

TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI

VIỆN ĐIỆN TỬ - VIỆN THÔNG



BÀI TẬP LỚN

HỆ THỐNG VIỆN THÔNG

Đề tài: TÌM HIỂU VỀ CÁC PHƯƠNG PHÁP PHÂN TẬP ANTEN

Giảng viên hướng dẫn: TS. NGUYỄN THÀNH CHUYÊN

Nhóm sinh viên thực hiện:

Lê Văn Du	20140677	ĐT05 K59
Lê Hữu Hoàng	20131590	KT ĐTTT02 K58
Hoàng Đức Mạnh	20132511	KT ĐTTT07 K58
Đỗ Xuân Sơn	20133299	KT ĐTTT06 K58
Tường Thế Thủy	20136536	CN ĐTTT01 K58

Hà Nội, 12-2017

LỜI NÓI ĐẦU

Ngày nay, người sử dụng dịch vụ truyền thông không dây yêu cầu rất cao về tốc độ truyền dữ liệu, chất lượng tín hiệu thoại và độ ổn định của đường truyền đặt ra cho các nhà phát triển bài toán làm tăng chất lượng tín hiệu cũng như nghiên cứu các phương pháp tối thiểu hóa ảnh hưởng của những yếu tố làm giảm chất lượng, bóp méo dạng tín hiệu,... Truyền thông không dây chịu ảnh hưởng của một số hiện tượng làm giảm chất lượng của kênh truyền như nhiễu nhiệt mà điển hình là nhiễu trắng (Additive White Gaussian Noise- AWGN), ảnh hưởng của đa đường, hiện tượng bóng râm do những chướng ngại vật ở trên đường truyền và hiện tượng fading – là sự biến đổi cường độ tín hiệu sóng mang cao tần tại anten thu do có sự thay đổi không đồng đều về chỉ số khúc xạ của khí quyển, các phản xạ của đất và nước trên đường truyền sóng vô tuyến đi qua.

Fading là hiện tượng chủ yếu làm suy giảm kênh truyền không dây. Pha-đỉnh được phân loại theo nhiều cách khác nhau, tùy thuộc vào tham số xem xét, yêu cầu của hệ thống mà có: pha-đỉnh phạm vi rộng, pha-đỉnh phạm vi hẹp, pha-đỉnh phẳng, pha-đỉnh chọn lọc theo thời gian, pha-đỉnh chọn lọc tần số, pha-đỉnh nhanh và pha-đỉnh chậm. Với các mô hình kênh khác nhau như: kênh pha-đỉnh Rayleigh, kênh pha-đỉnh Rice, kênh pha-đỉnh Nakagami. Các hệ thống thông tin khác nhau sẽ chịu ảnh hưởng của các hiện tượng pha-đỉnh khác nhau, vì vậy, biện pháp khắc phục ảnh hưởng của các loại pha-đỉnh cũng khác nhau. Để hạn chế ảnh hưởng của pha-đỉnh và nâng cao chất lượng truyền thông, trong thông tin vô tuyến sử dụng một số biện pháp kỹ thuật như: phương pháp sử dụng bộ thu RAKE, kỹ thuật phân tập, kỹ thuật cân bằng, trong đó các phương pháp phân tập được sử dụng khá phổ biến.

Bài báo cáo này chúng em sẽ tìm hiểu về các phương pháp phân tập anten, được chia thành 2 phần lớn. Phần I trình bày về các kỹ thuật phân tập anten thông thường. Một số phương pháp kết hợp phân tập sẽ được giới thiệu ở phần 2, phần 3 là mô phỏng kỹ thuật phân tập theo không gian bằng ngôn ngữ lập trình matlab.

Mục lục

LỜI NÓI ĐẦU	1
Danh mục hình vẽ	3
PHẦN 1: CÁC KỸ THUẬT PHÂN TẬP.....	4
1.1 Phân tập tần số(Frequency Diversity).....	4
1.2 Phân tập thời gian(Time Diversity)	5
1.3 Phân tập không gian(Space Diversity).....	5
1.4 Phân tập góc/ phân tập phương hướng bức xạ/ phân tập định hướng.....	7
1.5. Phân tập phân cực(Polarization Diversity)	7
PHẦN 2: CÁC PHƯƠNG PHÁP TỔ HỢP PHÂN TẬP.....	9
2.1 Diversity combining(Phân tập kết hợp).....	9
2.2 Selection Combining(Phân tập thu lựa chọn kết hợp)	10
2.3 Maximal Ratio Combining	13
2.4 Equal gain combining(Tổ hợp độ lợi cân bằng)	16
2.5 Tổ hợp chuyển đổi(Switched Combining).....	18
Phần 3: MÔ PHỎNG PHÂN TẬP THEO KHÔNG GIAN BẰNG MATLAB	22
PHẦN 4 : KẾT LUẬN.....	28
TÀI LIỆU THAM KHẢO.....	29

Danh mục hình vẽ

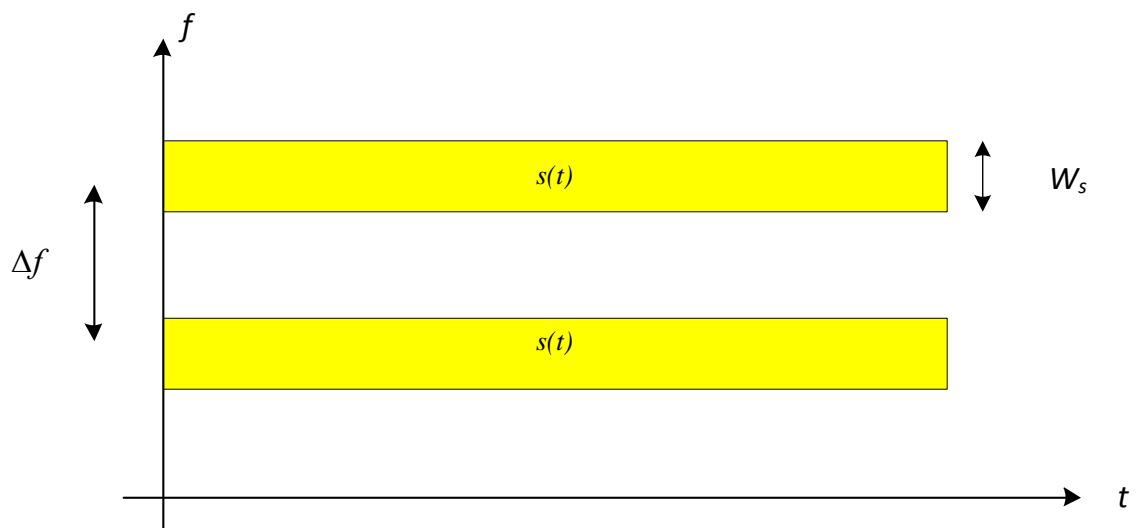
Hình 1. Phân tập tần số	4
Hình 2. Phân tập thời gian.....	5
Hình 3. Phân tập không gian	6
Hình 4. Phân tập góc	7
Hình 5. Phân tập phân cực	8
Hình 6. Bộ thu phân tập phát hiện sau	10
Hình 7. Hàm phân bố cdf của γ_b Scho phân tập lựa chọn kết hợp.....	12
Hình 8. Xác suất lỗi bit cho phân tập lựa chọn kết hợp và điều chế DPSK với phát hiện vi sai.	13
Hình 9. Hàm phân bố xác suất cdf cho phân tập MRC.....	16
Hình 10. Hàm phân bố xác suất cdf cho phân tập chuyển đổi hai nhánh.	20
Hình 11. Xác suất của tổ hợp chuyển đổi hai nhánh tín hiệu.	21
Hình 12. Tham số tán xạ S_{11} của phần tử ăng ten đơn.	23
Hình 13. Mảng tuyến tính gồm hai phần tử ăng ten dipole.	24
Hình 14. Hệ số cách ly giữa hai phần tử ăng ten đơn được thể hiện qua tham số S_{21}	24
Hình 15. Hệ số cách ly và tương quan tín hiệu phụ thuộc vào khoảng cách	27
Hình 16. Hệ số cách ly và tương quan tín hiệu phụ thuộc vào góc nghiêng.	27
Hình 17. Hệ số cách ly và tương quan tín hiệu phụ thuộc vào tần số hoạt động.....	27

PHẦN 1: CÁC KỸ THUẬT PHÂN TẬP

Kỹ thuật phân tập anten được sử dụng để giảm ảnh hưởng của fading và tăng độ tin cậy của kênh truyền mà không phải tăng hiệu suất hay băng thông. Có một số kỹ thuật phân tập chính: phân tập thời gian có thể thu được qua mã hóa(coding) và xen kênh(interleaving), phân tập tần số có thể thu được nếu đặc tính của kênh truyền là chọn lọc tần số; phân tập không gian sử dụng nhiều ăng ten phát hoặc thu đặt cách nhau với khoảng cách đủ lớn. Ngoài ra còn có phân tập phân cực và phân tập góc cũng được sử dụng để giảm ảnh hưởng của hiện tượng fading.

1.1 Phân tập tần số(Frequency Diversity)

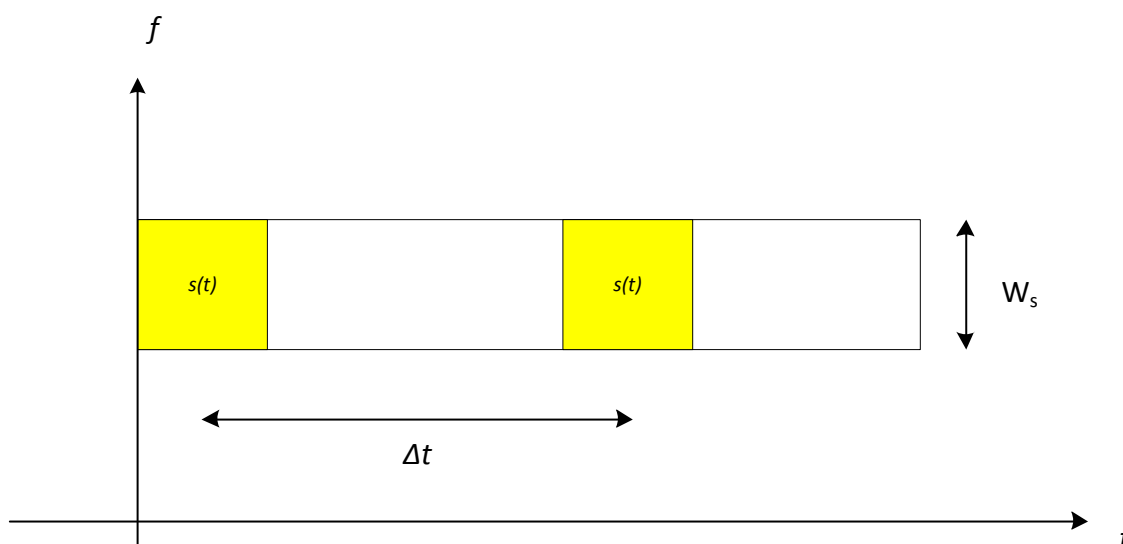
Một phương thức để đạt được phân tập là phân tập thời gian. Ta có thể sử dụng một tập hợp các tần số để truyền đi cùng một tín hiệu, tạo nên sự phân tập tần số. Khoảng cách giữa các tần số phải đủ lớn, vào khoảng vài lần băng tần đồng bộ Δf_c (coherence bandwidth), để đảm bảo pha-đỉnh ứng với các tần số sử dụng không tương quan với nhau. Phân tập thời gian được sử dụng để chống lại fading lựa chọn tần số. Nhược điểm của phương pháp phân tập tần số là sự tiêu tốn phổ tần số. Ngoài ra, do các nhánh phân tập có tần số khác nhau nên mỗi nhánh cần sử dụng một máy thu phát cao tần riêng khiến chi phí đầu tư cơ hạ tầng cũng như không gian tăng khá nhiều.



Hình 1. Phân tập tần số

1.2 Phân tập thời gian(Time Diversity)

Một cách khác để có được phân tập là phân tập thời gian- đây là phương pháp phân tập cơ bản nhất. Do tính chất ngẫu nhiên của pha-đỉnh, biên độ của một tín hiệu chịu ảnh hưởng pha-đỉnh ngẫu nhiên tại các thời điểm lấy mẫu cách xa nhau đủ lớn về thời gian sẽ không tương quan với nhau. Vì vậy, truyền một tín hiệu tại các thời điểm cách biệt đủ lớn tương đương với việc truyền một tín hiệu trên nhiều đường truyền độc lập, tạo nên sự phân tập về thời gian. Khoảng thời gian cần thiết để đảm bảo thu được các tín hiệu pha đỉnh không tương quan tại máy thu tối thiểu là thời gian đồng bộ Δt_c (coherence time) của kênh truyền. Phương pháp này được sử dụng để chống lại hiện tượng fading chọn lọc tần số nhanh. Nhược điểm chính của phương pháp phân tập thời gian là làm suy giảm hiệu suất băng tần do có sự dư thừa trong miền thời gian.



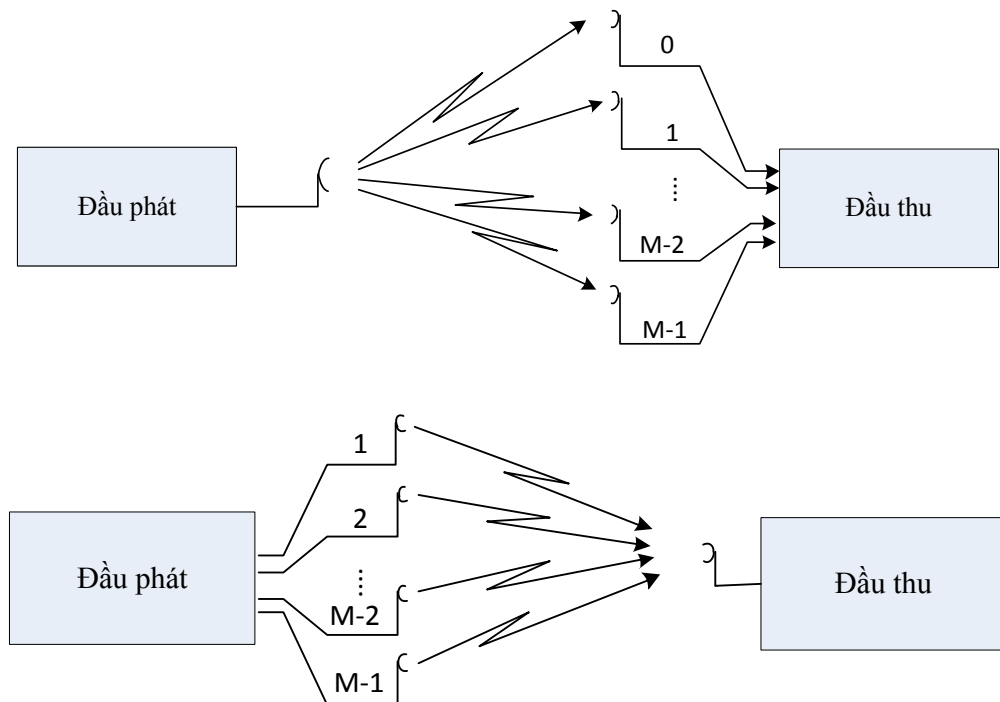
Hình 2. Phân tập thời gian

1.3 Phân tập không gian(Space Diversity)

Phân tập không gian hay phân tập anten hiện đang rất được quan tâm vào ứng dụng MIMO- ứng dụng đóng vai trò quan trọng trong việc phát triển hệ thống di động thế hệ thứ 5 (5G) nhờ khả năng khai thác thành phần không gian trong nâng cao chất lượng và dung lượng hệ thống, giảm ảnh hưởng của fading đồng thời tránh

được hao phí băng thông tần số - một yếu tố rất được quan tâm trong thời đại khan hiếm tài nguyên tần số như ngày nay.

Kỹ thuật phân tập không gian là kỹ thuật sử dụng nhiều anten hoặc nhiều chuỗi anten được xếp trong không gian tại phía phát hoặc phía thu. Kỹ thuật phân tập không gian được chia thành hai loại: kỹ thuật phân tập phát và kỹ thuật phân tập thu. Người ta dùng hai anten bố trí cách nhau một khoảng phù hợp để phát và thu cùng một thông tin từ nguồn tin đến nơi nhận tin. Khoảng cách giữa các anten liên kề nhau được chọn lựa sao cho các đầu ra tương ứng của chúng về cơ bản là độc lập với các anten kia, hay nói cách khác, tín hiệu thu được riêng biệt không tương quan nhau. Trong thực tế, không bao giờ đạt được hệ số tương quan bằng 0, thậm chí với một giá trị rất thấp, song điều này không làm giảm đáng kể lợi ích của phân tập. Trong khi một anten có thể hứng được điểm không của tín hiệu, thì một anten khác lại hứng được đỉnh tín hiệu và bộ thu có thể chọn lấy anten có hiệu tốt nhất tại bất kỳ thời điểm nào. Phương pháp này có thể chống lại được cả fading chọn lọc tần số và fading chọn lọc thời gian.



Hình 3. Phân tập không gian

1.4 Phân tập góc/ phân tập phương hướng bức xạ/ phân tập định hướng

Hệ thống phân tập này sử dụng một số anten có khả năng hồi đáp lại sự truyền sóng một cách độc lập. Một anten phát ra sóng ở một góc riêng biệt và nhận tín hiệu suy hao- những tín hiệu không tương quan với các tín hiệu khác.

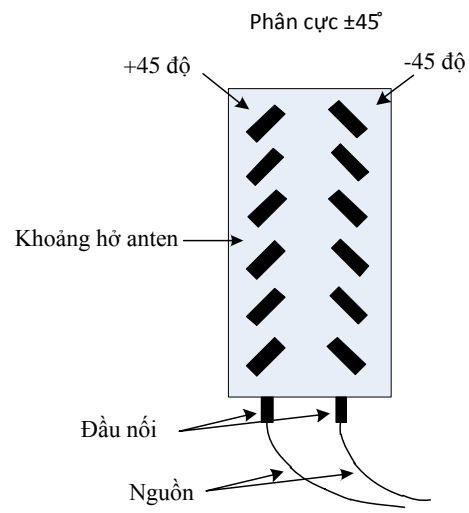
Phương pháp này đạt được phân tập góc là do chỉnh anten để có được búp sóng hẹp trong hệ thống. Sau đó tín hiệu đến từ các búp sóng có hướng khác được xử lý và kết hợp một cách hợp lý. Kỹ thuật này không chỉ tạo ra phân cực mà còn tăng gain của anten và giảm giao thoa, nhiều nhờ sự phân tách hướng truyền.



Hình 4. Phân tập góc

1.5. Phân tập phân cực(Polarization Diversity)

Phân tập phân cực dựa trên sự tách biệt của hai cổng nhận để đạt được phân tập gain. Hai cổng nhận được phân cực chéo. Phân tập phân cực ở một trạm gốc không yêu cầu khoảng cách giữa các anten. Nó kết hợp các cặp anten phân cực trực giao (ví dụ như thẳng và ngang, cộng trừ 45 độ, quay trái- quay phải). Những tín hiệu phản xạ có thể bị thay đổi phân cực dựa vào kênh. Bằng việc kết hợp phân cực bù nhau, phương pháp này có thể loại bỏ việc anten phát và anten thu bị lệch phân cực. Phân tập phân cực giúp tăng giá trị của sóng vô tuyến và di động tại trạm gốc.



Hình 5. Phân tập phân cực

PHẦN 2: CÁC PHƯƠNG PHÁP TỔ HỢP PHÂN TẬP

Các tín hiệu thu được từ hệ thống phân tập không gian cần phải được tổ hợp lại. Điều này được thực hiện bởi một bộ tổ hợp công suất cực đại tổ hợp các tín hiệu thu được để cực đại hoá các mức tín hiệu thu hoặc bằng cách sử dụng bộ tổ hợp có độ phân tán bé nhất tổ hợp các tín hiệu thu được để san phẳng đáp ứng tần số thời gian trễ của nhóm tín hiệu tổng hợp. Hoặc lựa chọn tín hiệu có tỉ số lỗi bit tương đối thấp. Các phương pháp tổ hợp phân tập tín hiệu gồm:

- ✓ Diversity Combining(DS)
- ✓ Selection Combining(SC)
- ✓ Maximal Ratio Combining(MRC)
- ✓ Equal Gain Combining (EGC)

2.1 Diversity combining(Phân tập kết hợp)

Có khá nhiều các phương pháp kết hợp tín hiệu thu được từ các nhánh phân tập khác nhau. Phân tập kết hợp trong tín hiệu tần số vô tuyến được gọi là kết hợp trước trong khi phân tập kết hợp trong tín hiệu băng cơ bản được gọi là kết hợp sau. Trong nhiều trường hợp, không có quá nhiều sự khác biệt về hiệu năng của hai phương pháp này. Trong khuôn khổ bài tập lớn này, ta sẽ quan tâm chủ yếu đến việc triển khai hệ thống sử dụng phương pháp phân tập kết hợp sau.

Xét hệ thống phân tập phía thu như trên hình 6. Tín hiệu nhận được bởi nhiều ăng ten khác nhau được giải điều chế thành các tín hiệu băng gốc, xử lý với một bộ lọc và rồi được đưa vào bộ phân tập kết hợp. Ở đây ta xét đến phân tập lựa chọn kết hợp và phân tập tổ hợp tỉ số tối đa.

Khi tín hiệu bản tin $\tilde{s}_m(t)$ được truyền đi, tín hiệu mang nhận được trên các nhánh phân tập khác nhau là

$$\tilde{r}_k(t) = g_k \tilde{s}_m(t) + \tilde{n}_k(t), \quad k = 1, \dots, L \quad (2.1)$$

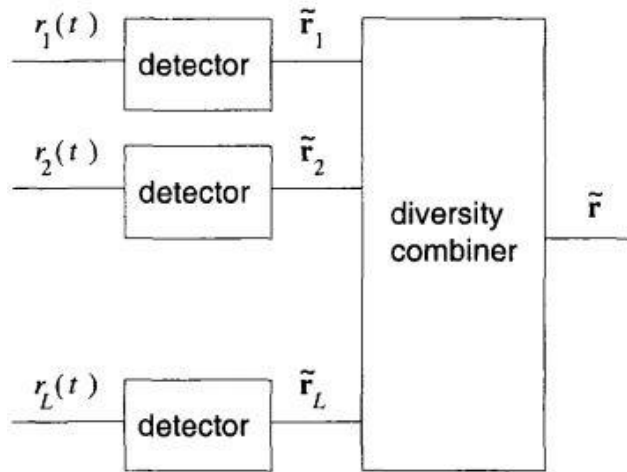
Trong đó, $g_k = \alpha_k e^{-j\phi_k}$ là tăng ích fading của nhánh thứ k. Nhiễu trắng là độc lập trên các nhánh. Vector tín hiệu nhận được là:

$$\tilde{r}_k = g_k \tilde{s}_m + \tilde{n}_k, \quad k = 1, \dots, L \quad (2.2)$$

Trong đó:

$$\tilde{r}_{k_i} = g_k \tilde{s}_m + \tilde{n}_{k_i} \quad (2.3)$$

Tăng ích fading của các nhánh phân tập thường có một số mức tương quan, phụ thuộc vào loại phân tập được sử dụng và môi trường truyền dẫn. Để đơn giản việc khảo sát, các nhánh phân tập thường được giả sử là không tương quan. Tuy nhiên, nhánh tương quan khi đó sẽ làm giảm tăng ích, từ đó nhánh không tương quan sẽ cho kết quả khả quan hơn. Tuy nhiên, ta sẽ tính toán hiệu suất của các kỹ thuật phân tập với giả thiết các nhánh không tương quan.



Hình 6. Bộ thu phân tập phát hiện sau

2.2 Selection Combining(Phân tập thu lựa chọn kết hợp)

Với phương pháp phân tập lựa chọn thu kết hợp(Selection Combining), tín hiệu có tỉ số tín hiệu trên nhiễu lớn nhất luôn được lựa chọn ở phía thu. Trong trường hợp này, bộ kết hợp phân tập như hình 6 thỏa mãn toán tử:

$$\tilde{r} = \max_{|g_k|} \tilde{r}_k \quad (2.4)$$

Với hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng đường truyền liên tục, phương pháp phân tập SC không được sử dụng bởi nó cần sự điều khiển bởi tất cả các nhánh phân tập để có được tăng ích phức biến đổi theo thời gian g_k . Tuy nhiên, với hệ thống sử dụng TDMA, một dạng của phân tập SC vẫn được triển khai khi mà tín

hiệu phân tập được lựa chọn trước khi qua bộ TDMA. Tín hiệu được lựa chọn sau đó được cho qua bộ TDMA và chắc chắn rằng, đó sẽ là tín hiệu hữu ích nếu nó không bị thay đổi quá nhiều khi qua bộ TDMA.

Với tán xạ Rayleigh, giá trị tức thời nhận được của tỉ số tín hiệu trên nhiễu của nhánh phân tập thứ k được tính theo hàm phân bố mũ:

$$p_{\gamma_k}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_c} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \quad (2.5)$$

Trong đó, $\bar{\gamma}_c$ là giá trị trung bình tỉ số tín hiệu trên nhiễu tính trên tất cả các nhánh phân tập. Với phân tập SC lý tưởng, nhánh có tỉ số tín hiệu trên nhiễu lớn nhất sẽ được lựa chọn. Do vậy, tỉ số tín hiệu trên nhiễu đầu ra là:

$$\gamma_S^S = \max\{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L\} \quad (2.6)$$

Trong đó, L là số nhánh tín hiệu phân tập. Nếu các nhánh tán xạ độc lập, các bậc thống kê được cho bởi hàm phân bố tích lũy(cumulative distribution function-cdf):

$$F_{\gamma_S^S}(x) = Pr[\gamma_1 \leq x, \gamma_2 \leq x, \dots, \gamma_L \leq x] = [1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c}]^L \quad (2.7)$$

Giá trị trung bình tỷ số tín hiệu trên nhiễu:

$$\bar{\gamma}_S^S = \int_0^\infty x p_{\gamma_S^S}(x) dx = \int_0^\infty \frac{Lx}{\bar{\gamma}_c} [1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c}]^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_c} dx = \bar{\gamma}_c \sum_{k=1}^L \frac{1}{k} \quad (2.8)$$

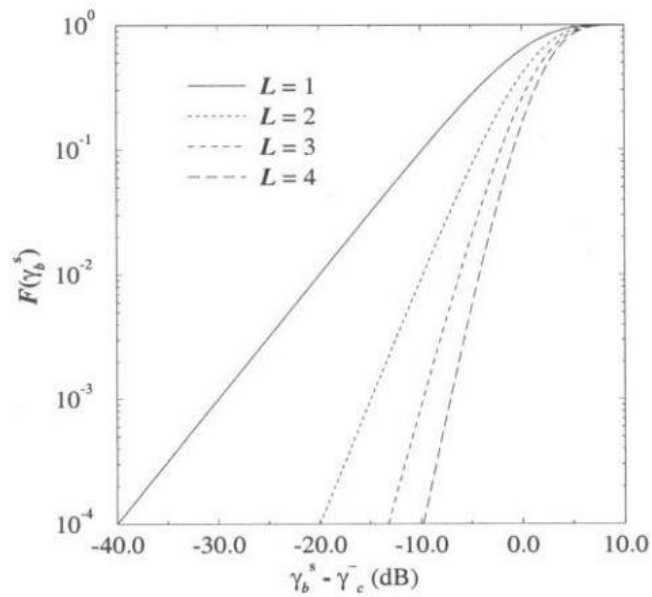
Hình 7 biểu diễn sự phụ thuộc của hàm phân bố tích lũy $F_{\gamma_S^S}(x)$ vào giá trị chuẩn hóa của tỉ số tín hiệu trên nhiễu $x/\bar{\gamma}_c$. Để ý rằng, độ tăng ích lớn nhất có được từ L=1 và L=2 và giảm dần khi L tăng. Đây là một dạng điển hình trong các kĩ thuật phân tập.

Xác suất lỗi bit với fading nhỏ được xây dựng bởi giá trị trung bình của hàm phân bố xác suất γ_S^S . Ví dụ, xét bit DPSK với phát hiện vi sai có xác suất lỗi bit:

$$P_b(\gamma_S^S) = \frac{1}{2} e^{-\gamma_S^S} \quad (2.9)$$

Do đó, với SC, ta có:

$$\begin{aligned}
 P_b &= \int_0^{\infty} P_b(x) p_{\gamma_b^S}(x) dx \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{L}{2\bar{\gamma}_c} e^{-(1+1/\bar{\gamma}_c)x} [1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c}]^{L-1} dx \\
 &= \frac{L}{2\bar{\gamma}_c} \sum_{n=0}^{L-1} \binom{L-1}{n} (-1)^n \int_0^{\infty} e^{-(1+(n+1)/\bar{\gamma}_c)x} dx \\
 &= \frac{L}{2} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{\binom{L-1}{n} (-1)^n}{1+n+\bar{\gamma}_c}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$



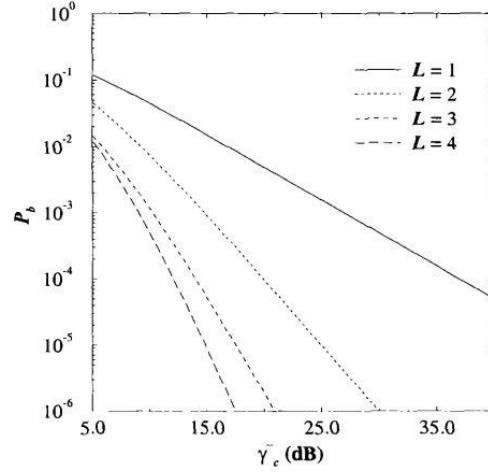
Hình 7. Hàm phân bố cdf của γ_b^S cho phân tập lựa chọn kết hợp

Trong đó, ta đã sử dụng khai triển nhị thức có dạng:

$$(1-x)^{L-1} = \sum_{n=0}^{L-1} \binom{L-1}{n} (-1)^n x^n \tag{2.11}$$

Xác suất lỗi bit được thể hiện như trên hình 8, trong đó $\bar{\gamma}_c$ bằng tỉ số tín hiệu trên nhiễu của nhánh bit khi điều chế nhị phân được sử dụng. SC được coi như một phương pháp khá hiệu quả trong việc cải thiện hiệu suất lỗi. Khi mà $\bar{\gamma}_c/gg1$ thể

hiện rằng xác suất lỗi bit tỉ lệ với $1/\gamma_c^L$. Tăng ích phân tập đạt giá trị lớn nhất với hai nhánh tín hiệu phân tập và giảm dần khi tăng L .



Hình 8. Xác suất lỗi bit cho phân tập lựa chọn kết hợp và điều chế DPSK với phát hiện vi sai.

2.3 Maximal Ratio Combining

Với phương pháp tổ hợp tỉ số tối đa (Maximal Ratio Combining), các nhánh phân tập được cân bằng và kết hợp bởi tăng ích fading. Vector

$$\tilde{r} \triangleq (\tilde{r}_1, \tilde{r}_2, \dots, \tilde{r}_L) \quad (2.12)$$

Có phân phối Gauss đa biến:

$$\begin{aligned} p(\tilde{r}|g, \tilde{s}_m) &= \prod_{k=1}^L \prod_{i=1}^N \frac{1}{2\pi N_0} \exp \left\{ -\frac{1}{2N_0} |\tilde{r}_{k,i} - g_k \tilde{s}_{m,i}|^2 \right\} \\ &= \frac{1}{(2\pi N_0)^{LN}} \exp \left\{ -\frac{1}{2N_0} \sum_{k=1}^L \|\tilde{r}_k - g_k \tilde{s}_m\|^2 \right\} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Trong đó, $g = (g_1, g_2, \dots, g_L)$ là vector kênh. Từ đó, bộ thu ML chọn vector bản tin có lượng tin tức lớn nhất

$$\begin{aligned}
\mu(\tilde{s}_m) &= - \sum_{k=1}^L \|\tilde{r}_k - g_k \tilde{s}_m\|^2 \\
&= - \sum_{k=1}^L \{\|\tilde{r}_k\|^2 - 2\text{Re}(g_k^* \tilde{r}_k, \tilde{s}_m) \\
&\quad + \|g_k\|^2 \|\tilde{s}_m\|^2\}
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Trong đó, $\sum_{k=1}^L \|\tilde{r}_k\|^2$ là giả thuyết độc lập với giả thiết \tilde{s}_m được gửi đi và $\|\tilde{s}_m\|^2 = 2E_m$, bộ thu chỉ cần bản tin lớn nhất:

$$\begin{aligned}
\mu_2(\tilde{s}_m) &= \sum_{k=1}^L \text{Re}(g_k^* \tilde{r}_k, \tilde{s}_m) - E_m \sum_{k=1}^L |g_k|^2 \\
&= \sum_{k=1}^L \text{Re} \left\{ g_k^* \int_0^T \tilde{r}_k(t) \tilde{s}_m^*(t) dt \right\} - \sum_{k=1}^L |g_k|^2 E_m
\end{aligned} \tag{2.15}$$

Nếu tín hiệu có cùng năng lượng, ta có:

$$\mu_3(\tilde{s}_m) = \sum_{k=1}^L \text{Re}(g_k^* \tilde{r}_k, \tilde{s}_m) = \sum_{k=1}^L \text{Re} \left\{ g_k^* \int_0^T \tilde{r}_k(t) \tilde{s}_m^*(t) dt \right\} \tag{2.16}$$

Dạng thay thế của bộ thu ML cũng có thể được xây dựng bởi:

$$\begin{aligned}
\mu_4(\tilde{s}_m) &= \text{Re} \left(\sum_{k=1}^L g_k^* \tilde{r}_k, \tilde{s}_m \right) - E_m \sum_{k=1}^L |g_k|^2 \\
&= \int_0^T \text{Re} \left\{ \left(\sum_{k=1}^L g_k^* \tilde{r}_k(t) \right) \tilde{s}_m^*(t) \right\} dt E_m \sum_{k=1}^L |g_k|^2
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Bộ thu ML có thể được xây dựng từ các biểu thức trên. Bộ trộn như trên hình 6 tạo ra tổng:

$$\tilde{r} = \sum_{k=1}^L g_k^* \tilde{r}_k \tag{2.18}$$

các tín hiệu được cho bởi biểu thức:

$$\alpha_M = \sum_{k=1}^L \alpha_k^2 \quad (2.19)$$

Tổng các nhánh tín hiệu nhiễu sau khi cân bằng được cho bởi:

$$\sigma_{n,tot}^2 = N_0 \sum_{k=1}^L \alpha_k^2 \quad (2.20)$$

Từ đó, ta tính được tỉ số tín hiệu trên nhiễu:

$$\gamma_s^{mr} = \frac{\alpha_M^2 E_{av}}{\sigma_{n,tot}^2} = \sum_{k=1}^L \frac{\alpha_k^2 E_{av}}{N_0} = \sum_{k=1}^L \gamma_k \quad (2.21)$$

Trong đó, $\gamma_k = \alpha_k^2 E_{av}/N_0$, E_{av} là giá trị năng lượng trung bình tính trên các chòm sao tín hiệu. Vì thế, γ_s^{mr} là tổng tỉ số tín hiệu trên nhiễu của các nhánh phân tập.

Nếu các nhánh cân bằng và không tương quan, ta có:

$$p_{\gamma_s^{mr}}(x) = \frac{1}{(L-1)! (\bar{\gamma}_c)^L} x^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \quad (2.22)$$

Trong đó,

$$\bar{\gamma}_c = E[\gamma_k] \quad , k = 1, \dots, L \quad (2.23)$$

Hàm phân bố cdf của γ_s^{mr} là:

$$F_{\gamma_s^{mr}}(x) = 1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{x}{\bar{\gamma}_c} \right)^k \quad (2.24)$$

Tỉ số tín hiệu trên nhiễu trung bình của MRC là:

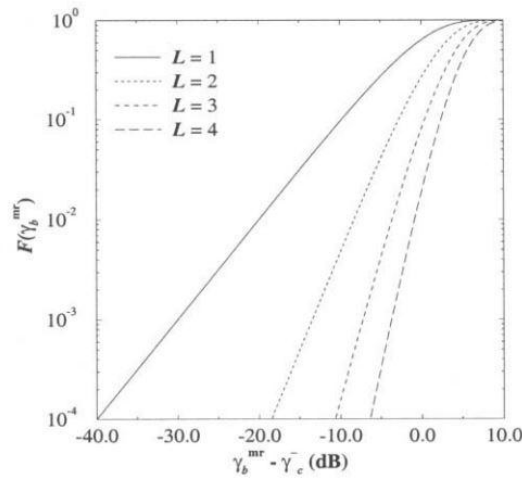
$$\tilde{\gamma}_s^{mr} = \sum_{k=1}^L \tilde{\gamma}_k = \sum_{k=1}^L \tilde{\gamma}_c = L \tilde{\gamma}_c \quad (2.25)$$

Bởi MRC là một kĩ thuật dò liên tiếp ta phải quan tâm chủ yếu tới các kĩ thuật điều chế tín hiệu liên tiếp như BPSK hay M-QAM. Ví dụ, với BPSK, xác suất lỗi bit được tính bởi:

$$\begin{aligned}
P_b &= \int_0^\infty P_b(x) p_{\gamma_s^{mr}}(x) dx = \int_0^\infty Q(\sqrt{2x}) \frac{1}{(L-1)! (\tilde{\gamma}_c)^L} x^{L-1} e^{-x/\tilde{\gamma}_c} dx \\
&= \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^k
\end{aligned} \tag{2.26}$$

Trong đó,

$$\mu = \sqrt{\frac{\tilde{\gamma}_c}{1 + \tilde{\gamma}_c}} \tag{2.27}$$



Hình 9. Hàm phân bố xác suất cdf cho phân tập MRC

2.4 Equal gain combining(Tổ hợp độ lợi cân bằng)

Bộ tổ hợp độ lợi cân bằng tương tự như phương pháp tổ hợp tỉ số tối đa bởi các tín hiệu phân tập là cùng pha, chỉ có khác biệt so với là các tín hiệu phân tập không được nhân thêm trọng số. Trong thực tế, phương pháp hữu hiệu trong kỹ thuật điều chế để có được gói tin có năng lượng cân bằng, ví dụ như M-PSK. Với những tín hiệu có năng lượng không cân bằng, véc-tơ kênh truyền $\mathbf{g} = (g_1, g_2, g_3, \dots, g_L)$ là bất kì và MRC có thể được sử dụng. Với bộ tổ hợp độ lợi cân bằng, bên đầu thu có thể tăng lên tối đa theo công thức:

$$\mu(\tilde{\mathbf{s}}_m) = \sum_{k=1}^L R_e(\tilde{\mathbf{r}}_k e^{-j\phi_k}, \tilde{\mathbf{s}}_m) \tag{2.28}$$

$$= \sum_{k=1}^L \operatorname{Re} \left\{ e^{-j\phi_k} \int_0^T \tilde{r}_k(t) \tilde{s}_m(t) dt \right\}$$

Công thức này có thể viết lại bằng công thức sau:

$$\mu(\tilde{s}_m) = \operatorname{Re} \left(\sum_{k=1}^L e^{-j\phi_k} \tilde{r}_k, \tilde{s}_m^* \right) = \int_0^T \operatorname{Re} \left\{ \left(\sum_{k=1}^L e^{-j\phi_k} \tilde{r}_k(t) \right) \tilde{s}_m^*(t) \right\} dt \quad (2.29)$$

Mô hình tổ hợp trong hình 6 đã sinh ra tổng:

$$\tilde{r} = \sum_{k=1}^L e^{-j\phi_k} \tilde{r}_k \quad (2.30)$$

Véc-tơ \tilde{r} sau đó được dùng để tính toán theo hình 6 với $\beta_m = 0, m = 1, \dots, L$.

Đặt $\beta_m = 0$ là do các tín hiệu có năng lượng cân bằng

Sau khi đã được đồng pha và kết hợp, sóng mang của tín hiệu tổng hợp là:

$$\alpha_E = \sum_{k=1}^L \alpha_k \quad (2.31)$$

Và tổng hợp năng lượng nhiễu của tín hiệu là LN_0 . Kết quả tỉ số năng lượng trên nhiễu của gói tin là:

$$\gamma_s^{eg} = \frac{\alpha_E^2 E_{av}}{LN_0} \quad (2.32)$$

Hàm mật độ xác suất và hàm lũy tích phân bố khi γ_s^{eg} không tồn tại đối với dạng gần đúng khi $L > 2$. Tuy nhiên, khi $L = 2$ và $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}_c$ thì hàm lũy tích phân bố được tính bằng:

$$F_{\gamma_s^{eg}}(x) = 1 - e^{-2x/\bar{\gamma}_c} - \sqrt{\pi \frac{x}{\bar{\gamma}_c}} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \left(1 - 2Q \left(\sqrt{2 \frac{x}{\bar{\gamma}_c}} \right) \right) \quad (2.33)$$

Khác với biểu thức tính hàm mật độ xác suất ở trên:

$$p_{\gamma_s^{eg}}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_c} e^{-2x/\bar{\gamma}_c} + \sqrt{\pi} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \left(\frac{1}{2\sqrt{x\bar{\gamma}_c}} - \frac{1}{\bar{\gamma}_c} \sqrt{\frac{x}{\bar{\gamma}_c}} \right) \times \left(1 + 2Q \sqrt{2\frac{x}{\bar{\gamma}_c}} \right) \quad (2.34)$$

Giá trị trung bình của tỷ số năng lượng trên nhiễu đối với tổ hợp độ lợi cân bằng là:

$$\bar{\gamma}_s^{eg} = \frac{E_{av}}{LN_0} E \left[\left(\sum_{k=1}^L \alpha_k \right)^2 \right] = \frac{E_{av}}{LN_0} \sum_{j=1}^L \sum_{l=1}^L E[\alpha_k \alpha_l] \quad (2.35)$$

Đối với fading Rayleigh, $E[\alpha_k^2] = 2\sigma^2$ và $E[\alpha_k^2] = \sqrt{\pi/2} \sigma$. Hơn nữa, nếu các tín hiệu chịu ảnh hưởng fading độc lập, sau đó $E[\alpha_k \alpha_l] = E[\alpha_k]E[\alpha_l]$ với $k \neq l$. Do đó

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_s^{eg} &= \frac{E_{av}}{LN_0} \left(2L\sigma^2 + L(L-1) \frac{\pi\sigma}{2} \right) = \frac{2\sigma^2 E_{av}}{N_0} \left(1 + (L-1) \frac{\pi}{4} \right) \\ &= \bar{\gamma}_c \left(1 + (L-1) \frac{\pi}{4} \right) \end{aligned} \quad (2.36)$$

Lỗi xác suất với việc kết hợp 2 tín hiệu có thể đạt được nhờ sử dụng hàm mật độ xác suất đã nêu trong (2.33). Ví dụ, với tín hiệu đồng bộ BPSK lỗi bit xác suất là:

$$P_b = \int_0^\infty P_b(x) p_{\gamma_s^{eg}} dx = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \mu^2} \right) \quad (2.37)$$

Trong đó $\mu = \frac{1}{1+\bar{\gamma}_c}$

2.5 Tổ hợp chuyển đổi(Switched Combining)

Một tổ hợp chuyển đổi quét tất cả các tín hiệu phân tập cho tới khi tìm được một tín hiệu có tỉ số tín hiệu trên nhiễu vượt qua ngưỡng theo lý thuyết cho trước. Tín hiệu phân tập này được chọn và sử dụng cho đến khi SNR giảm dưới mức ngưỡng. Sau đó tiếp tục tìm một tín hiệu khác có SNR vượt ngưỡng lý thuyết. Ưu điểm nổi bật của tổ hợp này là chỉ cần sử dụng một bộ tách sóng. Có một vài biến số trong phương pháp này. Ở đây, chúng ta phân tích kỹ thuật kết hợp chuyển và giữ (SSC). Kỹ thuật kết hợp chuyển tiếp sẽ thực hiện quét trên các nhánh thu theo

thứ tự và chọn thu từ nhánh có SNR vượt một mức ngưỡng T cho trước. Một khi đã chọn được nhánh thu, hệ thống sẽ sử dụng nhánh thu đó cho đến khi SNR của nhánh giảm xuống dưới mức ngưỡng T , khi đó hệ thống sẽ chuyển sang nhánh thu khác. Xác suất để γ_i nhỏ hơn T là

$$q = Pr[\gamma_i < T] = 1 - e^{-T/\bar{\gamma}_c} \quad (2.38)$$

Tương tự như vậy, xác suất để γ_i nhỏ hơn S là:

$$p = 1 - e^{-S/\bar{\gamma}_c} \quad (2.39)$$

Thông số γ_S^{SW} biểu thị tỉ số năng lượng trên nhiễu ở đầu ra của bộ chuyển đổi kết hợp. Sau đó

$$Pr[\gamma_S^{SW} \leq S] = Pr[\{\gamma_S^{SW} \leq S | \gamma_S^{SW} \leq \gamma_1\} \cup \{\gamma_S^{SW} \leq S | \gamma_S^{SW} = \gamma_2\}] \quad (2.40)$$

Vì γ_1 có giá trị tương tự γ_2 , ta giả sử rằng nhánh 1 đang được sử dụng. Công thức được sử dụng là:

$$Pr[\gamma_S^{SW} \leq S] = \begin{cases} Pr[\{\gamma_S^{SW} \leq T\} \cap \{\gamma_2 \leq S\}], & S < T \\ Pr[\{T \leq \gamma_1 \leq S\} \cup \{\gamma_1 \leq T \cap \gamma_2 \leq S\}], & S \geq T \end{cases} \quad (2.41)$$

Miền $S < T$ tương ứng với trường hợp γ_1 giảm xuống dưới ngưỡng T và quá trình chuyển giao sang nhánh 2 được khởi tạo, nhưng cần $\gamma_2 < T$ để sự chuyển đổi không làm cho γ_b^{SW} lớn hơn T . Mặt khác, miền $S \geq T$ tương ứng với trường hợp hoặc γ_1 nằm giữa T và S hoặc $\gamma_1 < T$ để quá trình chuyển sang nhánh 2 xảy ra, và $T \leq \gamma_2 \leq S$. Vì γ_1 và γ_2 là độc lập, nên chúng bằng:

$$Pr[\{\gamma_1 \leq T\} \cap \{\gamma_2 \leq S\}] = qp \quad (2.42)$$

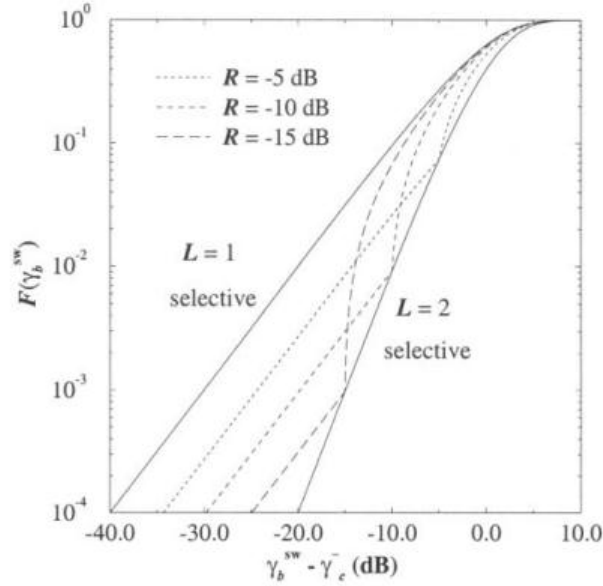
$$Pr[\{T \leq \gamma_1 \leq S\} \cup \{\gamma_1 \leq T \cap \gamma_2 \leq S\}] = p - q + qp \quad (2.43)$$

Do đó,

$$Pr[\gamma_S^{SW} \leq S] = \begin{cases} qp & S < T \\ p - q + qp & S \geq T \end{cases} \quad (2.44)$$

Hình 10 biểu diễn hàm cdf $F_{\gamma_S^{SW}}$ với một số giá trị của ngưỡng được chuẩn hóa $R = 10 \log_{10}(T/\bar{\gamma}_c)(dB)$. Ta thấy rằng SSC luôn có kết quả kém hơn SC,

ngoại trừ ở ngưỡng chuyển giao (ở đó kết quả là như nhau). Vì SSC cho kết quả đẹp nhất ở ngay ngưỡng trên, vậy nên mức ngưỡng nên được chọn là γ_{th} , là tỷ số năng lượng trên nhiễu tức thời nhỏ nhất mà hệ thống đài phát thanh có thể chịu được và vẫn cung cấp xác suất lỗi bi ở mức chấp nhận được. Cuối cùng, ngưỡng tối ưu



Hình 10. Hàm phân bố xác suất cdf cho phân tập chuyển đổi hai nhánh.

$T = R\bar{\gamma}_c$, phụ thuộc vào $\bar{\gamma}_c$. Vì biến $\bar{\gamma}_c$ bị thay đổi do tổn hao đường truyền và hiện tượng bóng râm, mức ngưỡng phải thích nghi. Xác suất lỗi bit cũng có thể được tính cho SSC, hàm lũy tích phân bố γ_s^{sw} là:

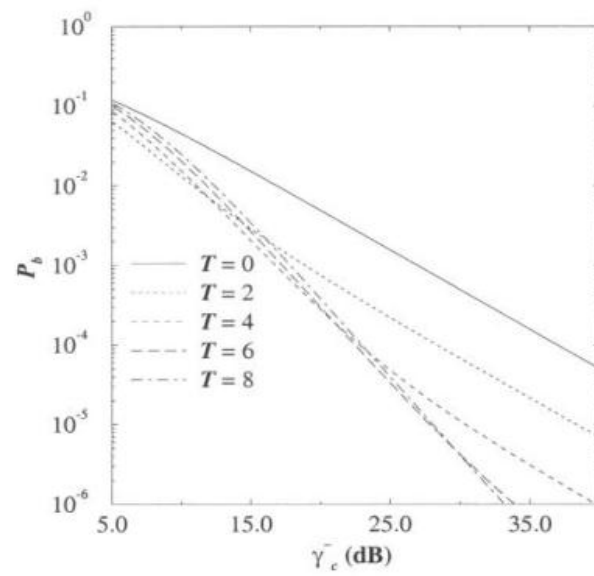
$$p_{\gamma_s^{sw}} = \begin{cases} q \frac{1}{\bar{\gamma}_c} e^{-x/\bar{\gamma}_c} & , x < T \\ (1 + q) \frac{1}{\bar{\gamma}_c} e^{-x/\bar{\gamma}_c}, & x \geq T \end{cases} \quad (2.45)$$

Nếu DPSK được sử dụng, thì xác suất lỗi bit sẽ là:

$$P_b = \int_0^\infty P_b(x) p_{\gamma_s^{sw}}(x) dx = \frac{1}{2(1 + \bar{\gamma}_c)} (q + (1 - q)e^{-T}) \quad (2.46)$$

Trong đó $\bar{\gamma}_c$ là tỉ số năng lượng trên nhiễu trung bình của nhánh bit. Công thức trên được biểu thị dưới hình 11 với một số giá trị của T . Kết quả khi $T = 0$ giống với khi không phân tập, do không có hiện tượng chuyển giao. Kết quả có một chút thay đổi khi $T > 6$. Khi T tăng, xác suất chuyển đổi q cũng tăng theo, theo hình

6.9. Đối với một số hệ thống thì người ta muốn giữ cho thông số q nhỏ nhất có thể để tối thiểu hóa số chuyển đổi.



Hình 11. Xác suất của tổ hợp chuyển đổi hai nhánh tín hiệu.

Phần 3: MÔ PHỎNG PHÂN TẬP THEO KHÔNG GIAN BẰNG MATLAB

Trong phần này, chúng em xin trình bày một số kết quả mô phỏng kỹ thuật phân tập theo không gian bằng ngôn ngữ lập trình MATLAB. Đối tượng ăng ten được khảo sát là ăng ten hai chấn tử dipole hoạt động ở tần số 2.4GHz.

Kỹ thuật phân tập theo không gian được khảo sát trên hệ thống bức xạ hai phần tử dipole. Đối tượng được khảo sát là tham số tán xạ S_{21} (hay tương hỗ giữa hai ăng ten) và tương quan tín hiệu giữa hai ăng ten phụ thuộc vào khoảng cách, góc hợp bởi hai ăng ten và tần số hoạt động.

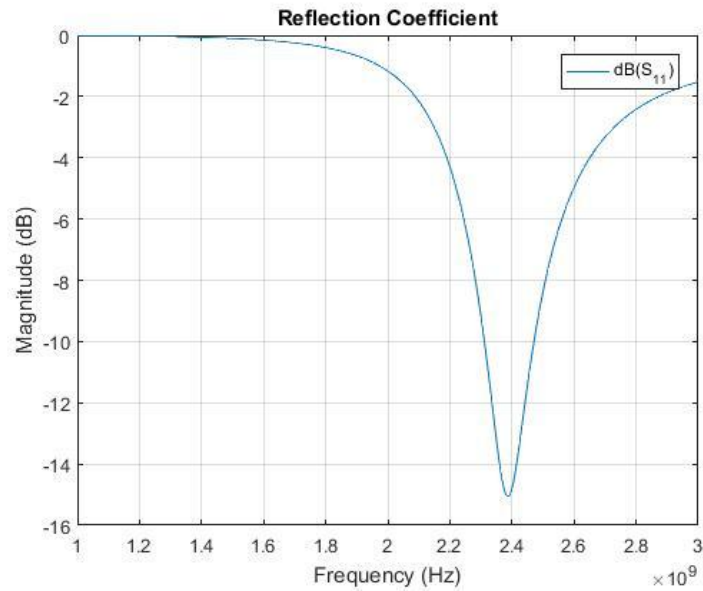
❖ Khởi tạo phần tử ăng ten đơn, tần số hoạt động và dải tần số khảo sát, tính tham số tán xạ để đánh giá dải tần hoạt động của ăng ten:

```
freq = 2.4*10^9;
c = 3*10^8;
lambda = c/freq;
fmin = 1*10^9;
fmax = 3*10^9;

%%
x = 3*10^-3;

d1 = dipole('Length',lambda/2 - x,'Width',lambda/400);
d2 = dipole('Length',lambda/2 - x,'Width',lambda/400);

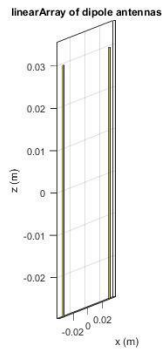
%%
Numfreq = 501;
f = linspace(fmin,fmax,Numfreq);
S = sparameters(d1,f);
DipoleS11Fig = figure;
rfplot(S,1,1)
title('Reflection Coefficient')
```



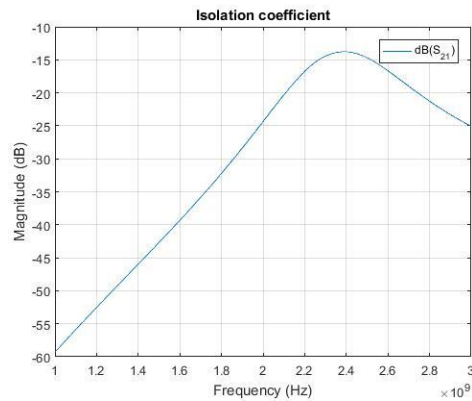
Hình 12. Tham số tán xạ S_{11} của phần tử ăng ten đơn.

❖ Khởi tạo hệ thống bức xạ gồm hai phần tử, tính toán hệ số cách ly giữa hai ăng ten

```
%%
range = 0.5*lambda;
l = linearArray;
l.Element = [d1 ; d2 ];
l.ElementSpacing = range;
figure;
show(l)
view(-80,4)
%%
S = sparameters(l,f);
ArrayS21Fig = figure;
rfplot(S,2,1);
title('Isolation coefficient');
```

Hình 13. Mảng tuyến tính gồm hai phần tử ăng ten dipole.



Hình 14. Hệ số cách ly giữa hai phần tử ăng ten đơn được thể hiện qua tham số S_{21}

❖ Khảo sát sự thay đổi hệ số cách ly cũng như tương quan tín hiệu khi thay đổi các tham số về khoảng cách các phần tử, góc nghiêng và tần số hoạt động

```
% %%
d2.Tilt = 0;
l.Element = [d1 d2];
Nrange = 501;
Rmin = 0.001*lambda;
Rmax = 2.5*lambda;
range = linspace(Rmin,Rmax,Nrange);
S21_RangedB = nan(1,Nrange);
Corr_RangedB = nan(1,Nrange);
fig2 = figure;
for i = 1:Nrange
```

```

        l.ElementSpacing = range(i);
        S = sparameters(l,freq);
        S21_RangedB(i)=
20*log10(abs(S.Parameters(2,1,1)));
        Corr = correlation(l,freq,1,2);
        Corr_RangedB(i)= 20*log10(Corr);
        figure(fig2);

plot(range./lambda,S21_RangedB,range./lambda,Corr_Rang
edB,'--','LineWidth',2)

    grid on

    axis([min(range./lambda) max(range./lambda) -50
0]);

    xlabel('Distance of separation, d/\lambda')
    ylabel('Magnitude (dB)')
    title('Correlation, S_2_1 Variation with Range')
    drawnow
    hold off
end

legend('S_2_1','Correlation');
numpos = 501;
orientation = linspace(0,90,numpos);
S21_TiltdB = nan(1,numel(orientation));
Corr_TiltdB = nan(1,numel(orientation));
fig1 = figure;
for i = 1:numel(orientation)
    d2.Tilt = orientation(i);
    l.Element(2) = d2;
    S = sparameters(l,freq);

```

```

        Corr = correlation(l,freq,1,2);
        S21_TiltdB = 20*log10(abs(S.Parameters(2,1,1)));
        Corr_TiltdB(i) = 20*log10(Corr);
        figure(fig1);

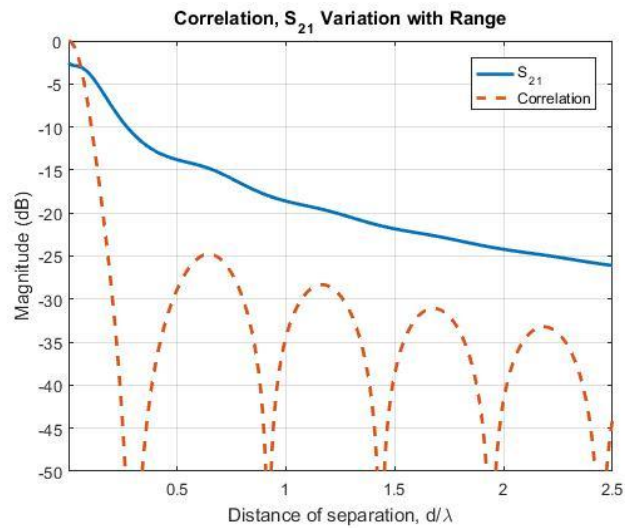
plot(orientation,S21_TiltdB,orientation,Corr_TiltdB,'LineWidth',2)

    grid on
    axis([min(orientation) max(orientation) -65 -20]);
    xlabel('Tilt variation on 2nd dipole (deg.)')
    ylabel('Magnitude (dB)')

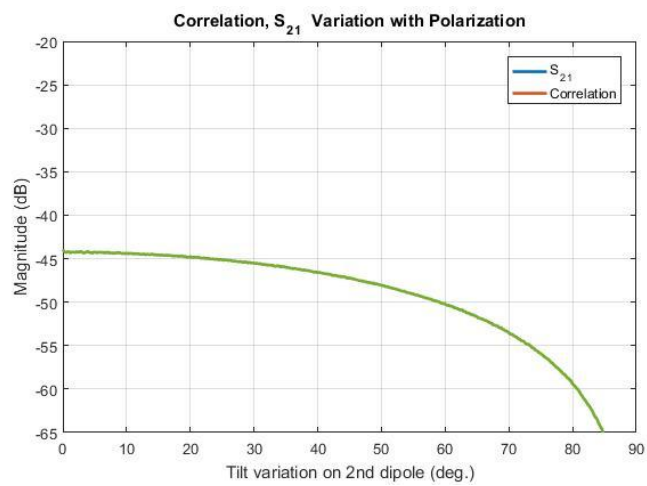
    title('Correlation, S_2_1 Variation with
Polarization')

    drawnow
end
legend('S_2_1','Correlation');
%%
Rpick = 1.25*lambda;
f = linspace(fmin,fmax,Numfreq);
l.ElementSpacing = Rpick;
Corr_PickdB = 20.*log10(correlation(l,f,1,2));
fig2 = figure;
plot(f./1e9,Corr_TiltdB,'LineWidth',2)
    grid on
    axis([min(f./1e9) max(f./1e9) -65 0]);
    xlabel('Frequency (GHz)')
    ylabel('Magnitude (dB)')
    title('Correlation Variation with Frequency')

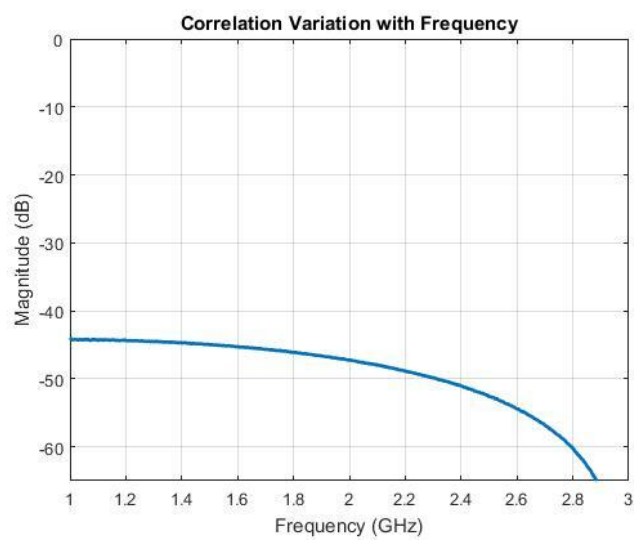
```



Hình 15. Hệ số cách ly và tương quan tín hiệu phụ thuộc vào khoảng cách



Hình 16. Hệ số cách ly và tương quan tín hiệu phụ thuộc vào góc nghiêng.



Hình 17. Hệ số cách ly và tương quan tín hiệu phụ thuộc vào tần số hoạt động

PHẦN 4 : KẾT LUẬN

Qua bài tập lớn này, chúng em đã hiểu được nguyên lý, mô hình toán và cách triển khai các phương pháp phân tập ăng ten. Các kỹ thuật phân tập ăng ten được lựa chọn không chỉ làm tăng hiệu suất tín hiệu thu được mà còn nâng cao độ tin cậy của tín hiệu có được từ bộ thu. Không chỉ vậy, chúng em còn học được cách triển khai một số kỹ thuật phân tập đơn giản để từ đó có cái nhìn trực quan hơn tới một trong những nhân tố quan trọng trong hệ thống viễn thông.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Gordon L. Stuber, *Principles of Mobile Communication – Second Edition*, Kluwer Academic Publishers Norwell, 2001.
- [2] Hafeth Hourani, “Diversity techniques for wireless communication”, *International journal of advanced of research in engineering and technology*, vol. 4, no. 2, pp. 144-160, Mar. 2013.
- [4] Ekwe O. A., Abioye A. E, Oluwe M. O., Okoro K.C., “Effective Fading Reduction Techniques in Wireless Communication System”, *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering*, vol. 9, no. 4, pp. 35-43, Aug. 2014.
- [5] Nguyễn Thị Quỳnh Chi, “Kỹ thuật phân tập và các ứng dụng trong hệ vô tuyến đa người dùng”, Luận án thạc sĩ, 2010.