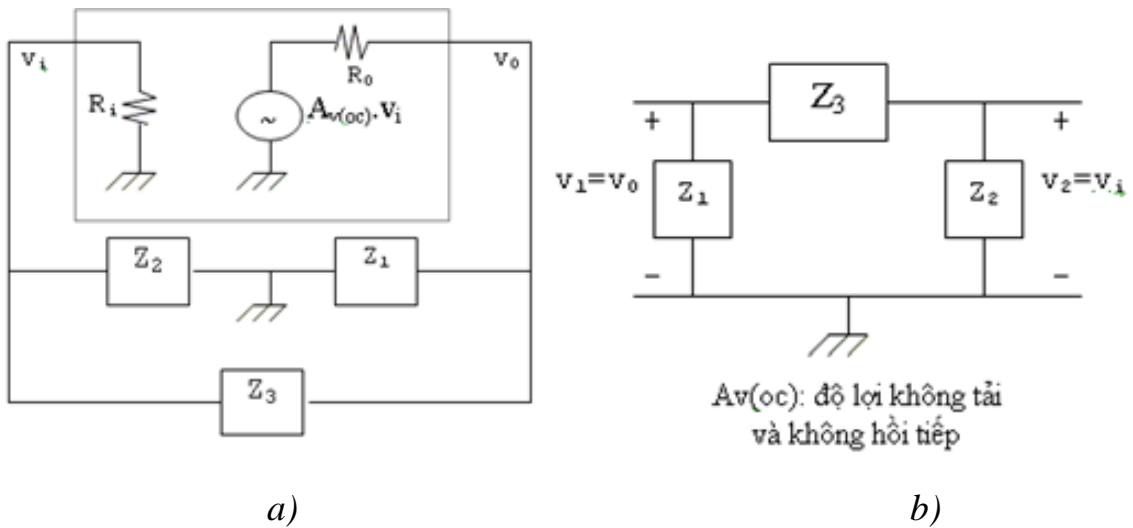
3.3.1. Mạch tạo dao động cộng hưởng

Để tạo dao động tần số cao thường sử dụng các mạch dao động cộng hưởng. Hình 3.2 là sơ đồ tổng quát của mạch dao động cộng hưởng. Z_1, Z_2, Z_3 là các phần tử điện kháng, có thể là dung kháng hoặc cảm kháng. Tại tần số cộng hưởng thì $Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0$.



Hình 3.2: Sơ đồ tổng quát của mạch dao động cộng hưởng.

Để tính toán các điều kiện dao động ta sử dụng mô hình như hình 3.3.



Hình 3.3: a) Mô hình mạch dao động công hưởng.

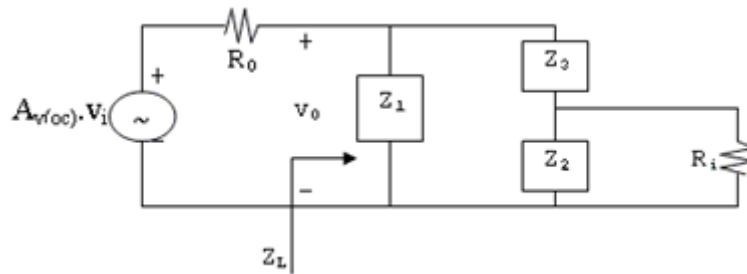
b) Mạch hồi tiếp.

Giả sử R_i rất lớn đối với Z_2 (thường được thỏa mãn vì Z_2 rất nhỏ).

Theo hình 3.3b ta tính được hệ số hồi tiếp:

$$v_2 = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} v_1 \Rightarrow \beta = \frac{v_2}{v_1} = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \quad (3.4)$$

Để xác định hệ số khuếch đại (độ lợi) khi có tải của mạch khuếch đại ta sử dụng hình 3.4.



Hình 3.4: Xác định hệ số khuếch đại (độ lợi) khi có tải của mạch khuếch đại.

Vì $R_i \gg Z_2$ nên trong sơ đồ hình 3.4 ta có $R_i // Z_2 \approx Z_2$.

Ta có:

$$Y_L = \frac{1}{Z_L} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2 + Z_3} = \frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{Z_1(Z_2 + Z_3)} \quad (3.5)$$

$$\Rightarrow Z_L = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (3.6)$$

Điện áp đầu ra bộ khuếch đại:

$$v_o = \frac{Z_L}{R_o + Z_L} A_{v(oc)} v_i = \frac{\frac{Z_1(Z_2+Z_3)}{Z_1+Z_2+Z_3}}{R_o + \frac{Z_1(Z_2+Z_3)}{Z_1+Z_2+Z_3}} A_{v(oc)} v_i \quad (3.7)$$

Trong đó:

$A_{v(oc)}$ - Là hệ số khuếch đại không tải khi không hồi tiếp.

Hệ số khuếch đại của mạch khuếch đại khi có tải:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\frac{Z_1(Z_2+Z_3)}{Z_1+Z_2+Z_3}}{R_o + \frac{Z_1(Z_2+Z_3)}{Z_1+Z_2+Z_3}} A_{v(oc)}$$

$$\Leftrightarrow A_v = \frac{Z_1(Z_2+Z_3)}{Z_1(Z_2+Z_3) + R_o(Z_1+Z_2+Z_3)} A_{v(oc)} \quad (3.8)$$

Hệ số khuếch đại vòng:

$$\beta A_v = \left(\frac{Z_2}{Z_2+Z_3} \right) \left[\frac{Z_1(Z_2+Z_3)}{Z_1(Z_2+Z_3) + R_o(Z_1+Z_2+Z_3)} \right] A_{v(oc)}$$

$$\Leftrightarrow \beta A_v = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1(Z_2+Z_3) + R_o(Z_1+Z_2+Z_3)} A_{v(oc)} \quad (3.9)$$

Tại tần số cộng hưởng: $Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0 \Leftrightarrow Z_2 + Z_3 = -Z_1$

$$\Rightarrow \beta A_v = \frac{Z_2}{Z_2+Z_3} A_{v(oc)} = -\frac{Z_2}{Z_1} A_{v(oc)} \quad (3.10)$$

Giải phương trình $Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0$ ta tìm được tần số cộng hưởng f_0 .

Điều kiện $\beta A_v \geq 1$ trở thành điều kiện:

$$A_{v(oc)} \leq -\frac{Z_1}{Z_2} \quad (3.11)$$

Giả thiết các trở kháng Z_1, Z_2, Z_3 là thuần kháng:

$$Z_1 = jX_1, Z_2 = jX_2, Z_3 = jX_3$$

Thay vào (3.10) ta được:

$$\beta A_v = -\frac{X_2}{X_1} A_{v(oc)} \quad (3.12)$$

Theo điều kiện cân bằng pha, để có hồi tiếp dương, tổng di pha do mạch khuếch đại và mạch hồi tiếp gây nên phải bằng không tức $\beta A_v > 0$. Mà theo điều kiện cân bằng biên độ (3.11) ta có $A_{v(oc)} < 0$, khi đó từ (3.12) suy ra

$X_1 \cdot X_2 > 0$, mặt khác tại tần số cộng hưởng có $X_1 + X_2 + X_3 = 0$ vậy nên X_3 trái dấu với X_1 và X_2 . Từ đó ta suy ra hai loại mạch ba điểm:

- Mạch ba điểm điện cảm (mạch Hartley):

$$X_1, X_2 > 0 \text{ và } X_3 < 0 \quad (3.13)$$

- Mạch ba điểm điện dung (mạch Colpitts):

$$X_1, X_2 < 0 \text{ và } X_3 > 0 \quad (3.14)$$

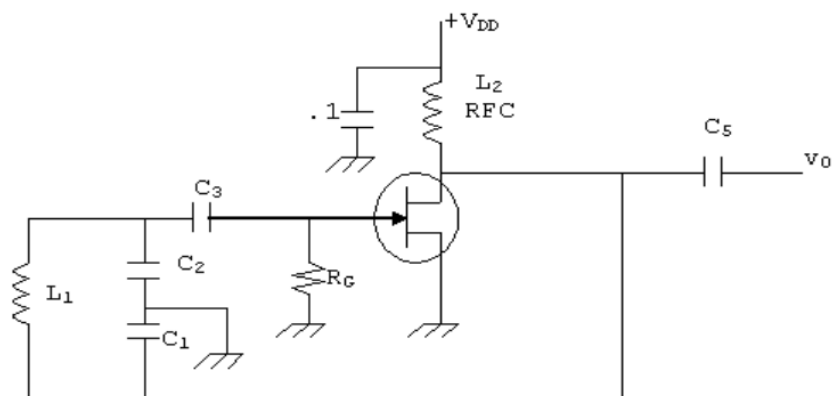
Tùy theo Z_1, Z_2, Z_3 là tụ điện hay cuộn cảm và tính chất của mạch khuếch đại, ta có các mạch dao động sau:

Bảng 3.1: Các mạch dao động cộng hưởng.

Mạch dao động	Z_1	Z_2	Z_3	Mạch khuếch đại
Hartley	L	L	C	Khuếch đại đảo
	L	C	L	Follower
Colpitts	C	C	L	Khuếch đại đảo
	L	C	C	Khuếch đại không đảo
Clapp	C	C	LC nối tiếp	Khuếch đại đảo
Pierce Crystal	C	C	XTAL (L)	Khuếch đại đảo

3.3.2. Mạch dao động Colpitts

Ta xem mạch dùng JFET



Hình 3.5: Mạch dao động Colpitts dùng JFET.

So sánh với mạch tổng quát:

$$Z_1 = C_1, Z_2 = C_2, Z_3 = L_1 \quad (3.15)$$

Trong đó:

C_3 - Tụ liên lạc ngõ vào làm cách ly điện thế phân cực.

L_2 - Cuộn chặn cao tần (Radio-frequency choke) có nội trở không đáng kể nhưng có cảm kháng rất lớn ở tần số dao động, dùng cách ly tín hiệu dao động với nguồn cấp điện.

Tại tần số cộng hưởng: $Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0$

$$\Rightarrow -j\frac{1}{\omega_0 C_1} - j\frac{1}{\omega_0 C_2} + j\omega_0 L_1 = 0 \quad (3.16)$$

$$\Rightarrow j\omega_0 L_1 = j\left(\frac{1}{\omega_0 C_1} + \frac{1}{\omega_0 C_2}\right) = j\frac{C_1 + C_2}{\omega_0 C_1 C_2}$$

$$\Rightarrow \omega_0^2 = \frac{1}{L_1\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)} \quad (3.17)$$

Nếu gọi $C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$

Ta có:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_T}} \quad (3.18)$$

Điều kiện độ lợi:

$$A_{v(oc)} < -\frac{Z_1}{Z_2} = -\frac{\frac{1}{j\omega_0 C_1}}{\frac{1}{j\omega_0 C_2}} = -\frac{C_2}{C_1} \quad (3.19)$$

Kết quả trên cho thấy mạch khuếch đại phải là mạch đảo và độ lợi vòng hở phải có trị tuyệt đối lớn hơn C_2/C_1 .

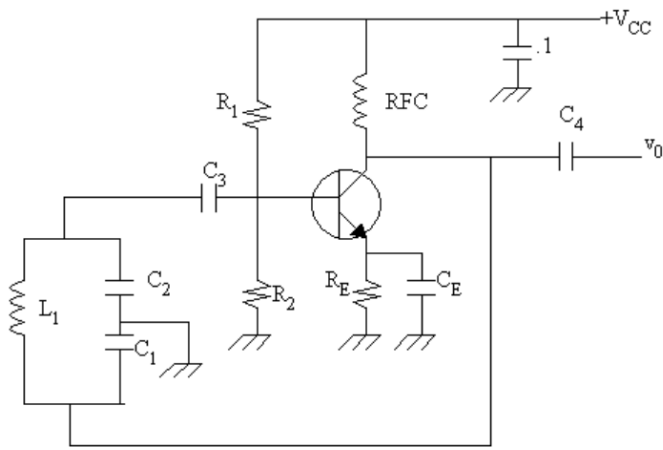
Trong đó:

$A_{v(oc)}$ - Là độ lợi không tải: $A_{v(oc)} \approx -g_m(r_d // X_{L2})$

Do X_{L2} rất lớn tại tần số cộng hưởng, nên:

$$A_{v(oc)} \approx -g_m r_d \quad (3.20)$$

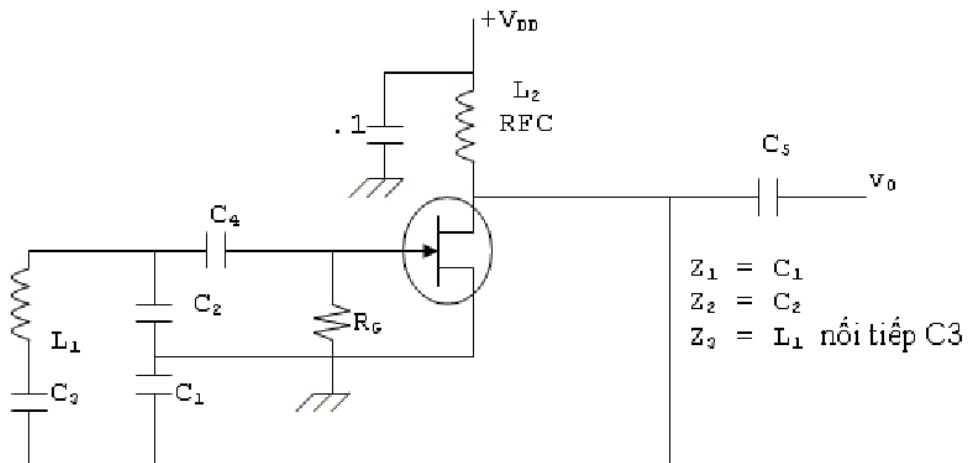
Một mạch dùng BJT



Hình 3.6: Mạch dao động Colpitts dùng BJT.

3.3.3. Mạch dao động Clapp

Dao động clapp thật ra là một dạng thay đổi của mạch dao động colpitts. Cuộn cảm trong mạch dao động colpitts đổi thành mạch LC nối tiếp. Tại tần số cộng hưởng, tổng trở của mạch này có tính cảm kháng.



Hình 3.7: Mạch dao động Clapp dùng JFET.

Tại tần số cộng hưởng: $Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0$

$$-j \frac{1}{\omega_0 C_1} - j \frac{1}{\omega_0 C_2} - j \frac{1}{\omega_0 C_3} + j \omega_0 L_1 = 0 \quad (3.21)$$

$$\Rightarrow j \omega_0 L_1 = j \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right) \quad (3.22)$$

Nếu gọi $\frac{1}{C_T} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$

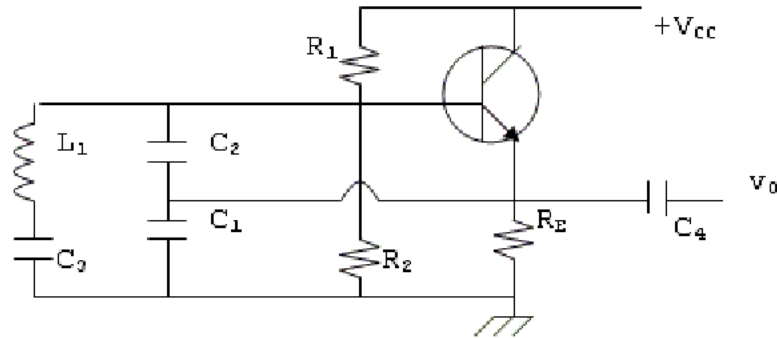
$$\Rightarrow j \omega_0 L_1 = j \frac{1}{\omega_0 C_T} \Rightarrow \omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_T} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_T}} \quad (3.23)$$

Và

$$A_{v(oc)} \leq -\frac{Z_1}{Z_2} = -\frac{C_2}{C_1} \quad (3.24)$$

Đề ý là do mạch $L_1 C_3$ phải có tính cảm kháng ở tần số dao động nên C_3 phải có trị số nhỏ, thường là nhỏ nhất trong C_1, C_2, C_3 và f_0 gần như chỉ tùy thuộc vào $L_1 C_3$ mắc nối tiếp.

Người ta cũng có thể dùng mạch clapp cải tiến như sau:



Hình 3.8: Mạch dao động Clapp dùng BJT.

3.3.4. Mạch dao động Hartley

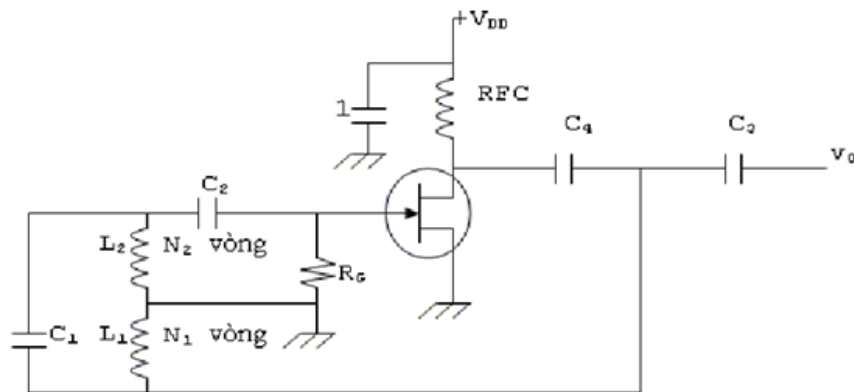
Cũng giống như dao động colpits nhưng vị trí của cuộn dây và tụ hoán đổi nhau.

$$Z_1 = L_1, Z_2 = L_2, Z_3 = C_1 \quad (3.25)$$

Và

$$\beta = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{N_2}{N_1} \quad (3.26)$$

Hai cuộn cảm L_1 và L_2 mắc nối tiếp nên điện cảm của toàn mạch là: $L = L_1 + L_2 + 2M$ với M là hỡ cảm.



Hình 3.9: Mạch dao động Hartley dùng JFET.

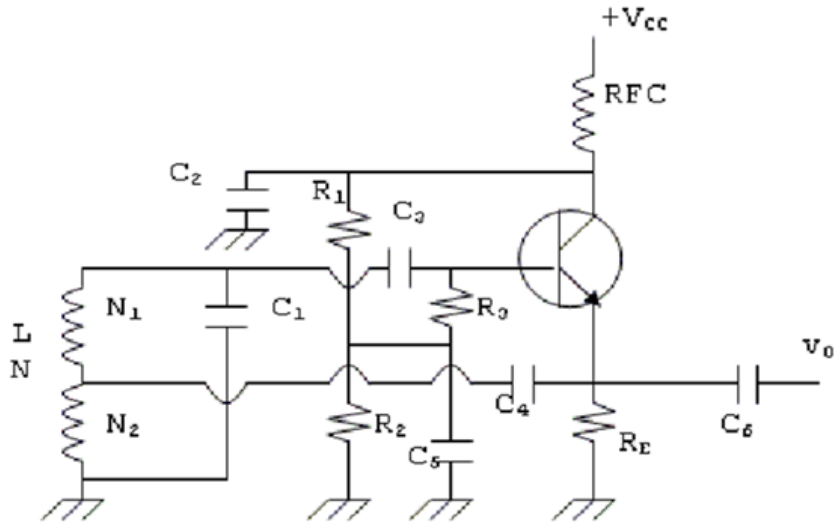
Tại tần số cộng hưởng: $Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0$

$$\Leftrightarrow Z_1 + Z_2 = Z_1 = j\omega_0 L \quad \text{và} \quad Z_3 = -j \frac{1}{\omega_0 C_1} \quad (3.27)$$

$$\Rightarrow j\omega_0 L = j \frac{1}{\omega_0 C_1} \Rightarrow \omega_0^2 = \frac{1}{LC_1} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}} \quad (3.28)$$

Với L là điện cảm của cả cuộn dây và $A_{v(oc)} < -\frac{Z_1}{Z_2} = -\frac{L_1}{L_2}$

Ta cũng có thể dùng mạch cực thu chung như sau:



Hình 3.10: Mạch dao động Hartley dùng BJT.

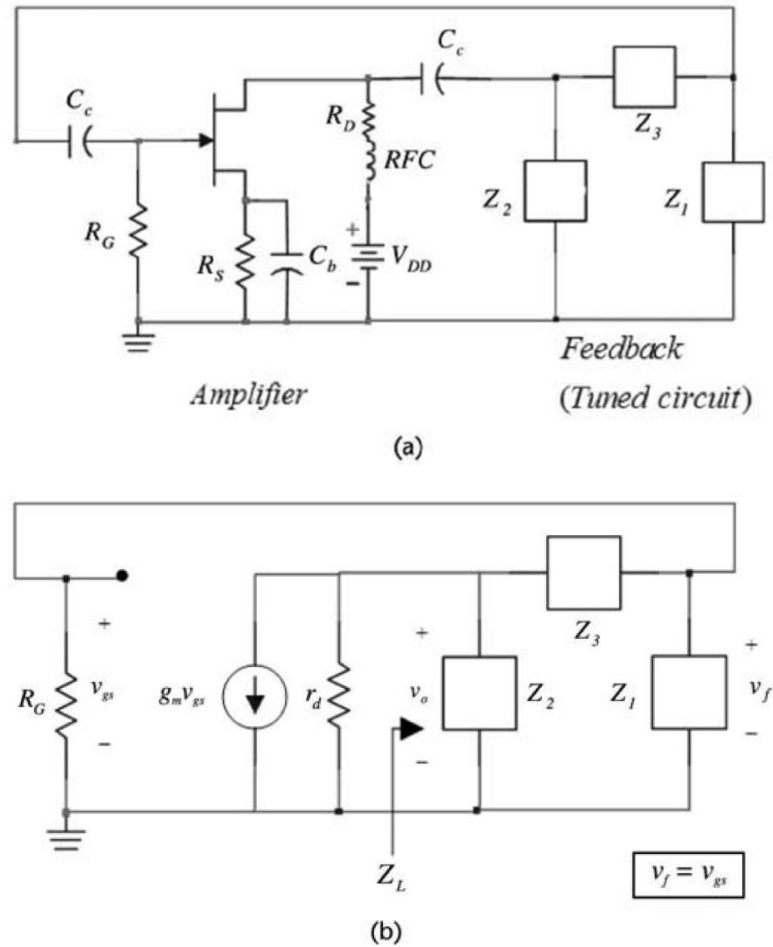
Tương tự ta có:

$$\beta = \frac{N_1}{N_2} = -\frac{L_1}{L_2}; f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}}; A_{v(oc)} = \frac{R_E}{R_E + r_E} \quad \text{và} \quad \beta A_v \approx \beta A_{v(oc)}$$

3.4. Mạch dao động điều chỉnh

Mạch dao động điều chỉnh thường được sử dụng rất phổ ở các tần số trên 100KHz. Mạch điều chỉnh xác định tần số của bộ dao động và hoạt động như là mạch phản hồi. Việc sử dụng mạch có hệ số phẩm chất Q cao cho phép tạo ra tín hiệu sin với độ méo thấp. Thành phần khuếch đại thường dùng linh kiện tích cực như BJT, FET.

3.4.1. Mạch dao động điều chỉnh dùng FET



Hình 3.11: a) Mô hình mạch dao động điều chỉnh dùng FET.

b) Mô hình tương đương tín hiệu nhỏ.

Mô hình của mạch dao động điều chỉnh dùng FET được đưa ra trong hình 3.11(a) và mô hình tương đương của mạch đó với tín hiệu nhỏ (Hình 3.11(b)).

Từ hình 3.11(b) ta thấy điện thế phản hồi v_f cũng là v_{gs} , độ lợi mạch khuếch đại vòng hở được xác định như sau:

$$A_v(j\omega) = \frac{v_o(j\omega)}{v_f(j\omega)} = \frac{-g_m r_d Z_L}{Z_L + r_d} \quad (3.29)$$

Trong đó: Z_L là trở kháng tải:

$$Z_L = Z_2 \parallel (Z_1 + Z_3) \quad (3.30)$$

Điện trở R_G thường có giá trị rất lớn rất lớn, vì vậy không ảnh hưởng đến trở kháng Z_1 .

Hệ số phản hồi $\beta(j\omega)$ được xác định như sau:

$$\beta(j\omega) = \frac{v_f(j\omega)}{v_o(j\omega)} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \quad (3.31)$$

Độ lợi mạch khuếch đại vòng kín:

$$A_v(j\omega)\beta(j\omega) = \frac{-g_m r_d Z_L Z_1}{(Z_L + r_d)(Z_1 + Z_3)} = \frac{-g_m r_d Z_1 Z_2}{r_d(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2(Z_1 + Z_3)} \quad (3.32)$$

Nếu Z_1 , Z_2 và Z_3 hoàn toàn là thuần kháng: $Z_1(j\omega) = jX_1(\omega)$, $Z_2(j\omega) = jX_2(\omega)$ và $Z_3(j\omega) = jX_3(\omega)$, biểu thức (2.32) được viết lại như sau:

$$A_v(j\omega)\beta(j\omega) = \frac{g_m r_d X_1(\omega) X_2(\omega)}{j r_d [X_1(\omega) + X_2(\omega) + X_3(\omega)] - X_2(\omega) [X_1(\omega) + X_3(\omega)]} \quad (3.33)$$

Tổng độ di pha của độ lợi vòng kín bằng không khi phần ảo của (3.33) bằng không. Khi đó tại $\omega = \omega_0$ ta có:

$$X_1(\omega_0) + X_2(\omega_0) + X_3(\omega_0) = 0 \quad (3.34)$$

Biểu thức (3.34) xác định tần số dao động, Tại tần số có $\omega = \omega_0$ độ lợi vòng kín (3.33) được viết lại như sau:

$$A_v(j\omega)\beta(j\omega) = \frac{-g_m r_d X_1(\omega_0)}{X_1(\omega_0) + X_3(\omega_0)} = \frac{g_m r_d X_1(\omega_0)}{X_2(\omega_0)} \quad (3.35)$$

Để mạch dao động thì hệ độ lợi vòng kín ở (3.35) phải bằng 1 ở tại tần số dao động và phải lớn hơn một khi bắt đầu. Vì vậy, $X_1(\omega)$ và $X_2(\omega)$ phải cùng dấu. Điều đó có nghĩa là nếu Z_1 mang tính chất dung kháng ($X_1(\omega) = -1/\omega C_1$) thì Z_2 cũng có tính chất dung kháng ($X_2(\omega) = -1/\omega C_2$) từ (2.34) ta suy ra Z_3 tính chất cảm kháng ($X_3(\omega) = \omega L$)

Mạch dao động trong hình 3.11(a) với Z_1 , Z_2 là dung kháng và Z_3 là cảm kháng được biết như là mạch dao động Pierce FET. Đối với cấu hình như vậy tần số của mạch dao động được tính theo (3.34) như sau:

$$\frac{-1}{\omega_0 C_1} + \frac{-1}{\omega_0 C_2} + \omega_0 L = 0 \quad (3.36)$$

Hoặc

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_T}} \quad (3.37)$$

Trong đó:

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.38)$$

Ở tần số ω_0 độ dịch pha qua thành phần khuếch đại là -180° , Do đó độ dịch pha qua mạng phản hồi cũng phải là -180° . Độ di pha do $\beta(j\omega)$ có thể được xem như sau, Theo (3.3.1) ta có:

$$\beta(j\omega) = \frac{\frac{1}{j\omega C_1}}{\frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L} \quad (3.39)$$

Từ (3.39) ta thấy mẫu số phải có tính chất cảm kháng tại tần số ω_0 . Gọi L' là thành phần trở kháng tương đương của mẫu số, kết hợp với điều kiện (3.36) ta có:

$$j\omega L' = j\left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_1}\right) = \frac{j}{\omega_0 C_2} \quad (3.40)$$

Thay vào (3.39) ta được:

$$\beta(j\omega_0) = \frac{\left(\frac{1}{j\omega_0 C_1}\right)}{j\omega_0 L'} = -\frac{C_2}{C_1} \quad (3.41)$$

Điều này cho thấy rằng pha của $\beta(j\omega_0)$ là -180° .

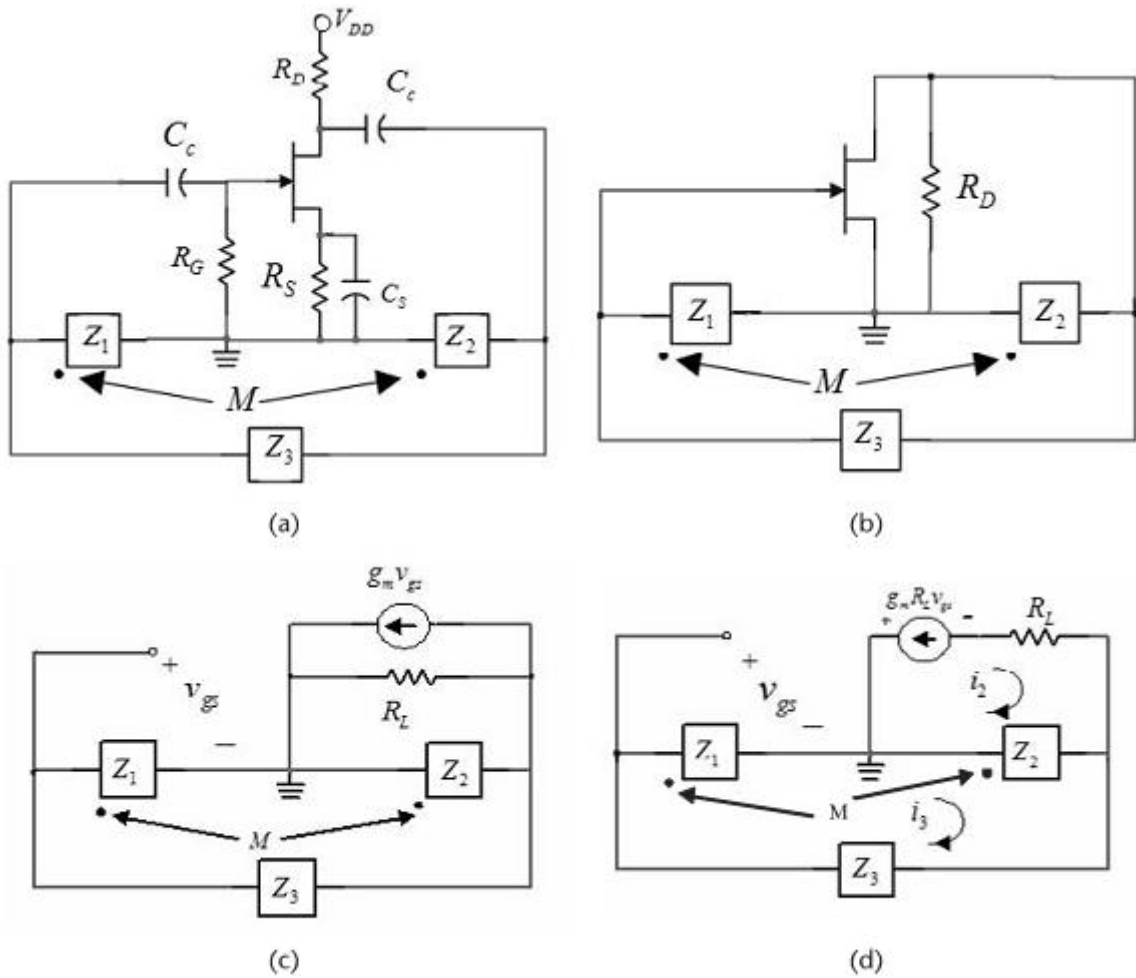
Từ điều kiện (3.35) ta có:

$$g_m r_d \geq \frac{x_2(\omega_0)}{x_1(\omega_0)} = \frac{C_1}{C_2} \quad (3.42)$$

Mô hình mạch dao động sử dụng FET mắc theo kiểu source chung thường được sử dụng, được chỉ ra trên hình 3.12. Cặp tụ điện có vai trò như thành phần ngắn mạch ở tần số dao động. Điện trở máng R_D được thay thế bởi một cuộn cảm tần số vô tuyến RFC, hoặc một RFC với điện trở R_D nối tiếp. RFC thường được sử dụng vì trở kháng của nó rất lớn ở tần số dao động, do đó ngăn chặn tín hiệu dao động đi ra nguồn cung cấp một chiều. Do vậy mô hình ac, RFC hở mạch và tín hiệu từ FET tới mạch phản hồi trở lại lối vào FET. Các thành phần của mạch lặp vòng kín của tín hiệu được thể hiện trên hình 3.12(b). Các thành phần Z_1, Z_2, Z_3 là thành phần thụ động tạo thành mạch điều chỉnh và cung cấp phản hồi dương ở tần số dao động. Một trở kháng tương hỗ được thêm vào giữa Z_1 và Z_2 vì trong một số mạch dao động thành phần trở kháng này được thể hiện bởi trở kháng của cặp cuộn dây. Trở kháng tương hỗ liên quan đến L_1 và L_2 như sau:

$$M = \frac{k}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.43)$$

Ở đây k là hệ số ghép ($0 < k < 1$). Nếu Z_1 và Z_2 là dung kháng thì $M = 0$. FET tạo ra khuếch đại và độ dịch pha -180° , do đó mạch điều chỉnh phải tạo ra độ dịch pha -180° ở tần số dao động.



Hình 3.12: Mạch dao động điều chỉnh FET thông thường (a) với mô hình tín hiệu nhỏ tương đương (b), FET được thay bởi mô hình tương đương (c) và mô hình tương đương Thevenin (d).

Hình 3.12(c) FET được thay thế bởi mô hình độ dẫn của nó với $R_L = r_d \parallel R_D$. Phương trình vòng lặp cho mô hình ac (Hình 3.12(d)):

$$(R_L + Z_2)i_2 - (Z_2 + Z_M)i_3 = -g_m R_L v_{gs} \quad (3.44)$$

$$-(Z_2 + Z_M)i_2 + (Z_1 + Z_2 + Z_3 + 2Z_M)i_3 = 0 \quad (3.45)$$

Và

$$v_{gs} = (Z_1 + Z_M)i_3 - Z_M i_2 \quad (3.46)$$

Thay (3.46) vào (3.44) ta được:

$$(R_L + Z_2 - g_m R_L Z_M)i_2 - [Z_2 + Z_M - g_m R_L (Z_1 + Z_M)]i_3 = 0 \quad (3.47)$$

Biểu thức (3.45) và (3.47) tạo thành hệ phương trình tương ứng với mạch trong hình 3.12(d). Điều kiện để mạch dao động có thể đạt được khi:

$$D(j\omega) = \begin{vmatrix} -(Z_2 + Z_M) & (Z_1 + Z_2 + Z_3 + 2Z_M) \\ (R_L + Z_2 - g_m R_L Z_M) & -[Z_2 + Z_M - g_m R_L (Z_1 + Z_M)] \end{vmatrix} = 0 \quad (3.48)$$

$D(j\omega)$ là số phức, suy ra:

$$D(j\omega) = Re[D(j\omega)] + jIm[D(j\omega)] \quad (3.49)$$

Tiếp tục, chúng ta đi xác định Z_1, Z_2, Z_3 . Để đơn giản ta chọn $Z_1 = jX_1, Z_2 = jX_2, Z_3 = jX_3$ và hồ cảm $Z_M = jX_M$. Các điện kháng X_1, X_2, X_3 là dương khi là cảm kháng và là âm khi là dung kháng. Với các giá trị đó của trở kháng, khi đó phần ảo của (3.48) là:

$$Im[D(j\omega)] = R_L(X_1 + X_2 + X_3 + 2X_M) \quad (3.50)$$

Tần số dao động được xác định khi $Im[D(j\omega)] = 0$, ta có:

$$X_1(\omega_0) + X_2(\omega_0) + X_3(\omega_0) + 2X_M(\omega_0) = 0 \quad (3.51)$$

Với $R_L \neq 0$, Phương trình này xác định tần số dao động.

Độ lợi được xác định bởi phần thực của (3.48). Trên thực tế chúng ta cần $Re[D(j\omega)] > 0$ khi mạch bắt đầu dao động. Do vậy độ lợi được tính như sau:

$$Re[D(j\omega)] = g_m R_L (X_1 + X_M)(X_2 + X_M) - (X_2 + X_M)^2 \geq 0 \quad (3.52)$$

Hoặc

$$g_m R_L \geq \frac{X_2 + X_M}{X_1 + X_M} \quad (3.53)$$

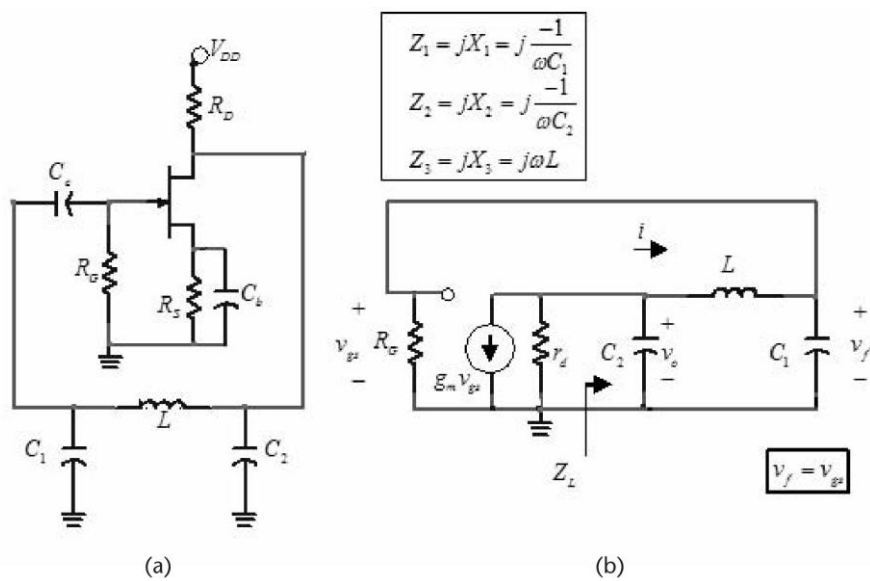
Khi $g_m R_L$ là dương và với hồ cảm X_M nhỏ hơn X_1 hoặc X_2 . Theo đó vế phải của (3.53) là dương khi X_1 và X_2 cùng loại (tức là cùng là cuộn cảm hoặc tụ điện). Ngoài ra với X_1 và X_2 cùng dấu, (3.51) được thỏa mãn Nếu X_3 có trái dấu với X_1 và X_2 . Do đó, Nếu Z_1 và Z_2 là dung kháng thì $Z_M = 0$ và Z_3 phải là cảm kháng. Nếu Z_1 và Z_2 là cảm kháng với hồ cảm Z_M thì Z_3 phải là dung kháng.

Thông thường trong thiết kế người ta thường thay thế R_D trong hình 3.12(a) bằng một RFC hoặc với RFC mắc nối tiếp với R_D . Khi đó trong phân tích ac, RFC được coi như là mạch hở. Do đó $R_L = r_d$, nếu tính cả điện trở nối tiếp của RFC thì $R_L = r_d // R_p$, xấp xỉ bằng r_d .

Khi Z_1 và Z_2 là dung kháng, Z_3 là cảm kháng, mạch dao động gọi là kiểu Colpits. Khi Z_1, Z_2 là cảm kháng, Z_3 là dung kháng, mạch dao động được gọi là kiểu Hartley. Sơ đồ trên hình 3.12 là sơ đồ sử dụng FET mắc theo kiểu source chung. Mạch dao động loại Colpits này còn được biết đến như là mạch Pierce Oscillator. Nếu FET mắc theo kiểu drain chung thì được gọi là Colpits Oscillator. Nếu FET được sử dụng theo kiểu cực Gate chung, mạch dao động còn được gọi là dao động Đất-cổng (Ground-Gate oscillator).

Một số sơ đồ mạch dao động:

- Mạch dao động Pierce



Hình 3.13: Mạch dao động Pierce sử dụng FET và mô hình tương đương.

Tần số dao động:

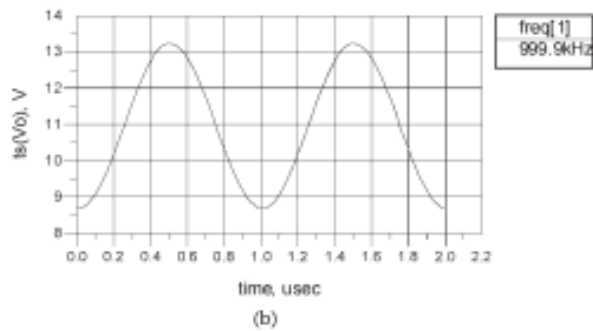
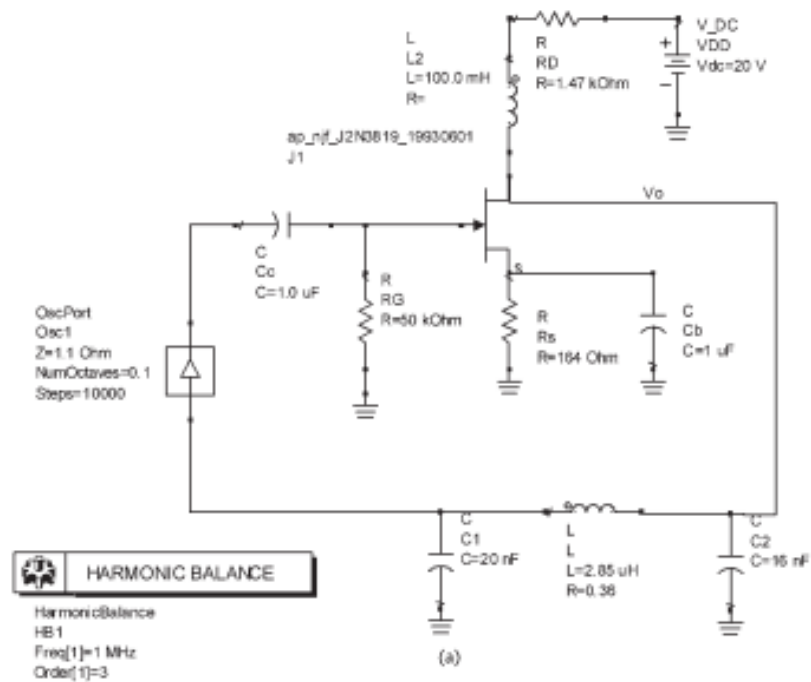
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_T}}$$

Trong đó:

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

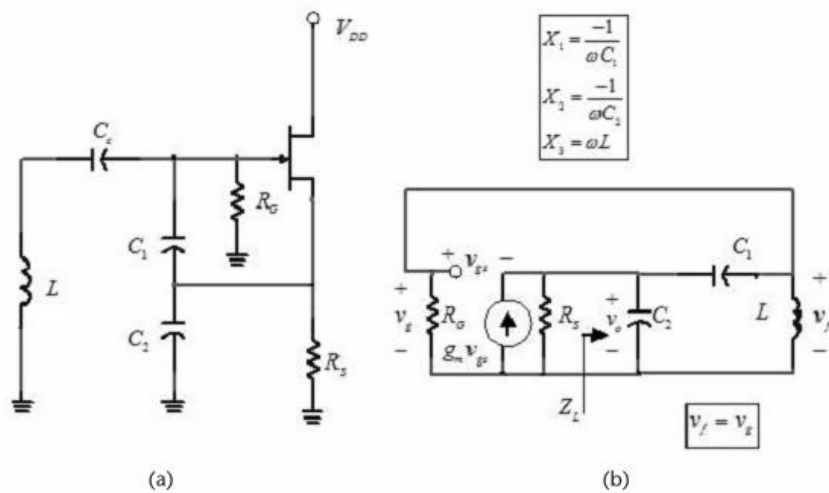
Xác định hệ số khuếch đại:

$$g_m r_d \geq \frac{C_1}{C_2}$$



Hình 3.14: Ví dụ mạch dao động Pierce và tín hiệu lối ra của nó.

- Mạch dao động Colpitts



Hình 3.15: Mạch dao động Colpitts sử dụng FET và mô hình tương đương.

Tần số dao động:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_T}}$$

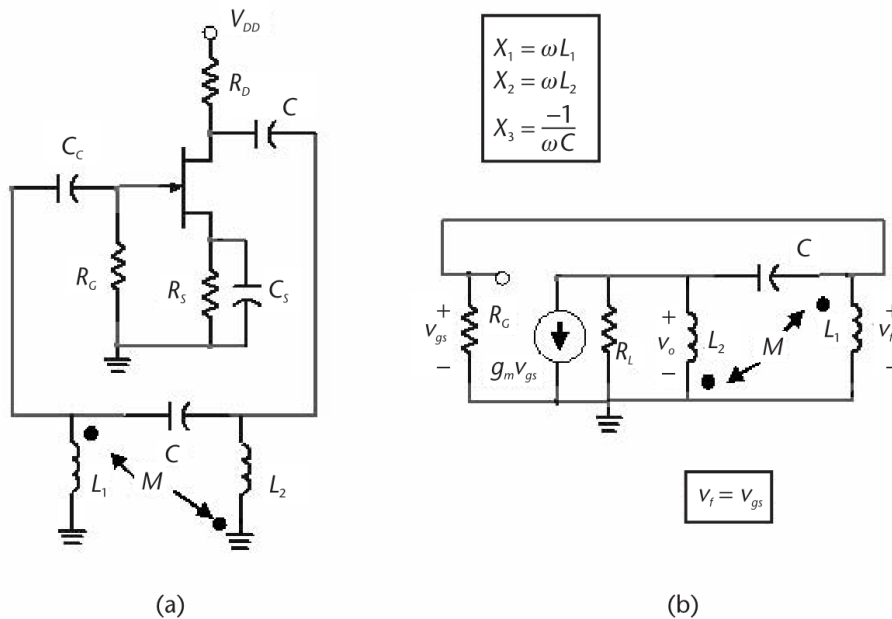
Trong đó:

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Xác định hệ số khuếch đại:

$$\frac{g_m}{\omega_0^2 R_S C_1 C_2} > 1$$

- Mạch dao động Hartley



Hình 3.16: Mạch dao động Hartley sử dụng FET và mô hình tương đương.

Tần số dao động:

$$X_1(\omega_0) + X_2(\omega_0) + X_3(\omega_0) = \omega_0 L_1 + \omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C} + 2\omega_0 M = 0$$

Suy ra:

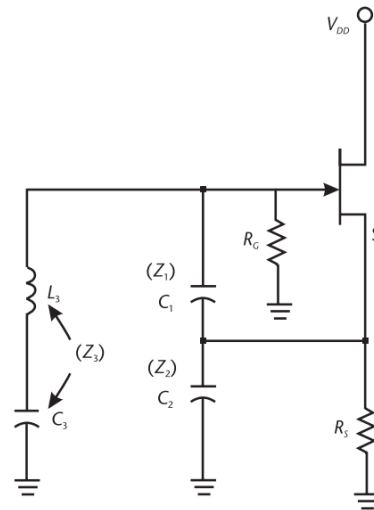
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_T C}}$$

Trong đó: $L_T = L_1 + L_2 + 2M$

Xác định hệ số khuếch đại:

$$g_m R_L \geq \frac{L_2 + M}{L_1 + M}$$

- Mạch dao động Clapp



Hình 3.17: Mạch dao động Clapp sử dụng FET.

Tần số dao động:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_T}}$$

Trong đó:

$$C_T = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

Xác định hệ số khuếch đại:

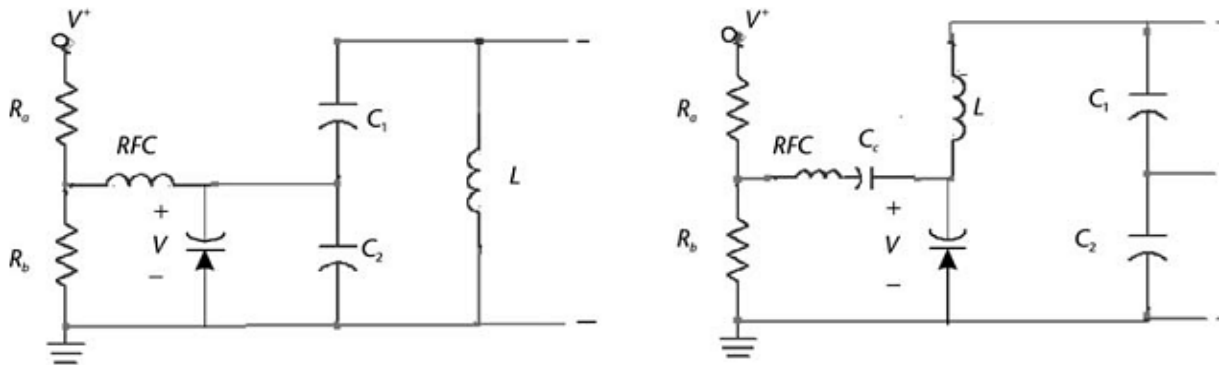
$$\frac{g_m}{\omega_0^2 R_5 C_1 C_2} > 1$$

3.4.2. Voltage – Controlled Tuned Oscillators

Mạch dao động điều khiển bằng điện áp (VCO - Voltage Controlled Oscillator) sử dụng điện áp điều khiển dung kháng của diode biến dung (varicap) để tạo ra thành phần mạch điện điều chỉnh. Hoạt động của bộ VCO cơ bản như sau: khi không có điện áp điều khiển, bộ VCO sẽ dao động với tần số trung tâm tức là tần số dao động nội được thiết lập nhờ mạch dao động bên trong VCO. Khi có điện áp điều khiển, bộ VCO sẽ tạo ra tín hiệu có tần số tỉ lệ với điện áp điều khiển. Hệ số tỉ lệ là K hay còn gọi là độ lợi của VCO. Để thiết kế bộ VCO, đầu tiên ta phải thiết kế bộ dao động sau đó thêm vào các phần tử điều khiển bằng điện áp như varicap để thay đổi tần số cộng hưởng của mạch dao động.

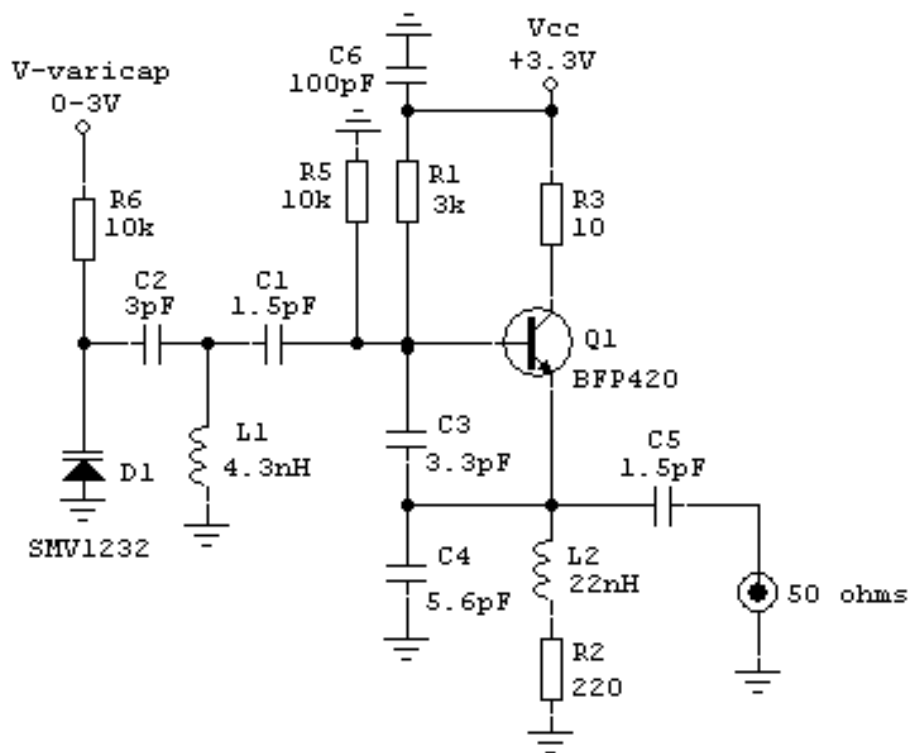
Hai loại varicap là diode varicap đột ngột (abrupt variactor diodes) và quá đột ngột (hyper-abrupt variactor diodes). Varicap đột ngột hoạt động trên một dải điện áp, và ổn pha thấp hơn loại quá đột ngột. Varicap quá đột ngột phù hợp cho chế tạo VCO dải rộng. Ổn pha của diode biến dung xác định điện trở nối tiếp của nó.

Nguyên lý đơn giản của mạch VCO điều chỉnh như hình 2.8., Dung kháng của varicap quy định bởi điện thế V , được chia quy định bởi V^+ , R_a và R_b



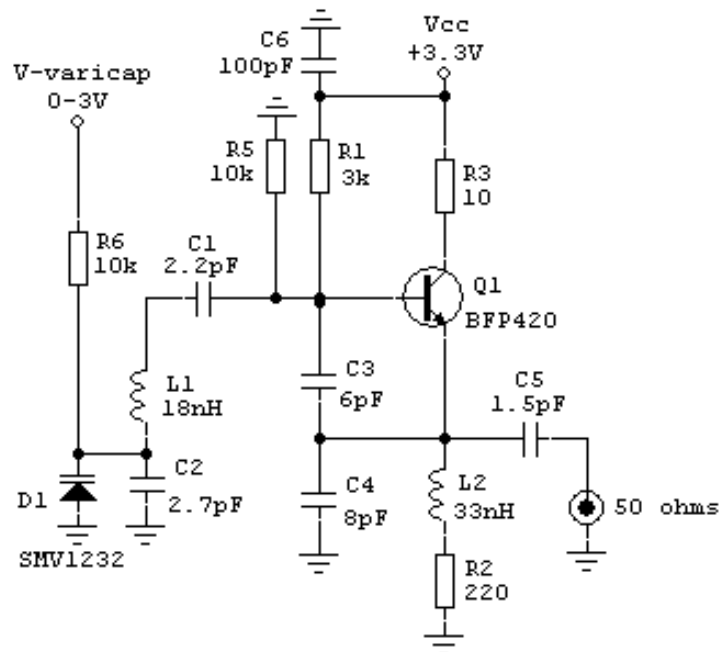
Hình 3.18. VCO và mạch dao động Clapp dùng diode biến dung.

Sơ đồ một số mạch VCO Colpitts tần số cao:



1.52GHz-1.56GHz Colpitts VCO

Hình 3.19. VCO Colpitts điều chỉnh song song.

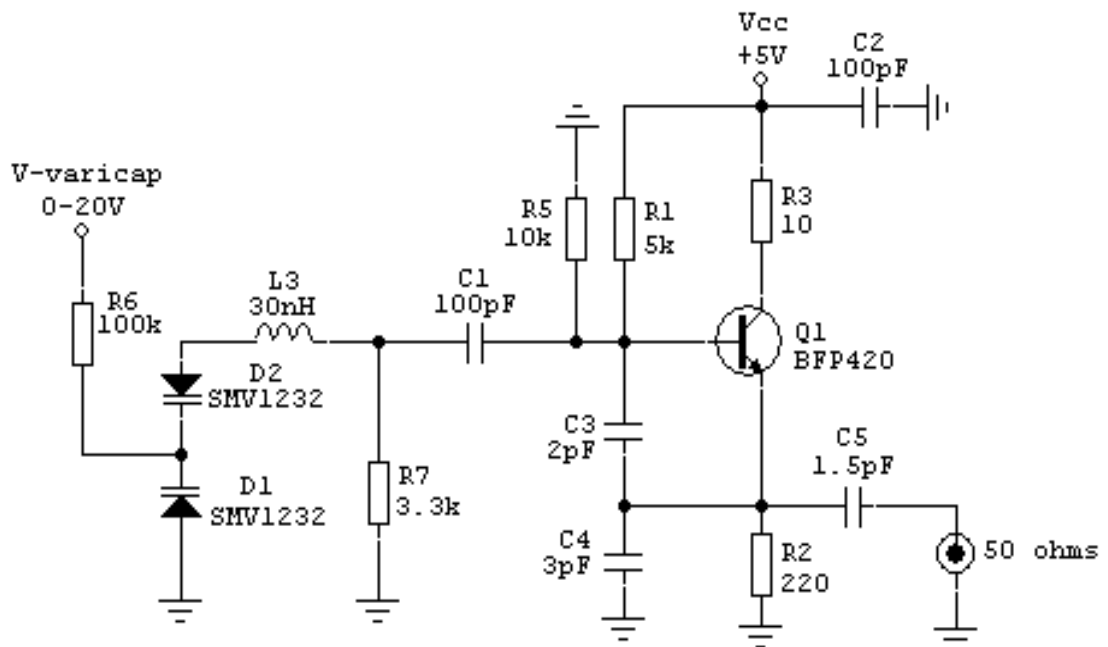


1GHz - 1.2GHz series tuned Colpitts VCO (Clapp VCO)

Hình 3.20. VCO Colpitts điều chỉnh nối tiếp.

Tần số hoạt động của mạch quy định bởi:

$$\omega^2 L = [1/(C_2 + C_{\text{var}})] + (1/C_3) + (1/C_4) \quad (3.54)$$



950MHz-2200MHz Colpitts VCO

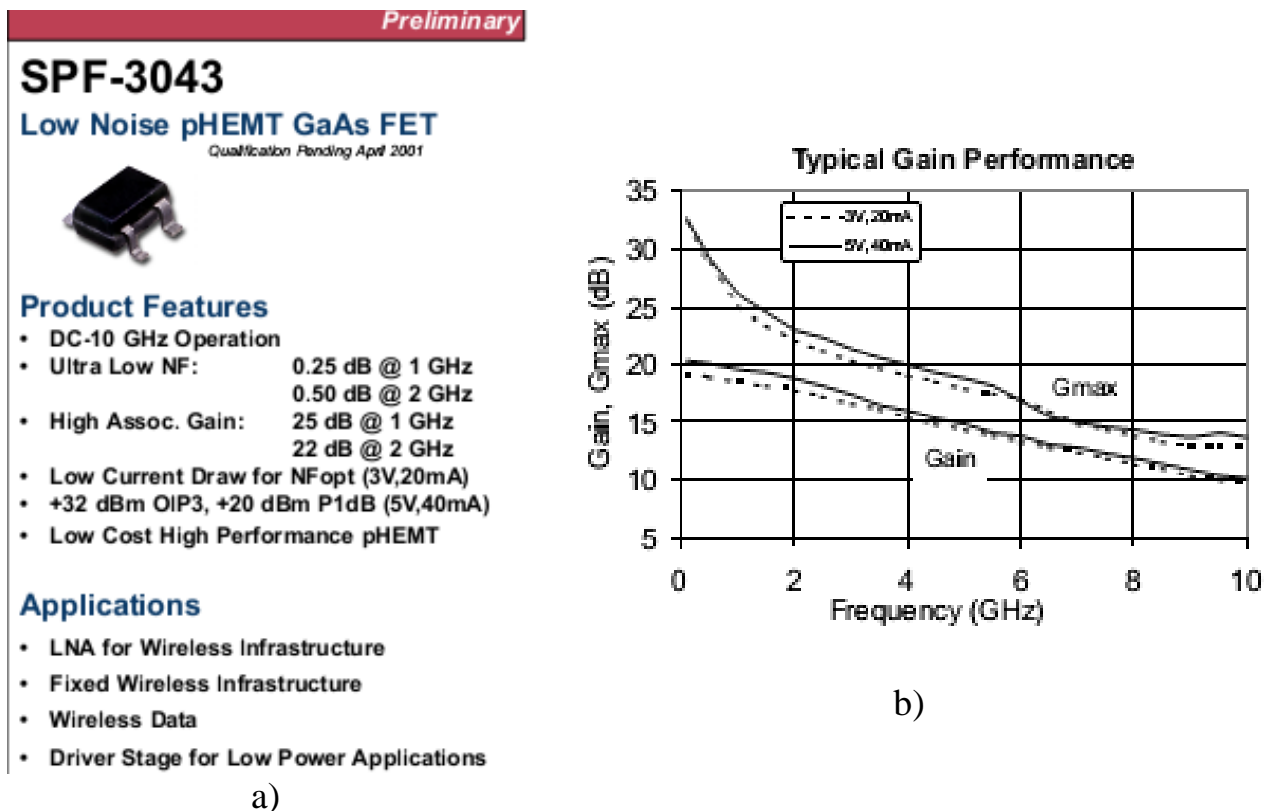
Hình 3.21. Mạch VCO Colpitts dải rộng.

CHƯƠNG 4: CHẾ TẠO BỘ DAO ĐỘNG VCO

4.1. Chế tạo VCO dùng spf-3043

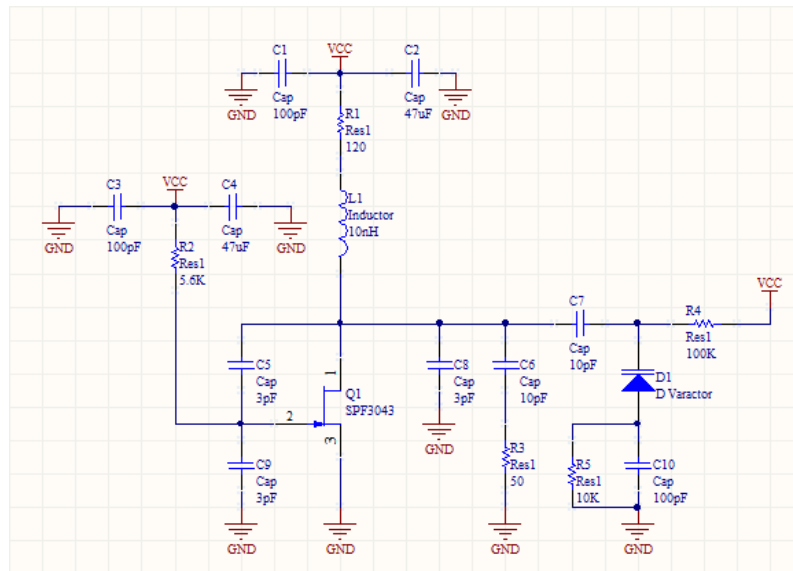
4.1.1. Nguyên lý

Đối với các mạch dao động cao tần người ta thường sử dụng các mạch dao động như Hartley hoặc Colpitts. Trong đồ án em sử dụng sơ đồ nguyên lý của mạch dao động colpitts ba điểm điện dung (Hình 4.2), sử dụng FET spf-3403. Đây là linh kiện GaAs có hiệu suất cao, độ ồn thấp, dải tần hoạt động rộng, hệ số khuếch đại lớn.



Hình 4.1: a) Các tính năng và ứng dụng của SPF-3043.

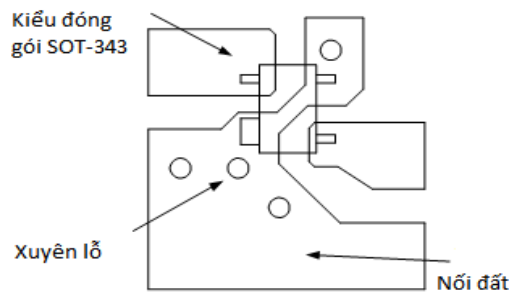
b) Độ lợi đạt được thông thường của spf-3043.



Hình 4.2: Sơ đồ nguyên lý mạch VCO sử dụng SPF-3043.

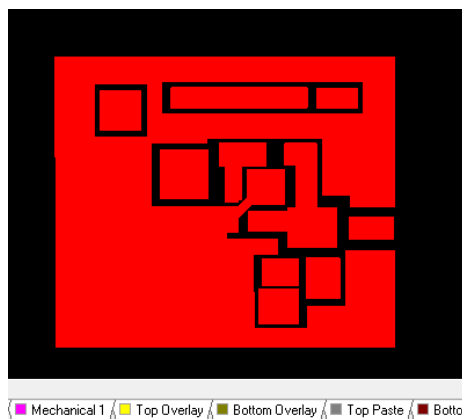
Để mạch hoạt động trong dải mong muốn cần tính toán giá trị các tụ điện và cuộn dây để thỏa mãn điều kiện cân bằng biên độ và cân bằng pha.

4.1.2. Thiết kế



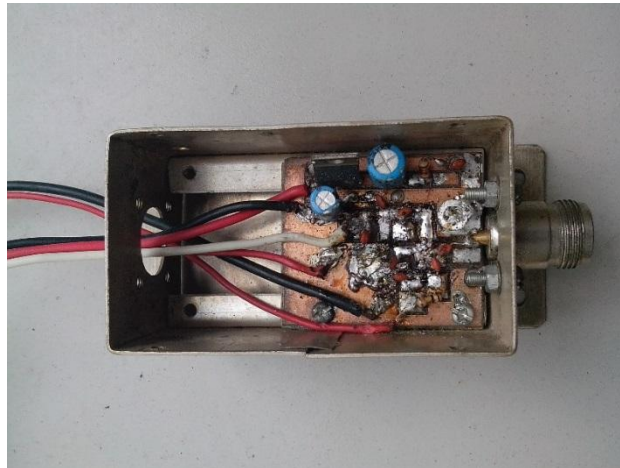
Hình 4.3: Bố trí PCB thông thường của SPF-3043.

Sử dụng phần mềm Altium designer thiết kế mạch in theo sơ đồ nguyên lý hình 4.2.



Hình 4.4: PCB của VCO trên giao diện phần mềm Altium design.

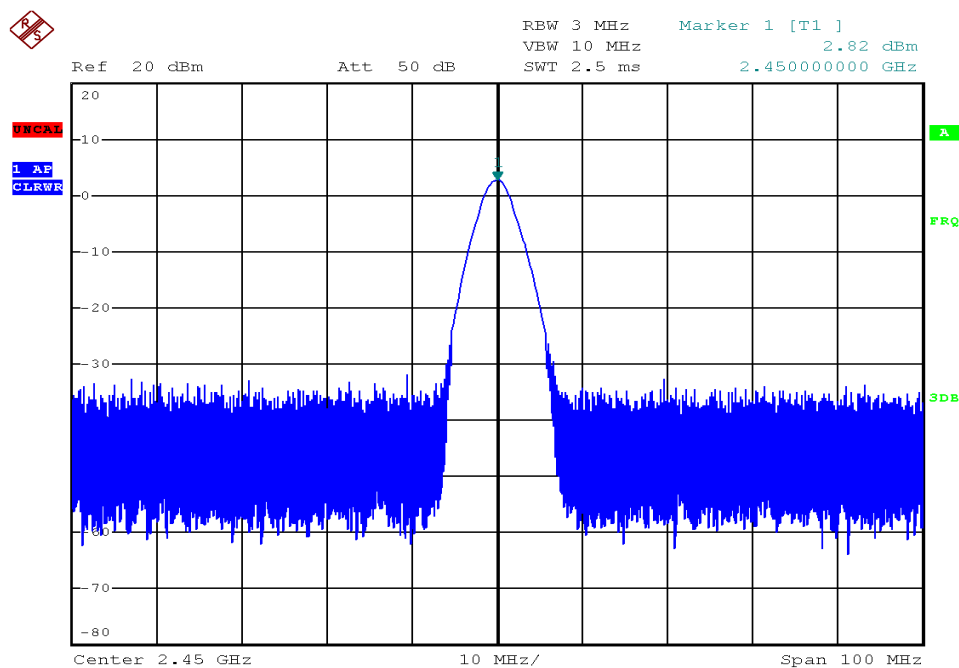
Thực hiện chế tạo mạch bằng máy phay LPFK Protomat – C40, và hàn linh kiện ta thu được mạch thực tế hình 4.5.



Hình 4.5: Ảnh chụp mạch thực tế của bộ dao động VCO - SPF-3043.

4.1.3. Kết quả

Sử dụng máy phân tích phổ tiến hành đo ta được kết quả tại tần số 2,45 GHz như hình 4.6 dưới đây. Mạch được thiết kế với tần số phát trung tâm là 2,45GHz. Biên độ đo được đạt 2,82 dBm



Hình 4.6: Kết quả đo mạch phát nhờ máy phân tích phổ.

Nhận xét:

- Tần số phát cố định 2.45GHz
- Biên độ tín hiệu trung bình 2.82dBm.

4.2. Chế tạo VCO dùng IC MAX 2750

4.2.1. IC MAX 2750

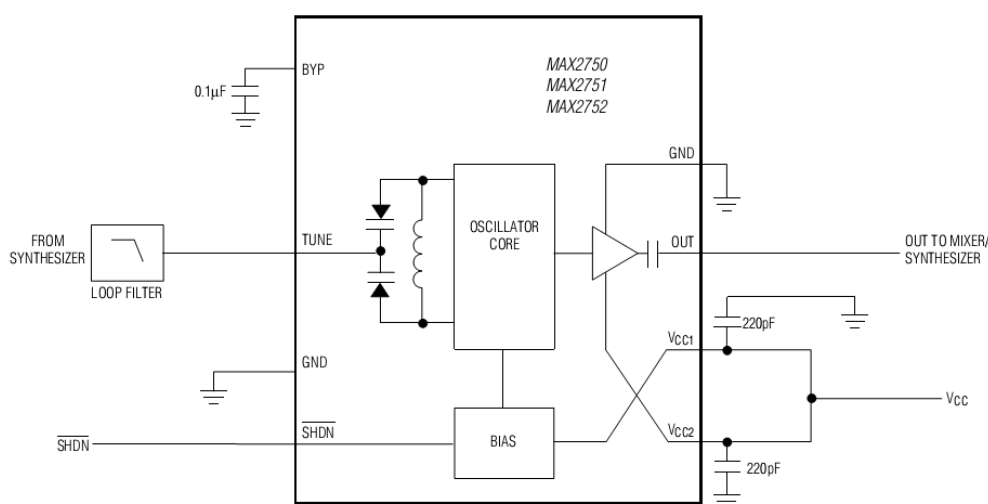
IC Max 2750 chứa trong nó là một bộ dao động điều khiển bằng điện áp sử dụng băng tần ISM có dải tần từ 2.4GHz đến 2.5GHz. Mỗi IC tích hợp bao gồm một bộ dao động và bộ đệm đầu ra trong một đóng gói rất nhỏ chân μ MAX.

Các thành phần inductor và varactor của khung cộng hưởng được tích hợp trong chip, giúp cho sử dụng trong các ứng dụng tốt hơn. Các thành phần yêu cầu bên ngoài chỉ là một vài tụ điện. IC cung cấp kết nối trực tiếp tới đầu vào điện áp điều chỉnh VCO và đầu ra đệm VCO. Tín hiệu đầu ra được đệm bởi một tầng khuếch đại (trở kháng phối hợp bên trong là 50Ω) để cung cấp công suất ra cao và tránh bị ảnh hưởng khi trở kháng tải thay đổi.

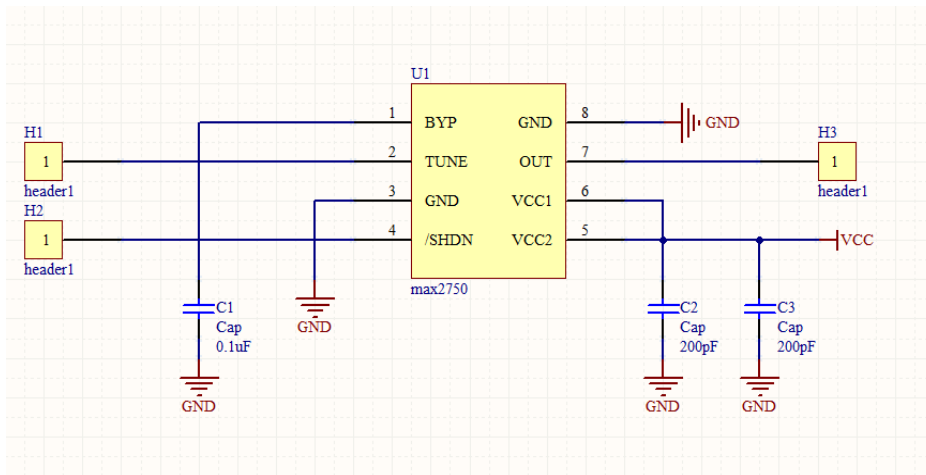
Max 2750 hoạt động với dải điện áp cung cấp là từ +2.7V đến +5.5V.

4.2.2. Thiết kế

Theo datasheet ta có sơ đồ cấu trúc bên trong MAX 2750 và mạch hoạt động thông thường (Hình 4.7)

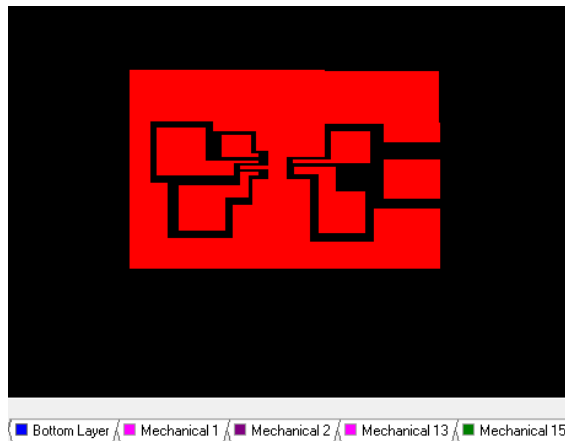


Hình 4.7: Sơ đồ cấu trúc bên trong MAX 2750 và mạch hoạt động thông thường.



Hình 4.8: Sơ đồ nguyên lý mạch VCO sử dụng MAX 2750.

Sử dụng phần mềm Altium designer thiết kế mạch in theo sơ đồ nguyên lý hình 4.9.



Hình 4.9: Mạch in của mạch VCO sử dụng IC MAX 2750 trong Altium designer.

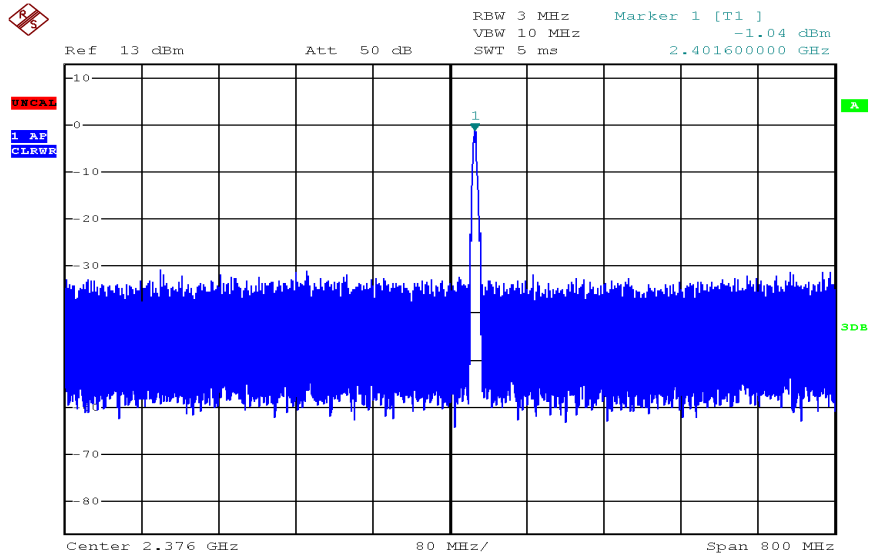
Thực hiện chế tạo mạch bằng máy phay LPFK Protomat – C40, và hàn linh kiện ta thu được mạch thực tế hình 4.10.



Hình 4.10: Ảnh chụp mạch thật của bộ dao động VCO - MAX 2750.

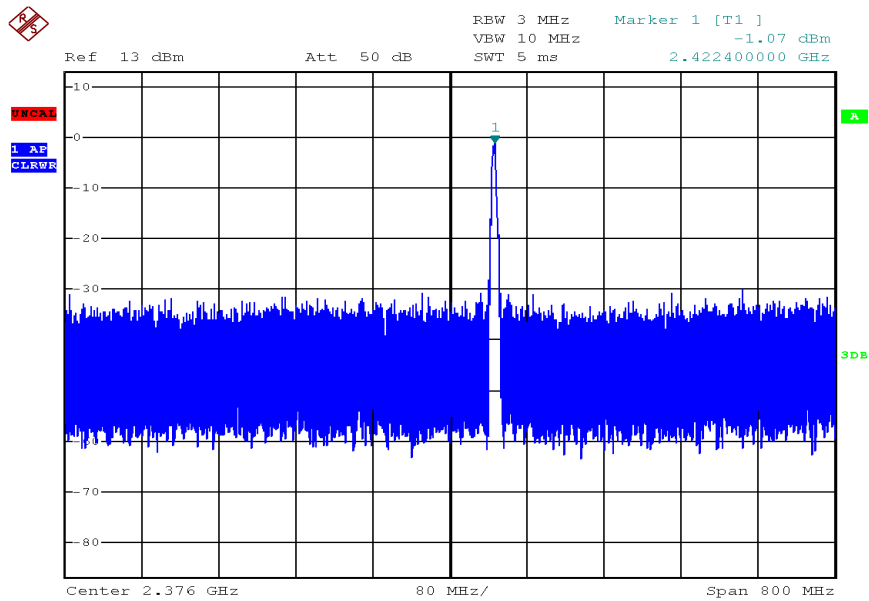
4.2.3. Kết quả

Đo kiểm tra mạch bằng máy phân tích phổ ta thu được:



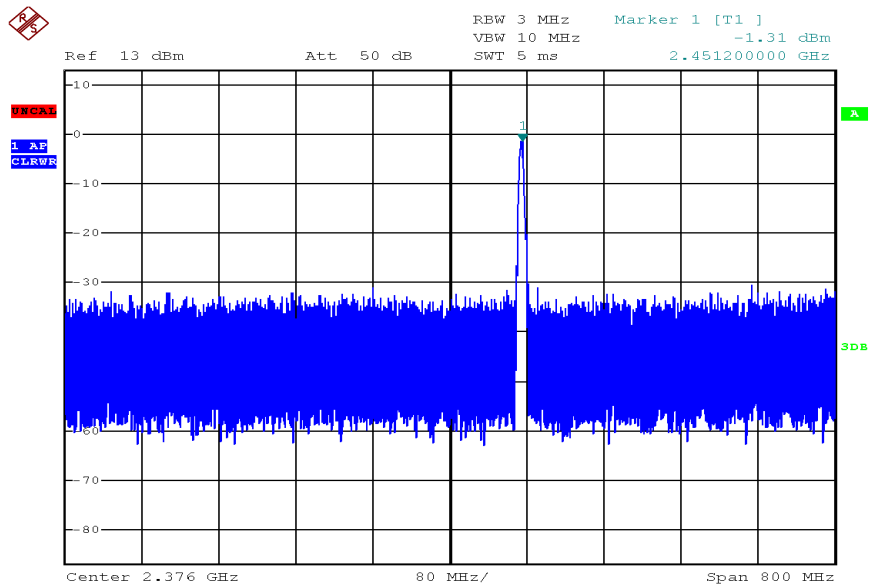
Date: 28.FEB.2013 17:40:15

(a)



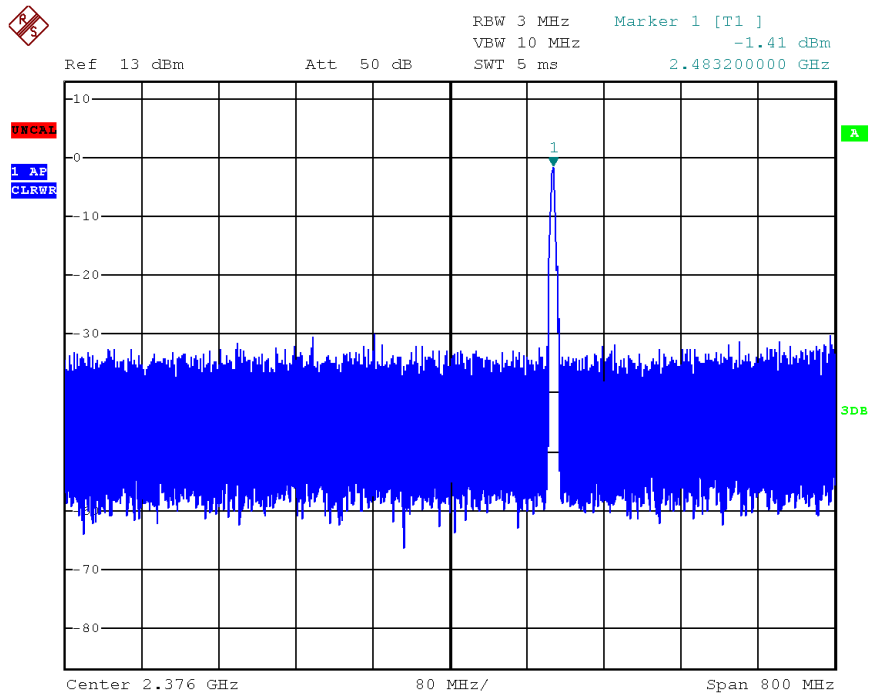
Date: 28.FEB.2013 17:41:05

b)



Date: 28.FEB.2013 17:41:36

c)



Date: 28.FEB.2013 17:42:15

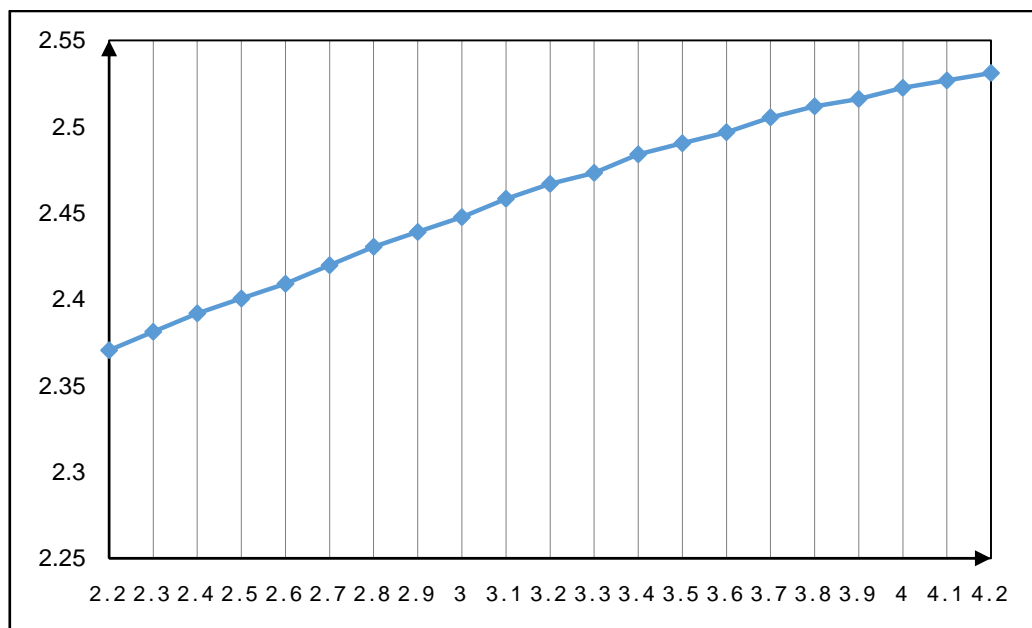
d)

Hình 4.11: Một số kết quả trên máy phân tích phổ.

Thực hiện đo thử khả năng hoạt động của mạch VCO trong khoảng điện áp từ 2,2V đến 4,2V ta được kết quả ở bảng 4.1.

Bảng 4.1: Khảo sát dải thông.

Điện áp điều khiển (V)	Tần số lõi ra (GHz)
2.2	2.37043
2.3	2.38114
2.4	2.39184
2.5	2.40041
2.6	2.40897
2.7	2.41968
2.8	2.43039
2.9	2.43895
3	2.44752
3.1	2.45822
3.2	2.46679
3.3	2.47321
3.4	2.48392
3.5	2.49034
3.6	2.49676
3.7	2.50533
3.8	2.51175
3.9	2.51603
4	2.52245
4.1	2.52674
4.2	2.53102



Hình 4.12: Đồ thị biểu diễn tần số biến đổi theo điện áp đặt vào chân tune.

Nhận xét:

- Tín hiệu ra có dải tần rộng 2.37 – 2.53Ghz.
- Tần số tăng tuyến tính theo điện áp điều khiển.

Chế tạo VCO bằng cách sử dụng IC MAX 2750 sẽ đơn giản hơn mạch sử dụng spf-304. Mạch có nguyên lý đơn giản, dễ thiết kế, chế tạo và có thể bao gọn trong một hộp kim loại nhỏ cho phép tạo ra một máy phát dao động VCO nhỏ gọn, tín hiệu ổn định, chất lượng tốt.

KẾT LUẬN

Trong thời gian tìm hiểu và nghiên cứu dưới sự hướng dẫn tận tình của thạc sỹ Đoàn Hữu Chức cùng với sự nỗ lực, cố gắng của bản thân, đến nay, toàn bộ nội dung của đề án tốt nghiệp đã hoàn thành đáp ứng được các yêu cầu đặt ra về thiết kế bộ VCO băng tần S. Qua quá trình thực hiện đề án, giúp em hiểu về thiết kế mạch siêu cao tần, sự khó khăn khi triển khai ứng dụng siêu cao tần từ lý thuyết cho tới thực tế, đúc rút thêm nhiều kinh nghiệm và kỹ năng làm việc quý báu. Từ nghiên cứu tổng quan, lý thuyết đến việc thực hiện thiết kế, chế tạo mạch điện đề án đã thực hiện được các kết quả chính như sau:

- ✓ Nghiên cứu kỹ thuật siêu cao tần.
- ✓ Tìm hiểu các phần mềm, công cụ phục vụ cho việc thiết kế, chế tạo mạch siêu cao tần như phần mềm mô phỏng ADS, máy phân tích phổ,..
- ✓ Tìm hiểu các linh kiện siêu cao tần RFIC, GaAsFET.
- ✓ Thiết kế chế tạo VCO có dải tần thuộc băng S, biên độ 2.82dBm.

Do kinh nghiệm còn thiếu cũng như kiến thức có hạn nên các kết quả đạt được còn nhiều thiếu sót. Biên độ và độ tuyến tính tín hiệu lỗi ra còn thấp, chưa đánh giá được các thông số khác của mạch VCO như ồn pha,... Em mong muốn được cải thiện độ tuyến tính cũng như tìm hiểu thêm về mạch VCO dùng các kỹ thuật khác.

Một lần nữa em xin gửi lời cảm ơn chân thành đến thầy Đoàn Hữu Chức đã hướng dẫn, giúp đỡ em hoàn thành đề án này.

Hải Phòng, ngày 18 tháng 6 năm 2013

NGƯỜI THỰC HIỆN

Lâm Trung Tuyển

TÀI LIỆU THAM KHẢO

Tài liệu tiếng Việt:

- [1] Nghiêm Xuân Anh, *Cơ Sở Kỹ Thuật Siêu Cao Tần*.
- [2] PGS.TS Trần Quang Vinh – Ths. Chử Văn An, *Nguyên lý kỹ thuật điện tử*, NXB Giáo dục, Hà Nội.
- [3] Trương Văn Tám, *Mạch điện tử*.

Tài liệu tiếng Anh:

- [1] Guillermo Gonzalez, *Foundations of oscillator circuit design* , Artech House, INC, 2007

Và một số tài liệu khác trên mạng.