

**BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC QUẢN LÝ VÀ CÔNG NGHỆ HẢI PHÒNG**



ISO 9001:2015

ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP

NGÀNH : ĐIỆN TỬ - TRUYỀN THÔNG

Sinh viên : Nguyễn Trung Đức

Lớp : ĐT1901

Giảng viên hướng dẫn: TS. Đoàn Hữu Chức

HẢI PHÒNG – 2020

**BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC QUẢN LÝ VÀ CÔNG NGHỆ HẢI PHÒNG**

**NGHIÊN CỨU, THIẾT KẾ VÀ MÔ PHỎNG MẠCH KHUẾCH
ĐẠI CÔNG SUẤT DÙNG CHO TRẠM BTS MẠNG 5G**

**ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC HỆ CHÍNH QUY
NGÀNH ĐIỆN TỬ - TRUYỀN THÔNG**

**Sinh viên :Nguyễn Trung Đức
Giảng viên hướng dẫn: TS Đoàn Hữu Chức**

HẢI PHÒNG – 2020

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC QUẢN LÝ VÀ CÔNG NGHỆ HẢI PHÒNG

NHIỆM VỤ ĐỀ TÀI TỐT NGHIỆP

Sinh viên : Nguyễn Trung Đức

MSV: 1512103006

Lớp : ĐT1901

Nghành : Điện Tử - Truyền thông

Tên đề tài: Nghiên cứu, thiết kế và mô phỏng mạch khuếch đại công suất dùng cho trạm BTS mạng 5G

NHIỆM VỤ ĐỀ TÀI

1. Nội dung và các yêu cầu cần giải quyết trong nhiệm vụ đề tài tốt nghiệp (về luận, thực tiễn, các số liệu cần tính toán và các bản vẽ).

.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....

2. Các số liệu cần thiết để thiết kế, tính toán.

.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....

3. Địa điểm thực tập tốt nghiệp

CÁC CÁN BỘ HƯỚNG DẪN ĐỀ TÀI TỐT NGHIỆP

Họ và tên : Đoàn Hữu Chúc

Học hàm, học vị : Tiến sĩ

Cơ quan công tác : Trường Đại học Quản lý và Công nghệ Hải Phòng

Nội dung hướng dẫn:

Đề tài tốt nghiệp được giao ngày 03 tháng 08 năm 2020

Yêu cầu phải hoàn thành xong trước ngày 16 tháng 10 năm 2020

Đã nhận nhiệm vụ Đ.T.T.N

Đã giao nhiệm vụ Đ.T.T.N

Sinh Viên

Cán bộ hướng dẫn Đ.T.T.N

Nguyễn Trung Đức

Đoàn Hữu Chúc

Hải Phòng, ngày.....tháng năm 2020.

Trưởng khoa

TS. Đoàn Hữu Chúc

Cộng hòa xã hội chủ nghĩa Việt Nam

Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

PHIẾU NHẬN XÉT CỦA GIÁNG VIÊN HƯỚNG DẪN TỐT NGHIỆP

Họ và tên giảng viên: Đoàn Hữu Chúc.

Đơn vị công tác: Trường Đại học Quản lý và Công nghệ Hải Phòng

Họ và tên sinh viên: Nguyễn Trung Đức.

Chuyên ngành: Điện Tử - Truyền thông

Nội dung hướng dẫn : Toàn bộ đề tài

1. Tinh thần thái độ của sinh viên trong quá trình làm đề tài tốt nghiệp

.....
.....
.....
.....

2. Đánh giá chất lượng của đề án/khóa luận(so với nội dung yêu cầu đã đề ra trong nhiệm vụ Đ.T.T.N, trên các mặt lý luận, thực tiễn, tính toán số liệu...)

.....
.....
.....

3. Ý kiến của giảng viên hướng dẫn tốt nghiệp

Được bảo vệ Không được bảo vệ Điểm hướng dẫn

Hải Phòng, ngày.....tháng.....năm 2020

Giảng viên hướng dẫn

Cộng hòa xã hội chủ nghĩa Việt Nam

Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

PHIẾU NHẬN XÉT CỦA GIẢNG VIÊN CHĂM PHẢN BIỆN

Họ và tên giảng viên:.....

Đơn vị công tác:.....

Họ và tên sinh viên:Chuyên ngành:.....

Đề tài tốt nghiệp:

.....

1. Phần nhận xét của giảng viên chăm phản biện

.....
.....
.....
.....

2. Những mặt còn hạn chế

.....
.....
.....
.....

3. Ý kiến của giảng viên chăm phản biện

Được bảo vệ Không được bảo vệ Điểm hướng dẫn

Hải Phòng, ngày.....tháng.....năm 2020

Giảng viên chăm phản biện

Mục lục

Nội dung

Trang

Lời cảm ơn	1
Chương 1. Tổng quan công nghệ và các dịch vụ 5G	2
1.1 Tổng quan các công nghệ 5G	2
1.1.1 Trải nghiệm người dùng thực tế và xử lý nội dung 5G	2
1.1.2 Xử lý hiệu quả và truyền tải đa phương tiện	3
1.1.3 Mạng toàn cầu trên nền tảng đám mây	5
1.1.4 Mạng thông minh và tối ưu hóa mạng dựa trên những phân tích	6
1.1.5 Mạng lưới vận tải linh hoạt / nhanh	7
1.1.6 Kiến trúc mạng ngoài	8
1.1.7 Hoạt động nâng cao cho Multi-cell	13
1.1.8 Cell nhỏ, siêu dày đặc	14
1.1.9 Băng tần rộng RF & chùm tia 3D	15
1.1.10 Tăng cường công nghệ nhiều anten và Massive MIMO	17
1.1.11 Nâng cao IoT và dạng sóng mới	21
1.2 Dịch vụ	23
1.2.1 Dịch vụ IoT (Internet of Things)	23
1.2.2 Hình ba chiều và dịch vụ gọi 3D hologram	23
1.2.3 Dịch vụ AR / VR hấp dẫn quy mô lớn	24
1.2.4 Dịch vụ trẻ cực thấp	26
1.2.5 Dịch vụ thông minh dựa trên phân tích dữ liệu	27
1.2.6 An toàn công cộng và dịch vụ cứu trợ tai họa	29
1.3 Phổ	30
1.3.1 Các băng tần số yêu cầu của 5G	30
1.3.2 Dự báo nhu cầu tương lai đối với băng tần 5G	30
Chương 2. Phối hợp trở kháng	32
2.1 Khái niệm chung	32
2.2 Ý nghĩa của việc phối hợp trở kháng	32
2.3 Phối hợp trở kháng dùng các phần tử tập trung	34
2.4 Phối hợp trở kháng dải hẹp bằng những đoạn dây dẫn sóng mắc liên tiếp	36
2.4.1 Phối hợp trở kháng bằng đoạn dây $\lambda/4$	
2.4.2 Phối hợp trở kháng bằng đoạn dây có chiều dài bất kỳ	36
2.4.3 Phối hợp trở kháng bằng hai đoạn dây mắc nối tiếp	40

2.5	Phối hợp trở kháng dải hẹp bằng các đoạn dây nhánh	42
2.5.1	Sơ đồ phối hợp dùng một dây nhánh	43
2.5.2	Phối hợp trở kháng bằng hai dây nhánh	44
2.6	Lý thuyết các phản xạ nhỏ	46
2.6.1	Bộ biến đổi đơn	48
2.6.2	Bộ biến đổi nhiều phân đoạn	49
2.7	Bộ phối hợp dải rộng kiểu nhị thức (có đáp ứng phẳng tối đa)	50
2.8	Bộ phối hợp kiểu chebyshev	52
2.9	Bộ phối hợp kiểu liên tục	54
2.10	Bộ biến đổi trở kháng dạng hàm mũ	59
		60
	Chương 3. Thiết kế mạch khuếch đại cho BTS mạng 5G	62
3.1.	Giới thiệu chung	62
3.2.	Thiết kế, mô phỏng mạch khuếch đại công suất 6w	63
3.2.1.	Mạch phối hợp trở kháng lối vào	64
3.2.2.	Mạch phối hợp trở kháng lối ra	65
	KẾT LUẬN	68
	TÀI LIỆU THAM KHẢO	69

Lời cảm ơn

Để hoàn thành tốt Đồ án tốt nghiệp, em xin gửi lời chân thành cảm ơn các thầy cô trong Khoa Điện- Điện tử đã tạo những điều kiện tốt nhất cho chúng em hoàn thành đề tài. Đặc biệt em xin gửi lời cảm ơn sâu sắc đến Thầy Đoàn Hữu Chúc - Giảng viên Khoa Điện Điện tử đã trực tiếp hướng dẫn và tận tình giúp đỡ tạo điều kiện để em được hoàn thành tốt đồ án tốt nghiệp của mình.

Cuối cùng em xin cảm ơn đến gia đình, là chỗ dựa cũng như là nguồn động viên tinh thần mỗi khi em gặp khó khăn trong học tập cũng như trong quá trình nghiên cứu để hoàn thành đề tài tốt nghiệp.

Em xin chân thành cảm ơn!

Người thực hiện

Nguyễn Trung Đức

Chương 1. TỔNG QUAN CÔNG NGHỆ VÀ CÁC DỊCH VỤ 5G

1.1 Tổng quan các công nghệ 5G

1.1.1 Trải nghiệm người dùng thực tế và xử lý nội dung 5G

- Nhận diện đối tượng / không gian: Công nghệ tiên tiến để nhanh nhận ra một loạt các vật thể xung quanh và không gian được nhập bởi máy ảnh / cảm biến của thiết bị của người dùng.
- Hiện thị thời gian thực và công nghệ hiện thị: công nghệ hiện thị để hiện thị thông tin chất lượng liên quan đến một đối tượng được ghi nhận trong thời gian thực và công nghệ hiện thị nhập vai bao gồm hiện thị trên kính hoặc không gian.
- Xử lý ảnh ba chiều thời gian thực: Công nghệ để tái tạo hình ảnh thực sự của một đối tượng 360 độ trong không gian 3D.

Công nghệ AR (Augmented Reality) hiện tại không đủ tiên tiến để cung cấp trải nghiệm nhập vai khác nhau với các nội dung thực tế cho người dùng về tốc độ mạng, hiệu suất xử lý dữ liệu của các dịch vụ 5G, thiết bị, công nghệ nhận dạng, theo dõi, vv. Nội dung AR cần được xử lý và cung cấp trong thời gian thực. Trong khía cạnh này, 5G dự kiến sẽ đáp ứng thời gian thực và băng thông cung cấp nền tảng công nghệ cho dịch vụ AR / VR khối lượng lớn, song song đó cần phải tăng cường phát triển công nghệ nhận dạng, theo dõi và hiện thị.

Việc xử lý AR quy mô lớn đòi hỏi công nghệ nhận dạng tiên tiến để nhận diện tất cả các đối tượng và thông tin bao gồm hình ảnh 2D, vật thể 3D ở các dạng khác nhau, không gian 3D, khuôn mặt người dùng, biểu hiện và giọng nói được nhập từ cảm biến mà không bị hạn chế. Công nghệ hiện tại đã nhận ra các đối tượng khác nhau thông qua các thuật toán khác nhau do các tính năng độc đáo của mỗi đối tượng, điển hình và mới nhất là công nghệ bảo mật Face ID trên iPhone X của Apple. Tuy nhiên, đó chỉ là khuôn mặt con người, còn rất nhiều vật khác nữa và yêu cầu công nghệ nhận dạng phải hoạt động chính xác như cảm giác của con người.

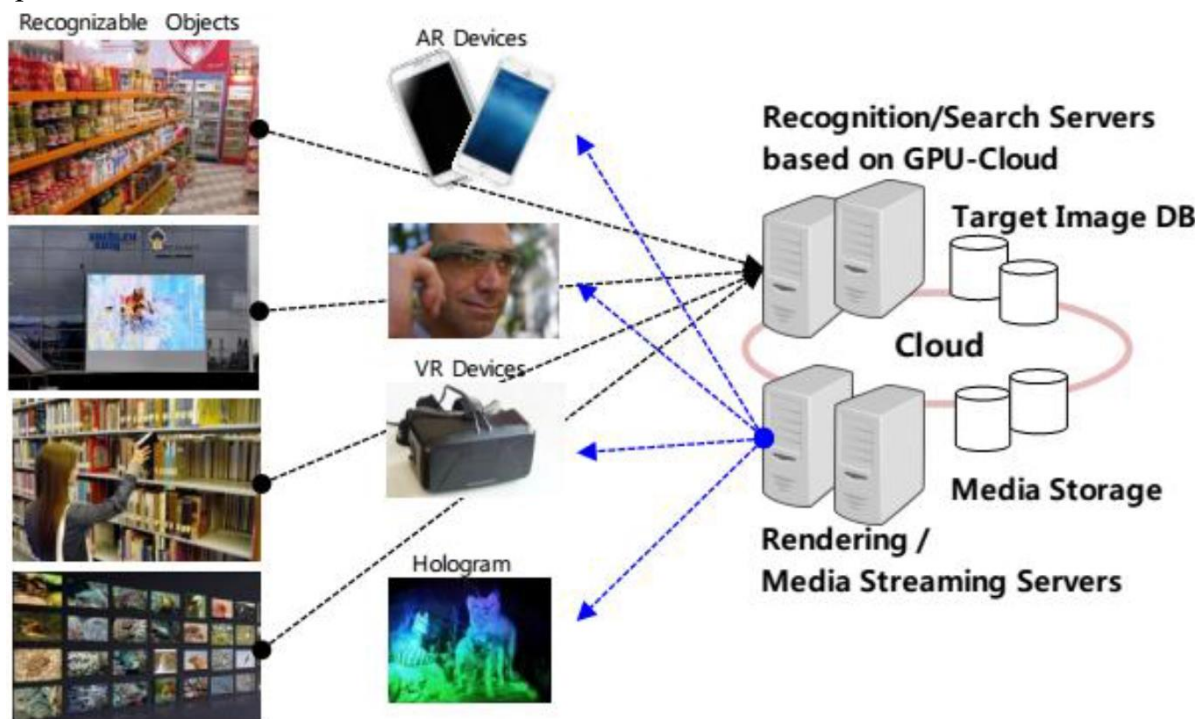
Ngoài ra, dịch vụ này đòi hỏi một công nghệ cho phép phân phối, xử lý song song dữ liệu khối lượng lớn được ghi nhận trong môi trường lưu trữ đám mây, hệ thống video và các công nghệ tối ưu hóa khối lượng lớn dữ liệu để chạy một loạt các thuật toán nhận dạng.

Trong khi máy ảnh trên thiết bị hiện tại là công cụ nhập hình ảnh chính, các thiết bị gắn kết với các cảm biến khác như máy ảnh Lytro và cảm biến độ sâu 3D, giúp dễ dàng thu thập thông tin chiều sâu 3D từ một vật thể và không gian. Trên thực tế, các công ty bao gồm Google, Intel và Apple đã phát triển cảm biến độ sâu 3D và các thiết bị hỗ trợ, và khi số

lượng các thiết bị này tăng lên, thì các dịch vụ dựa trên AR / VR cũng sẽ tăng lên nhanh chóng. Tiếp tục cải tiến sức mạnh tính toán sẽ dẫn đến các chức năng phức tạp hơn bao gồm việc xử lý trước các nội dung dữ liệu khối lượng lớn, theo dõi thời gian thực đối tượng, xử lý và hiển thị hình ảnh, truyền thông tin hình ảnh đến máy chủ và hiển thị thông tin đến từ một máy chủ.

Đặc biệt, phải có một công nghệ để truyền tải chính xác các phương tiện và thông tin chất lượng cao như (U)HD Audio / Video và 3D sang luồng video theo kết quả theo dõi thiết bị, thông tin cảm biến, chuyển đổi và truyền video trong thời gian thực ở định dạng phù hợp để hiển thị trên mỗi thiết bị.

Chụp ảnh toàn cảnh, một công nghệ khác được mong đợi nhiều để cung cấp trải nghiệm người dùng mới, đòi hỏi phải truyền dữ liệu siêu cao. Do đó, 5G cần một công nghệ xử lý dữ liệu thời gian thực tốc độ cao trên cơ sở hạ tầng của nó và công nghệ trên hình ba chiều phải thân thiện với người dùng để tạo ra và hiển thị các hình ba chiều một cách hiệu quả[6].



Hình 1.1. Công nghệ UX thực tế và xử lý nội dung 5G

1.1.2 Xử lý hiệu quả và truyền tải đa phương tiện

- Công nghệ MMT (MPEG Media Transport): Công nghệ xử lý hình ảnh kỹ thuật số tiêu chuẩn được định nghĩa bởi MPEG để giảm thiểu độ trễ trong truyền dẫn truyền qua mạng All-IP.

- Mã hóa đa phương tiện hiệu quả cao: Các công nghệ mã hóa đa phương tiện, ví dụ MVC (Multi-view Video Encoding), để tạo hiệu quả truyền tải nội dung đa phương tiện 3D, video 3D.

- Điện toán đám mây, bộ nhớ đệm: Công nghệ phân bổ động, sắp xếp tài nguyên đám mây và bộ nhớ đệm để xử lý đa phương tiện thực tế khối lượng cao.

Trong khi các công nghệ truyền tải đa phương tiện hiện nay tạo ra độ trễ dài hơn vài chục giây thậm chí so với phát sóng mặt đất, công nghệ mạng trong thời đại 5G sẽ có thể cung cấp dịch vụ True UHD (TRHD) thời gian thực, nội dung như UHD (Ultra High Definition) có thể được truyền trong thời gian thực mà không có độ trễ. Để đạt được các dịch vụ streaming liền mạch với đa phương tiện thực tế có dung lượng lớn, việc phát triển một giao thức truyền thông đa phương tiện mới và tối ưu hóa công nghệ truyền dữ liệu có dây / không dây phải thực hiện trước tiên.

Để đạt được điều này, độ trễ trong việc truyền tải nội dung đa phương tiện cần được giảm thiểu, tốc độ truyền dữ liệu trong mạng và hiệu quả sử dụng tài nguyên cần được tối đa hóa, với sự hỗ trợ của giao thức streaming MMT (MPEG Media Transport) và công nghệ Edge Multicast để truyền thông nhóm hiệu quả. Hiệu suất hoạt động mạng cần được cải tiến thông qua việc ảo hóa CDN (*Content Distribution Network*) và phân phối dịch vụ tối ưu.

Dịch vụ hiển thị siêu đa điểm, được đề cập nhiều như một ví dụ về dịch vụ thực tế 5G, cho phép người dùng xem video theo góc độ người đó muốn. Dịch vụ này đòi hỏi các công nghệ như:

- 1) Phương pháp mã hóa để tích hợp nhiều hình ảnh có độ phân giải cao được ghi lại từ các góc nhìn khác nhau vào một luồng đơn.

- 2) Kỹ thuật truyền và lưu trữ dữ liệu khối lượng lớn vào máy chủ đám mây trong thời gian thực.

- 3) Kỹ thuật để tạo một hình ảnh động trực tuyến sử dụng thông tin từ một điểm người dùng muốn xem.

Dịch vụ hiển thị đa truy cập trên thực tế có thể được triển khai một cách hạn chế ngay cả với các hệ thống 4G hiện tại và mạng có dây, nhưng với hệ thống mạng 5G, hình ảnh thực tế chất lượng cao sẽ có sẵn trong thời gian thực dựa trên cơ sở hạ tầng 5G hỗ trợ truyền dữ liệu tốc độ cao và khối lượng lớn.

Ở đây, kỹ thuật mã hóa bao gồm MVC (Mã hóa Đa Video) và Mã hóa Video số MPEG 3D là rất quan trọng để giảm thiểu các thông tin trùng lặp bằng cách ràng buộc các dòng ảnh đa chiều vào một luồng duy nhất.

Ví dụ về các kỹ thuật như vậy sẽ là:

1) Công nghệ xử lý dữ liệu hình ảnh để tạo ra hiệu quả hình ảnh 3D sử dụng nhiều hình ảnh 2D, thông tin độ sâu và siêu dữ liệu.

2) Công nghệ xử lý dữ liệu ảnh số lượng lớn (ví dụ, tạo ra một hình ảnh 360 độ từ hình ảnh các luồng được ghi lại từ nhiều chế độ xem) thường không được hỗ trợ bởi các thiết bị.

3) Các công nghệ bao gồm NFV, SDN để hỗ trợ vận hành mạng đám mây một cách năng động, linh hoạt và có thể mở rộng.

1.1.3 Mạng toàn cầu trên nền tảng đám mây

Điều này có thể được thực hiện trên nền tảng kỹ thuật NFV (ảo hóa mạng) / SDN (mạng phần mềm xác định).

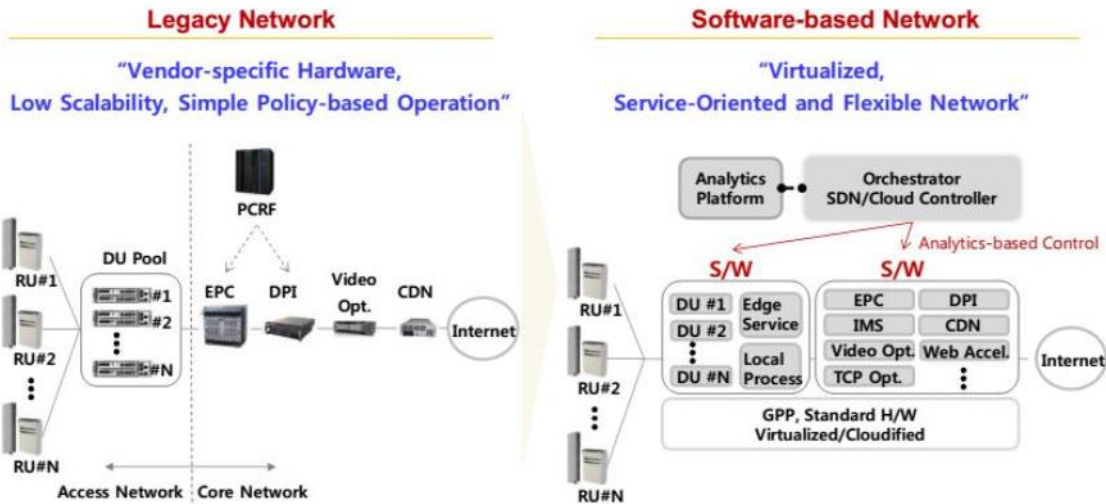
- Hoạt động mạng lõi ảo dựa trên NFV: Một công nghệ để xây dựng điện toán đám mây bằng cách ảo hóa một phần cứng tiêu chuẩn và vận hành một loạt các chức năng mạng / dịch vụ trên mạng dựa trên phần mềm.

- Virtualized RAN: Một công nghệ để tập trung và ảo hóa DU (Digital Unit) của một trạm gốc thành một đám mây dựa trên phần cứng tiêu chuẩn và xử lý tín hiệu RAN trong thời gian thực.

- SDN và phối hợp: Quản lý hiệu quả và quản lý vòng đời của các dịch vụ mạng dựa trên phần mềm từ một nhà cung cấp dịch vụ mạng tập trung và thống nhất.

Ngoài ra, kiến trúc mạng 5G dự kiến sẽ trở nên phẳng để đáp ứng các yêu cầu về sự linh hoạt, khả năng mở rộng, xử lý lưu lượng hiệu quả và độ trễ mức milisecond v.v. Kiến trúc như vậy sẽ cần Edge Cloud dưới dạng Micro Data Center và các chức năng và dịch vụ mạng được phân phối cho Edge Cloud sẽ được quản lý hiệu quả bởi phương pháp dàn xếp tích hợp đầu cuối. Trong hội tụ với các dữ liệu lớn và các công nghệ phân tích, orchestration sẽ cung cấp cơ sở cho các dịch vụ NI (Network Intelligence) / BI (Business Intelligence).

* **Orchestration** là sắp xếp tự động, điều phối và quản lý hệ thống máy tính và dịch vụ. Orchestration thường được thảo luận là có [trí thông minh](#) vốn có hoặc thậm chí kiểm soát [tư tri](#) ngầm, nhưng đó là những khát vọng hoặc những vấn đề trừu tượng chứ không phải là những mô tả về kỹ thuật. Trong thực tế, sự phối hợp chủ yếu là ảnh hưởng của [tư động hóa](#) hoặc các hệ thống triển khai các yếu tố [lý thuyết điều khiển](#).



Hình 1.2. Sự phát triển của mạng lưới phần mềm dựa trên NFV / SDN

1.1.4 Mạng thông minh và tối ưu hóa mạng dựa trên những phân tích

- Phân tích dữ liệu: Một công nghệ để cung cấp cái nhìn sâu sắc về một hiện tượng hoặc dữ liệu cụ thể bằng cách so sánh nhanh chóng trong không gian đa chiều, phân tích và suy diễn lượng lớn dữ liệu đa chiều / không có cấu trúc.
- Mạng lưới thông tin và phân tích: Một công nghệ để tối ưu hóa hoạt động và hiệu suất của các mạng sử dụng thông tin về hiệu suất, nhật ký, lưu lượng vv được thu thập từ các thiết bị mạng khác nhau.
- SON (Mạng tự tổ chức) dựa trên phân tích: Một công nghệ hoạt động mạng để tự động phát hiện sự bất thường, tối ưu hóa và thực hiện các biện pháp cần thiết bằng cách phân tích dữ liệu lớn được tạo ra từ mạng không dây trong thời gian thực.

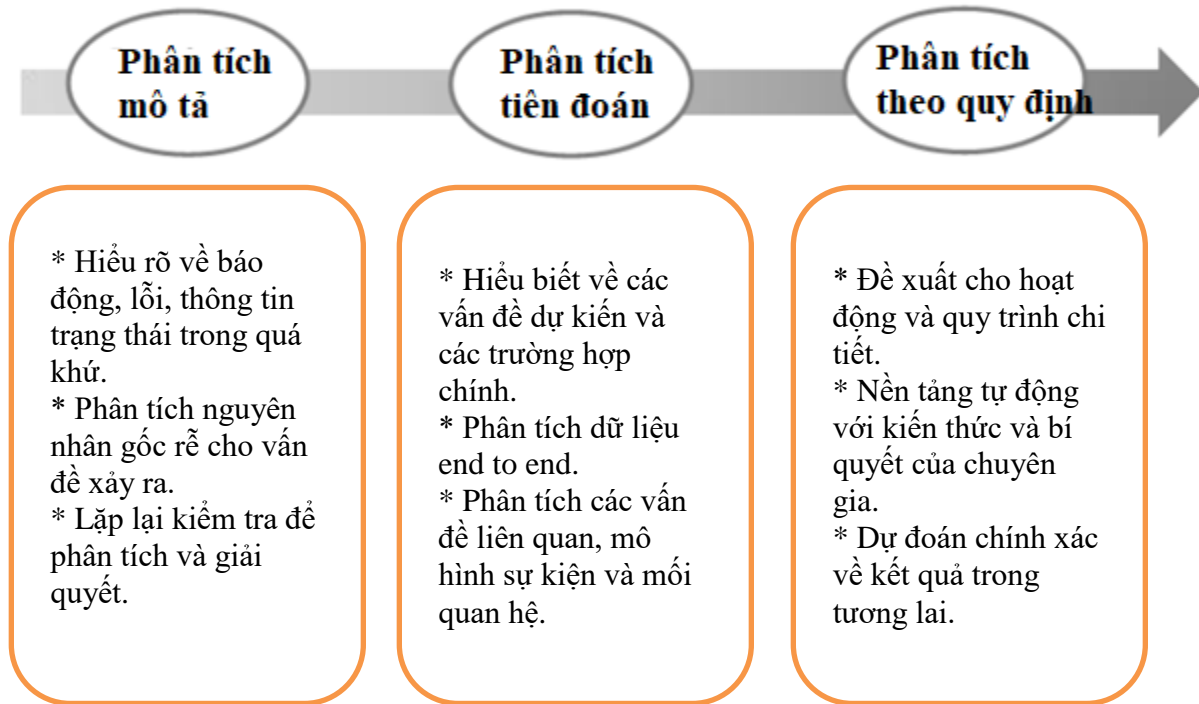
Gần đây các mạng viễn thông đã trở nên thông minh và hội tụ với các công nghệ như công nghệ phân tích, dữ liệu lớn với tốc độ nhanh hơn, và các xu hướng như vậy sẽ tiếp tục trong các hệ thống mạng 5G. Do đó, sẽ có thể tối ưu hóa việc quản lý mạng tổng thể bao gồm hoạt động, hiệu năng và bảo mật bằng phân tích thời gian thực dữ liệu thu thập được từ mạng, người dùng và các đối tượng khác.

Từ phân tích dữ liệu dựa trên OAM (Operation and Management) trước đó, phương pháp phân tích dữ liệu đã phát triển thành "phân tích dữ liệu lớn" sử dụng nhật ký hệ thống và dữ liệu thu thập được từ thiết bị cùng với chẩn đoán chính xác nguyên nhân, hoạt động, điều hành, quản lý và duy trì bất kỳ hệ thống nào, hiện nay công nghệ đang chuyển sang mô hình phân tích dữ liệu nhanh để phân tích trong thời gian thực.

SON và ITM (Quản lý Lưu lượng Thông minh) sẽ là ví dụ điển hình. Các công nghệ này sẽ phát triển để phục hồi lỗi và dự đoán lỗi tự động cũng như kiểm tra và tối ưu hóa các

hệ thống 5G và cung cấp cho người dùng dịch vụ tối ưu trong môi trường mạng phức tạp thông qua quản lý lưu lượng và tối ưu hóa đường dẫn.

Với nhu cầu ngày càng tăng về các dịch vụ cá nhân, công nghệ nhận diện trí tuệ thời gian thực trở nên quan trọng hơn bởi nó sẽ cung cấp thông tin cá nhân bằng cách nhận diện môi trường xung quanh bao gồm mặt, đối tượng, cuộc trò chuyện, âm thanh với công nghệ Context-Aware^[8] và suy diễn chính xác nhu cầu của người dùng. Ngoài ra, các công nghệ như dịch vụ orchestration và API mở sẽ mở ra cánh cửa mới cho nền tảng và hệ sinh thái cho phép phát triển các dịch vụ mở, hợp tác và tự động hoá.



Hình 1.3. Sự phát triển của phân tích số liệu cho mạng viễn thông

1.1.5 Mạng lưới vận tải linh hoạt / nhanh

- POTN (mạng truyền tải quang Packet): Giao thông quang học All-IP
- Truyền tải SDN: Công nghệ mạng tích hợp để sử dụng hiệu quả và tự động kiểm soát các tài nguyên mạng trong các môi trường mạng đa lớp, nhiều nhà cung cấp, đa miền.

Để xử lý lưu lượng dữ liệu khối lượng lớn ở 5G, mạng lưới truyền dẫn cần được cải thiện đáng kể công suất thông qua "công nghệ truyền dẫn quang tiếp theo ở tốc độ 100Gbps" và mạng lưới truyền tải 5G có thể được xây dựng bằng cách tăng cường công nghệ OFDMA quang học.

Mạng All IP (AIPN) có thể xem là chìa khóa để xây dựng và đưa hệ thống 5G đi vào thực tế. Kiến trúc mạng IP phẳng có thể đáp ứng được nhu cầu ngày càng cao của người sử dụng trong việc truyền nhận dữ liệu đảm bảo thời gian thực.

Mạng All IP (AIPN) được phát triển từ hệ thống 3GPP nhằm đáp ứng nhu cầu ngày càng tăng của thị trường viễn thông. Để đáp ứng nhu cầu của khách hàng đối với những ứng dụng thời gian thực trên hệ thống mạng di động băng thông rộng, các nhà cung cấp dịch vụ mạng không dây đang dần chuyển qua sử dụng kiến trúc mạng IP phẳng. IP phẳng loại bỏ việc phân cấp trên mạng, thay vì xếp chồng các dữ liệu trong mạng, kiến trúc dữ liệu được đơn giản hóa và chia nhỏ để có thể thực hiện việc loại bỏ các thành phần phức tạp.

Các ưu điểm cơ bản của kiến trúc mạng IP phẳng:

- Chi phí thấp hơn.
- Truy cập liên tục.
- Giảm độ trễ hệ thống.
- Tách riêng truy cập vô tuyến và phát triển mạng lõi.

Những khía cạnh quan trọng của mạng All IP:

- Hỗ trợ cho nhiều hệ thống truy cập khác nhau.
- Hiệu suất quản lý di động cao.
- Có khả năng thích ứng và chuyển đổi phiên giữa các thiết bị đầu cuối.
- Có khả năng lựa chọn hệ thống truy cập thích hợp dựa trên các dải tiêu chuẩn.
- Cung cấp các dịch vụ ứng dụng tiên tiến, liên tục và ở khắp mọi nơi.
- Có khả năng xử lý hiệu quả và định tuyến tối ưu các loại hình tuyến IP khác nhau như người dùng đến người dùng, người dùng đến nhóm người dùng, ...
- Đảm bảo được các tiêu chí về QoS.

Mạng 5G sử dụng kiến trúc IP phẳng để làm nền tảng nâng cấp mạng vô tuyến thành mạng lõi Nano (NanoCore). Đồng thời, mạng 5G sử dụng công nghệ Nano như một công cụ bảo vệ trước những vấn đề an ninh có thể nảy sinh khi sử dụng mạng IP phẳng.

1.1.6 Kiến trúc mạng ngoài

1.1.6.1 Truyền thông Trực tiếp D2D

Truyền thông Trực tiếp D2D (Device to Device): Công nghệ để chia sẻ trực tiếp các loại nội dung đa dạng về thông tin và dữ liệu giữa các thiết bị. Truyền thông D2D là một cách rất hiệu quả để nâng cao dung lượng hệ thống và hiệu quả phổ vì các thiết bị có thể trực tiếp giao tiếp với nhau bằng cách chia sẻ nguồn tài nguyên tần số của mạng. Bên cạnh

đó, các DUE (D2D UE – thiết bị người sử dụng dùng truyền thông D2D) có thể thực hiện quá trình chuyển tiếp truyền dẫn để tạo ra liên kết truyền thông nhiều bước (multi-hop). Khả năng này đã cho phép cải thiện và mở rộng phạm vi bao phủ của truyền thông D2D. Một số lợi ích tiềm ẩn của D2D bao gồm:

- **Quản lý tài nguyên vô tuyến điện:** không giống như Bluetooth và WiFi, 5G hoạt động trong dải được cấp phép và các tài nguyên vô tuyến được quản lý cẩn thận bởi mạng, để giảm thiểu sự can thiệp và tối đa hóa hiệu suất của hệ thống. Các cơ chế tương tự có thể được mở rộng đến D2D.

- **Hiệu suất:** truyền thông trực tiếp giữa các thiết bị lân cận có thể đạt được tốc độ truyền dữ liệu cao hơn và độ trễ thấp hơn truyền thông qua trạm gốc 5G. Ví dụ, các thiết bị có thể gần nhau hơn bất kỳ máy nào trong số đó là đến trạm gốc gần nhất và một trạm gốc bận rộn có thể là một nút. Mạng vẫn có thể kiểm soát tài nguyên vô tuyến được sử dụng cho các kết nối này để tối đa hóa phạm vi, thông lượng và dung lượng hệ thống tổng thể.

- **Sử dụng lại quang phổ:** D2D có thể cho phép tái sử dụng quang phổ hơn so với các cell nhỏ của 5G, bằng cách hạn chế việc truyền dẫn vô tuyến tới kết nối điểm-điểm giữa hai thiết bị.

- **Tải mạng:** giảm bớt các trạm gốc và các thành phần mạng khác trong mạng 5G, ví dụ như truyền tải nội dung đa phương tiện trực tiếp giữa các thiết bị đầu cuối di động, sẽ làm giảm tải mạng và tăng khả năng hiệu quả.

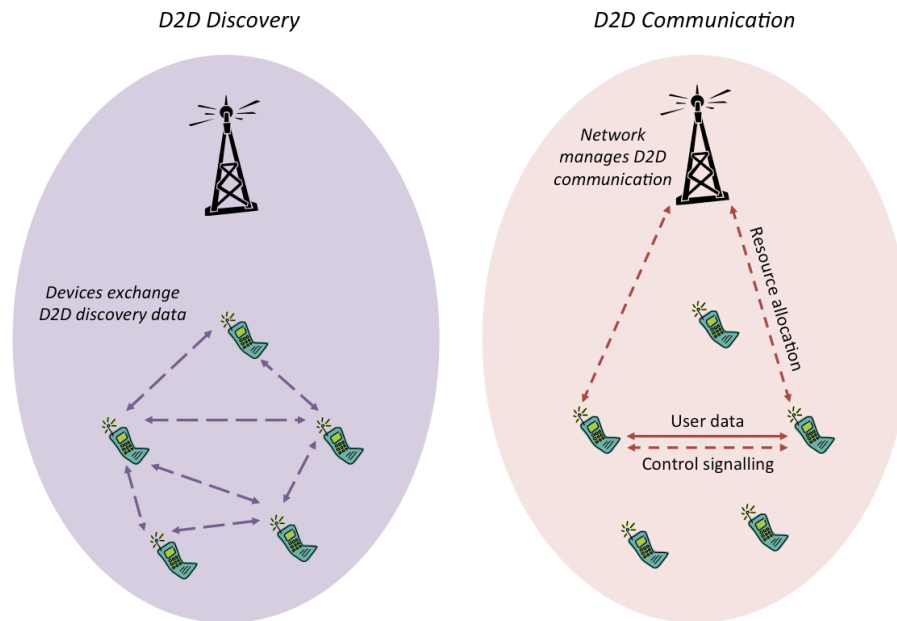
- **Hiệu suất năng lượng:** việc tích hợp D2D vào hệ thống LTE tạo cơ hội để đạt được sự khám phá thiết bị tiết kiệm năng lượng, ví dụ bằng cách tránh sự cần thiết phải quét các công nghệ không dây khác bằng cách đồng bộ hóa việc truyền và nhận các tín hiệu phát hiện để giảm thiểu chu kỳ nhiệm vụ và chỉ cần thức dậy phần mềm ứng dụng khi các thiết bị có liên quan được tìm thấy trong khu vực địa phương. Trong khi đó, truyền trực tiếp giữa các thiết bị gần đó có thể đạt được với công suất truyền thấp.

- **An ninh:** D2D có thể tận dụng cơ chế phân phối và phân phối chính đã có sẵn trong LTE để đạt được mức độ bảo mật cao.

- **Tiêu chuẩn:** kết hợp D2D vào chuẩn LTE sẽ cung cấp một bộ công cụ chung cho các dịch vụ dựa trên khoảng cách chứ không phải là các phương pháp tiếp cận khác nhau của các nhà cung cấp ứng dụng khác nhau. Các tổ chức an toàn công cộng có thể hưởng lợi từ các nền kinh tế toàn cầu về quy mô đạt được bởi hệ thống LTE rộng lớn hơn.

Giải pháp cho D2D được gọi là Proximity (Độ gần nhau) và có hai thành phần chính, được minh họa trong hình dưới đây:

- **D2D Discovery** cho phép một thiết bị di động sử dụng giao diện vô tuyến LTE để khám phá sự hiện diện của các thiết bị có khả năng D2D khác trong vùng lân cận của nó và, nếu được phép, để xác định một số thông tin nhất định về chúng.
- **D2D Communication** là cơ sở cho các thiết bị di động D2D sử dụng giao diện vô tuyến LTE để giao tiếp trực tiếp với nhau, mà không định tuyến lưu lượng truy cập thông qua mạng LTE. Mạng lưới này tạo cảm giác nhẹ nhàng bằng cách kiểm soát việc phân bổ nguồn tin vô tuyến và bảo mật các kết nối.



Hình 1.4. Các trường hợp can thiệp lẫn nhau trong truyền thông D2D

Mục đích D2D là để cung cấp các dịch vụ D2D qua phạm vi lên đến 500m (phụ thuộc vào điều kiện truyền tải và tải mạng). Đối với các dịch vụ công tổng quát, D2D sẽ chỉ có sẵn khi một thiết bị di động nằm trong phạm vi phủ sóng của mạng di động, điều này sẽ cho phép mạng giữ được quyền kiểm soát cuối cùng đối với tài nguyên và an ninh. Chỉ đối với các ứng dụng an toàn công cộng, các khả năng D2D thô sơ cũng sẽ có sẵn khi không có mạng.

1.1.6.2 Multi-RAT

Đến năm 2020 - 5G sẽ cho phép công nghệ mới được gọi là "Multi-RAT" (Radio Access Technology - Công nghệ truy cập vô tuyến) để giải quyết sức chứa và thông lượng người dùng.

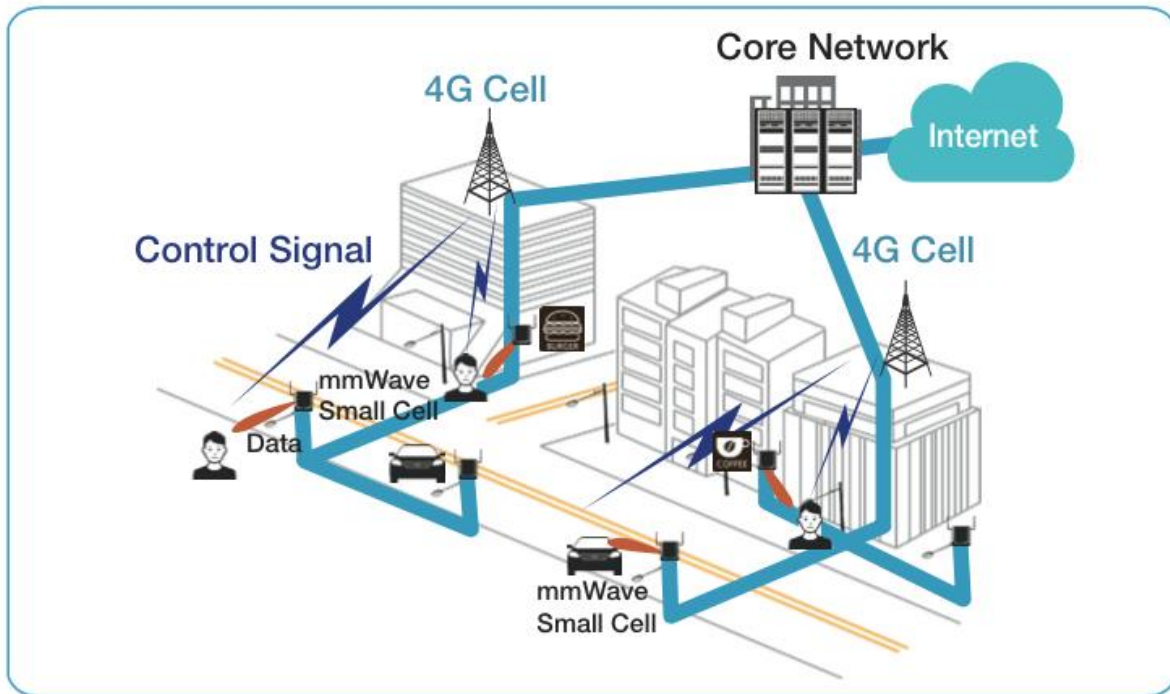
Công nghệ truy cập vô tuyến khác nhau RAT (Radio Access Technology) là phương pháp kết nối vật lý cơ bản cho một mạng thông tin vô tuyến dựa. Nhiều điện thoại hiện đại hỗ trợ nhiều RAT trong một thiết bị như Bluetooth , Wi-Fi, 3G , 4G hoặc LTE .

Gần đây, thuật ngữ RAT được sử dụng trong các cuộc thảo luận về các mạng không dây không đồng nhất . Thuật ngữ được sử dụng khi một thiết bị người dùng chọn giữa các loại RAT đang được sử dụng để kết nối với Internet. Điều này thường được thực hiện tương tự như lựa chọn điểm truy cập trong các mạng dựa trên IEEE 802.11 (Wi-Fi).

Để thực hiện các dịch vụ 5G, cần tăng cường đáng kể dung lượng của mỗi người dùng và công suất tổng thể hệ thống so với các hệ thống của 4G. Cụ thể, sử dụng một lượng lớn băng thông hệ thống đảm bảo tăng công suất bằng cách phân bổ nhiều tài nguyên tần số cho mỗi người dùng trong hệ thống. Do đó, sử dụng phổ tần có băng thông rộng có thể được coi là vấn đề quan trọng nhất cho hệ thống 5G.

Xu hướng quản lý phổ biến gần đây là tổng hợp cả phổ tần được cấp phép và không có giấy phép để mở rộng băng thông hệ thống hiện có. Phổ không có giấy phép có rất nhiều băng thông. Để hệ thống 5G sử dụng phổ không có giấy phép, 3 điều cần phải xảy ra là các quy định áp dụng cho mỗi dải tần số: 1-Hệ thống Điều khiển Công suất phát (TPC), 2-DFS (Dynamic Frequency Selection) và 3- Listen Before Talk - LBT).

Để sử dụng có hiệu quả quang phổ không có giấy phép, hệ thống 5G cần được phát triển với các đặc điểm sau: Thiết kế mới nhất của PHY / MAC / thuật toán mạng phù hợp với tính chất của phổ không có giấy phép. Thứ hai, các cơ chế cùng tồn tại hiệu quả có tính đến các Tốc độ khác (ví dụ như Wi-Fi hoặc WiGig) hoạt động trong dải không có giấy phép sẽ được đề xuất. Cuối cùng, các kỹ thuật liên kết và tích hợp Hệ thống 5G với các RAT khác sẽ được phát triển. Bằng cách tận dụng nhiều RAT, hệ thống 5G sẽ có thể tận dụng các đặc tính độc đáo của mỗi RAT và cải thiện tính thực tiễn của toàn bộ hệ thống. Ví dụ, hệ thống 4G được sử dụng để trao đổi thông điệp điều khiển để duy trì kết nối, thực hiện chuyển giao, và cung cấp các dịch vụ thời gian thực như Volte. Công nghệ hoạt động trong băng tần không có giấy phép mmWave sẽ hỗ trợ dịch vụ tỷ lệ dữ liệu gigabit. Nhiều tế bào mmWave có thể được phủ lên trên các tế bào macro 4G phía dưới, như thể hiện trong hình 1.5.



Hình 1.5: Mạng phủ của tế bào nhỏ mmWave tích hợp với hệ thống Underlay 4G

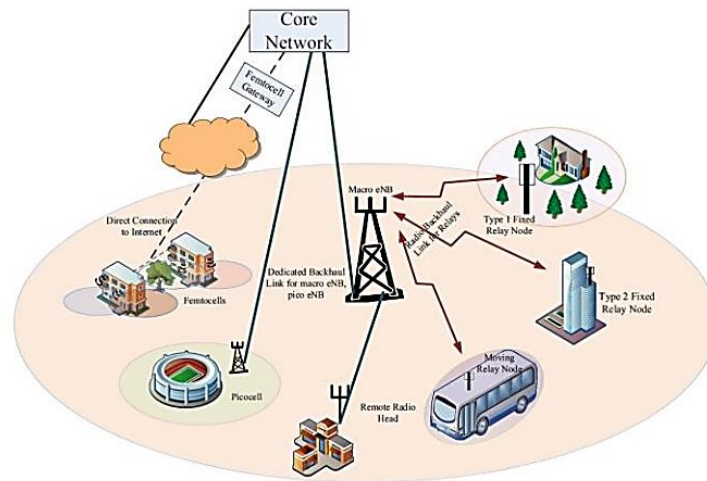
Hơn nữa công nghệ Multi-Rat sẽ cho phép 5G duy trì kết nối mạng bất kể thời gian và vị trí, và mở ra khả năng kết nối tất cả các thiết bị được kết nối mà không cần sự can thiệp của con người. Ngoài ra để cung cấp hỗ trợ lên đến một triệu kết nối đồng thời mỗi km vuông với tốc độ dữ liệu cao hơn, tạo điều kiện cho nhiều loại dịch vụ D2D bao gồm đo không dây, thanh toán di động, lưới điện thông minh và giám sát cơ sở hạ tầng quan trọng, nhà kết nối, giao thông thông minh, và y học từ xa. Các thiết bị thông minh sẽ liên lạc với nhau một cách tự chủ trong nền và chia sẻ thông tin một cách tự do. Kết nối khắp nơi này cần băng thông lớn sẽ thực sự thay đổi cuộc sống con người bằng cách kết nối hầu như mọi thứ.

1.1.6.3 Mạng di chuyển MN

Trong các mạng thông tin không dây tương lai, một số lượng lớn truy cập của người sử dụng sẽ đến từ các phương tiện đi lại (như ô tô, xe bus, tàu lửa,...). Vì vậy, một giải pháp đã được đề ra, đó là triển khai một hoặc một vài Điểm chuyển tiếp di động MRN (Moving Relay Node) trên các phương tiện đi lại để hình thành một Cell di động riêng của phương tiện đó, đây gọi là mạng di chuyển MN.

Bằng việc sử dụng Anten thích hợp, một MRN có thể giảm hoặc thậm chí là loại bỏ được suy hao xuyên qua (penetration loss) xe cộ, loại suy hao mà ảnh hưởng tương đối lớn đến quá trình giao tiếp của hệ thống. Hơn nữa, các điểm MRN có thể khai thác tốt các công nghệ Anten thông minh cũng như phương thức xử lý tín hiệu tiên tiến khác nhau, vì chúng

ít bị hạn chế về kích thước và năng lượng so với các thiết bị người sử dụng thường xuyên kết nối với các trạm gốc.



Hình 1.6. Mạng di chuyển MN

Các MRN cũng có khả năng được sử dụng để phục vụ người dùng bên ngoài phương tiện di chuyển, do đó nó cũng có thể trở thành một trạm gốc nhỏ có khả năng di chuyển trong mạng. Vì vậy, phương tiện di chuyển và hệ thống giao thông sẽ đóng một vai trò quan trọng trong mạng di động không dây trong tương lai. Những phương tiện này sẽ cung cấp thêm dung lượng thông tin và mở rộng vùng phủ của hệ thống truyền thông di động.

Tuy nhiên, việc triển khai các MRN cũng gặp không ít những khó khăn như phải có hệ thống đường trục hiệu quả, yêu cầu công nghệ phân bổ tài nguyên và quản lý can thiệp phức tạp, phải có phương thức quản lý di động thích hợp...

1.1.7 Hoạt động nâng cao cho Multi-cell

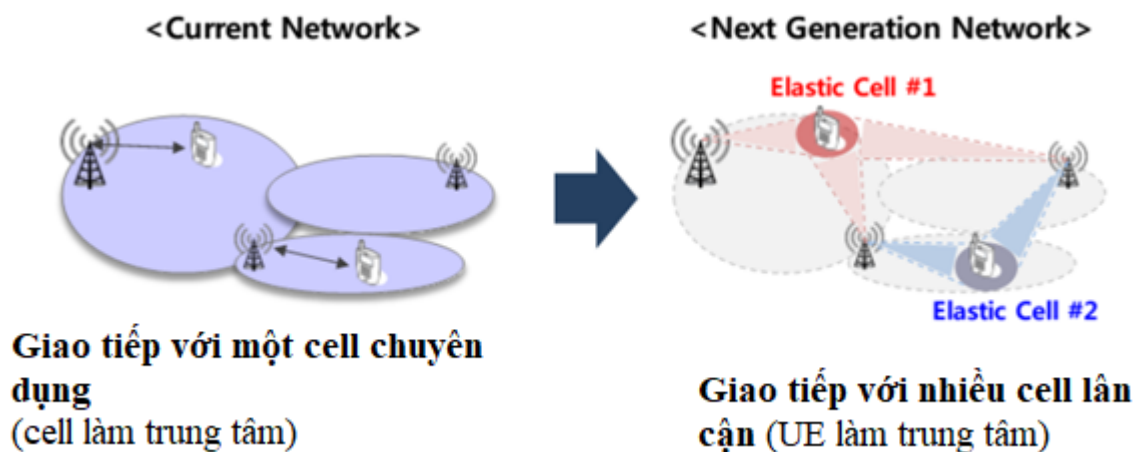
- Cell linh hoạt: Một công nghệ để tự động lựa chọn và giao tiếp với một cell tốt nhất cho môi trường kênh của người sử dụng hiện tại trong thời gian thực
- Tổng hợp các mạng không đồng nhất: Một công nghệ để cải thiện tốc độ dữ liệu bằng cách kết hợp mạng di động với các mạng khác nhau như WiFi hoặc với LTE tận dụng băng tần không có giấy phép.

Trong hệ thống mạng 5G, các mạng khác nhau được sử dụng riêng cho các mục đích khác nhau trong mạng 4G sẽ được kết hợp hoặc sử dụng có chọn lọc khi cần thiết, do đó tăng tốc độ dữ liệu của một thiết bị và giảm thiểu tác động của các mạng lân cận. Đối với các cell nhỏ, một thiết bị duy nhất có thể giao tiếp với nhiều cell dựa trên sự phối hợp chặt chẽ của cell, nó có thể hoạt động như thể mỗi thiết bị có cell riêng của nó. Ngoài ra, điều quan trọng là phải đảm bảo công nghệ nhận phản hồi về chất lượng kênh của nhiều cell từ thiết bị của người dùng.

Trong mạng 5G, như thể hiện trong hình 3.7 bên dưới, các cell khác nhau có thể được lựa chọn mỗi lần để cung cấp tốc độ tối ưu cho thiết bị trong quá trình truyền cụ thể đó, tạo ra môi trường lấy người dùng làm trung tâm, so với các cell trung tâm hiện tại, điện thoại cầm tay chỉ giao tiếp với một cell cụ thể. Cơ chế này sẽ mang lại trải nghiệm người dùng được cải thiện về các dịch vụ 5G cho môi trường của mỗi người dùng.

Ngoài ra, tốc độ dữ liệu có thể được nâng cao thông qua công nghệ để tập hợp và sự tương tác giữa các mạng khác nhau bao gồm cả WiFi. Trong một khu vực có cả mạng WiFi và mạng di động, dữ liệu sẽ được chia và truyền bởi hai mạng và do đó dữ liệu sẽ được truyền đi với tốc độ nhanh hơn.

Trong khi đó, băng thông mạng cũng được thiết lập để mở rộng trong 5G bằng cách triển khai công nghệ mạng di động trên băng tần không có giấy phép cũng như trong LTE được cấp phép (LA-LTE), nơi băng tần không có giấy phép của WiFi được sử dụng cho LTE.



Hình 1.7: Kết hợp tế bào người dùng làm trung tâm và hoạt động của mạng

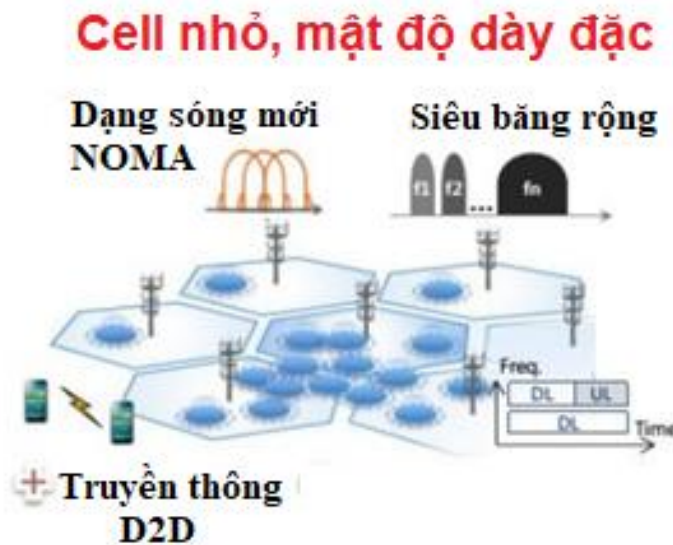
1.1.8 Cell nhỏ, siêu dày đặc

- Kiểm soát và điều phối can thiệp động: Một kỹ thuật để cải thiện chất lượng tín hiệu tại các cạnh cell bằng cách cho phép các cell lân cận hợp tác trong thời gian thực.
- HetNet SON: Một kỹ thuật tự động tối ưu hóa hoạt động của mạng không dây trong môi trường cell đa dạng do đó cải thiện QoS.

Để hỗ trợ lưu lượng truy cập 1000 lần so với LTE, cần nâng cao năng lực mạng thông qua việc cải thiện đáng kể cell khi sự mở rộng của các nguồn tần số hạn chế hiện tại sẽ không đủ. Điều này có nghĩa là các hệ thống 5G cần mạng lưới cell cực nhỏ có mật độ cell lớn hơn.

Trong một môi trường cell nhỏ cực kỳ đặc biệt, sự kết hợp các công nghệ 5G tiềm năng khác nhau của D2D, duplex và siêu băng rộng sẽ mang lại hiệu quả hoạt động khác nhau của tế bào, do đó việc thiết lập mạng lưới 5G cần đánh giá theo kịch bản để tìm kiếm sự kết hợp tối ưu nhất.

Do đó, người ta hy vọng rằng sẽ có những phân tích hiệu quả hoạt động của các công nghệ 5G tiềm năng khác nhau trong các mạng tế bào nhỏ cực mạnh và sự phát triển của các công nghệ có liên quan có thể bắt đầu bằng việc xác nhận khái niệm thông qua mô phỏng giả đầu cuối và công cụ kiểm chứng- của khái niệm và cuối cùng dẫn đến việc thành lập một mạng lưới thương mại nguyên mẫu.



Hình 1.8: Mô hình mạng lưới 5G mạng nhỏ dựa trên cell nhỏ

1.1.9 Băng tần rộng RF & chùm tia 3D

- Chùm tia 3D: Một kỹ thuật cung cấp môi trường RF cho việc truyền tải tốc độ cao bằng cách điều khiển sóng điện từ hoặc tạo nhiều chùm theo hướng dọc và ngang.
- Chuyển đổi chùm, theo dõi chùm: Một kỹ thuật cung cấp một liên kết tối ưu bằng cách chọn một chùm tối ưu ra khỏi anten hoặc thay đổi hướng của anten theo vị trí của người sử dụng.

🌐 Tổng quan về sóng milimet (mmW)

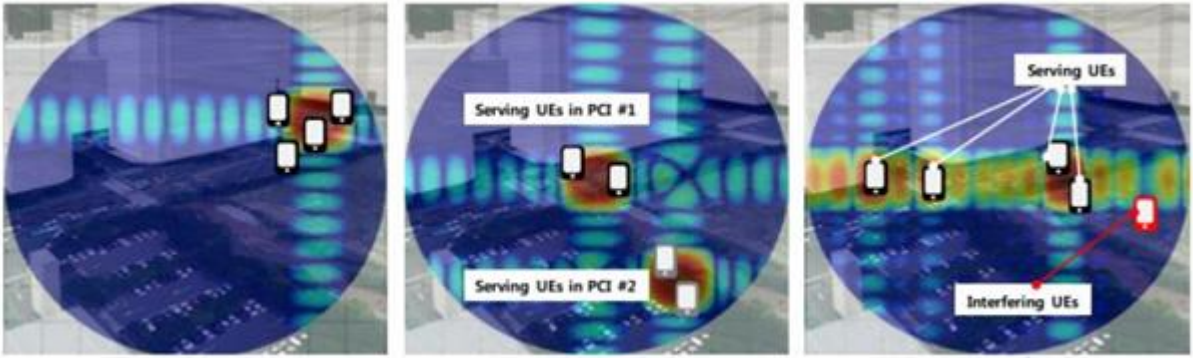
Sóng Millimetre đại diện cho phổ tín hiệu RF giữa các tần số 20GHz và 300GHz với bước sóng từ 1 - 15mm, nhưng xét về khía cạnh mạng vô tuyến và các thiết bị thông tin, tên gọi sóng millimet tương ứng với một số dải tần 24GHz, 38GHz, 60GHz và gần đây, các dải tần 70GHz, 80 GHz cũng đã được sử dụng công cộng cho mục đích thiết lập mạng và truyền thông vô tuyến.

Bảng 1.1: So sánh giữa công nghệ hiện tại và công nghệ mmW [9]

	Công nghệ di động hiện tại	Công nghệ mmW trong tương lai
Dải tần số	300MHz – 3GHz	10GHz – 300GHz
Băng thông khả dụng	700MHz	100GHz
Băng thông cực đại mỗi kênh truyền	100MHz	Chưa xác định
Tốc độ dữ liệu trung bình	30Mbps	100Gbps
Bước sóng trong không khí	21,3cm (ở 700MHz)	0,5cm (ở 28GHz)
Khoảng cách truyền tối đa trong đô thị	3km (ở 700MHz)	300m (ở 28GHz)
Mức suy hao tín hiệu	Trong không khí: 0,005dB/km Khi có mưa lớn: 0,02 dB/km (ở 700MHz)	Trong không khí: 0,1dB/km Khi có mưa lớn: 10 dB/km (ở 700MHz)

Trong khi băng tần milimet có lợi thế lớn so với băng tần di động hiện nay, nó có thể sử dụng tần số băng tần rộng, vượt qua sự tổn hao đường truyền và độ thẳng tương đối cao hơn và sự nhiễu xạ thấp do sử dụng băng tần số cao vẫn là một thách thức lớn. Để giải quyết vấn đề này, nhiều tia mmW gom lại có độ lợi cao được hình thành để vượt qua sự tổn hao của đường truyền gia tăng.

Các chùm tia 3D cho phép nhiều chùm được truyền hoặc nhận theo chiều ngang và chiều dọc để tăng dung lượng mạng bằng SDMA (Space Division Multiple Access - đa truy nhập phân chia theo không gian) và có thể tăng cường SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio - tín hiệu nhiễu cộng với tạp âm) của thuê bao bên trong cell bằng cách tăng cường độ của tín hiệu được truyền và nhận tới thiết bị đầu cuối và ngăn chặn tín hiệu nhiễu. Việc cho phép phân chia cell có hiệu quả về chi phí theo những thay đổi trong lưu lượng truy cập và thực hiện các cell định hướng thuê bao (người sử dụng là trung tâm cell).

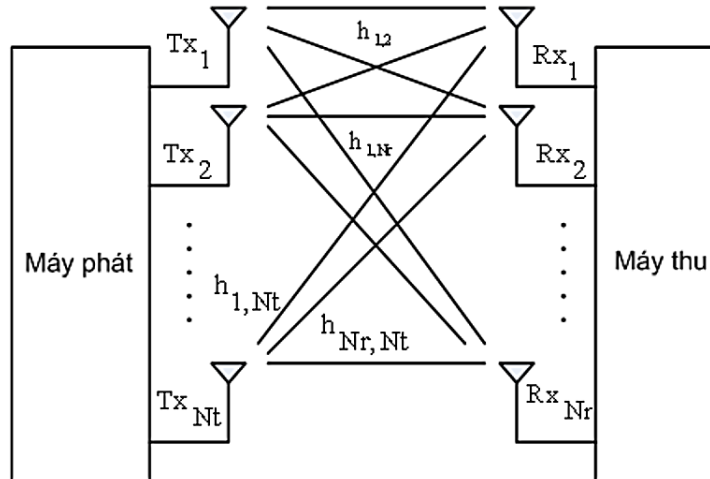


Hình 1.9: Nhận phân phối điện trường cho phương pháp chùm tia 3D khác nhau.

1.1.10 Tăng cường công nghệ nhiều anten và Massive MIMO

- Beamforming: là một công nghệ tập trung tín hiệu và hướng nó trực tiếp vào mục tiêu cụ thể thay vì phát sóng tín hiệu wifi lan toả trong một khu vực rộng lớn.
- Thông tin phản hồi CSI / CQI: Một kỹ thuật tăng độ chính xác của CSI (Channel State Information - thông tin trạng thái kênh) và CQI (Channel Quality Indicator - chỉ số chất lượng kênh) có thể thu được từ trạm gốc đồng thời giảm thiểu tín hiệu đường lên.

Công nghệ truyền dẫn đa đầu vào đa đầu ra (MIMO – Multiple Input Multiple Output) đã triển khai ở 4G. MIMO là kỹ thuật truyền dẫn sử dụng đồng thời nhiều Anten phát và thu.



Hình 1.10: Mô hình kênh MIMO cơ bản với N_t Anten phát và N_r Anten thu.

MIMO có những ưu điểm:

- Tăng độ lợi mảng, làm tăng tỉ số tín hiệu trên nhiễu đồng thời làm giảm tỷ suất lỗi bit từ đó làm tăng độ truyền dẫn mà không cần tăng công suất phát.
- Tăng độ lợi phân tập, giảm hiện tượng fading thông qua việc sử dụng hệ thống anten phân tập, nâng cao chất lượng hệ thống.

- Có khả năng tối đa hóa độ lợi anten theo hướng nhất định.
- Tăng hiệu quả phổ: bằng cách sử dụng ghép kênh không gian.
- Tăng dung lượng kênh mà không cần tăng công suất phát và băng thông.

Nhược điểm:

- Tăng độ phức tạp trong xử lý tín hiệu phát và thu.
- Kích thước của thiết bị di động tăng lên.
- Nhiều đồng kênh: do sử dụng nhiều anten truyền dữ liệu cùng băng tần.
- Nhiều liên kênh: do nhiều người sử dụng cùng hệ thống MIMO.

Mặc dù có những ưu điểm nổi bật như vậy, nhưng để đáp ứng cho hệ thống thông tin di động 5G trong tương lai, những nghiên cứu về việc nâng cấp kỹ thuật MIMO đang được triển khai. Một lĩnh vực nghiên cứu mới nổi lên trong truyền thông MIMO đa người dùng, đó là hệ thống Massive MIMO (có thể hiểu là MIMO quy mô lớn).

Hệ thống truyền thông Massive MIMO được đề xuất vào năm 2010 và nó đã thu hút sự quan tâm của giới viễn thông. Vào năm 2013, một số đặc biệt của tạp chí IEEE đã được dành riêng để nói về hệ thống Massive MIMO và tầm quan trọng của nó trong việc nâng cao hiệu quả năng lượng của truyền thông trong năm 2015 trở đi.

Hệ thống Massive MIMO đã vượt mặt những hệ thống hiện tại bằng việc sử dụng một số lượng cực kỳ lớn (hàng trăm, có thể lên đến hàng ngàn) các anten dịch vụ. Các anten được bổ sung này sẽ tập trung truyền tải và thu nhận năng lượng tín hiệu vào một vùng không gian rất nhỏ. Điều này đưa đến một sự cải tiến lớn về hiệu quả thông lượng và năng lượng, đặc biệt là khi kết hợp với đồng thời một số lượng lớn thiết bị đầu cuối người sử dụng.

Massive MIMO có các ưu điểm:

- Công suất: Gọi n_t và n_r lần lượt là số lượng Anten phát và thu, γ là tỉ số SNR (Signal-to-Noise Ratio). Dung lượng C của Anten MIMO được xác định bởi:

$$\log_2(1 + \gamma n_r) \leq C \leq \min(n_t, n_r) \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\gamma \cdot \max(n_t, n_r)}{n_t} \right)$$

Rõ ràng, dung lượng sẽ tăng ở cả uplink và downlink khi ta sử dụng Massive MIMO.

- Độ trễ: Độ trễ của đường truyền vô tuyến bị ảnh hưởng mạnh của fading. Bằng việc sử dụng Massive MIMO kết hợp với các kỹ thuật như tiền mã hóa, kỹ thuật Beamforming, ta có thể hạn chế được ảnh hưởng của hiện tượng fading.

- Chi phí và năng lượng: Bằng việc giới hạn tín hiệu trong một vùng không gian vô cùng nhỏ, Massive MIMO có thể đạt được độ lợi cao hơn với năng lượng thấp hơn trên mỗi anten. Thực sự, tổng năng lượng của Massive MIMO thấp hơn nhiều so với MIMO truyền thống, điều này đồng nghĩa với việc chi phí thấp hơn, khuếch đại năng lượng với hệ số thấp hơn (MiliWatt thay cho hàng chục Watt).

Hệ thống Massive MIMO thường hoạt động trong chế độ truyền dẫn song công phân chia theo thời gian TDD, nơi mà các kênh truyền dẫn uplink và downlink có tần số giống nhau nhưng lại khác nhau về thời gian. Các kênh truyền vật lý trong hệ thống này được xem là đối xứng, tức là sự truyền dẫn diễn ra đồng thời ở cả 2 hướng.

Cũng như bất kỳ công nghệ nào, Massive MIMO cũng có những nhược điểm và thách thức riêng của nó:

- Nâng cao thuật toán xử lý tín hiệu: Phối hợp hàng trăm (có thể hàng ngàn) Anten để tạo ra tín hiệu Beamforming hoàn toàn không phải là một điều dễ dàng. Bên cạnh đó, mặc dù mức năng lượng phát xạ được hạ xuống, nhưng việc tiêu thụ năng lượng của tín hiệu băng cơ sở lại tăng lên do phải thực hiện nhiều quá trình xử lý hơn. Đã có một vài thuật toán tuyến tính hoặc cận tuyến tính quá trình xử lý với thời gian thực đã được đề xuất, nhưng đây vẫn là một thách thức đối với Massive MIMO.

- Ước lượng kênh truyền: Việc ước lượng kênh truyền có thể được thực hiện bởi các tín hiệu giám sát của các UE trên uplink. Tuy nhiên, việc ước lượng cho tuyến downlink lại phức tạp hơn nhiều. Nó yêu cầu downlink phải có số lượng tín hiệu giám sát trực giao tương ứng với số lượng hàng trăm (hàng ngàn) Anten, việc này có thể gây ra hiện tượng lây nhiễm tín hiệu giám sát (pilot contamination).

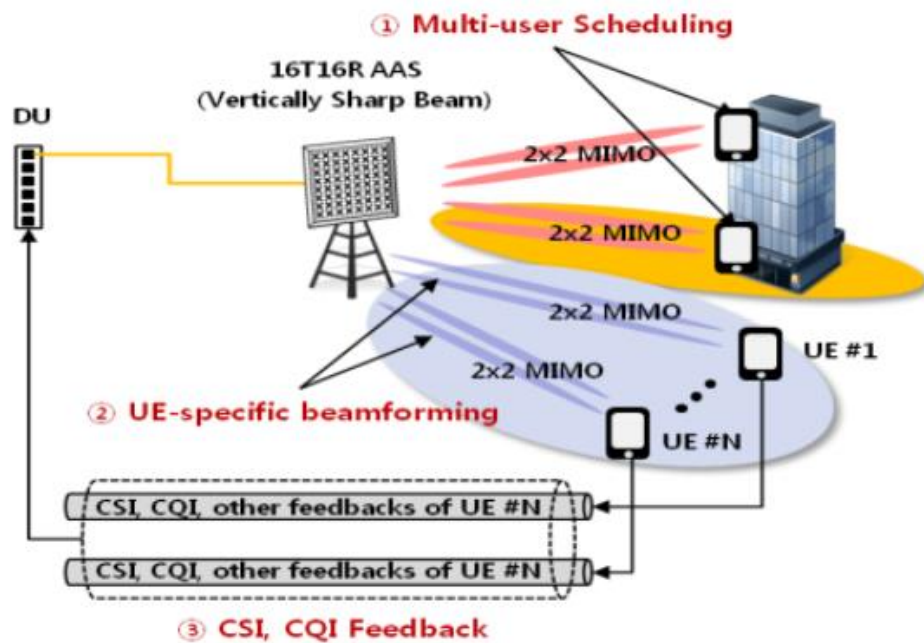
- Triển khai phần cứng: Mỗi anten đơn trong Massive MIMO được thiết kế đơn giản với chi phí thấp, nhưng vẫn phải đáp ứng được khả năng chống nhiễu. Cần phải thiết kế phần cứng sao cho có thể hạn chế được những loại tạp âm phức tạp này.

- Khả năng thích ứng: Massive MIMO vẫn còn trong giai đoạn thử nghiệm, việc triển khai sao cho có khả năng thích ứng với các công nghệ tiên tiến khác trong hệ thống 5G vẫn còn là một câu hỏi.

Khi tần số cao được sử dụng trong 5G, việc nén các trạm gốc và ăng-ten đầu cuối ở cùng một kích cỡ là có thể và điều này cho phép sử dụng công nghệ MIMO nâng cao. Tuy nhiên, cần lưu ý rằng mặc dù số lượng ăng ten trạm gốc tăng lên, nhưng kênh không dây giữa thiết bị đầu cuối và trạm gốc có thể không tăng nhiều. Đặc biệt, khi anten của trạm gốc được gắn ở các vị trí cao, không có sự tán xạ xung quanh anten của trạm gốc.

Mặc dù việc downlink 2 lớp đã trở nên phổ biến trong LTE hiện tại vì anten của trạm gốc sử dụng phân cực 45/45°. Tóm lại, ngoài sự phân cực, tồn tại một sự cân bằng giữa số lượng các yếu tố ăng ten có thể có trong cùng một khu vực (mật độ), thứ hạng kênh không dây và do đó ngay cả khi số lượng anten trong thiết bị đầu cuối tăng lên. Để đạt được tăng công suất thông qua MIMO trong 5G, cần áp dụng phương thức MU-MIMO (Multi - User MIMO) ở đó các thiết bị đầu cuối khác nhau cách xa nhau được lên lịch đồng thời và tái sử dụng các nguồn thời gian.

Một yếu tố quan trọng của phương pháp MU-MIMO là lập kế hoạch cho thiết bị đầu cuối có thể ngăn chặn nhiễu lẫn nhau thông qua việc beamforming tại trạm gốc. Đối với điều này, trạm gốc cần phải biết các điều kiện kênh không dây chính xác của đường xuống của mỗi thiết bị đầu cuối và thực hiện việc chùm beamforming cụ thể của UE theo thiết bị đầu cuối cho phù hợp. Như vậy, tính chính xác của CSI và CQI của mỗi thiết bị đầu cuối là rất quan trọng và công việc chuẩn hóa liên quan hiện đang được tiến hành trong 3GPP từ quan điểm "tiến hóa bền vững của LTE".

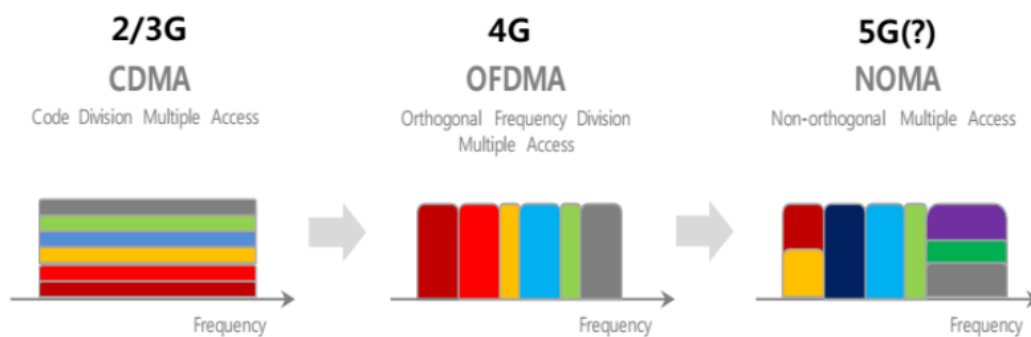


Hình 1.11: Chế độ hoạt động chùm beam MU-MIMO (UE-specific beamforming)

1.1.11 Nâng cao IoT và dạng sóng mới

- Công nghệ MTC (Machine-Type Comm): Công nghệ xử lý dữ liệu và truy cập đa công suất cao để hỗ trợ dịch vụ IoT trên mạng truyền thông di động.
- Dạng sóng mới (NOMA): kỹ thuật truyền và nhận làm tăng hiệu quả của việc cung cấp nhiều người dùng và dữ liệu thông qua việc thu hẹp sự can thiệp của người nhận và chống triệt tiêu dựa trên bộ lọc.
- Liên lạc song công và truyền thông song công: Chương trình phân bổ linh hoạt cho các tài nguyên download (DL) / upload (UL) và công nghệ truyền và nhận đồng thời dựa trên sự tự hủy giao thoa.

Công nghệ mạng không dây 4G đã phát triển để cung cấp tốc độ cao hơn cho nhiều người dùng. Nhưng với sự xuất hiện của kỷ nguyên IoT, trong đó các đối tượng cùng với mọi người được kết nối với Internet, 5G – là cơ sở hạ tầng truyền thông chủ chốt - cần cung cấp kết nối masive và độ trễ thấp cùng với tốc độ nhanh hơn.

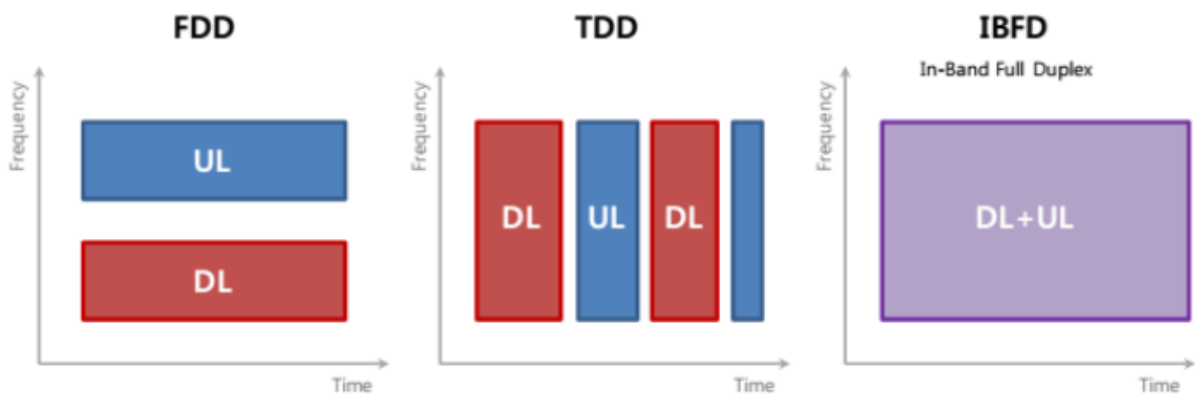


Hình 1.12: Sự tiến triển của công nghệ đa truy cập truyền thông di động

Để đáp ứng số lượng lớn hơn của các thiết bị đầu cuối và tăng công suất trong mạng di động, công nghệ truy cập đa truy cập mới đang thu hút sự chú ý, đó là NOMA (Non Orthogonal Multiple Access - đa truy cập không trực giao). Trong khi 4G sử dụng OFDMA cho phép truy cập nhiều trong số các thiết bị đầu cuối trong khi vẫn giữ được sự trực giao tần số. NOMA cung cấp nhiều quyền truy cập sử dụng kiểm soát năng lượng trong miền tần số. Đường xuống và đường lên của hệ thống truyền thông hiện tại được phân cách bằng tần số (Frequency Division Duplex - FDD) hoặc theo thời gian (Time Division Duplex - TDD).

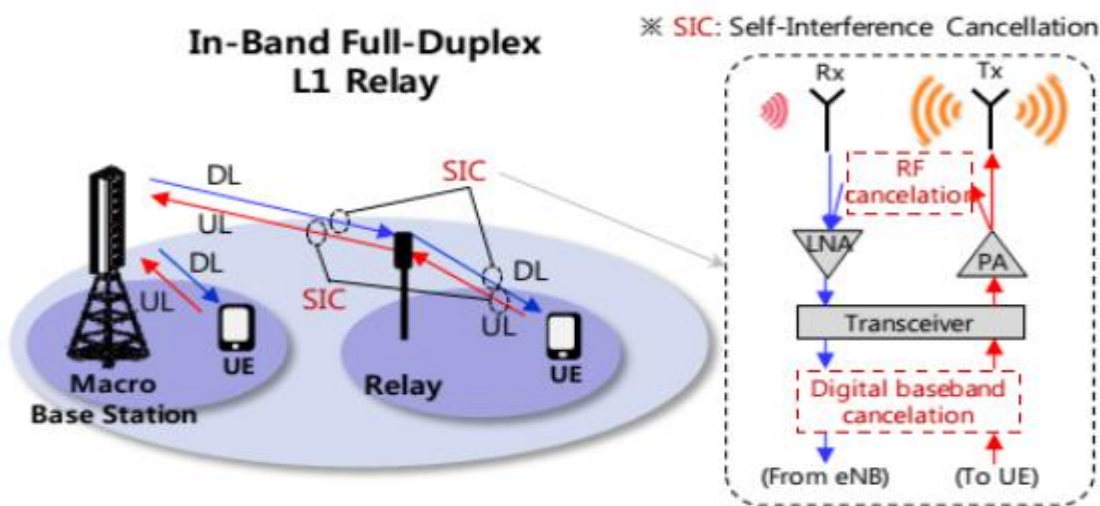
Đa truy cập không trực giao NOMA sử dụng theo thời gian, tần số hoặc mã. Sau khi nhận được tín hiệu, việc tách kênh được thu được do sự khác biệt lớn giữa hai người sử dụng. Để trích xuất tín hiệu, việc lọc hủy bỏ nhiễu liên tiếp được sử dụng bên trong máy thu. Kênh thu được bao gồm rất nhiều yếu tố kể cả sự mất mát đường truyền và nhận được tín hiệu đến tỷ lệ nhiễu khác biệt giữa người sử dụng. Mặc dù chia sẻ năng lượng làm giảm

công suất được phân bổ cho mỗi người dùng, cả người dùng - những người có kênh lợi ích cao và những người có kênh lợi ích thấp đều được hưởng lợi do được lên lịch nhiều hơn và được phân bổ băng thông nhiều hơn. Điều này có nghĩa là NOMA cho phép nâng cao năng lực hệ thống và sự công bằng của việc phân bổ cho tất cả người dùng.



Hình 1.13: Phương thức song công tần số của truyền thông di động

Để giảm thiểu can thiệp lẫn nhau. Trong 5G, In-Band Full Duplex (IBFD) dự kiến được sử dụng cho 5G khi truyền dẫn đường lên / xuống có thể xảy ra cùng thời gian và cùng tần số. Để thực hiện điều này, điều quan trọng là phải phát triển kỹ thuật tự hủy nhiễu SIC (Self – Interference Cancellation) bằng cách gây nhiễu tín hiệu rò rỉ vào máy thu được loại bỏ trong khi truyền. Như thể hiện trong hình 3.14, IBFD có thể sẽ là sự lựa chọn hàng đầu cho chuyển tiếp trong băng tần 1575,42 MHz (L1) và các tiêu chuẩn khác vì các tiêu chuẩn của các mạng hiện có dựa trên FDD / TDD cần phải được thay đổi và yêu cầu xác nhận bổ sung cho môi trường đa cell. Tuy nhiên, IBFD làm tăng độ phức tạp của chuỗi RF, đòi hỏi phải phát triển trước công nghệ khi triển khai nhiều ăng ten.



Hình 1.14: Truyền thông song công trong cùng băng tần

1.2 Dịch vụ

Trong chương này, đề án sẽ thảo luận về các dịch vụ 5G khác nhau và các ứng dụng của 5G sẽ được tạo ra dựa trên sự tiến triển công nghệ như vậy.

1.2.1 Dịch vụ IoT (Internet of Things)

Trong kỷ nguyên 5G, khi dịch vụ Internet of Things sẽ lan rộng trên toàn xã hội, các dịch vụ IoT kết nối massive, nơi tất cả các đối tượng được kết nối sẽ xuất hiện.

IoT được ứng dụng vào rất nhiều lĩnh vực:

- Quản lí chất thải
- Quản lí và lập kế hoạch quản lí đô thị
- Quản lí môi trường
- Phản hồi trong các tình huống khẩn cấp
- Mua sắm thông minh
- Quản lí các thiết bị cá nhân
- Đồng hồ đo thông minh
- Tự động hóa ngôi nhà
- Bảo trì, dự đoán, giám sát hoạt động y tế
- Tăng cường kiểm soát khách hàng, dễ dàng cung cấp các thông tin liên quan trong thời gian thực



Hình 1.15: Kỷ nguyên mọi vật kết nối internet

Dịch vụ IoT là nền tảng cơ sở để các dịch vụ khác ra đời

1.2.2 Hình ba chiều và dịch vụ gọi 3D hologram

Hiện tại, dịch vụ gọi điện video độ nét cao (HD) và dịch vụ thoại âm thanh chất lượng cao được sử dụng rộng rãi trong 4G. Tuy nhiên, cuộc gọi video và thoại vẫn có một số cách để mang lại cho người dùng giống như họ đang nói chuyện trực tiếp. Tương lai 5G sẽ có

bước tiến lớn trong sự phát triển của 5 giác quan, để cung cấp trải nghiệm giao tiếp thực tế cho người dùng, cho phép họ cảm thấy như thể người khác đang ở ngay bên cạnh họ.

Như vậy, trên mạng 5G có khả năng truyền thông cực nhanh, các hình ảnh có độ phân giải cao như 4K-UHD cung cấp gấp 4 lần độ phân giải UHD và 8K-UHD, có thể mở rộng sang hình ảnh 3D hoặc dịch vụ ba chiều. Hình 3.16 cho thấy dung lượng dữ liệu bằng độ phân giải hình ảnh. Cùng với chất lượng hình ảnh được cải thiện, các dịch vụ tương tác thời gian thực tùy chỉnh hỗ trợ năm giác quan dưới dạng đa phương tiện sẽ được dự kiến thực hiện.



Hình 1.16: Khối lượng dữ liệu yêu cầu theo loại hình ảnh

Trong trường hợp dịch vụ truyền trực tuyến độ nét cao, dịch vụ streaming nội dung đa phương tiện UHD theo thời gian thực đáp ứng nhu cầu xem các buổi hòa nhạc và sự kiện thể thao theo các góc nhìn khác nhau sẽ trở thành xu hướng mới.

1.2.3 Dịch vụ AR / VR hấp dẫn quy mô lớn

Một dịch vụ không hề xa lạ ngay thời điểm hiện tại, các nội dung AR / VR vẫn chỉ là thu thập hoặc tạo sẵn để cho người dùng tái sử dụng. Nhưng trong kỷ nguyên 5G, dịch vụ này sẽ tương tác trong thời gian thực. Nghĩa là các nội dung AR và VR sẽ được thu và phát trực tiếp đến người xem.



Hình 1.17: Công nghệ AR

Tuy nhiên, mạng 5G trong tương lai có thể thu thập thông tin cảm biến khác nhau bao gồm hình ảnh, dữ liệu chiều sâu 3D, con quay hồi chuyển, vv trong thời gian thực từ các thiết bị khác nhau như điện thoại thông minh, xe hơi, camera quan sát, ... do công suất siêu cao, thời gian thực và kết nối massive. Bằng cách nhận ra chúng theo thời gian thực thông qua phân tích số liệu và trình bày các thông tin đó được xử lý và tối ưu hóa theo mục đích sử dụng và sở thích người dùng thông qua các màn hình khác nhau, có thể cung cấp trải nghiệm người dùng mới kết hợp với thực tế trong thời gian thực.

Dịch vụ AR quy mô lớn liên quan đến việc nhận dạng các đối tượng khác nhau như là mốc / tòa nhà, sản phẩm, áp phích trong môi trường xung quanh người sử dụng dựa trên điện toán đám mây trong thời gian thực cũng như xử lý các phương tiện và thông tin có liên quan chất lượng cao bao gồm (U)HD audio / video 3D theo người sử dụng và truyền tải chúng đến thiết bị để cung cấp một thực tế gia tăng.

Công nghệ VR dựa trên 5G dự kiến sẽ cho phép 'dịch vụ triển lãm nhập vai', theo đó các tác phẩm, hình ảnh, phương tiện, đồ tạo tác được trưng bày trong bảo tàng hay các show diễn sẽ được xem trực tiếp tại nhà nhưng cảm giác sẽ là như đứng tại bảo tàng hay show diễn đó. Người dùng chỉ cần trả tiền trước và xem bằng thiết bị VR của mình với hình ảnh và âm thanh 3D thậm chí 7D.

Ngoài ra, “dịch vụ chăm sóc hàng ngày AR”, theo đó số lượng và loại thực phẩm trong tủ lạnh và thời hạn sử dụng của nó luôn được hiển thị.



Hình 1.18: Dịch vụ VR streaming

1.2.4 Dịch vụ trễ cực thấp

Các hoạt động không thể thực hiện trong mạng có dây do những hạn chế về không gian, thay vào đó sẽ là dịch vụ điều khiển từ xa có độ trễ thấp. Ví dụ, dịch vụ kiểm soát robot điều khiển từ xa, có thể nhờ đó các robot được triển khai trong các địa điểm xây dựng nguy hiểm để thay thế cho con người, điều khiển từ xa không dây sẽ phản ứng nhanh đối với sự thay đổi về môi trường dựa trên hình ảnh và thông tin có độ phân giải cao theo thời gian thực. Ở đây, truyền thông D2D có thể được sử dụng một cách triệt để, nơi các thiết bị đầu cuối gần nhau (robot và bộ điều khiển từ xa gần nhau). Trong quản lý, điều khiển mạng có thể liên lạc trực tiếp cũng được mong đợi là có thể. Do đó, các công nghệ khác nhau bao gồm truyền thông D2D sẽ giảm thiểu tương tác trung gian không cần thiết với mạng hoặc thiết bị để giảm độ trễ đầu cuối.



Hình 1.19: Ví dụ về robot cứu hộ và điều khiển từ xa

Một vấn đề tương tự là điều trị bệnh nhân ở những nơi xa xôi, nơi các bác sĩ không thể dễ dàng ghé thăm mình bằng robot. Nhiều dịch vụ chăm sóc y tế hay phẫu thuật điều khiển từ xa có độ trễ thấp sẽ được tích cực sử dụng. Bệnh nhân chỉ cần đến trạm y tế gần nhất có

trang thiết bị hiện đại. Sau đó, các bác sĩ thông qua các robot và hình ba chiều sẽ tiến hành khám chữa bệnh cho bệnh nhân.



Hình 1.20: Dịch vụ y tế từ xa cần kiểm soát độ trễ thấp

Dịch vụ kết nối ô tô là một ví dụ điển hình sử dụng độ trễ thấp của 5G để cho phép tự động lái xe dựa trên nhận dạng hình ảnh và truyền thông V2V (Vehicle to Vehicle - Xe đến xe) hay V2I (Vehicle to Infrastructure - Xe đến cơ sở hạ tầng). Đồng thời có thể gửi báo động tai nạn và thông tin về tình trạng đường cũng như xây dựng cơ sở hạ tầng an toàn giao thông thông minh hỗ trợ giao tiếp gần trường giữa các thiết bị đầu cuối trong trường hợp mạng mất kết nối. Cuối cùng, cải tiến sẽ được thực hiện trong các dịch vụ thông tin giải trí ô tô như thực tế ảo, các trò chơi 3D, gọi điện 3D...



Hình 1.21: Các dịch vụ xe kết nối

1.2.5 Dịch vụ thông minh dựa trên phân tích dữ liệu

Trong kỷ nguyên 5G, sự tiến bộ của công nghệ dữ liệu dựa trên nhiều thông tin được thu thập sẽ đi trước và điều này sẽ làm tăng các dịch vụ thông minh khác nhau. Các dịch vụ thông minh trước đây chủ yếu được sử dụng cho các mục đích báo cáo bằng cách thu thập

một số ít dữ liệu thống kê. Công nghệ phân tích dữ liệu đang phát triển nhanh chóng trong những năm gần đây, phát triển theo cách mà phân tích thông tin trong quá khứ và hiện tại hoặc dự đoán thông tin trong tương lai. Hiện tại, công nghệ phân tích dữ liệu chủ yếu được sử dụng để nâng cao hiệu quả trong kinh doanh cũng như hoạt động và quản lý mạng tổng thể.

Sự kết hợp giữa 5G và công nghệ dữ liệu lớn sẽ vượt xa việc chỉ đơn giản cung cấp thông tin như dịch vụ điều hướng, hướng dẫn về nơi ăn uống tốt nhất, và đưa ra các khuyến nghị về sản phẩm và dịch vụ ... để làm cho cuộc sống hàng ngày trở nên tiện lợi và thoải mái. Ngoài ra, nó sẽ được lồng ghép vào cuộc sống của người dân thông qua dịch vụ cá nhân để có một cuộc sống thông minh giúp tiết kiệm thời gian và chi phí.

Công nghệ công nghệ phân tích dữ liệu trong kỷ nguyên 5G sẽ phát triển thành một dịch vụ trí tuệ nhân tạo cung cấp các dịch vụ liên quan không chỉ nhận thức về tình hình hiện tại mà còn dự đoán tương lai với các xác suất cao cũng như các biện pháp phòng ngừa thích hợp cho sự thuận tiện và an toàn của người dùng. Ví dụ, AI (trí thông minh nhân tạo) việc kết hợp các phân tích dữ liệu và công nghệ nhận diện bối cảnh và áp dụng chúng vào hệ thống 5G. Dịch vụ nhận thức tình huống thời gian thực qua đó thông tin được cung cấp thông qua nhận thức về môi trường xung quanh bao gồm khuôn mặt, đối tượng, cuộc trò chuyện, âm thanh, sử dụng công nghệ nhận thức như học tập và suy diễn chính xác tình hình và nhu cầu của người sử dụng. Cụ thể hơn, một loạt các thiết bị đầu cuối có thể đeo được (như Smart Glass, Badge Camera, ... nằm trong thể loại IoT sẽ thu thập số lượng lớn dữ liệu trong thời gian thực. Các dữ liệu khác nhau bao gồm hình ảnh có độ phân giải cao sẽ được gửi tới bộ lưu trữ đám mây dung lượng cao. Sau đó, thông qua các phân tích dữ liệu, các kỹ thuật học sâu về trí tuệ nhân tạo trong điện toán đám mây, thông tin về môi trường xung quanh của người dùng như mặt, cuộc trò chuyện, âm thanh, đối tượng, vị trí, vv trở nên có sẵn trong thời gian thực dựa trên các ngữ cảnh được suy ra. Do đó các ngữ cảnh này làm cơ sở cho việc suy ra nhu cầu của người dùng, cho phép cung cấp thông tin tùy chỉnh cho từng người dùng (ví dụ: AR, âm thanh, video, v.v.) trong thời gian thực và không chậm trễ.



Hình 1.22: Dịch vụ nhận thức ngữ cảnh thời gian thực thông minh nhân tạo

1.2.6 An toàn công cộng và dịch vụ cứu trợ tai hoạ

Trong mạng 5G và giống như mạng 4G-LTE, cho phép giao tiếp giữa các nút dịch vụ và do đó tạo ra cấu trúc lệnh thống nhất và khả năng giao tiếp cũng như giúp thu thập và gửi nhiều dữ liệu hơn về tai nạn, thảm hoạ bằng cách sử dụng cảm biến, camera và micrô. Ngoài ra, thông tin phân tích chính xác như nhận dạng thiên tai và khả năng tiên đoán có thể đạt được thông qua phân tích dữ liệu bằng cách kết nối các cảnh xảy ra truyền tải lưu lượng truy cập với cơ sở dữ liệu do các hãng vận chuyển hoặc chính phủ hiện có. Và bằng cách liên kết với công nghệ đo vị trí, có thể cung cấp các dịch vụ khác biệt như theo dõi tình huống thảm hoạ và dịch vụ hướng dẫn thoát hiểm.



Hình 1.23: Sự tiến triển của dịch vụ cứu trợ thiên tai 5G

1.3 Phổ

1.3.1 Các băng tần số yêu cầu của 5G

Phân tích các yêu cầu về tần số mong muốn do lưu lượng truy cập tăng lên trong thời kỳ 5G cho thấy băng thông lên đến 1960 MHz và do đó, xem lại băng tần số khác nhau bao gồm băng tần siêu cao trên 6GHz là để truyền thông 5G.

ITU-R đang xem xét phổ tần cả dưới và trên 6GHz như các băng tần ứng cử viên tiềm năng cho 5G cho mỗi quốc gia và các công ty đã đề xuất băng tần IMT dưới 6 GHz tại ITU-R WP5D (Nhóm công tác 5D) để đề xuất băng tần ứng cử viên 5G tại WRC-15. Hàn Quốc đã đề xuất các băng tần số 1452-1492 MHz, 1980 ~ 2010 MHz, 2170-2200 MHz, 3,6 ~ 4,2 GHz và 4,4-5,0 GHz cho ITU-R và băng tần 1,5 GHz và 3,6 ~ 4,2 GHz, dường như là những ứng cử viên mạnh nhất khi xem xét yêu cầu về tần số hiện tại, yêu cầu 5G và sự hài hòa toàn cầu.

Dải tần số siêu cao trên 6GHz đang trong giai đoạn đầu của việc xem xét và dự kiến sẽ được thảo luận tại WRC-18. Hàn Quốc đã đề xuất các băng tần 13.25-14 GHz, 18.1-18.6 GHz, 24.25-29.5 GHz và 38-39.5 GHz cho ITU-R nhưng vẫn chưa đạt được thỏa thuận. Các băng tần 27-29 GHz và 70-80 GHz có vẻ đầy hứa hẹn khi xem xét các phổ ứng viên trong METIS, FCC.

1.3.2 Dự báo nhu cầu tương lai đối với băng tần 5G

Người ta dự đoán rằng vào năm 2020, tổng yêu cầu phổ phát sinh từ sự tăng trưởng lưu lượng truy cập trong thời kỳ 5G là từ 1340 MHz đến 1960 MHz dựa trên các phân tích mật độ người dùng có tính đến nhu cầu thị trường, tiến bộ công nghệ, cách tiếp cận để xây dựng mạng... Ngoài ra, cần phải có băng thông bổ sung khoảng 1000 MHz ở băng siêu cao tần, nhưng điều này có thể khác nhau tùy thuộc vào lưu lượng truy cập thực tế.

ITU-R dự báo khoảng 1340 đến 1960 MHz sẽ cần đến việc phân tích các yêu cầu của RATG 1 (Radio Access Technique Group) (IMT-2000) & RATG 2 (IMT-Advanced) - như thể hiện trong Bảng 3.2 - xem xét nhu cầu thị trường, tiến bộ công nghệ và xây dựng mạng.

Cần thêm một dải phổ tần 1000 MHz cho dải tần số siêu cao (cmWave, mmWave) trên 6 GHz giả định 30% tải của mạng WLAN và vv dựa trên phân tích yêu cầu phổ cho các băng tần hiện tại dưới 6 GHz.

Bảng 1.2: Dự báo yêu cầu phổ tần theo ITU-R (2020)

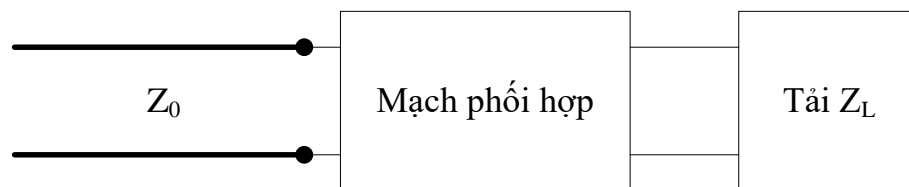
Phân loại	Yêu cầu phổ tần RATG 1	Yêu cầu phổ tần RATG 2	Tổng phổ yêu cầu
Cài đặt mật độ người dùng thấp hơn	440 MHz	900 MHz	1,340 MHz
Cài đặt mật độ người dùng cao hơn	540 MHz	1,420 MHz	1,960 MHz

Chương 2. PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG

2.1 KHÁI NIỆM CHUNG

Phối hợp trở kháng là một vấn đề **rất quan trọng** của kỹ thuật vi ba, là một phần của quá trình thiết kế mạch liên hệ thống siêu cao tần dựa trên cơ sở áp dụng những kiến thức về lý thuyết đường dây truyền sóng.

Nội dung của phối hợp trở kháng được minh họa ở hình 2.1 trong đó sử dụng một mạch phối hợp đặt giữa tải và đường truyền dẫn sóng. Mạch phối hợp thường là một mạch không tổn hao để tránh làm giảm công suất và được thiết kế sao cho trở kháng vào nhìn từ đường truyền có giá trị bằng trở kháng sóng Z_0 của đường truyền. Khi ấy sự phản xạ sóng ở phía trái của mạch phối hợp về phía đường truyền dẫn sẽ không còn nữa, chỉ còn trong phạm vi giới hạn giữa tải và mạch phối hợp, cũng có thể là phản xạ qua lại nhiều lần. Quá trình phối hợp cũng được coi là quá trình điều chỉnh.



HÌNH 2.1 Mạch phối hợp trở kháng không tổn hao giữa trở kháng tải bất kì và đường truyền dẫn sóng

2.2 Ý NGHĨA CỦA VIỆC PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG

Sự phối hợp trở kháng hay điều chỉnh là quan trọng vì những lý do sau :

- Khi thực hiện phối hợp trở kháng công suất truyền cho tải sẽ đạt được cực đại còn tổn thất trên đường truyền là cực tiểu.

- Phối hợp trở kháng sẽ giúp cải thiện tỷ số tín hiệu/tạp nhiễu của hệ thống khác trong hệ thống sử dụng các phần tử nhạy cảm như anten, bộ khuếch đại tạp âm thấp v.v.
- Đối với mạng phân phối công suất siêu cao tần (ví dụ mạng tiếp điện cho dàn anten gồm nhiều phân tử), phối hợp trở kháng sẽ làm giảm sai số về biên độ và pha khi phân chia công suất.

Ta hãy khảo sát một vài quan hệ định hướng để làm sáng tỏ hơn tính ưu việt của việc phối hợp trở kháng đối với việc truyền công suất siêu cao tần trên đường truyền. Để đơn giản cho việc phân tích, ta tạm thời chưa quan tâm đến sự có mặt của mạch phối hợp mà coi đường truyền được nối trực tiếp với tải[2].

CÔNG SUẤT TRUYỀN VÀO TẢI ĐẠT CỰC ĐẠI

Công suất được truyền vào tải trong trường hợp tổng quát được xác định bởi (2.1):

$$P_{t\text{ai}} = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} [1 - |\Gamma|^2] \quad (2.1)$$

Khi tải và đường truyền được phối hợp sẽ không có sóng phản xạ trên đường truyền, do đó $\Gamma = 0$ và $P_{t\text{ai}}$ đạt giá trị cực đại .

GIẢM KHẢ NĂNG ĐÁNH LỬA TRÊN ĐƯỜNG TRUYỀN

Khi không đảm bảo việc phối hợp trở kháng sẽ xuất hiện sóng đứng trên đường truyền. Nếu giá trị V_{max} tại điểm bụng điện áp đạt tới hoặc vượt quá giới hạn cho phép V_x sẽ xảy ra đánh lửa.

Gọi giới hạn xảy ra đánh lửa là V_x , nghĩa là trên đường dây sẽ xảy ra đánh lửa khi

$$|V_{\text{max}}| = V_x \quad (2.2)$$

hay $|V_{\text{ox}}^+| (1 + |\Gamma|) = V_x$

$|V_{\text{ox}}^+|$ là biên độ điện áp của sóng tới. Như vậy giới hạn của $|V_{\text{ox}}^+|$ khi xảy ra đánh lửa được xác định bởi:

$$|V_{\text{ox}}^+| = \frac{V_x}{1 + |\Gamma|} \quad (2.3)$$

Nếu $|\Gamma|$ nhỏ thì giới hạn cho phép của điện áp sóng tới sẽ lớn có nghĩa là khả năng xảy ra đánh lửa sẽ giảm.

Từ đây ta xác định được công suất tối đa truyền cho tải:

$$P_{\text{max}} = \frac{1}{2} V_{\text{max}} I_{\text{min}} = \frac{1}{2} \frac{|V_{\text{ox}}^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.4)$$

Thay $|V_{\text{ox}}^+|$ trong (3.3) vào (3.4) ta được :

$$P_{\max} = \frac{1}{2} \frac{V_x^2}{Z_0(1+|\Gamma|)^2} (1-|\Gamma|^2) = \frac{1}{2} \frac{V_x^2}{Z_0} \frac{1-|\Gamma|}{1+|\Gamma|} = \frac{1}{2} \frac{V_x^2}{Z_0 S} \quad (2.5)$$

S là hệ số sóng đứng, được xác định theo: $S = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$

Ta thấy khi hệ số sóng đứng giảm thì công suất cực đại truyền được cho tải sẽ tăng. Khi phối hợp trở kháng, có nghĩa $S = 1$, ta có :

$$P_{\max} = P_{MAX} = \frac{1}{2} \frac{V_x^2}{Z_0} \quad (2.6)$$

TĂNG HIỆU SUẤT TRUYỀN DẪN CỦA ĐƯỜNG DÂY TRUYỀN SÓNG

Công suất đưa vào đường dây được xác định bởi:

$$P_{vao} = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} \left\{ 1 - |\Gamma|^2 e^{-4\alpha l} \right\} e^{2\alpha l}$$

Công suất nhận được trên tải được xác định theo (2.1):

$$P_{tai} = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} \left\{ 1 - |\Gamma|^2 \right\}$$

Độ suy giảm công suất được xác định bởi tỉ số $\frac{P_{vao}}{P_{tai}}$

$$L = \frac{P_{vao}}{P_{tai}} = \frac{1 - |\Gamma|^2 e^{-4\alpha l}}{(1 - |\Gamma|^2) e^{-2\alpha l}} \quad (2.7)$$

Hiệu suất đường truyền được xác định bởi tỉ số $\frac{P_{tai}}{P_{vao}}$, do đó:

$$\eta = \frac{1}{L} = \frac{(1 - |\Gamma|^2) e^{-2\alpha l}}{1 - |\Gamma|^2 e^{-4\alpha l}} \quad (2.8)$$

Khi phối hợp trở kháng, $|\Gamma| = 0$, ta nhận được:

$$L = e^{2\alpha l}$$

Hoặc viết theo (dB):

$$L_{(dB)} = 10 \lg e^{2\alpha l} = 8,68 [\alpha l] \quad (dB) \quad (2.9)$$

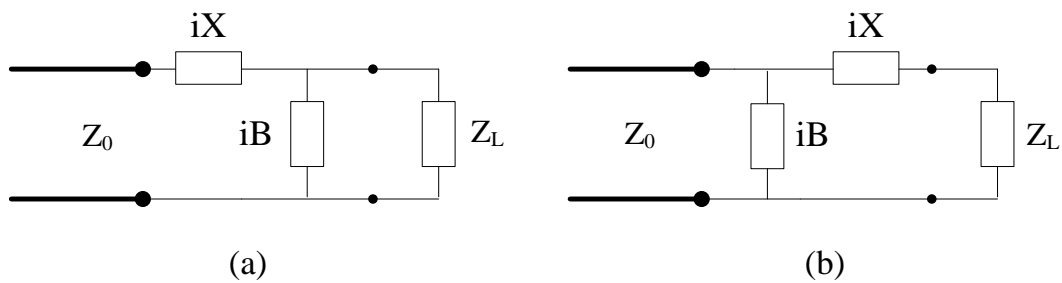
Còn hiệu suất đường truyền:

$$\eta = e^{-2\alpha l} \quad (2.10)$$

2.3 PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG DÙNG CÁC PHẦN TỬ TẬP TRUNG

Trong mục này ta sẽ khảo sát sơ đồ của “mạch phối hợp” trong hình (2.1) khi sử dụng các phần tử tập trung.

Mạch phối hợp đơn giản nhất là loại chỉ có gồm hai phần tử điện kháng mắc thành hình chữ L (thuận hoặc nghịch), được gọi là mạch hình L, có sơ đồ như vẽ ở hình 2.2. Giả thiết đường truyền dẫn không tổn hao (hay tổn hao thấp), có nghĩa Z_0 là đại lượng thuần trở.



HÌNH 2.2 Mạch phối hợp trở kháng hình L

Trước hết, ta hãy rút ra hai biểu thức giải tích cho các phần tử của hai loại mạch hình L, như vẽ ở hình 2.2, sau đó sẽ trình bày phương pháp xác định giá trị các phần tử bằng cách áp dụng đồ thị Smith.

Ta **khảo sát sơ đồ hình 2.2a** trước và giả sử $Z_L = R_L + iX_L$. Điều kiện để đạt được phối hợp trở kháng là trở kháng nhìn từ đường truyền vào mạch phối hợp bao gồm cả tải phải bằng Z_0 , nghĩa là :

$$Z_0 = iX + \frac{1}{iB + 1/(R_L + iX_L)} \quad (2.11)$$

Biến đổi (2.11) và tách riêng phần thực, phần ảo sẽ nhận được hai phương trình với hai ẩn số là X và B:

$$B(XR_L - X_L Z_0) = R_L - Z_0 \quad (2.12a)$$

$$X(1 - BX_L) = BZ_0 R_L - X_L \quad (2.12b)$$

Giải hai phương trình trên ta được:

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L/Z_0 \sqrt{R_L^2 + X_L^2} - Z_0 R_L}}{R_L^2 + X_L^2} \quad (2.13)$$

Đề số hạng trong căn số thứ hai của (3.13) là dương cần giả thiết $R_L > Z_0$. Do vậy mạch này được ứng dụng trong trường hợp $R_L > Z_0$

$$X = \frac{1}{B} + \frac{X_L Z_0}{R_L} - \frac{Z_0}{BR_L} \quad (2.14)$$

Hai nghiệm của (2.13) đều có ý nghĩa vật lý và có thể thực hiện được.

Tiếp theo ta khảo sát sơ đồ hình 2.2b

Để đạt được phối hợp, dẫn nạp vào nhìn từ đường truyền về phía mạch phối hợp bao gồm cả hai tải phải bằng $1/Z_0$, nghĩa là:

$$\frac{1}{Z_0} = iB + \frac{1}{R_L + i(X + X_L)} \quad (2.15)$$

Cũng thực hiện biến đổi và tách riêng phần thực và phần ảo của (2.15), ta nhận được hai phương trình với hai ẩn số là X và B:

$$BZ_0(X + X_L) = Z_0 - R_L \quad (2.16a)$$

$$(X + X_L) = BZ_0 R_L \quad (2.16b)$$

Giải 2 phương trình trên ta được:

$$X = \sqrt{R_L(Z_0 - R_L)} - X_L \quad (2.17)$$

$$B = \pm \frac{\sqrt{(Z_0 - R_L)} - X_L}{Z_0} \quad (2.18)$$

Đề căn số trong (2.18) mang dấu dương cần có điều kiện: $R_L < Z_0$. Do vậy mạch này được áp dụng trong trường hợp $R_L < Z_0$.

Hai cặp nghiệm trong (2.17) và (2.18) đều có ý nghĩa vật lý và có thể thực hiện được.

2.4 PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG DẪI HỢP BẰNG NHỮNG ĐOẠN DÂY DẪN SÓNG MẮC LIÊN TIẾP

2.4.1 PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG BẰNG ĐOẠN DÂY $\lambda/4$

Một đoạn dây dẫn sóng dài $\lambda/4$ sẽ thoả mãn hệ thức sau:

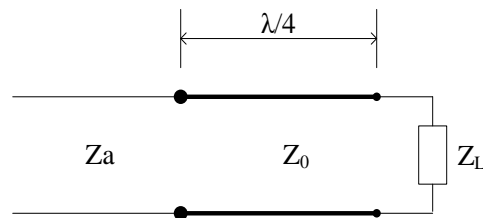
$$Z_{\text{vào}} Z_L = Z_0^2$$

trong đó Z_0 là trở kháng đặc tính của đường truyền; Z_L là trở kháng đầu cuối; $Z_{\text{vào}}$ là trở kháng đầu vào.

Như vậy muốn phối hợp một tải Z_L với một đường dây truyền sóng có trở kháng sóng Z_a ta mắc xen vào giữa một đoạn dây dẫn sóng dài $\lambda/4$ (hình 2.3) mà trở kháng đặc tính Z_0 được xác định bởi:

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_L} \quad (2.19)$$

trong đó Z_a là trở kháng đặc tính của đường truyền sóng chính hoặc trở kháng của nguồn cung cấp.



HÌNH 2.3 Phối hợp trở kháng bằng đoạn dây $\lambda/4$

Giả sử các đường truyền dẫn sóng là đường dây không tổn hao và tải đầu cuối là thuần trở, nghĩa là :

$$Z_a = R_a; Z_0 = R_0; Z_L = R_L$$

Áp dụng (2.19) ta được:
$$R_0 = \sqrt{R_a R_L}$$

Khi tần số thay đổi độ dài của đoạn dây phối hợp sẽ khác $\lambda/4$ và điều kiện phối hợp sẽ không còn thoả mãn nữa .

Hãy xác định dải tần cho phép mà khi sử dụng mạch phối hợp nói trên thì hệ số sóng đứng trên đường dây chính không vượt quá một giá trị cho trước, nghĩa là $S_a \leq S_{\text{cho phép}}$.

Ta có thể sử dụng đồ thị Smith để giải quyết bài toán nói trên.

Trong bài toán này, ta có 2 đường dây truyền sóng với trở kháng đặc tính khác nhau R_a và R_0 .

Đồ thị Smith mà ta sử dụng được coi là chuẩn hoá với một trong hai trở kháng nói trên, giả sử được chuẩn hoá theo R_0 .

Trước hết, ta vẽ vòng tròn đẳng S_a trên đường dây chính. Để xác định tâm của vòng tròn đẳng S_a trên đồ thị Smith chuẩn hoá theo R_0 , ta cần tìm a là tỉ số của R_a/R_0 . Tỉ số này có liên quan mật thiết đến tỉ số của R_a và R_L là trở kháng ở hai đầu của đoạn dây $\lambda/4$.

Đặt $\frac{R_a}{R_L} = n$, áp dụng quan hệ (2.20) ta xác định được:

$$\frac{R_a}{R_0} = \sqrt{n} \quad (2.21)$$

$$\text{do đó } a = \sqrt{n} \quad (2.22)$$

Tuỳ theo quan hệ R_a và R_L mà ta nhận được n hoặc $a = \sqrt{n}$ lớn hơn hay nhỏ hơn 1

- Nếu $R_a > R_L$, ta có $n > 1$ và $a = \sqrt{n} > 1$. Tâm của vòng tròn đẳng S_a nằm trên trục thực, tại $r=a > 1$, nghĩa là nằm phía bên phải của gốc toạ độ.
- Nếu $R_a < R_L$, ta có $n < 1$ và $a = \sqrt{n} < 1$. Tâm của vòng tròn đẳng S_a nằm trên trục thực, nhưng ở về phía trái của gốc toạ độ.

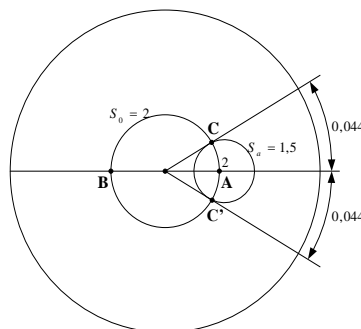
Để vẽ vòng tròn đẳng $S_a = S_{\text{cho phép}}$ trên đồ thị, ta xác định các giao điểm của vòng tròn đó với trục hoành:

$$r_{\max} = aS_a = aS_{\text{cho phép}}$$

$$r_{\min} = a/S_a = a/S_{\text{cho phép}}$$

Để ví dụ, ta giả sử $R_a/R_L = 4$ và $S_{\text{cho phép}} = 1,5$ từ đó $a = \sqrt{4} = 2$

Khi đó vòng tròn đẳng $S_a = 1,5$ sẽ có tâm tại $r = a = 2$, có giao điểm với trục hoành tại $r_{\max} = aS_a = 2 * 1,5 = 3$ và $r_{\min} = a/S_a = 2/1,5 = 1,33$ (hình 3.9)



HÌNH 2.4 Biểu diễn các vòng tròn đẳng S_a và S_0 trên đồ thị

Trên đồ thị Smith ta cũng đồng thời vẽ vòng tròn đẳng S_0 là hệ số sóng đứng trên đoạn $\lambda/4$ có trở kháng sóng R_0 . Vòng tròn này có tâm tại gốc tọa độ, có bán kính bằng S_0 được xác định bởi biểu thức sau, trong đó Γ là hệ số phản xạ trên đoạn dây $\lambda/4$.

$$S_0 = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$$

$$\Gamma = \frac{R_L - R_0}{R_L + R_0} = \frac{1 - \sqrt{n}}{1 + \sqrt{n}}$$

Trường hợp $\sqrt{n} > 1$, ta có:

$$|\Gamma| = \frac{\sqrt{n} - 1}{\sqrt{n} + 1} \text{ và } S_0 = \sqrt{n}$$

(3.23)

Trường hợp $\sqrt{n} < 1$, ta có:

$$|\Gamma| = \frac{1 - \sqrt{n}}{1 + \sqrt{n}} \text{ và } S_0 = \frac{1}{\sqrt{n}} \quad (2.24)$$

Các giao điểm C và C' của vòng tròn đẳng S_a và vòng tròn đẳng S_0 là các mốc cho phép ta xác định dải tần. Các điểm này cho thấy rằng trên đường dây R_a có thể đảm bảo hệ số sóng đứng bằng hoặc nhỏ hơn 1,5 khi đoạn dây phối hợp có chiều dài $(0,25 \pm 0,044)\lambda$. Từ đó xác định được dải tần là 35% so với tần số trung tâm. Để làm sáng tỏ nhận xét trên, ta lưu ý đến hai điểm B và A trên đồ thị. Trong trường hợp này điểm B đại biểu cho trở kháng tải R_L còn điểm A đại biểu cho trở kháng nhận được ở đầu kia của đoạn $\lambda_0/4$ (nghĩa là bằng trở kháng đặc tính của đường dây chính R_a). Trong ví dụ này, ta giả thiết $R_L < R_a$ nên điểm B (nút sóng đứng) phải ứng với vị trí của tải còn điểm A (bụng sóng đứng) phải tương ứng với đầu kia của đoạn $\lambda_0/4$.

Ứng với tần số f_0 (bước sóng λ_0), đoạn dây phối hợp l có chiều dài chính xác bằng $0,25\lambda_0$ nên việc phối hợp trở kháng đạt được hoàn hảo.

Thật vậy, khi di chuyển điểm khảo sát từ tải (điểm B) đến cuối đoạn dây phối hợp, nghĩa là cho B chạy trên đường tròn S_0 một cung $l/\lambda_0 = 0,25$ sẽ đạt tới điểm A là tâm của vòng tròn đẳng S_a , tại đó có $S_a = 1$. Khi tần số thay đổi đoạn dây l sẽ có chiều dài tương đối so với bước sóng mới: $l/\lambda \neq 0,25$.

Tùy theo λ lớn hơn hay nhỏ hơn λ_0 .

- Nếu $\lambda_1 < \lambda_0$ thì $l/\lambda_1 = (0,25 + \delta_1)$, ngược lại
- Nếu $\lambda_2 > \lambda_0$ thì $l/\lambda_2 = (0,25 + \delta_2)$

Khi dịch chuyển điểm khảo sát từ tải (điểm B) đến cuối của đoạn dây phối hợp, nghĩa là cho B chạy trên vòng tròn S_0 thì để đảm bảo hệ số sóng đứng trên đường dây R_a không vượt quá $S_a = 1,5$, cung l/λ không thể nhỏ hơn cung BC và cũng không thể lớn hơn cung BC'. (Tại C và C' có $S_a = 1,5$). Từ đó ta xác định được các giới hạn :

$$l/\lambda_1 = (0,25 + 0,044)$$

$$l/\lambda_2 = (0,25 + 0,044)$$

Thay $l = 0,25\lambda_0$, từ đây ta tính được:

$$f_1 = f_0(1 + 0,044/0,25)$$

$$f_2 = f_0(1 - 0,044/0,25)$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_1 - f_2}{f_0} = \frac{2 \times 0,044}{0,25} = 0,35 = 35\%$$

Từ ví dụ trên, ta có thể khái quát hoá để đi tới công thức xác định dải tần khi tìm được cung CC' trên đồ thị Smith.

Bằng cách tương tự, ta xác định được dải tần khi tỷ số của $\frac{R_a}{R_L}$ có các giá trị khác nhau. Trường hợp $\frac{R_a}{R_L} = 25$, dải tần đạt được là 11%.

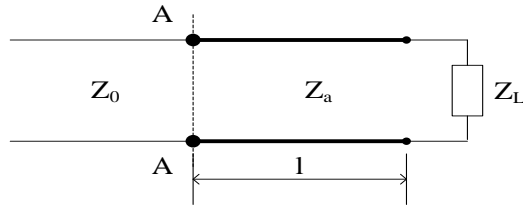
Sự tính toán trên cho thấy khi tỉ số $\frac{R_a}{R_L}$ tăng thì dải tần của mạch phối hợp giảm. **Một cách khái quát có thể nói rằng khi hai trở kháng phải phối hợp có sự chênh lệch lớn ($\frac{R_a}{R_L}$ cao) thì dải tần giảm.**

Khi hệ số sóng đứng cho phép trên đường dây chính giảm thì dải tần cũng giảm theo.

2.4.2 PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG BẰNG ĐOẠN DÂY CÓ CHIỀU DÀI BẤT KỲ

(Phối hợp trở kháng bằng đoạn dây $\lambda/4$ là trường hợp đặc biệt của bài toán này)

Dùng một dây truyền sóng có độ dài l bất kỳ mắc nối tiếp cho phép có thể phối hợp một trở kháng phức Z_L với một đường truyền sóng có trở kháng đặc tính Z_0 (hình 3.10).



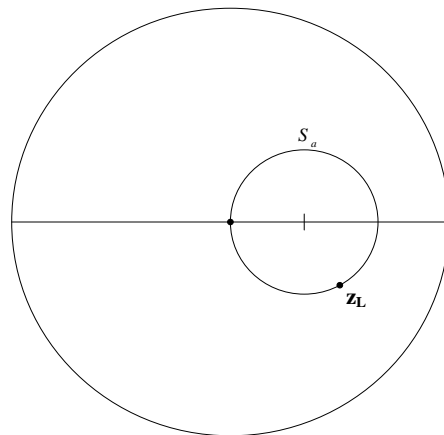
HÌNH 2.5 Phối hợp trở kháng bằng đoạn dây có chiều dài bất kỳ

Cần xác định Z_a và l để có thể phối hợp Z_L với Z_0 .

Khác với thông thường, ở đây ta đem Z_L chuẩn hoá với Z_0 (thường là đại lượng thực)

$$z_L = \frac{Z_L}{Z_0}$$

(giả sử là điểm C). Đồ thị Smith được coi là chuẩn hoá theo Z_0 vì các giá trị trở kháng trên đường truyền Z_a cũng được chuẩn hoá theo Z_0 nên chúng sẽ di chuyển trên một vòng tròn đồng đẳng S_a nào đó. Điểm z_L trên đồ thị Smith sẽ là một trong các điểm nằm trên vòng tròn đồng đẳng S_a ấy.



HÌNH 2.6 Biểu diễn trên đồ thị Smith

Mục tiêu của phối hợp trở kháng là làm sao để trở kháng nhìn vào đường dây Z_a từ A-A phải có giá trị bằng Z_0 . Lúc ấy trên đường dây truyền sóng chính Z_0 sẽ không có sóng phản xạ. Muốn vậy, vòng tròn S_a phải đi qua tâm của đồ thị Smith để sau khi di chuyển điểm C một cung nào đấy trên vòng tròn S_a sẽ đạt tới điểm có $r = 1$; $x = 0$ (tâm của đồ thị Smith) nghĩa là đạt được phối hợp trở kháng. Đến đây ta đã có đầy đủ dữ liệu để vẽ vòng tròn đồng đẳng S_a trên đồ thị Smith chuẩn hoá theo Z_0 . Vòng tròn này có tâm nằm trên trục thực và đi qua hai điểm đã biết là điểm C (đại biểu cho z_L) và gốc tọa độ .

Giao điểm của vòng tròn S_a với trục thực cho ta giá trị của r_{\min} và r_{\max} .

Trong bài toán này, ta có $r_{\min} = a/S_a = 1$, do đó $S_a = a$ và $r_{\max} = aS_a = a^2$.

Sau khi vẽ được vòng tròn S_a trên đồ thị Smith sẽ xác định được r_{\max} và từ đó tính được a .

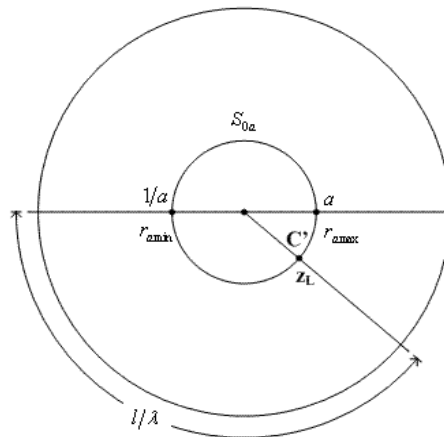
Tiếp theo, ta suy ra: $Z_a = aZ_0$

Công việc còn lại là xác định độ dài l . Muốn vậy, ta vẽ lại vòng tròn đẳng S_a trên đồ thị Smith chuẩn hoá theo Z_a (kí hiệu là vòng tròn S_{0a}). Đem Z_L chuẩn hoá theo Z_a , ta được:

$$z_{La} = \frac{Z_L}{Z_a} = \frac{Z_L}{aZ_0} = \frac{z_L}{a}$$

Bây giờ, vòng tròn đẳng S_a sẽ là vòng tròn có tâm tại gốc toạ độ và cắt trục hoành tại các điểm $r_{\max} = a$ và $r_{\min} = 1/a$

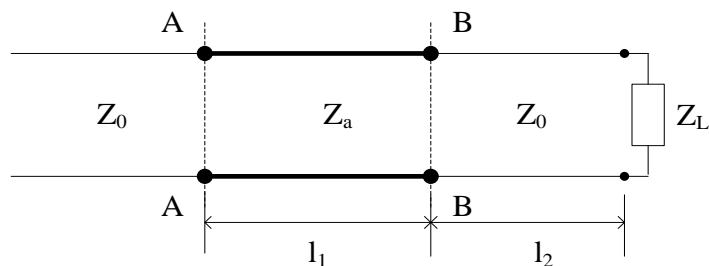
Độ dài l của đoạn dây phối hợp được chọn bằng cung cần thiết để di chuyển điểm C' về điểm r_{\min} nằm trên trục hoành (hình 2.7)



HÌNH 2.7 Biểu diễn trên đồ thị Smith

2.4.3 PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG BẰNG HAI ĐOẠN DÂY MẮC NỐI TIẾP

Sơ đồ của mạch phối hợp được vẽ ở hình 3.13



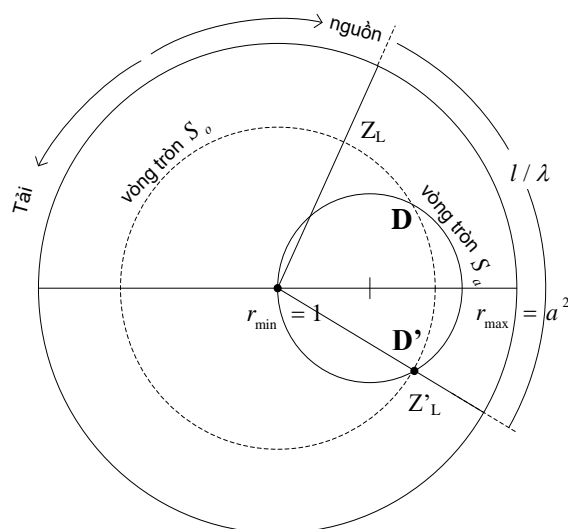
HÌNH 2.8 Phối hợp trở kháng bằng hai đoạn dây mắc nối tiếp

Trong bài toán này các đoạn dây phối hợp có trở kháng đặc tính Z_0 và Z_a đã biết trước, cần xác định độ dài của chúng để có được trở kháng nhìn từ A-A về tải đạt được giá trị bằng Z_0 , nghĩa là đảm bảo không có sóng phản xạ trên đường truyền chính.

Ta sử dụng đồ thị Smith chuẩn hoá theo Z_0 .

Khi biết Z_a và Z_0 , sẽ xác định được tỉ số $a = \frac{Z_a}{Z_0}$ và thiết lập được trên đồ thị Smith một

vòng tròn đẳng S_a có tâm trên trục hoành, có giao điểm với trục hoành tại $r_{\min} = 1$ (góc tọa độ) và $r_{\max} = a^2$. Vòng tròn này là chỗ dựa để thực hiện phối hợp trở kháng (hình 2.9)



HÌNH 2.9 Biểu diễn trên đồ thị Smith

Ta đem trở kháng tải Z_L chuẩn hoá với Z_0 :

$$z_L = \frac{Z_L}{Z_0}$$

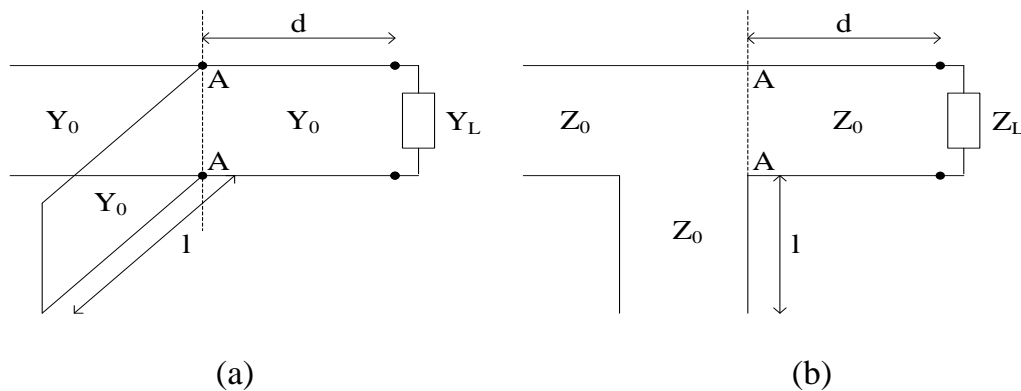
và ghi điểm biểu diễn z_L lên đồ thị Smith, giả sử là điểm C. Vòng tròn đi qua C có tâm tại gốc toạ độ chính là vòng tròn đẳng S_0 . Khi dịch chuyển điểm khảo sát từ tải (điểm C) về phía nguồn, trên đoạn dây phối hợp thứ nhất, nghĩa là cho C chạy trên đường tròn S_0 sẽ gặp vòng tròn S_a tại hai điểm D và D'. Ta có thể chọn tùy ý một trong hai điểm trên, giả sử điểm D', để phân tích.

Điểm D' đại biểu cho trở kháng tại B-B là trở kháng nhìn về tải qua đoạn dây l_1 , kí hiệu là z'_L . Điểm này cũng đồng thời nằm trên vòng tròn đẳng S_a , nghĩa là cũng đại biểu cho trở kháng tại đầu cuối của đường truyền Z_a (đoạn dây phối hợp thứ hai).

Tiếp tục dịch chuyển điểm khảo sát trên đường dây Z_a , tương ứng với cho D' chạy trên vòng tròn S_a sẽ đạt tới điểm có $r=1, x=0$ (tâm của đồ thị) nghĩa là đạt tới điểm phối hợp. Độ dài l_2 có thể xác định được theo phương pháp phối hợp trở kháng dùng đoạn dây có chiều dài bất kỳ bằng cách vẽ lại vòng tròn đẳng S_a trên đồ thị Smith chuẩn hoá theo Z_a . Các giá trị l_1 và l_2 nhận được ở trên là một cặp lời giải của bài toán. Cặp lời giải thứ hai có thể nhận được khi chọn độ dài của đoạn dây thứ nhất là cung CD.

2.5 PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG DÀI HẸP BẰNG CÁC ĐOẠN DÂY NHÁNH

Phối hợp trở kháng bằng dây nhánh là phương pháp được sử dụng khá phổ biến do đơn giản và dễ điều chỉnh. Có thể mắc dây nhánh vào đường truyền theo sơ đồ song song hoặc nối tiếp (hình 2.10), và dùng một hoặc hai dây nhánh.



HÌNH 2.10 Phối hợp trở kháng bằng các đoạn dây nhánh

2.5.1 SƠ ĐỒ PHỐI HỢP DÙNG MỘT DÂY NHÁNH

Bài toán 1:

Dùng một đoạn dây truyền sóng phụ mắc song song với đường truyền sóng chính tại vị trí cách tải đầu cuối một khoảng cách d (đoạn dây mắc thêm này được gọi là dây nhánh).

Dây nhánh có thể để hở mạch hoặc ngắn mạch đầu cuối và có trở kháng đặc tính giống như đường dây chính. Trở kháng vào của dây nhánh sẽ là thuần kháng (iX).

Đối với bài toán này để thuận tiện cho việc tính toán, ta đổi các giá trị trở kháng (Z) thành dẫn nạp (Y) và sử dụng đồ thị Smith chuẩn hoá theo Y_0 . Cần xác định vị trí mắc dây nhánh (khoảng cách d) và độ dài l của dây nhánh sao cho dẫn nạp nhìn từ A-A về tải có giá trị đúng bằng Y_0 (điều kiện để không có sóng phản xạ trên đường truyền sóng chính).

Muốn vậy, vị trí mắc dây nhánh (điểm A-A) phải được chọn sao cho dẫn nạp (chuẩn hoá) nhìn từ điểm đó về tải qua đoạn dây truyền sóng d có giá trị $y'_L = 1 + ib$ (b có thể mang dấu âm hay dương), nghĩa là có $g = 1$ và một giá trị b tùy ý nào đó.

Đoạn dây nhánh mắc song song vào A-A có chiều dài l được lựa chọn sao cho dẫn nạp vào đạt được:

$$y_n = 0 - ib$$

sẽ tạo ra dẫn nạp tổng cộng tại A-A là:

$$y_{AA} = y'_L + y_n = 1 + ib - ib = 1 + i0$$

nghĩa là đạt được phối hợp trở kháng với đường dây chính.

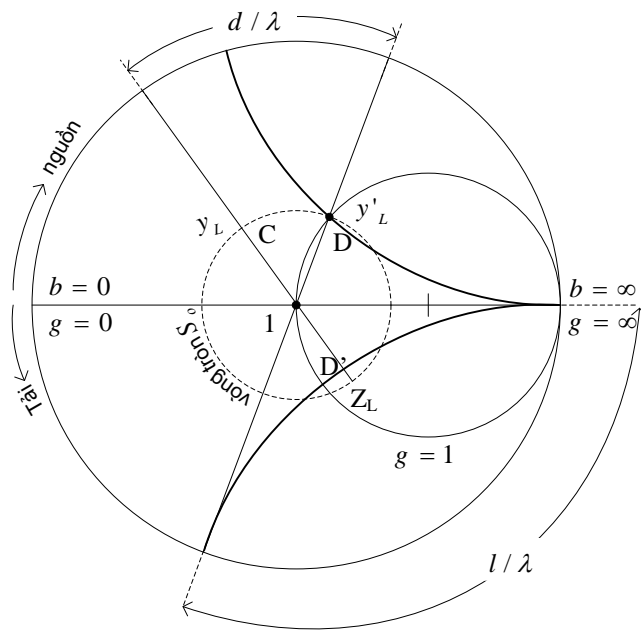
Bài toán được giải quyết trên đồ thị Smith như sau:

Trước hết ta chuẩn hoá Y_L theo Y_0

$$y_L = \frac{Y_L}{Y_0}$$

và ghi điểm biểu diễn y_L trên đồ thị Smith, giả sử là điểm C (hình 3.16)

Tiếp theo, ta lập vòng tròn đẳng S_0 là vòng tròn có tâm tại gốc toạ độ và đi qua điểm C.



HÌNH 2.11 Biểu diễn trên đồ thị Smith

Di chuyển điểm khảo sát từ tải về nguồn trên đường truyền sóng chính để tìm vị trí có $g=1$ tương đương với việc cho C chạy trên vòng tròn đẳng S_0 theo chiều kim đồng hồ để đạt tới giao điểm của vòng tròn S_0 và vòng tròn $g=1$. Ta có thể chọn tùy ý một trong hai lời giải (điểm D hoặc D'), giả sử ta chọn D để phân tích tiếp. Cung CD cho ta khoảng cách d cần tìm. Thật vậy, tại đây ta có dẫn nạp $y'_L = 1+ib$.

Để khử phần ảo ib ta dùng dây nhánh song song có dẫn nạp vào bằng $-ib$. Đường đẳng $-ib$ có thể nhận được khi lấy đối xứng đường đẳng ib qua trục hoành. Độ dài l/λ được xác định trên đồ thị là ứng với trường hợp đoạn dây nhánh ngắn mạch đầu cuối ($b = \infty$).

Đó chính là cung khi dịch chuyển từ điểm $y = \infty$ (điểm tận cùng bên phải của trục hoành) đến điểm có điện nạp $-ib$ theo chiều kim đồng hồ.

Bài toán 2:

Dùng một đoạn dây nhánh mắc nối tiếp trên đường truyền sóng chính tại vị trí cách tải đầu cuối một khoảng cách d . Đoạn dây nhánh được coi là có trở kháng vào thuần kháng (iX).

Cách giải bài toán này cũng tương tự như bài toán 1, nhưng trong trường hợp này ta để nguyên các đại lượng trở kháng để dễ tính toán và sử dụng đồ thị Smith chuẩn hoá theo Z_0 .

Di chuyển điểm khảo sát từ tải theo hướng về nguồn để tìm trên đường dây chính một vị trí có điện trở $r=1$ và điện kháng ix nào đó, nghĩa là điểm có trở kháng nhìn về tải bằng $Z'_L = 1 + ix$ (x có thể mang dấu dương hay âm).

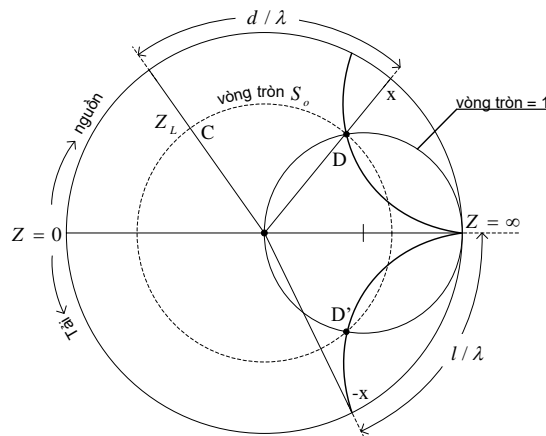
Đem đoạn dây nhánh có trở kháng vào $Z_n = 0 - ix$ mắc vào vị trí tìm được ở trên (điểm A-A) sẽ nhận được trở kháng tổng cộng tại A-A là :

$$Z_{AA} = Z'_L + Z_n = 1 + ix - ix = 1 + i0$$

nghĩa là đạt được phối hợp trở kháng với đường dây chính.

Độ dài l của đoạn dây nhánh có thể tìm được trên đồ thị Smith, tùy theo dây nhánh để hở mạch hay ngắn mạch đầu cuối.

Trên đồ thị hình 2.12 có minh họa các kết quả xác định khoảng cách d (cung CD) và độ dài l trong trường hợp dây nhánh hở mạch đầu cuối (cung khi dịch chuyển từ điểm $Z = \infty$ đến điểm có điện kháng $-ix$, theo chiều kim đồng hồ).



HÌNH 2.12 Biểu diễn trên đồ thị Smith

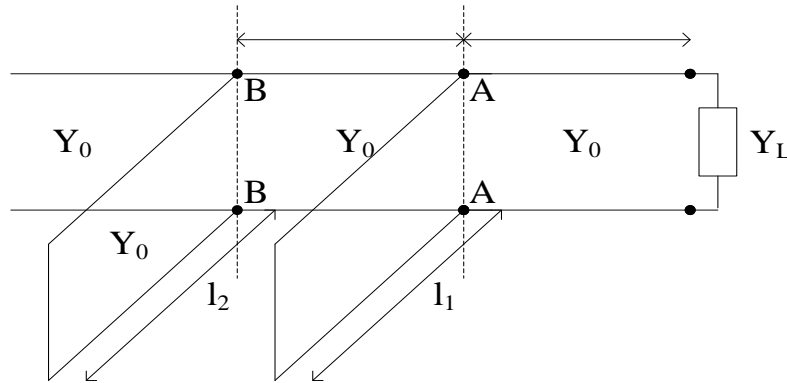
2.5.2 PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG BẰNG HAI DÂY NHÁNH

Phối hợp trở kháng bằng một dây nhánh theo phương pháp trình bày ở trên tuy đơn giản về nguyên lý nhưng khó khăn trong việc thực hiện vì:

- Điểm mắc dây nhánh (khoảng cách d) phụ thuộc vào giá trị của tải Z_L nên vị trí này phải có thể điều chỉnh được .
- Chiều dài dây nhánh cũng phải có thể điều chỉnh được khi thực hiện phối hợp.

Thường việc điều chỉnh vị trí mắc dây nhánh hay độ dài dây nhánh được thực hiện theo cách tiếp xúc trượt. Đây là một nhược điểm vì khó đảm bảo sự liên tục về trở kháng hoặc tiếp xúc kém.

Để khắc phục nhược điểm trên, người ta dùng phương pháp phối hợp bằng hai dây nhánh đặt cách nhau các khoảng cách cố định bằng $\lambda/8$, $\lambda/4$ hoặc $3\lambda/8$ trên đường truyền sóng (hình 2.13). Các dây nhánh có thể ở tình trạng hở mạch hay ngắn mạch đầu cuối.



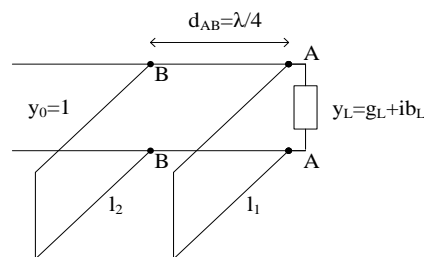
HÌNH 2.13a Phối hợp trở kháng bằng hai dây nhánh

Dây nhánh thứ nhất được đặt gần tải, hay đặt ngay tại vị trí của tải ($d = 0$)

Dây nhánh thứ hai được đặt cách dây nhánh thứ nhất một khoảng cách $d_{AB} = \lambda/8$, $\lambda/4$ hoặc $3\lambda/8$ về phía nguồn.

Trước hết, ta xem xét cách giải quyết bài toán về mặt nguyên lý:

Để đơn giản, ta chọn $d = 0$ và $d_{AB} = \lambda/4$. Hình 2.13b vẽ sơ đồ phối hợp, trong đó các giá trị trở kháng được đổi thành dẫn nạp chuẩn hoá.



HÌNH 2.13b Phối hợp trở kháng bằng hai dây nhánh

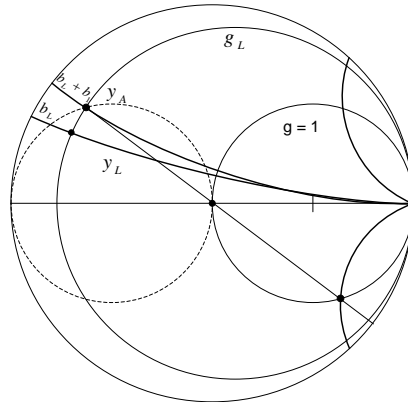
Mục đích của việc mắc dây nhánh l_1 là đưa vào một điện nạp b_1 nhằm làm thay đổi dẫn nạp tổng tại đầu cuối để đạt tới một giá trị nhất định sao cho dẫn nạp vào nhìn từ B - B về cuối đường truyền (qua đoạn d_{AB}) có phần thực bằng 1 ($g = 1$) và phần ảo là một giá trị b nào đó. Phần ảo này sẽ được bù khử nhờ dây nhánh l_2 và do đó đưa dẫn nạp tổng tại B-B trở thành: $y_B = 1 + i0$

Khi ấy đường dây chính được phối hợp trở kháng.

Bài toán trên được giải quyết trên đồ thị Smith như sau:

Ghi điểm biểu diễn y_L lên đồ thị. Đó chính là giao điểm của vòng tròn g_L và b_L . Kí hiệu dẫn nạp vào của dây nhánh l_1 là: $y_1 = ib_1$, ta có dẫn nạp tổng tại đầu cuối là $y_A = y_L + y_1$. Điểm biểu diễn $y_A = y_L + y_1 = g_L + i(b_L + b_1)$ sẽ là điểm chạy trên vòng tròn g_L khi cho b_1 thay đổi. Ta sẽ đi tìm vị trí trên vòng tròn g_L (cũng tức là tìm b_1) sao cho từ vị trí này khi quay một cung bằng d_{AB}/λ về phía nguồn sẽ gặp vòng tròn $g = 1$. Với $d_{AB} = \lambda/4$, ta xác định được cung $d_{AB}/\lambda = 0,25$ (ứng với $1/2$ vòng quay của đồ thị Smith).

Để đạt được điều này, ta làm một động tác ngược là đem vòng tròn $g = 1$ quay trước đi $1/2$ vòng quay trên đồ thị Smith (tương ứng với việc dịch chuyển mỗi điểm của vòng tròn $g = 1$ đi một cung bằng $0,25$). Giao điểm của vòng tròn mới nhận được và vòng tròn g_L chính là điểm biểu diễn y_A mà ta muốn có. Thật vậy, từ điểm này nếu ta quay trở lại $1/2$ vòng quay sẽ trở về đúng vị trí trên vòng tròn $g = 1$. Hình 2.14 minh họa cho việc tìm điểm biểu diễn y_A .



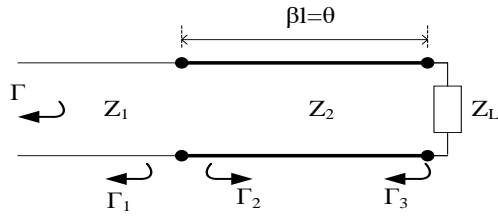
HÌNH 2.14 Biểu diễn trên đồ thị Smith

2.6 LÝ THUYẾT CÁC PHẢN XẠ NHỎ

Như đã nhận xét ở mục phối hợp trở kháng bằng đoạn dây $\lambda/4$, khi khảo sát bộ phối hợp trở kháng dùng đoạn biến đổi $\lambda/4$, ta thấy nếu các trở kháng cần phối hợp có độ chênh lệch càng cao thì dải tần của thiết bị phối hợp càng hẹp. Vì vậy muốn mở rộng dải tần phải dùng nhiều đoạn biến đổi mắc nối tiếp nhau thành chuỗi để mỗi đoạn chỉ phối hợp với một tỷ số trở kháng thấp mà thôi. Đó chính là ý tưởng của bộ biến đổi trở kháng nhiều cấp sẽ được nghiên cứu kỹ hơn ở các phần sau. Trước hết ta cần rút ra công thức xác định hệ số phản xạ tổng gây ra do các phản xạ từ những chỗ bất liên tục của đường truyền. Nội dung này được gọi là “lý thuyết các phản xạ nhỏ”

2.6.1 BỘ BIẾN ĐỔI ĐƠN

Xét một bộ biến đổi đơn (chỉ dùng một đoạn dây truyền sóng) như vẽ ở hình 2.15



HÌNH 2.15 Bộ biến đổi đơn

Ta sẽ rút ra công thức gần đúng để biểu thị hệ số phản xạ trên đường truyền chính khi có tính đến cả các phản xạ phụ trong thiết bị phối hợp. Kí hiệu hệ số phản xạ tại các điểm nối (các điểm bất liên tục) như ở hình vẽ ta có thể viết:

- Hệ số phản xạ:

$$\Gamma_1 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.25)$$

$$\Gamma_2 = -\Gamma_1 \quad (2.26)$$

$$\Gamma_3 = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} \quad (2.27)$$

- Hệ số truyền qua

$$T_{21} = 1 + \Gamma_1 = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.28)$$

$$T_{12} = 1 + \Gamma_2 = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (2.29)$$

Ta có thể tính hệ số phản xạ tổng trên đường dây chính theo phương pháp đa phản xạ. Khi ấy, hệ số phản xạ tổng có giá trị bằng tổng vô hạn các hệ số phản xạ và hệ số truyền qua:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \Gamma_1 + T_{12}T_{21}\Gamma_3e^{-2i\theta} + T_{12}T_{21}\Gamma_3^2\Gamma_2e^{-4i\theta} + \dots \\ &= \Gamma_1 + T_{12}T_{21}\Gamma_3e^{-2i\theta} \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_2^n \Gamma_3^n e^{-2in\theta} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Sử dụng công thức chuỗi:

$$\sum_{n=0}^{\infty} x^n = \frac{1}{1-x} \quad \text{đối với} \quad |x| < 1$$

Biểu thức (2.30) có thể đưa tới dạng:

$$\Gamma = \Gamma_1 + \frac{T_{12}T_{21}\Gamma_3 e^{-2i\theta}}{1 - \Gamma_2\Gamma_3 e^{-2i\theta}} \quad (2.31)$$

Áp dụng các quan hệ (2.26), (3.228) và (2.29) nghĩa là thay $\Gamma_2 = -\Gamma_1$, $T_{21} = 1 + \Gamma_1$ và $T_{12} = 1 - \Gamma_1$ vào (3.31) ta được:

$$\Gamma = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_3 e^{-2i\theta}}{1 + \Gamma_1\Gamma_3 e^{-2i\theta}} \quad (2.32)$$

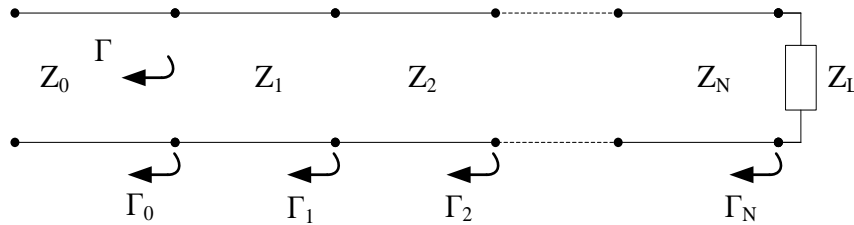
Nếu sự khác nhau về trở kháng giữa Z_1, Z_2 và Z_2, Z_L là nhỏ thì $|\Gamma_1\Gamma_3| \ll 1$, biểu thức (2.32) được đơn giản thành:

$$\Gamma \cong \Gamma_1 + \Gamma_3 e^{-2i\theta} \quad (2.33)$$

Kết quả trên cho thấy rằng hệ số phản xạ tổng được quyết định chủ yếu bởi hệ số phản xạ tại điểm bất liên tục đầu tiên, nghĩa là giữa Z_2 và Z_L (giá trị Γ_1) và sự phản xạ lần thứ nhất tại điểm bất liên tục giữa Z_2 và Z_L (giá trị $\Gamma_3 e^{-2i\theta}$). Số hạng $e^{-2i\theta}$ là tính đến trễ pha khi sóng truyền tới và truyền lui trên đoạn đường truyền dùng để phối hợp trở kháng.

2.6.2 BỘ BIẾN ĐỔI NHIỀU PHÂN ĐOẠN

Xét bộ biến đổi gồm nhiều phân đoạn như vẽ ở hình 2.16:



HÌNH 2.16 Bộ biến đổi nhiều phân đoạn

Bộ biến đổi gồm N đoạn dây truyền sóng có độ dài giống nhau nhưng khác nhau về trở kháng đặc tính. Hãy rút ra công thức gần đúng để tính hệ số phản xạ tổng Γ

Tại mỗi chỗ nối, ta xác định được các hệ số phản xạ riêng như sau:

$$\Gamma_0 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (2.34a)$$

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \quad (2.34b)$$

$$\Gamma_N = \frac{Z_L - Z_N}{Z_L + Z_N} \quad (2.34c)$$

Ta cũng giả thiết là các Z_n sẽ tăng hoặc giảm đơn điệu dọc theo hệ thống, đồng thời coi Z_L là thực. Điều đó có nghĩa các Γ_n là thực và có cùng dấu. $\Gamma_n > 0$ khi $Z_L > Z_0$ và $\Gamma_n < 0$ khi $Z_L < Z_0$.

Áp dụng kết quả mục “Bộ biến đổi đơn”, ta viết được hệ số phản xạ tổng:

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-2i\theta} + \Gamma_2 e^{-4i\theta} + \dots + \Gamma_N e^{-2iN\theta} \quad (2.35)$$

Ta giả thiết tiếp là bộ biến đổi được chế tạo đối xứng, sao cho:

$$\Gamma_0 = \Gamma_N, \Gamma_1 = \Gamma_{N-1}, \Gamma_2 = \Gamma_{N-2}, \dots$$

Biểu thức (2.35) được viết lại như sau:

$$\Gamma(\theta) = e^{-iN\theta} \left\{ \Gamma_0 [e^{iN\theta} + e^{-iN\theta}] + \Gamma_1 [e^{i(N-2)\theta} + e^{-i(N-2)\theta}] e^{-2i\theta} + \dots \right\} \quad (2.36)$$

Nếu N lẻ, số hạng cuối sẽ là $\frac{\Gamma_{N-1}}{2} (e^{i\theta} + e^{-i\theta})$

Nếu N chẵn, số hạng cuối sẽ là $\frac{\Gamma_N}{2}$

Phương trình (2.36) có dạng một chuỗi Fourier cosine theo θ , như sau:

- đối với N chẵn

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-2iN\theta} \left[\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + \dots + \frac{1}{2} \Gamma_{N/2} \right] \quad (2.37)$$

- đối với N lẻ

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-2iN\theta} \left[\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + \dots + \frac{\Gamma_{N-1}}{2} \cos \theta \right] \quad (2.38)$$

Ý nghĩa quan trọng của các kết quả trên là ở chỗ ta có thể tổng hợp được hệ số phản xạ tổng dưới dạng hàm số theo θ bằng cách lựa chọn thích hợp các Γ_{ns} và sử dụng một số lượng vừa đủ các phân đoạn (số N). Điều đó là hiển nhiên vì như ta đã biết, một chuỗi Fourier cosine có thể được biểu thị như một hàm tròn tùy ý nếu đưa vào một số số hạng vừa đủ.

Trong các mục tiếp theo sẽ trình bày ứng dụng của lý thuyết này để thiết kế các bộ biến đổi trở kháng nhiều khúc với hai loại biến đổi dải rộng là bộ biến đổi nhị thức (có đáp ứng phẳng tối đa) và bộ biến đổi Chebyshev (có đáp ứng với độ gợn đồng đều).

2.7 BỘ PHỐI HỢP DẢI RỘNG KIỂU NHỊ THỨC (có đáp ứng phẳng tối đa)

Bộ phối hợp gồm N phân đoạn, được thiết kế để có đáp ứng:

$$\Gamma(\theta) = A(1 + e^{-2i\theta})^N \quad (2.39)$$

Khi ấy ta có biên độ của $\Gamma(\theta)$:

$$|\Gamma(\theta)| = |A| |e^{-i\theta}|^N |e^{i\theta} + e^{-i\theta}|^N = 2^N |A| |\cos \theta|^N \quad (2.40)$$

Ta chú ý rằng $|\Gamma(\theta)| = 0$ khi $\theta = \pi/2$ và $\frac{d^n |\Gamma(\theta)|}{d\theta^n} = 0$ tại $\theta = \pi/2$ ứng với $n = 1, 2, \dots, N-1$

($\theta = \beta l = \pi/2$ tương đương với $l = \lambda/4$ tại tần số trung tâm f_0)

Ta có thể xác định hằng số A khi cho $f \rightarrow 0$. Khi đó $\theta = \beta l = 0$ và (3.39) được rút gọn thành

$$\Gamma(0) = 2^N A = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{hệ số phản xạ tại tải})$$

Ta có hằng số A:

$$A = 2^{-N} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.41)$$

Bây giờ ta khai triển $\Gamma(\theta)$ trong công thức (3.39) theo nhị thức, nhận được:

$$\Gamma(\theta) = A(1 + e^{-2i\theta})^N = A \sum_{n=0}^N C_n^N e^{-2in\theta} \quad (2.42)$$

ở đây $C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!n!}$ là các hệ số của nhị thức (2.43)

Lưu ý rằng $C_n^N = C_{N-n}^N$, $C_0^N = 1$ và $C_1^N = N = C_{N-1}^N$

Bước quan trọng tiếp theo là đem so sánh đáp ứng mong muốn (2.42) với đáp ứng thực (2.35)

$$A \sum_{n=0}^N C_n^N e^{-2in\theta} = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-2i\theta} + \Gamma_2 e^{-4i\theta} + \dots + \Gamma_N e^{-2iN\theta}$$

Từ đây ta có:

$$\Gamma_n = AC_n^N \quad (2.44)$$

với A được tính theo (2.41) còn C_n^N tính theo (2.43)

Đến đây, ta có thể xác định các trở kháng đặc tính Z_n bằng cách áp dụng các hệ thức (2.34), nhưng nghiệm đơn giản nhất có thể nhận được một cách gần đúng như sau:

Ví như trên ta giả thiết Γ_n là nhỏ, ta có thể áp dụng công thức gần đúng $\ln x \cong 2(x-1)/(x+1)$ và nhận được:

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \cong \frac{1}{2} \ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} \quad (2.45)$$

Áp dụng (3.44) và (3.41) ta có:

$$\begin{aligned} \ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} &\cong 2\Gamma_n = 2AC_n^N = 2(2^{-N}) \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} C_n^N \\ \ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} &\cong 2^{-N} C_n^N \ln \frac{Z_L}{Z_0} \end{aligned} \quad (2.46)$$

Công thức này cho phép xác định mọi Z_{n+1} với $n = 0 \div N$

Rõ ràng $Z_{N+1} = Z_L$, đó là kết quả hiển nhiên.

Dải tần của bộ phối hợp có thể được đánh giá như sau:

Gọi Γ_m là giá trị cho phép lớn nhất của hệ số phản xạ trong toàn dải thông, theo (3.40) ta có:

$\Gamma_m = 2^N |A| \cos^N \theta_m$ trong đó $\theta_m < \pi/2$ là giới hạn dưới mà tại đó $|\Gamma| = \Gamma_m$ (giới hạn trên mà tại đó $|\Gamma| = \Gamma_m$ sẽ là $\pi - \theta_m$)

Từ đó ta tìm được:

$$\theta_m = \cos^{-1} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\Gamma_m}{|A|} \right)^{1/N} \right] \quad (2.47)$$

Giả sử sóng trong đường truyền là sóng TEM, và tại tần số trung tâm f_0 của dải, độ dài của mỗi phân đoạn bằng $\lambda_0/4$, ta có:

$$\theta = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda_0}{4} = 2\pi \frac{f}{v_f} \frac{v_f}{4f_0} = \frac{\pi f}{2f_0}$$

(2.48)

Tần số thấp nhất của dải được xác định theo (2.47) khi $\theta = \theta_m$, ta có:

$$f_m = \frac{2\theta_m f_0}{\pi} \tag{2.49}$$

Từ đây, ta có dải thông:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{2(f_0 - f_m)}{f_0} = 2 - \frac{2f_m}{f_0} = 2 - \frac{4\theta_m}{\pi}$$

(2.50)

Thay θ_m bởi (2.46) vào (2.49) ta được:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\Gamma_m}{|A|} \right)^{1/N} \right]$$

2.8 BỘ PHỐI HỢP KIỂU CHEBYSHEV

Khác với bộ phối hợp kiểu nhị thức, bộ phối hợp Chebyshev không tạo ra đáp tuyến phẳng mà tạo ra đáp tuyến có độ mấp mô nhỏ trong dải thông. Nếu độ mấp mô đó là cho phép thì bộ phối hợp Chebyshev có đặc tính ưu việt lớn hơn khi cả hai đều có số phân đoạn như nhau.

Bộ biến đổi Chebyshev được thiết lập bằng cách thiết kế sao cho $\Gamma(\theta)$ là một đa thức Chebyshev.

Trước hết, ta nhắc lại một số tính chất của đa thức Chebyshev, sau đó sẽ đưa ra trình tự thiết kế dựa vào “lí thuyết nhiễu phản xạ” như đã đề cập ở mục 2.6.

ĐA THỨC CHEBYSHEV

Biết rằng hàm $\cos(n\theta)$ có thể được biểu thị dưới dạng tổng của các hàm lũy thừa của $\sin\theta$ và $\cos\theta$.

$$\cos(n\theta) = \cos^n \theta - \frac{n(n-1)}{2!} \cos^{n-2} \theta \sin^2 \theta + \dots$$

Nếu thay $\sin^2 \theta = 1 - \cos^2 \theta$ và kí hiệu $\cos\theta = x$, ta có:

$$\cos(n\theta) = \cos(n \cos^{-1} x) = x^n - \frac{n(n-1)}{2!} x^{n-2} (1-x^2) + \dots \tag{2.51}$$

Biểu thức (2.51) là một đa thức bậc n , được gọi là Đa thức Chebyshev và kí hiệu là $T_n(x)$

Như vậy, đa thức Chebyshev được biểu thị bởi công thức:

$$T_n(x) = \cos(n \cos^{-1}x) \quad \text{khi } |x| < 1 \quad (2.52a)$$

$$T_n(x) = \cosh(n \cosh^{-1}x) \quad \text{khi } |x| > 1 \quad (2.52b)$$

Biểu thức của các đa thức Đa thức Chebyshev với $n = 1 \div 4$ được cho dưới đây

$$T_1(x) = x \quad (a)$$

$$T_2(x) = 2x^2 - 1 \quad (b)$$

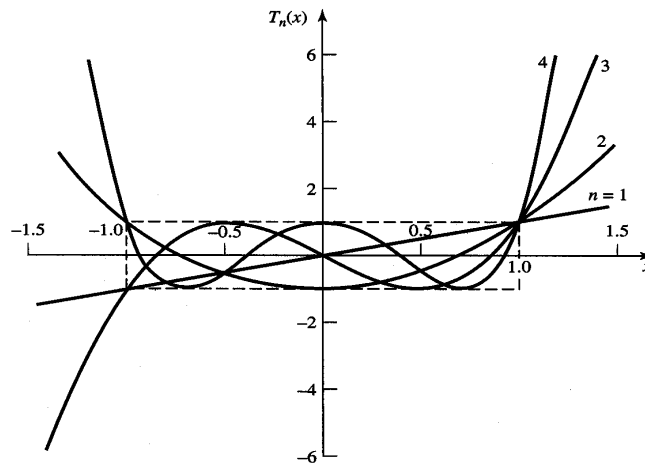
$$T_3(x) = 4x^3 - 3x \quad (c)$$

(2.53)

$$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1 \quad (d)$$

$$\text{còn } T_n(x) = 2x T_{n-1}(x) - T_{n-2}(x) \quad (2.54)$$

Đồ thị của các đa thức Chebyshev với $n = 1$ được vẽ ở hình (2.17)



HÌNH 2.17 Đồ thị của các đa thức Chebyshev với $n = 1$

Từ hình (2.17) ta rút ra một số nhận xét sau:

- Khi $-1 \leq x \leq 1$, $|T_n(x)| \leq 1$

Trong khoảng này, giá trị của đa thức giao động giữa ± 1 . Đặc tính này được sử dụng để thực hiện bộ biến đổi dải rộng với đáp tuyến có độ nhấp mô nhỏ.

- Khi $|x| > 1$, $|T_n(x)| > 1$ và tăng nhanh theo x , với n càng lớn thì tốc độ tăng càng lớn. Đây là miền nằm ngoài dải thông. Vì ta mong muốn dải thông nằm trong

khoảng $-1 \leq x \leq 1$ là khoảng mà đáp tuyến có mấp mô nhỏ nên đa thức Chebyshev dùng để biểu diễn $\Gamma(\theta)$ cần có dạng:

$$T_n\left(\frac{\cos \theta}{\cos \theta_m}\right) \quad \text{hay} \quad T_n(\sec \theta_m \cos \theta) \quad (2.55)$$

Trong đó θ_m là giới hạn dưới của θ mà tại đó bắt đầu đạt được $|\Gamma| = \Gamma_m$ (giới hạn trên mà tại đó $|\Gamma| = \Gamma_m$ sẽ là $\pi - \theta_m$), với Γ_m là hệ số phản xạ lớn nhất có thể chấp nhận. Ta nhận thấy $|\sec \theta_m \cos \theta| \leq 1$ khi $\theta_m < \theta < \pi - \theta_m$, do đó $|T_n(\sec \theta_m \cos \theta)| \leq 1$ trong toàn khoảng.

Từ (2.55) ta có thể viết lại biểu thức của các đa thức Chebyshev dưới dạng tiện sử dụng hơn, thay vì (2.53):

$$\begin{aligned} T_1(\sec \theta_m \cos \theta) &= \sec \theta_m \cos \theta \\ T_2(\sec \theta_m \cos \theta) &= \sec^2 \theta_m (1 + \cos 2\theta) - 1 \\ T_3(\sec \theta_m \cos \theta) &= \sec^3 \theta_m (\cos 3\theta + 3 \cos \theta) - 3 \sec \theta_m \cos \theta \\ T_4(\sec \theta_m \cos \theta) &= \sec^4 \theta_m (\cos 4\theta + 4 \cos 2\theta + 3) - 4 \sec^2 \theta_m (\cos 2\theta + 1) + 1 \end{aligned} \quad (2.56)$$

Các biểu thức trên có thể sử dụng để thiết kế bộ phối hợp trở kháng với số phân đoạn bằng 1÷4.

Đa thức Chebyshev cũng được ứng dụng để thiết kế bộ ghép định hướng và bộ lọc ở các chương sau.

THIẾT KẾ BỘ PHỐI HỢP DẢI RỘNG KIỂU CHEBYSHEV

Ta có thể tổng hợp một bộ phối hợp mà hệ số phản xạ $\Gamma(\theta)$ có dạng một đa thức $T_N(\sec \theta_m \cos \theta)$, với N là số phân đoạn của bộ biến đổi. Áp dụng (2.37), (2.38) ta thiết lập hệ thức sau:

$$\begin{aligned} \Gamma(\theta) &= 2e^{-iN\theta} [\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + \dots] \\ &= Ae^{-iN\theta} T_N(\sec \theta_m \cos \theta) \end{aligned} \quad (2.57)$$

Chú ý là số hạng cuối cùng của chuỗi sẽ được ghi tiếp tùy theo N chẵn hay lẻ (công thức 2.37 và 2.38). Tương tự như trường hợp bộ biến đổi nhị thức, để tìm hằng số A , ta cho $\theta = 0$ (ứng với tần số bằng không), như vậy:

$$\Gamma(\theta) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = AT_N(\sec \theta_m)$$

Ta được:

$$A = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \frac{1}{T_N(\sec \theta_m)} \quad (2.58)$$

Bây giờ, nếu cho phép một hệ số phản xạ trong dải thông là Γ_m thì từ (2.57) suy ra $\Gamma_m = |A|$. Điều đó là hiển nhiên vì:

$$\Gamma_m = |\Gamma(\theta_m)| = |A| |T_N(\sec \theta_m \cos \theta_m)|$$

$$\text{mà } |T_N(\sec \theta_m \cos \theta_m)| = |T_N(1)| = 1$$

Từ (2.58) ta rút ra được biểu thức có liên quan để xác định θ_m :

$$T_N(\sec \theta_m) = \frac{1}{\Gamma_m} \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \cong \frac{1}{2\Gamma_m} \left| \ln \frac{Z_L}{Z_0} \right|$$

Tiếp theo, cần áp dụng công thức (2.52b) để rút ra $\sec \theta_m$:

$$\begin{aligned} \sec \theta_m &= \cosh \left[\frac{1}{N} \cosh^{-1} \left(\frac{1}{\Gamma_m} \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \right) \right] \\ &\cong \cosh \left[\frac{1}{N} \cosh^{-1} \left(\left| \frac{\ln Z_L / Z_0}{2\Gamma_m} \right| \right) \right] \end{aligned} \quad (2.59)$$

Khi đã xác định được θ_m thì sẽ tính được dải thông theo công thức (2.50)

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4\theta_m}{\pi} \quad (2.60)$$

Các hệ số phản xạ Γ_n có thể xác định được nhờ hệ thức (2.57)

Thật vậy, sau khi khai triển đa thức $T_N(\sec \theta_m \cos \theta)$ và so sánh các số hạng có cùng dạng $\cos \theta_m$ ở hai vế sẽ nhận được kết quả. Vấn đề này sẽ được minh họa trong phần ví dụ tiếp theo.

Cuối cùng, sau khi đã tính được Γ_n ta sẽ xác định được các trở kháng đặc tính theo công thức gần đúng (2.50)

$$\Gamma_n = \frac{1}{2} \ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} \quad (2.61)$$

Các công thức trên là các kết quả gần đúng vì chúng nhận được dựa vào “lý thuyết về các phản xạ nhỏ”. Tuy nhiên, chúng là công cụ hữu ích để thiết kế các bộ phối hợp trở

kháng có mức độ mập mờ tùy ý Γ_m . Bảng 3.1 cho một số kết quả đối với các bộ biến đổi có số bậc là $2 \div 4$, ứng với một số giá trị Γ_m cho trước.

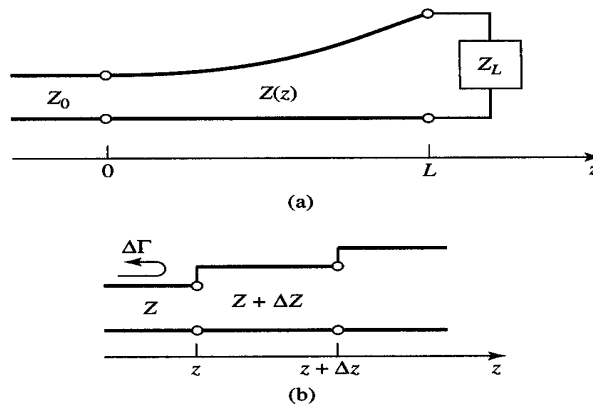
BẢNG 2.1

Z_L/Z_0	$N = 2$				$N = 3$					
	$\Gamma_m = 0.05$		$\Gamma_m = 0.20$		$\Gamma_m = 0.05$			$\Gamma_m = 0.20$		
	Z_1/Z_0	Z_2/Z_0	Z_1/Z_0	Z_2/Z_0	Z_1/Z_0	Z_2/Z_0	Z_3/Z_0	Z_1/Z_0	Z_2/Z_0	Z_3/Z_0
1.0	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
1.5	1.1347	1.3219	1.2247	1.2247	1.1029	1.2247	1.3601	1.2247	1.2247	1.2247
2.0	1.2193	1.6402	1.3161	1.5197	1.1475	1.4142	1.7429	1.2855	1.4142	1.5558
3.0	1.3494	2.2232	1.4565	2.0598	1.2171	1.7321	2.4649	1.3743	1.7321	2.1829
4.0	1.4500	2.7585	1.5651	2.5558	1.2662	2.0000	3.1591	1.4333	2.0000	2.7908
6.0	1.6047	3.7389	1.7321	3.4641	1.3383	2.4495	4.4833	1.5193	2.4495	3.9492
8.0	1.7244	4.6393	1.8612	4.2983	1.3944	2.8284	5.7372	1.5766	2.8284	5.0742
10.0	1.8233	5.4845	1.9680	5.0813	1.4385	3.1623	6.9517	1.6415	3.1623	6.0920

Z_L/Z_0	$N = 4$							
	$\Gamma_m = 0.05$				$\Gamma_m = 0.20$			
	Z_1/Z_0	Z_2/Z_0	Z_3/Z_0	Z_4/Z_0	Z_1/Z_0	Z_2/Z_0	Z_3/Z_0	Z_4/Z_0
1.0	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
1.5	1.0892	1.1742	1.2775	1.3772	1.2247	1.2247	1.2247	1.2247
2.0	1.1201	1.2979	1.5409	1.7855	1.2727	1.3634	1.4669	1.5715
3.0	1.1586	1.4876	2.0167	2.5893	1.4879	1.5819	1.8965	2.0163
4.0	1.1906	1.6414	2.4369	3.3597	1.3692	1.7490	2.2870	2.9214
6.0	1.2290	1.8773	3.1961	4.8820	1.4415	2.0231	2.9657	4.1623
8.0	1.2583	2.0657	3.8728	6.3578	1.4914	2.2428	3.5670	5.3641
10.0	1.2832	2.2268	4.4907	7.7930	1.5163	2.4210	4.1305	6.5950

2.9 BỘ PHỐI HỢP KIỂU LIÊN TỤC

Trong các mục trước, chúng ta đã khảo sát các bộ biến đổi trở kháng dải rộng bằng cách dùng nhiều phân đoạn đường truyền có trở kháng đặc tính khác nhau. Khi số lượng các phân đoạn tăng lên thì sự khác biệt về trở kháng đặc tính giữa chúng sẽ giảm đi và sẽ tiến đến một cấu trúc mà sự biến đổi trở nên liên tục (hình 2.18)



HÌNH 2.18 Bộ phối hợp kiểu liên tục

Trong phần này ta sẽ rút ra lý thuyết gần đúng về bộ biến đổi liên tục, dựa trên “lý thuyết các phản xạ nhỏ” để biểu thị sự phụ thuộc của hệ số phản xạ theo sự biến đổi của trở kháng đặc tính $Z(z)$ và áp dụng kết quả này cho một vài loại cấu trúc biến đổi.

Hình 2.18 mô tả một đoạn đường truyền liên tục giống như được ghép bởi nhiều vi phân đoạn Δz mà trở kháng đặc tính của các vi phân đoạn chênh nhau một lượng $\Delta Z(z)$. Khi đó gia số của hệ số phản xạ tại z sẽ là:

$$\Delta\Gamma = \frac{(Z + \Delta Z) - Z}{(Z + \Delta Z) + Z} \cong \frac{\Delta Z}{2Z} \quad (2.62)$$

Cho $\Delta z \rightarrow 0$, ta nhận được:

$$d\Gamma = \frac{dZ}{2Z} = \frac{1}{2} \frac{d(\ln Z/Z_0)}{dz} dz \quad (2.63)$$

Lưu ý rằng: $\frac{d(\ln f(z))}{dz} = \frac{1}{f} \frac{df(z)}{dz}$

Áp dụng lý thuyết các phản xạ nhỏ, hệ số phản xạ tổng tại $z = 0$ có thể tìm được bằng cách lấy tổng tất cả các hệ số phản xạ riêng, với góc dịch pha tương ứng:

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} \int_{z=0}^L e^{-2i\beta z} \frac{d}{dz} \ln \left(\frac{Z}{Z_0} \right) dz$$

trong đó $\theta = 2\beta l$.

Nếu biết $Z(z)$ thì có thể tìm hàm $\Gamma(\theta)$, ngược lại nếu cho trước $\Gamma(\theta)$ thì về nguyên tắc có thể xác định hàm $Z(z)$.

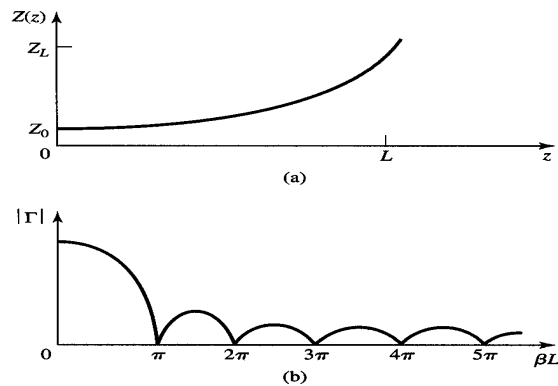
Sau đây ta khảo sát một trường hợp đặc biệt của hàm biến đổi trở kháng $Z(z)$ và qua đó đánh giá biên độ hệ số phản xạ $|\Gamma|$.

2.10 BỘ BIẾN ĐỔI TRỞ KHÁNG DẠNG HÀM MŨ

Khảo sát bộ biến đổi trở kháng mà $Z(z)$ có dạng hàm mũ:

$$Z(z) = Z_0 e^{az} \text{ đối với } 0 \leq z \leq L \quad (2.65)$$

Đồ thị của hàm (2.65) được vẽ ở hình 2.19



HÌNH 2.19

Tại $z = 0$ ta có $Z(0) = Z_0$ (giá trị mong muốn)

Tại $z = L$, ta mong muốn $Z(L) = Z_L = Z_0 e^{aL}$ với Z_L là giá trị cần đạt được.

Từ đây xác định được:

$$a = \frac{1}{L} \ln \left(\frac{Z_L}{Z_0} \right) \quad (2.66)$$

Áp dụng (2.65), (2.66) và thay vào (2.64) ta được:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{1}{2} \int_0^L e^{-2i\beta z} \frac{d}{dz} (\ln e^{az}) dz \\ &= \frac{\ln(Z_L/Z_0)}{2L} \int_0^L e^{-2i\beta z} dz \\ &= \frac{\ln(Z_L/Z_0)}{2} e^{-2i\beta z} \frac{\sin \beta L}{\beta L} \end{aligned} \quad (2.67)$$

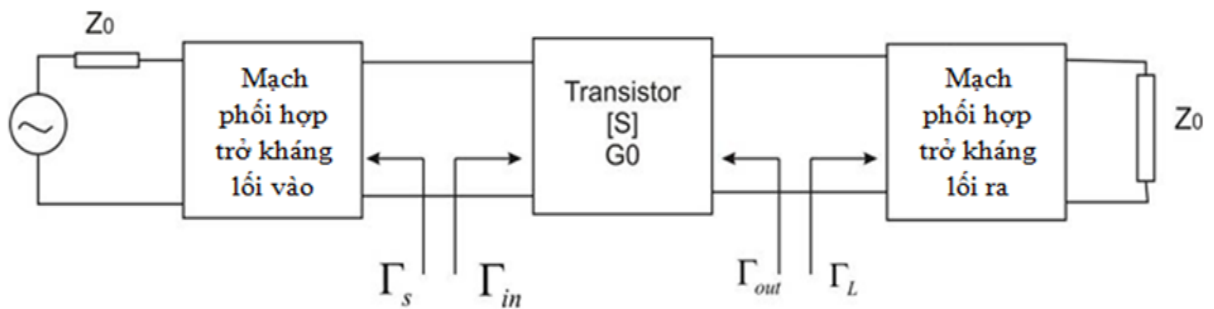
Đồ thị biên độ của hệ số phản xạ được vẽ ở hình 2.19b

Chương 3. THIẾT KẾ MẠCH KHUẾCH ĐẠI CHO BTS MẠNG 5G

3.1. GIỚI THIỆU CHUNG

Năm 2016, Bộ Thông tin và truyền thông đã ban hành “Quy hoạch băng tần 1900-2300 MHz cho hệ thống thông tin di động IMT-2000” của Việt Nam. Hiện nay, một số nhà cung cấp dịch vụ đã thử nghiệm mạng 5G trên băng tần này. Mục tiêu của đề án này là thiết kế một mạch khuếch đại công suất sử dụng cho trạm BTS mạng 5G hoạt động ở băng tần trên.

Sơ đồ khối của một mạch khuếch đại siêu cao tần được cho ở Hình 3.1. Chúng ta sử dụng mô hình mạng 2 cổng dùng tham số S của transistor (IC) cho việc thiết kế mạch khuếch đại công suất[1,3,5].



Hình 3.1. Sơ đồ mạch khuếch đại siêu cao tần

Trong kỹ thuật siêu cao tần chúng ta không thể áp dụng trực tiếp kỹ thuật mạch thông thường mà phải sử dụng các lý thuyết về trường điện từ được biết tới bởi các phương trình Maxwell. Điều đó có nghĩa là việc thiết kế này khác với ở trường hợp tần số thấp. Kỹ thuật này được gọi là kỹ thuật phối hợp trở kháng (PHTK). Có nhiều cách thực hiện phối trở kháng như sử dụng linh kiện L, C thụ động, các đoạn dây chêm, v.v.

Trong đề án này, em sử dụng phương pháp thiết kế phối hợp trở kháng kiểu $\lambda/4$ và giải pháp nâng cao dải thông của bộ khuếch đại. Cần thực hiện phương pháp này bởi vì khi di chuyển trở kháng vào ra của linh kiện tích cực làm phần tử khuếch đại ta đạt được một trở kháng thực có giá trị khá nhỏ. Ta thấy nếu các trở kháng cần phối hợp có sự chênh lệch càng cao thì dải tần hoạt động của thiết bị phối hợp càng hẹp. Vì vậy muốn mở rộng dải tần phải dùng nhiều đoạn biến đổi mắc nối tiếp nhau thành chuỗi để mỗi đoạn chỉ phối hợp với một tỷ số trở kháng thấp mà thôi[2]. Đó chính là ý tưởng của phương pháp phối hợp trở kháng dải rộng, thay đổi nhiều thang trở kháng đặc trưng mà tác giả áp dụng trong thiết kế này. Từ lý thuyết các phản xạ nhỏ [2,4] và chọn $N = 2$ (bậc mở rộng thang trở kháng đặc trưng hay số phân đoạn) ta đạt được:

$$Z_1 = Z_L^{1/4} Z_0^{3/4} \quad (3.1)$$

$$Z_2 = \frac{Z_L}{Z_1} Z_0 \quad (3.2)$$

Trong đó Z_L là trở kháng của tải, Z_1, Z_2 là trở kháng của từng phân đoạn. Từ đó thực hiện việc phối hợp trở kháng theo các giá trị Z_1, Z_2 ở trên.

3.2. THIẾT KẾ, MÔ PHỎNG MẠCH KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT 6W

Trong phần này, tác giả sử dụng linh kiện CGH40006P của hãng Cree chế tạo để thực hiện thiết kế và mô phỏng mạch khuếch đại công suất. Linh kiện RF Power GaN HEMT CGH40006P có công suất mặc định của nhà sản xuất là 6 W, những đặc tính RF quan trọng của linh kiện như trình bày dưới đây:

- Dải tần hoạt động đến 6 GHz;
- Hệ số khuếch đại: 13dB @ 2 GHz;
11dB @ 6 GHz;
- Công suất 8 W tại $P_{in} = 32\text{dBm}$ ở tần số trung tâm $f_0 = 2,0$ GHz;
- Nguồn nuôi 28 V.

Từ datasheet của CGH40006P ở tần số 2,1 GHz ta đạt được các thông số trở kháng vào và trở kháng ra của linh kiện. Theo đó, trở kháng vào và ra lần lượt có giá trị là:

Trở kháng lối vào:

$$Z_V = 4.7 - 0.9*j$$

Trở kháng lối ra

$$Z_R = 30.7 - 27.1*j$$

Bảng 3.1 tổng hợp một số thông số thiết kế mạch khuếch đại công suất.

Bảng 3.1. Thông số thiết kế.

Tần số trung tâm	2,1 GHz
Độ rộng dải thông	+/- 5%
Trở kháng lối vào	50Ω
Trở kháng lối ra	50Ω
Phíp đồng thiết kế	FR4
Transistor	CGH40006P

Trong đồ án sử dụng FR4 làm vật liệu thiết kế. Các thông số chi tiết của phíp đồng được cung cấp trên Bảng 3.2.

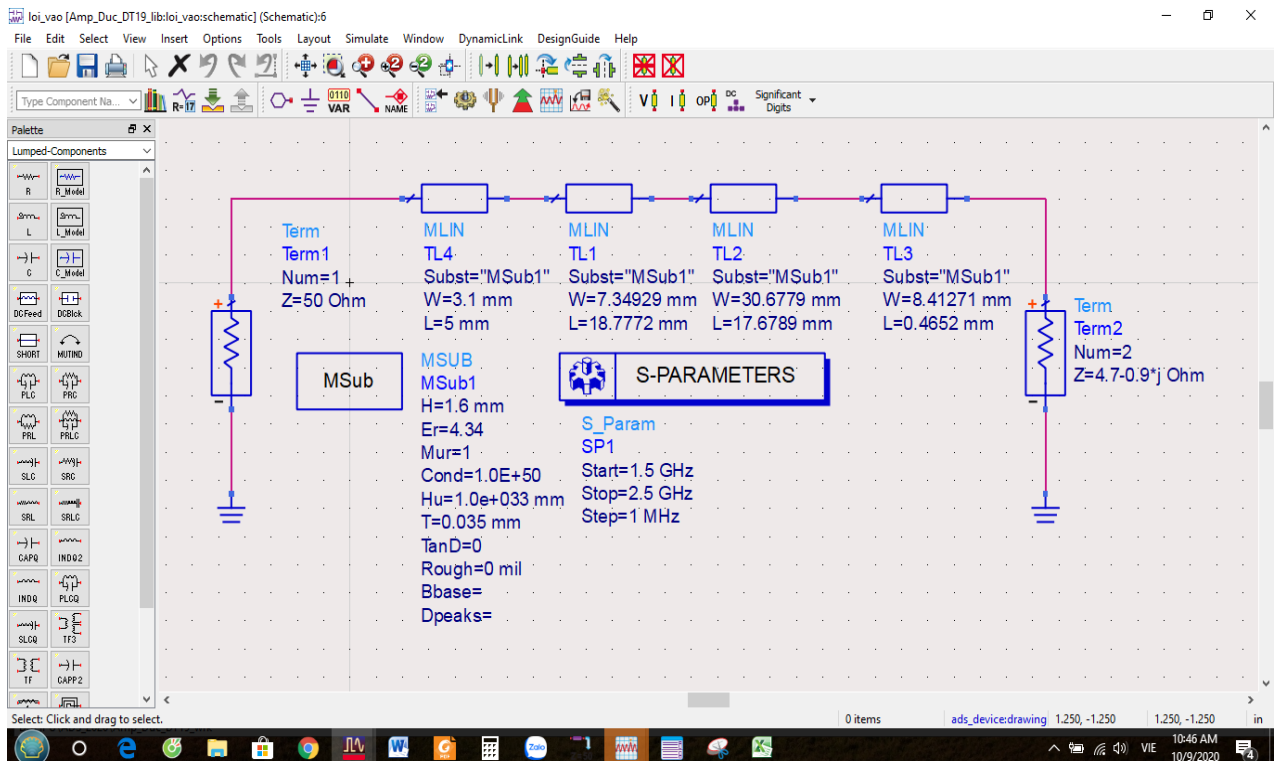
Bảng 3.2. Các thông số chính của FR4

<i>Các thông số chính của FR4</i>	<i>Giá trị</i>
<i>Hằng số điện môi</i>	4.34
<i>Hệ số tổn hao</i>	0.0015
<i>Độ dày vật liệu</i>	1.6mm
<i>Độ dày lớp đồng dẫn điện</i>	0.035 mm

Từ đây, tác giả thực hiện thiết kế các mạch phối hợp trở kháng lỗi vào và ra cho mạch khuếch đại công suất

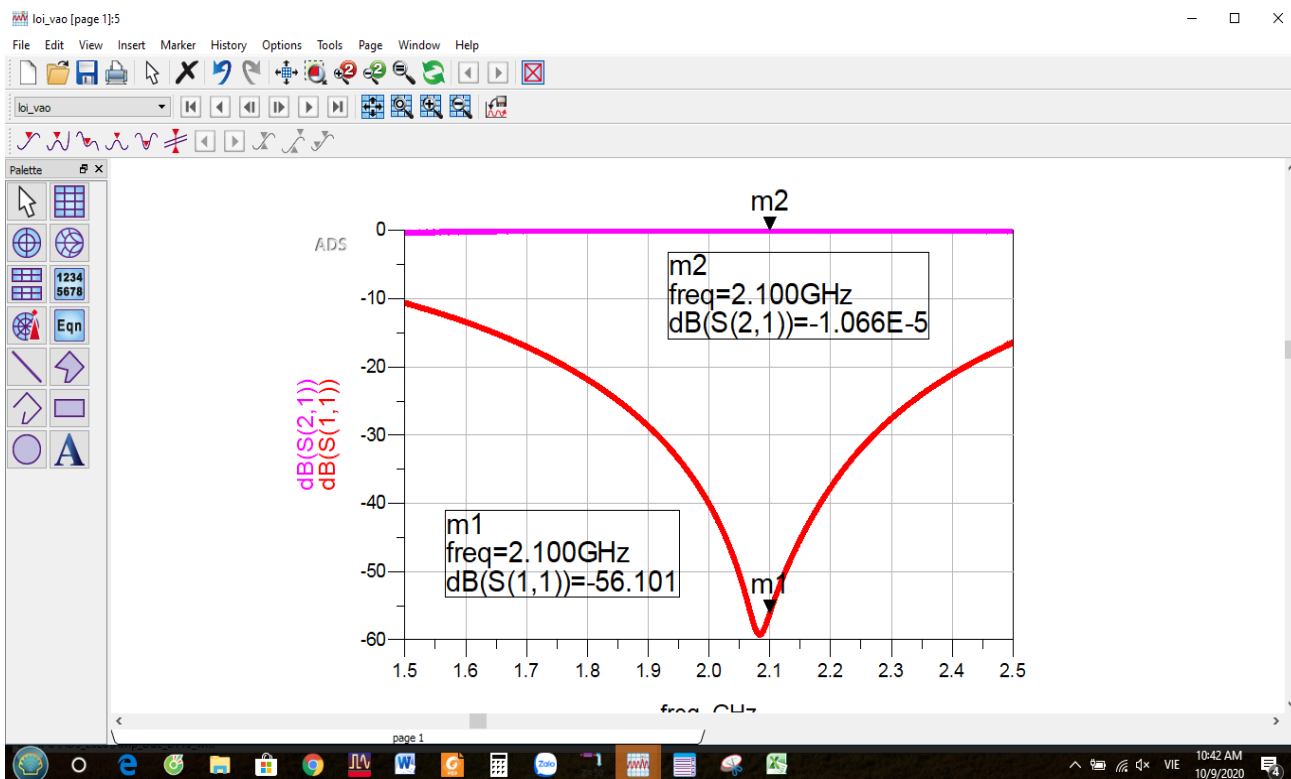
3.2.1. Mạch phối hợp trở kháng lỗi vào

Từ giá trị trở kháng lỗi vào, trên giản đồ Smith, di chuyển một đoạn dây chêm về giá trị thực, khi đó ta đạt được giá trị $Z_L = 4.69931 \Omega$. Sử dụng giá trị này phối hợp trở kháng theo phương pháp mở rộng dải thông nêu ở trên. Lần lượt ta có giá trị $Z_1=27.6844\Omega$ và $Z_2 = 8.4873\Omega$. Sử dụng công cụ LineCalc đạt được mạch phối hợp trở kháng lỗi vào như Hình 2.



Hình 3.2. Mạch PHTK lỗi vào.

Kết quả mô phỏng các tham số S của mạch trên ADS2016 ở Hình 3.3

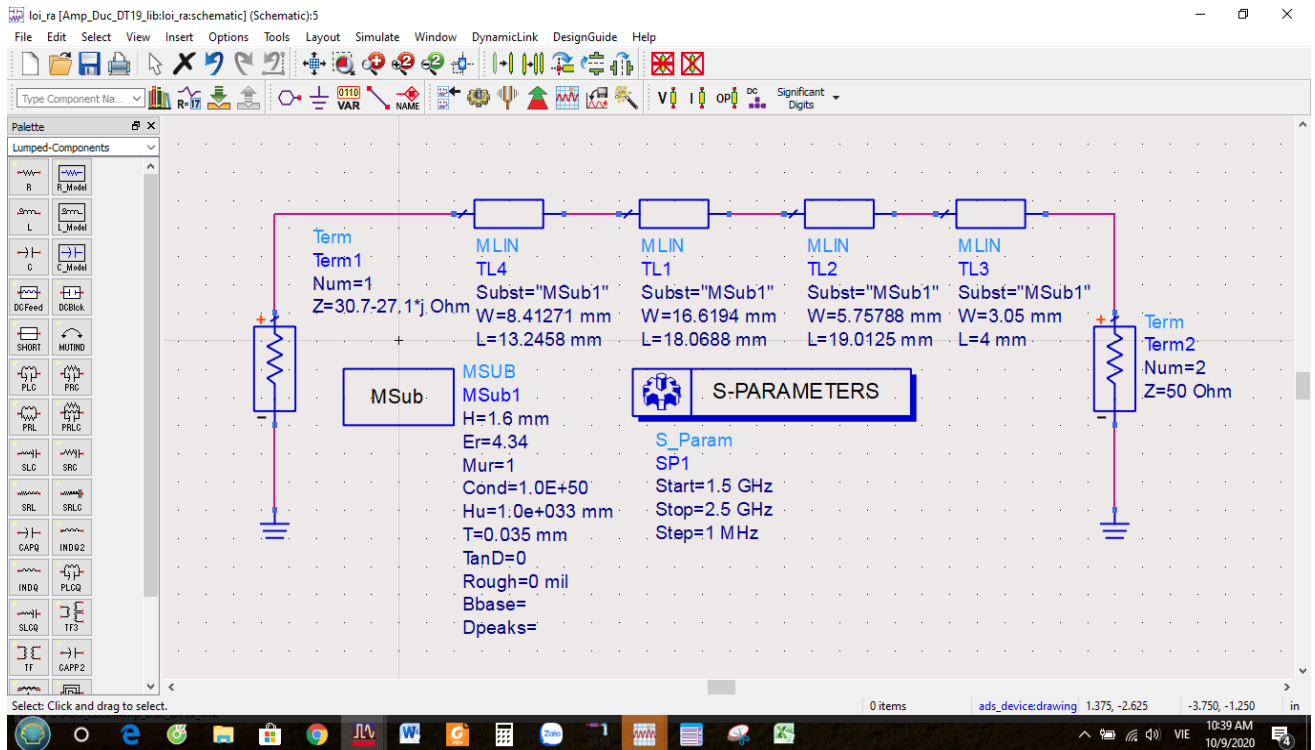


Hình 3.3. Các tham số S.

Theo đó, S11 đạt giá trị rất nhỏ, nhỏ hơn -56dB ở tần số thiết kế 2,1 GHz. Điều này chứng tỏ mạch được phối hợp trở kháng rất tốt. Hơn nữa, hệ số S21 xấp xỉ bằng 0 dB, nghĩa là năng lượng sóng siêu cao tần truyền qua mạch gần như không có suy hao.

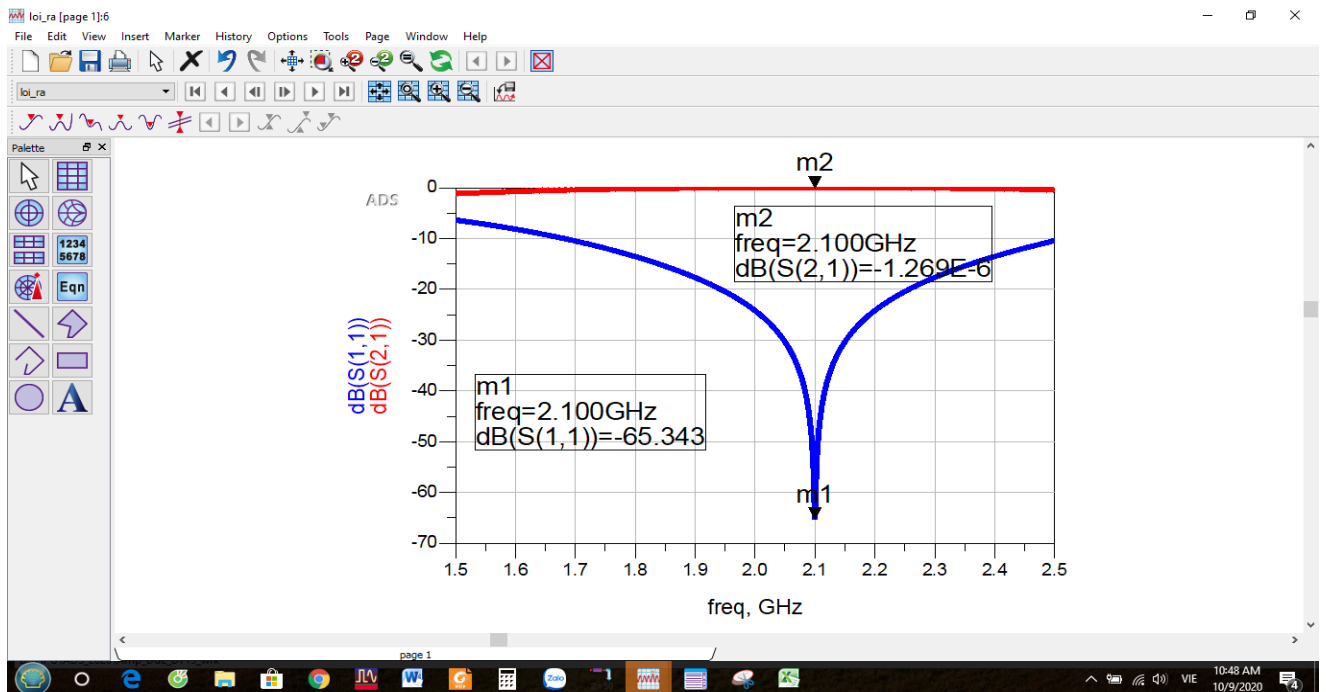
3.2.2. Mạch phối hợp trở kháng lỗi ra

Tương tự mạch phối hợp trở kháng lỗi vào, từ giá trị trở kháng lỗi ra của CGH40006P trên giản đồ Smith di chuyển một đoạn dây chêm để trở kháng Z_L về giá trị thực, khi đó mới áp dụng được phương pháp đoạn dây chêm $\lambda/4$ cho từng phân đoạn của mạch PHTK lỗi ra. Theo đó $Z_L = 9.54397 \Omega$, với $N=2$ ta đạt được $Z1 = 33.05 \Omega$ và $Z2 = 14.387 \Omega$. Sử dụng công cụ LineCalc ta có mạch phối hợp trở kháng lỗi ra như Hình 3.4.



Hình 3.4. Mạch PHTK lõi ra.

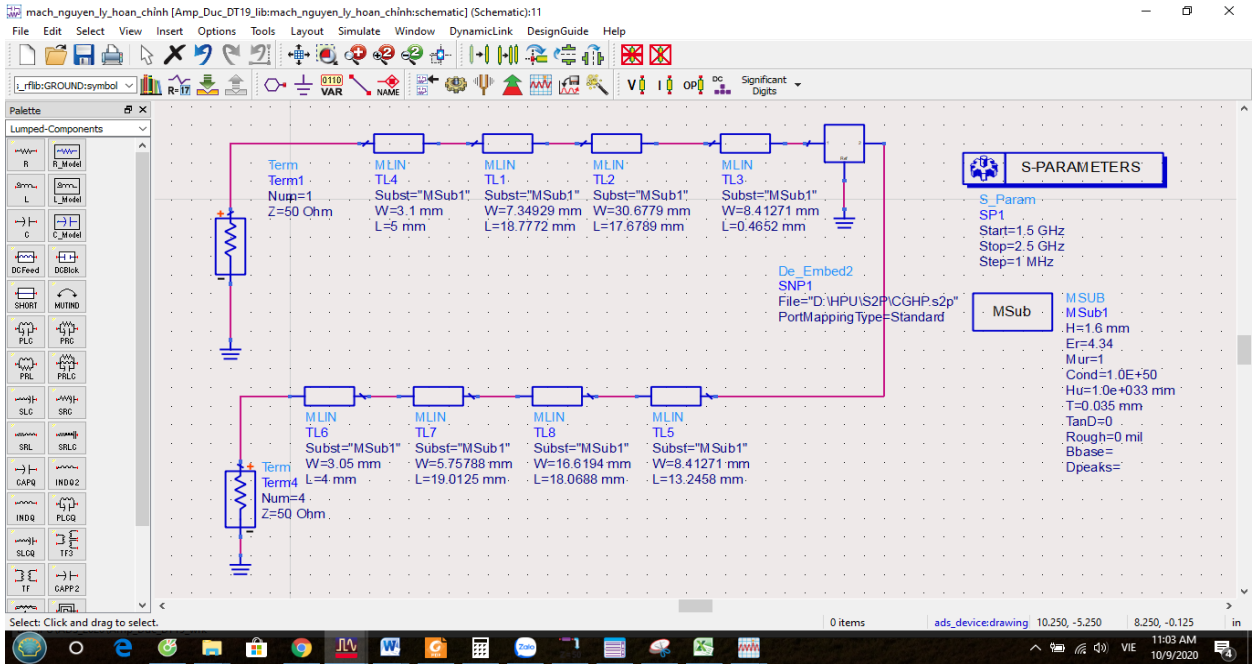
Kết quả mô phỏng các tham số S của mạch PHTK lõi ra trên ADS2016 ở Hình 3.5.



Hình 3.5. Các tham số S.

S11 như chỉ ra trên Hình 3.5 đạt giá trị nhỏ hơn -65dB . S21 xấp xỉ bằng 0 dB . Như vậy mạch được phối hợp trở kháng tốt và suy hao năng lượng rất nhỏ.

Hình 3.6 đưa sơ nguyên lý đầy đủ bao gồm cả mạch cấp nguồn và các thành phần phối hợp trở kháng của mạch khuếch đại công suất được thiết kế.



Hình 3.6. Sơ đồ nguyên lý đầy đủ.

KẾT LUẬN

Trong thời gian làm đồ án tốt nghiệp, em đã tìm hiểu được tổng quan về kỹ thuật siêu cao tần, tổng quan về mạng 5G và những ứng dụng của mạng này. Em đi sâu tìm hiểu kỹ thuật phối hợp trở kháng để thực hiện thiết kế mạch khuếch đại công suất có thể dùng cho trạm BTS mạng 5G trong tương lai hoạt động ở tần số 2,1GHz với công suất 6W. Trong chương 3 em đã thực hiện thiết kế mô phỏng mạch này. Theo đó, mạch khuếch đại công suất sử dụng CGH40006P của hãng Cree chế tạo theo công nghệ GaN HEMT đã được thiết kế và mô phỏng trên phần mềm ADS2016. Phương pháp phối hợp trở kháng kiểu $\lambda/4$ kết hợp phương pháp thay đổi trở kháng đặc trưng để mở rộng băng thông của mạch đã được áp dụng. Kết quả đạt được các mạch phối hợp trở kháng có hệ số phản xạ nhỏ hơn -50 dB và hệ số truyền đạt gần đạt 0 dB. Như vậy mạch thiết kế được phối hợp trở kháng và có hệ số truyền đạt tốt.

Thời gian làm đồ án tốt nghiệp cũng như trong quá trình học tập tại trường, em nhận được sự giúp đỡ nhiệt tình của các thầy trong Khoa Điện – Điện tử, qua đây em xin trân trọng cảm ơn các thầy trong Khoa và đặc biệt là thầy Đoàn Hữu Chức đã trực tiếp hướng dẫn em hoàn thành đồ án này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Abrie, Pieter L.D.2009. Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators. Artech House.
- [2] David M.Pozar.2012. *Microwave Engineering*. John Willey & Son, INC, 4rd Edition.
- [3] Ivan Boshnakov, Anna Wood, Simon Taylor.2012. RF and microwave solid-state power amplifiers design is a speciality. Reprinted from Proceedings of the Automated Radio Frequency and Microwave Measurement Society Conference, Oxfordshire, United Kingdom.
- [4] Robert E. Collin(2000), *Foundations for Microwaves Engineering*, IEEE Press, John Willey & Son, INC, 2nd Edition.
- [5] Seyed Reza Motahari, Hamid Pahlevaninezhad, Dawood Shekari Beyragh. 2010. Design and Implementation of a High Power S-Band Solid-State Pulsed Amplefier for LINAC. Proceedings of International Symposium on Signals, Systems and Electronics (ISSSE2010), pp.1-4.
- [6] Hồ Hải Hoàng (2019), 5G-Tổng quan về các tiêu chuẩn, thí nghiệm, thách thức, phát triển và thực hiện, Đồ án tốt nghiệp Đại học chính quy- Ngành Điện tử - Truyền thông – Trường ĐH Dân Lập Hải Phòng.