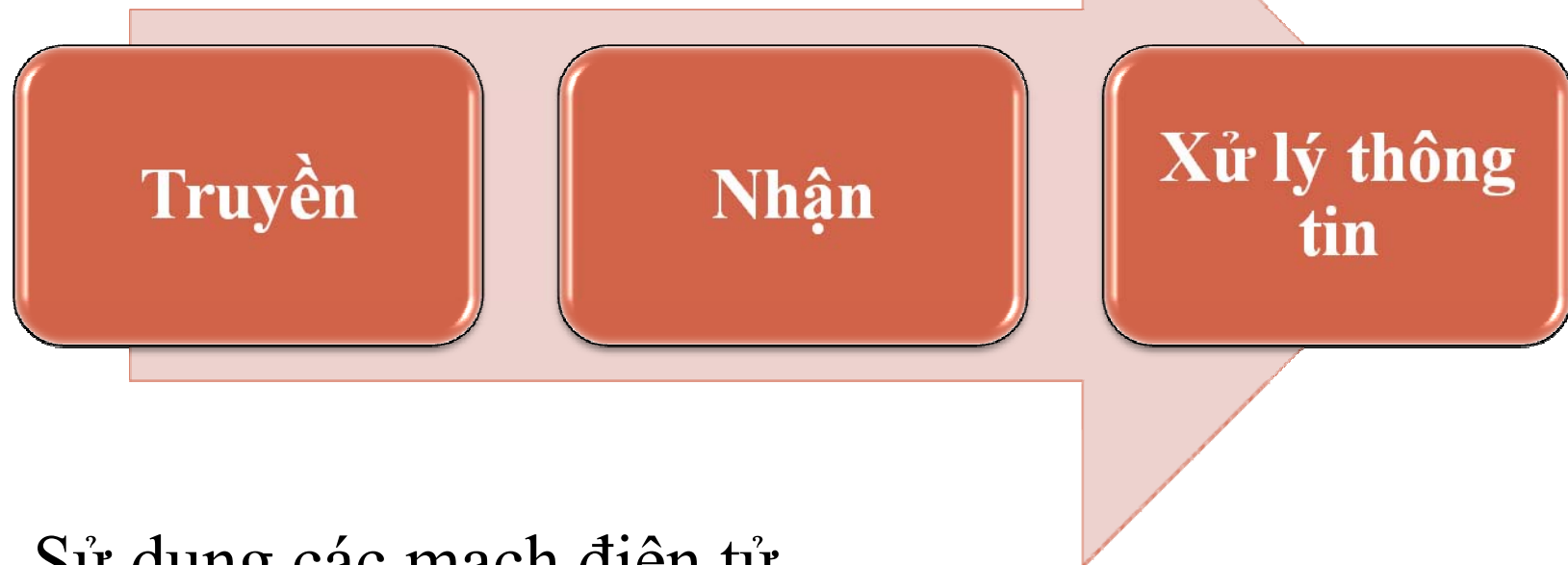


BÀI 1: GIỚI THIỆU HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG

1

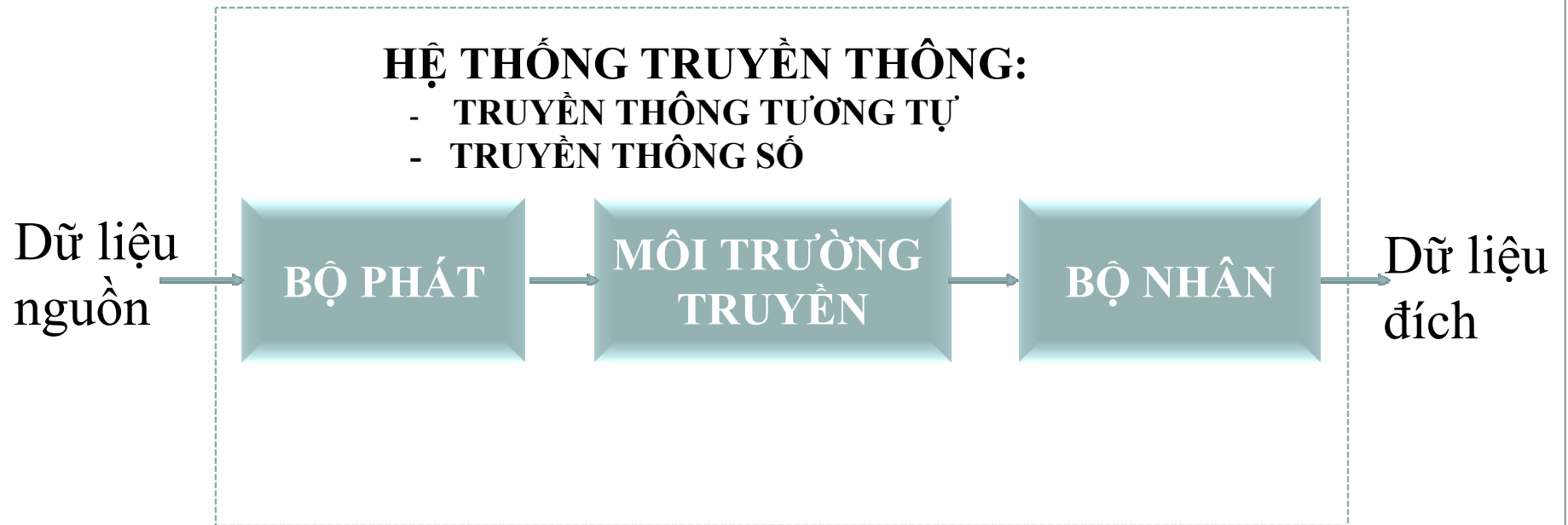
ĐỊNH NGHĨA

Truyền thông điện tử là quá trình

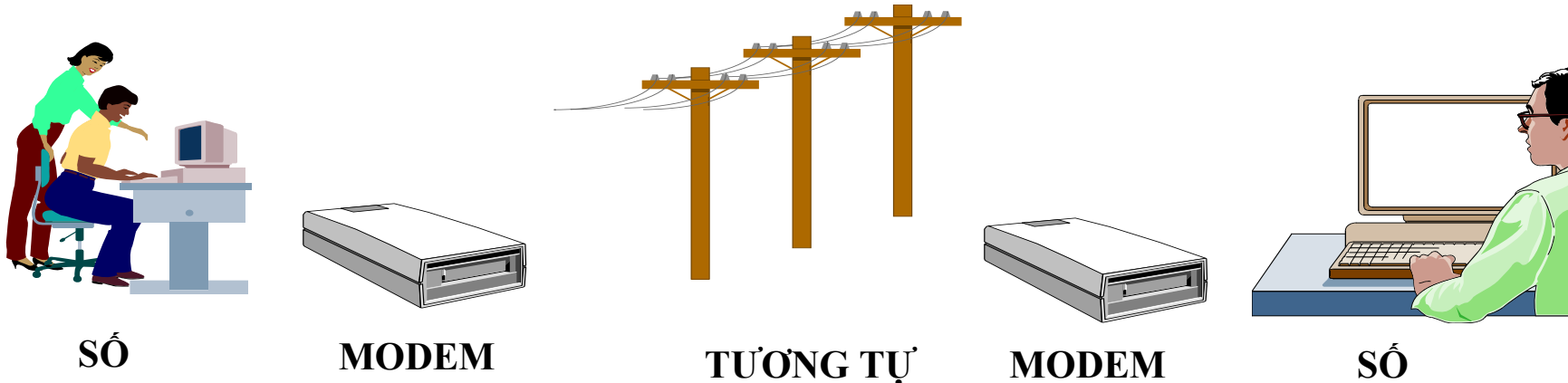


Sử dụng các mạch điện tử

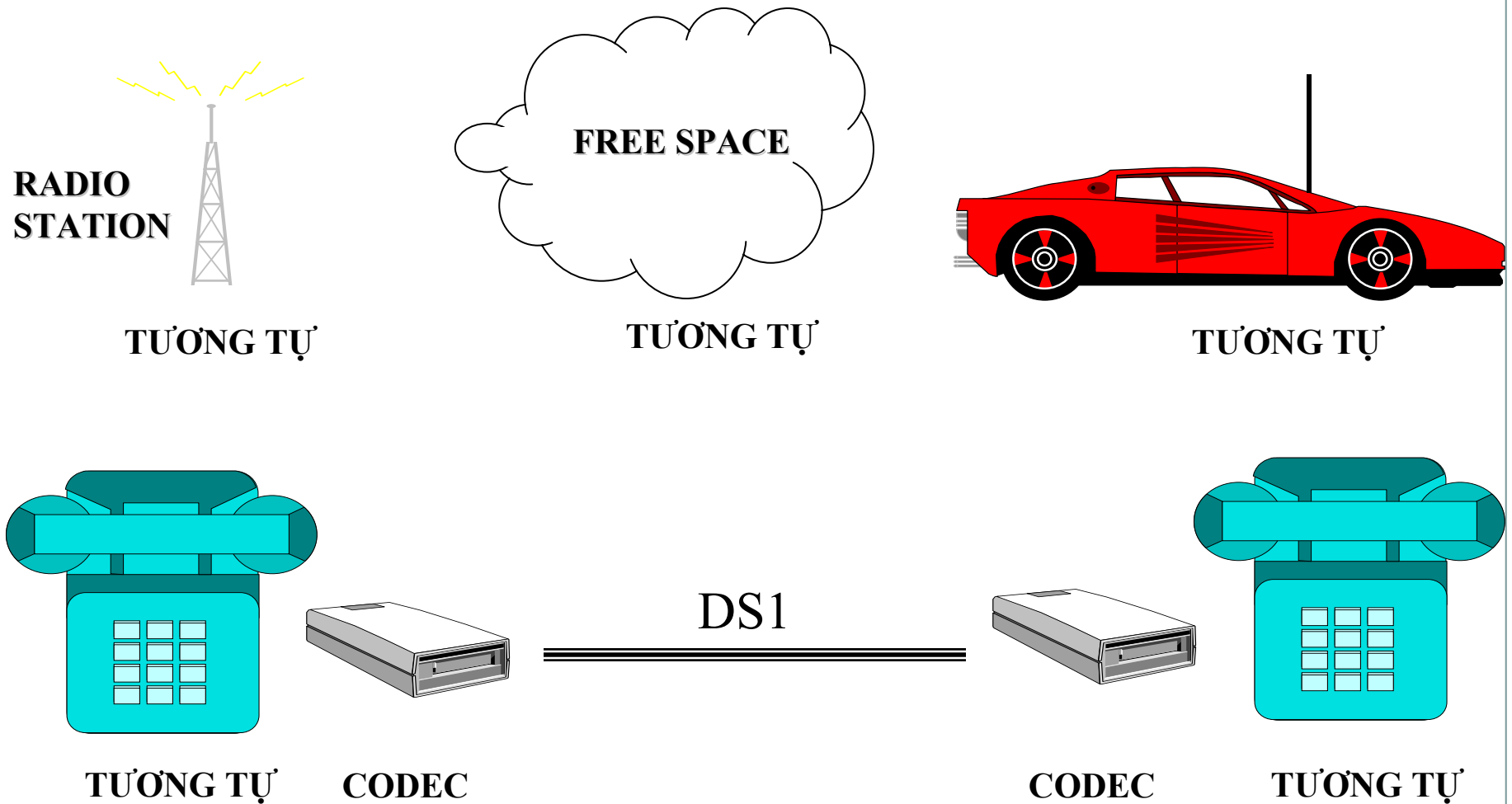
SƠ ĐỒ KHỎI



VÍ DỤ HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG



VÍ DỤ HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG



MÔI TRƯỜNG TRUYỀN DẪN

Hữu tuyến

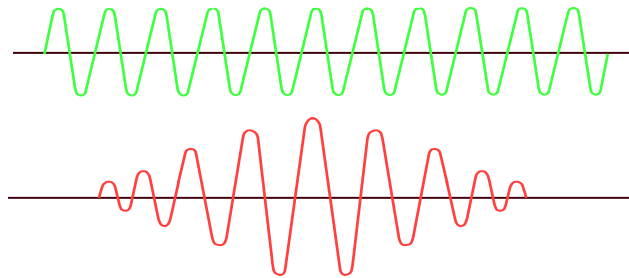
- Cáp đồng (cáp xoắn, cáp đồng trục, ...)
- Cáp quang

Vô tuyến

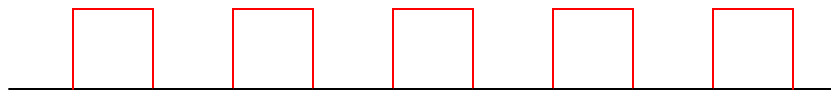
- Không khí
- Chân không
- Các môi trường khác

TÍN HIỆU CHỨA THÔNG TIN

❖ **TƯƠNG TỰ = LIÊN TỤC**



❖ **SỐ = RỜI RẠC**



ĐIỀU CHẾ / GIẢI ĐIỀU CHẾ

✚ **Điều chế:** Chồng tín hiệu chứa thông tin ở tần số thấp (intelligence signal/ information) với tín hiệu sóng mang ở tần số cao (tần số translation) để truyền đi.

✚ **Giải điều chế:** giải mã tín hiệu chứa thông tin tần số thấp từ tín hiệu tần số cao nhận được.

✚ **Tại sao phải điều chế?**

Trên thực tế không thể truyền tín hiệu ở tần số thấp trong không gian nên phải tiến hành điều chế.

ĐIỀU CHẾ / GIẢI ĐIỀU CHẾ

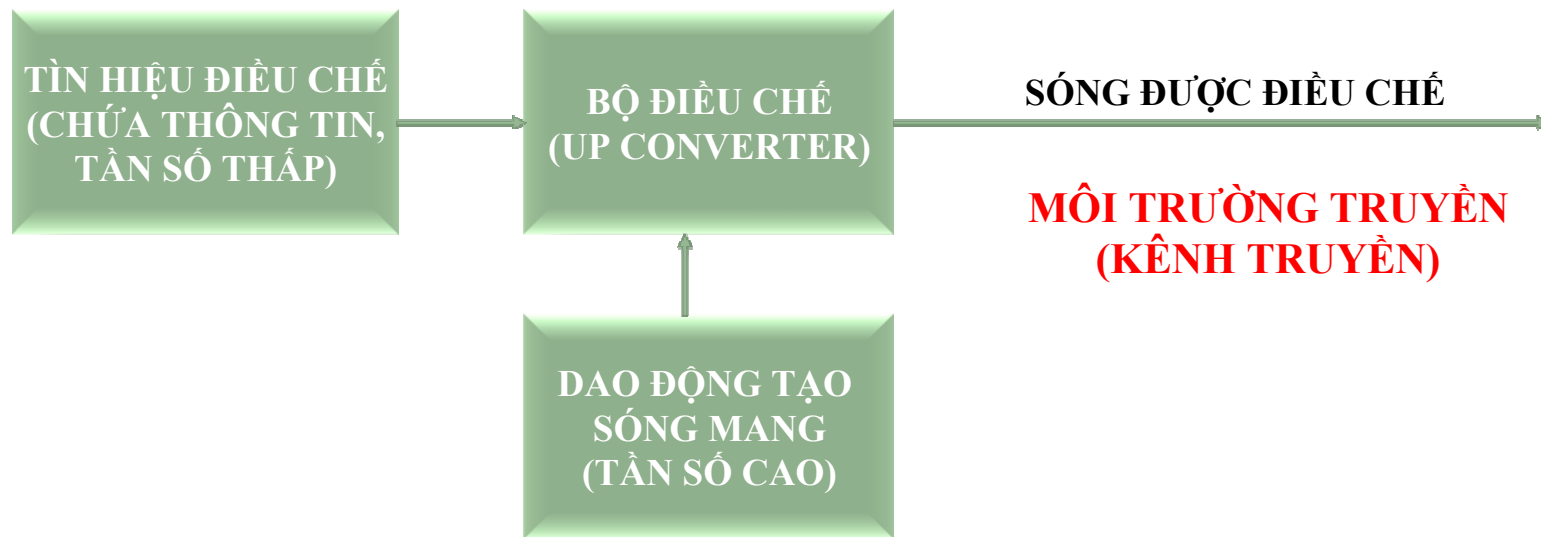
Tại sao sóng mang phải có tần số cao?

- Truyền đồng thời mà không giao thoa.
- Xây dựng các anten nhỏ. (i.e $\frac{1}{4}$ bước sóng)
(ở tần số audio, kích thước anten lên đến hàng dặm)

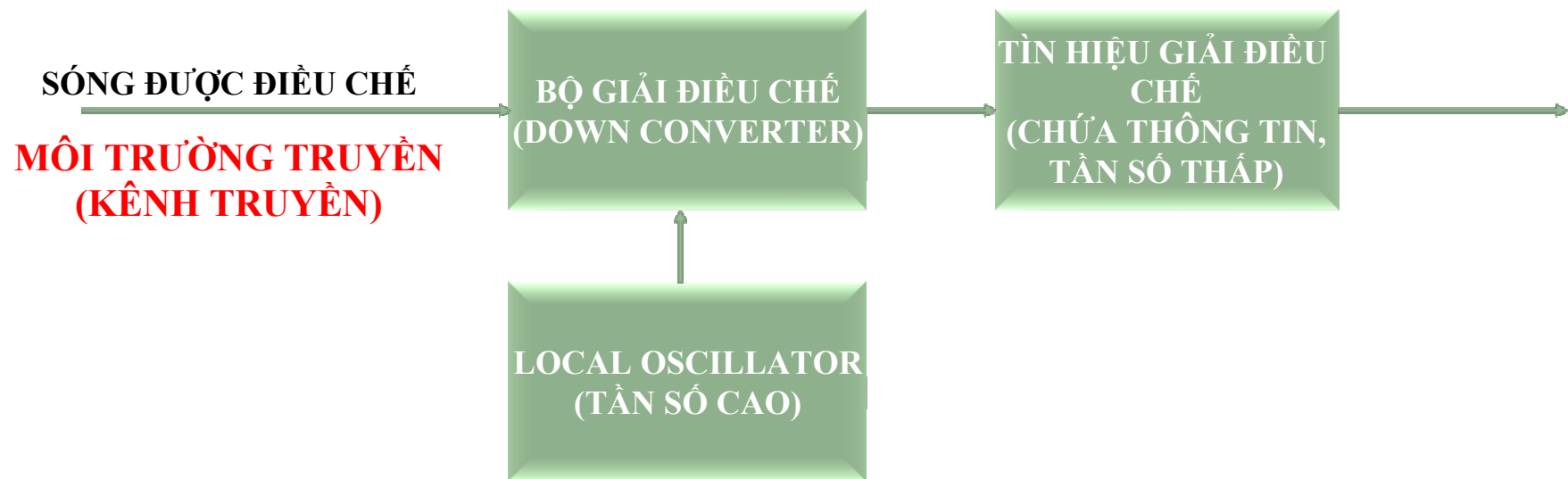
Điều chế là thay đổi tính chất của sóng mang theo tín hiệu chứa thông tin.

- **Modulating signal** = tín hiệu chứa thông tin tần số thấp (tín hiệu dải gốc)
- **Unmodulated Carrier** = sóng mang tần số cao.
- **Modulated wave** = tín hiệu kết quả

ĐIỀU CHẾ



GIẢI ĐIỀU CHẾ



LOẠI ĐIỀU CHẾ



TRUYỀN THÔNG TƯƠNG TỰ

ANALOG RADIO

- **AM, FM, PM** (Điều chế tương tự)



TRUYỀN THÔNG SỐ

DIGITAL RADIO

- **ASK, PSK, FSK, QAM** (Điều chế số)

TRUYỀN TẢI SỐ

- **PWM, PPM, PAM, PCM/ADPCM/DPCM**

HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG TƯƠNG TỰ

Hệ thống truyền thông tương tự: năng lượng được phát/ nhận ở dạng tương tự.

- **ANALOG TRUYỀN TẢI:** tín hiệu mang thông tin là tương tự
Không điều chế, tín hiệu dải gốc được truyền qua cáp đồng

- **ANALOG RADIO:** tín hiệu điều chế và sóng mang đều là tương tự.

Điều chế (i.e. AM, FM, PM), Tín hiệu SSB/DSB được truyền trong FREE SPACE/ khí quyển trái đất (lan truyền RF).

HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG SỐ

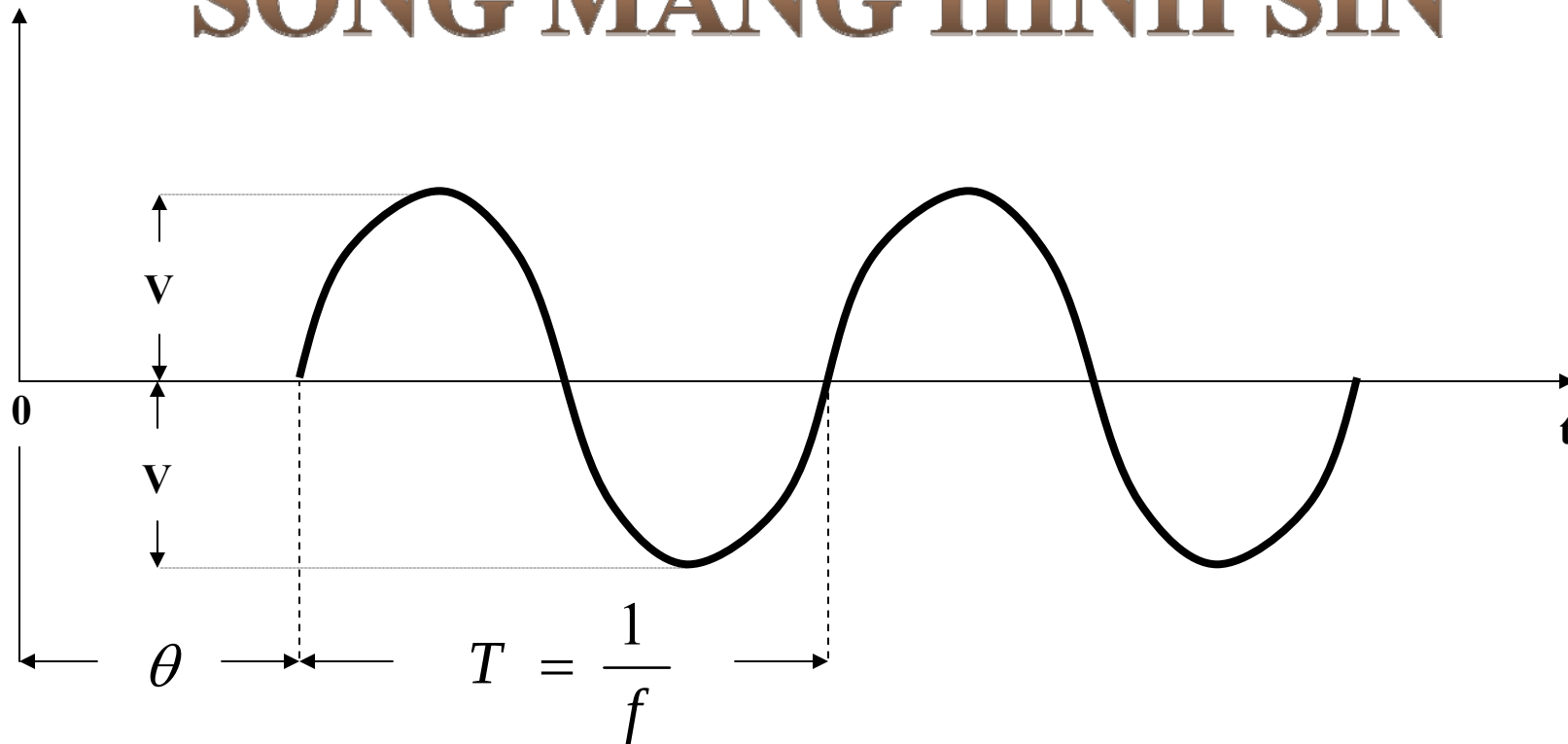
- **DIGITAL TRUYỀN TẢI – HỆ THỐNG SỐ THẬT SỰ:**

Xung số (i.e. TTL, NRZ, PCM) được truyền trên cáp đồng/ cáp quang (không có sóng mang tương tự). Thông tin dạng tương tự/ số (cần chuyển đổi A/D VÀ D/A).

- **DIGITAL RADIO:**

Sóng mang tương tự được điều chế số(i.e. PAM, QAM, ASK, PSK, FSK, PWM). Truyền qua cáp đồng, cáp quang hay FREE SPACE

SÓNG MANG HÌNH SIN



$$v(t) = V \sin(2\pi ft + \theta)$$

SÓNG MANG ĐIỀU CHẾ

$v(t) = \text{Carrier Signal}$

$V = \text{Amplitude}$

$f = \text{Frequency} = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}$

$\theta = \text{Angle} = \text{Phase}$

TÍN HIỆU
ĐIỀU CHẾ
TƯƠNG TỰ

ĐIỀU CHẾ



AM

FM

PM

Có thể là
Cosin

$$v(t) = V \sin(2\pi ft + \theta)$$

TÍN HIỆU SÓNG
MANG CHỨA
ĐIỀU CHẾ

TÍN HIỆU
ĐIỀU CHẾ
SỐ



ĐIỀU CHẾ

ASK

FSK

PSK

QAM

PHỔ ĐIỆN TỪ

Tín hiệu thông tin được chuyển đổi sang năng lượng sóng điện từ và có thể lan truyền trong một dãy tần số:

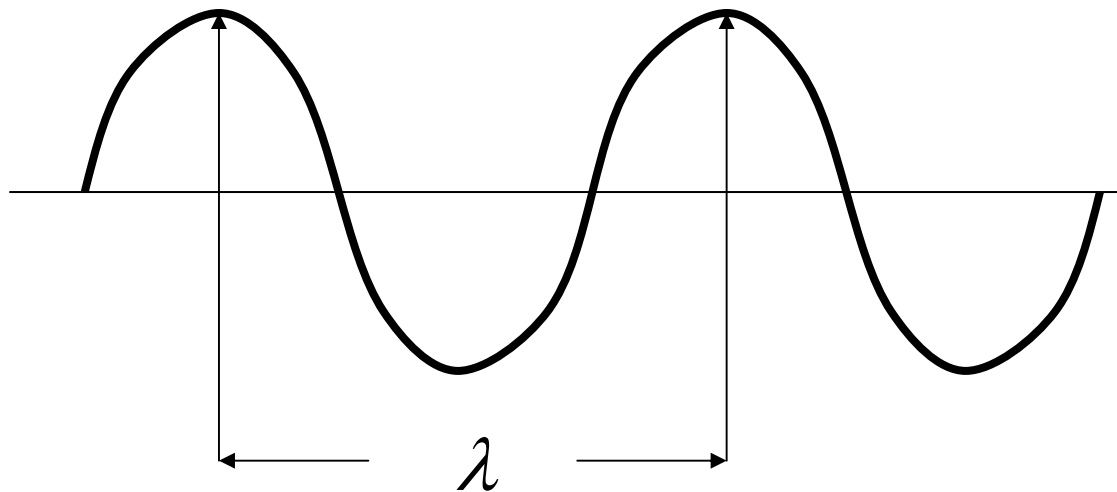
- ❖ Thế hoặc dòng theo cáp đồng.
- ❖ Sóng radio phát trong free space.
- ❖ Sóng ánh sáng ở cáp quang.

TẦN SỐ TRUYỀN (FCC CẤP)

FREQUENCY RANGE	DESIGNATION	EXAMPLE
30 Hz - 300 Hz	ELF	AC POWER (60 Hz)
.300Hz - 3 kHz	VF	VOICE (SPEECH)
3 kHz - 30 kHz	VLF	MILITARY SYSTEMS
30 kHz - 300 kHz	LF	NAVIGATION
300 kHz - 3 MHz	MF	AM (535 kHz - 1605 kHz)
3 MHz - 30 MHz	HF	SHORT WAVES (CBs)
30 MHz - 300 MHz	VHF	FM (88 MHz - 108 MHz)
	VHF	TV Chs 2 - 13 (54 MHz - 216 MHz)
300 MHz - 3 GHz	UHF	TV Chs 14 - 83, CELLULAR PHONES
$f > 1 \text{ GHz}$	UHF	MICROWAVE, SATELLITE COMMUNICATION
3 GHz - 30 GHz	SHF	MICROWAVE, SATELLITE COMMUNICATION
30 GHz - 300 GHz	EHF	SPECIALIZED RADIO COMMUNICATION APPLICATIONS
300 GHz - 300 THz	INFRARED	HEAT SINK GUIDANCE SYSTEMS
300 THz - 3 PHz	VISIBLE LIGHT	OPTICAL FIBER SYSTEMS

BƯỚC SÓNG [λ]

Bước sóng: chiều dài một chu kỳ của sóng radio (EMV) chiếm trong không gian.



$$\lambda = \frac{v}{f} \quad [m]$$

↑ f , ↓ λ

λ = Wavelength [m / cycle]

v = Speed of light [3×10^8 m / s]

f = frequency [cycle / s, Hz]

BƯỚC SÓNG [λ]

VÍ DỤ:

$$f = 1 \text{ kHz}, f = 100 \text{ kHz}, f = 10 \text{ MHz}$$

Xác định bước sóng λ

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{10^3} = 3 \times 10^5 \text{ m}$$

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{10^5} = 3 \times 10^3 \text{ m}$$

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{10^7} = 30 \text{ m}$$

↑ f , ↓ λ

BĂNG THÔNG

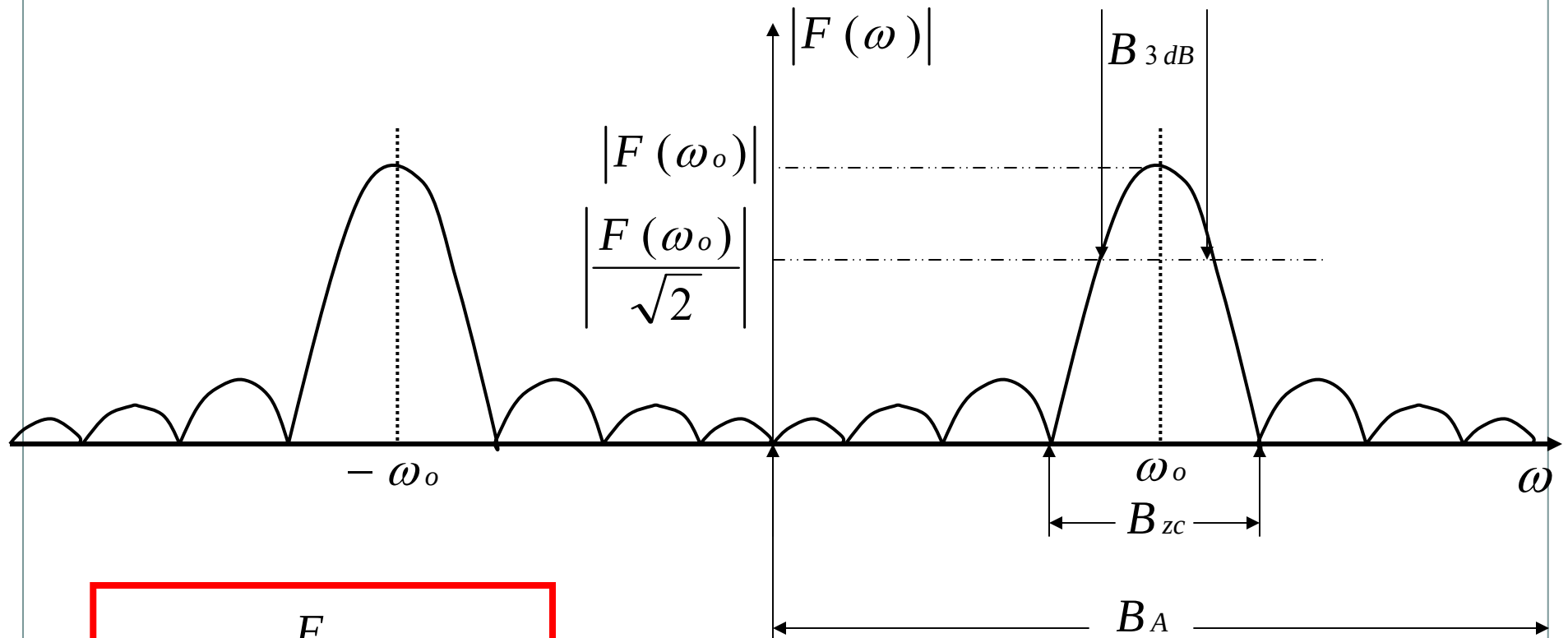
- **Phổ** của tín hiệu là dải tần số của tín hiệu.
- **Băng thông tuyệt đối** (absolute bandwidth) của tín hiệu là độ rộng phổ (nhiều tín hiệu có băng thông vô hạn).
- Hầu hết năng lượng của tín hiệu chứa trong 1 dải tần số tương đối hẹp gọi là **băng thông hiệu quả** (effective bandwidth), còn gọi là băng thông 3dB, zero crossing bandwidth, hay purely bandwidth, B [Hz]:

$$B = f_{HIGH} - f_{LOW} \quad [Hz]$$

CRITERIA: $B_c \geq B_i$

Kênh truyền thông không thể lan truyền tín hiệu chứa dải tần số lớn hơn băng thông của kênh truyền đó

PHỔ TẦN SỐ, BẢNG THÔNG



$$f(t) \xleftrightarrow{F} F(\omega)$$

PHỔ TẦN SỐ, BẢNG THÔNG

VÍ DỤ:

Cho thoại (speech, not hifi): 300 hz - 3000 hz

Kênh truyền thoại cần băng thông nhỏ nhất
là : $3000 \text{ Hz} - 300 \text{ Hz} = 2700 \text{ Hz}$

DUNG LƯỢNG KÊNH TRUYỀN

Lượng thông tin có thể truyền đi trên kênh truyền trong một khoảng thời gian.

HARTLEY'S LAW (BELL LABS)

Dung lượng kênh truyền là hàm tuyến tính:

$$C \propto B \times t$$

C: dung lượng kênh

B: băng thông kênh (Hz)

t: thời gian truyền tải(secs)

MỐI QUAN HỆ BĂNG THÔNG DỮ LIỆU SỐ & DUNG LƯỢNG KÊNH TRUYỀN

Trong 1 kênh truyền có nhiễu, tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu (S/N) là tỷ lệ của năng lượng tín hiệu trên năng lượng nhiễu được đo ở bộ nhận

$$(S / N)_{dB} = 10 \log \left(\frac{\text{Signal Power}}{\text{Noise Power}} \right)$$

SHANNON'S HAYEM (BELL LABS)

C: channel capacity (bps) / bit rate

B: channel băng thông (Hz)

S/N: tỷ số tín hiệu/ nhiễu

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

$$B = \frac{C}{\log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)}$$

DUNG LƯỢNG KÊNH TRUYỀN

VÍ DỤ

Sử dụng kênh thoại để truyền dữ liệu số thông qua Modem
 $B = 3100\text{Hz}$, $S/N = 30\text{ dB} = \text{ratio CỬA } 1000:1$

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right) = 3100 \log_2 (1 + 1000) = 30,894 \text{ bps}$$

Tốc độ này chỉ là **maximum lý thuyết**.
Không thể đạt được với cơ chế mã hóa
2-level binary.

- Giữ nguyên tất cả các yếu tố, tăng băng thông làm tăng tốc độ dữ liệu.

TỐC ĐỘ BAUD VS TỐC ĐỘ BIT

Bit rate = số bit trên 1 giây.

Baud rate = số symbol trên 1 giây.

Sử dụng cơ chế mã hóa đa level để đạt được giới hạn Shannon.
Truyền M thành phần tín hiệu, mỗi thành phần n bits .

$$M = 2^N$$

Ví dụ: Hệ thống 2-level binary: $M = 2$, $N = 1$.

Một thành phần tín hiệu = 1 bit.

Truyền một thành phần tín hiệu = Truyền 1 bit

(BAUD RATE = BIT RATE)

• Ví dụ: 16-QAM. $M = 16$, $N = 4$. Một thành phần tín hiệu = 4 bit.

Truyền một thành phần tín hiệu = Truyền 4 bit

9600 bps = 2400 bauds.

CHẾ ĐỘ TRUYỀN

- Đơn công (Simplex) [SX]: chỉ truyền 1 hướng, hệ thống chỉ truyền hoặc nhận.
Ví dụ: radio station.



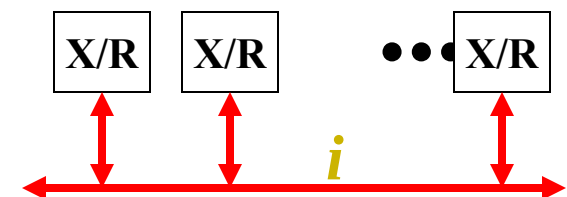
- Bán song công (Half Duplex) [HDX]:
Truyền cả 2 hướng không đồng thời
Ví dụ: CB Radio



- Toàn công (Full Duplex) [FDX]:
Truyền cả hai hướng đồng thời (truyền thông điểm điểm)
Ví dụ: telephone system



- Full/Full Duplex [F/FDX]:
Truyền cả 2 hướng, đồng thời (truyền thông đa điểm)



Ví dụ: Hệ thống truyền thông dữ liệu

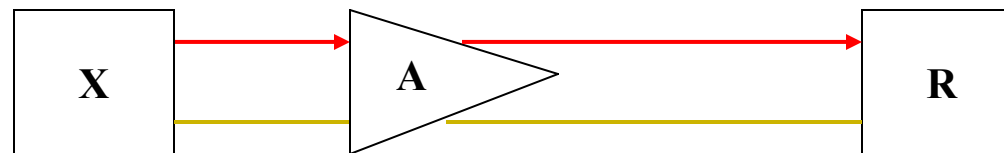
TWO-WIRE TRUYỀN TẢI

Đơn công, mạch thụ động:



Đơn công, mạch chủ động (bộ khuếch đại được sử dụng):

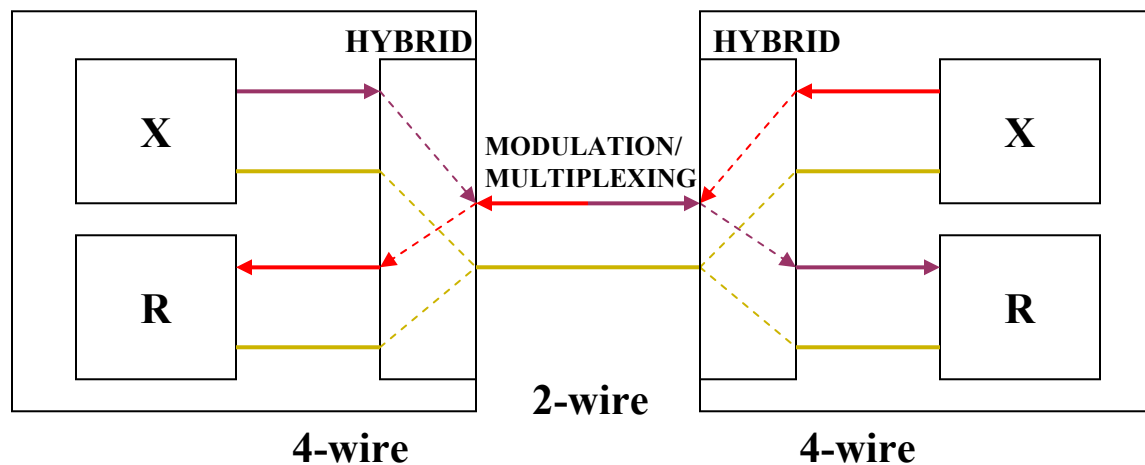
Vấn đề
suy hao



DỮ LIỆU TƯƠNG TỰ:

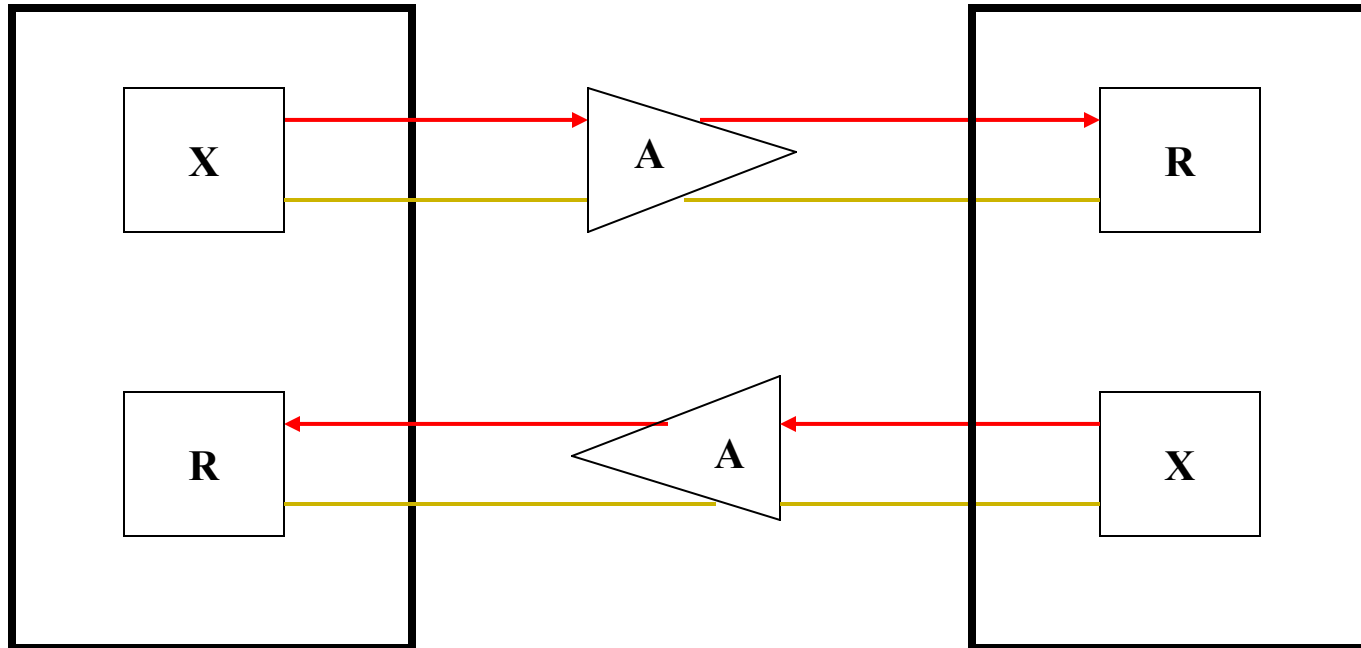
- BỘ KHUẾCH ĐẠI
- DỮ LIỆU SỐ:**
- TRẠM LẶP

Toàn công:



FOUR-WIRE TRUYỀN TẢI

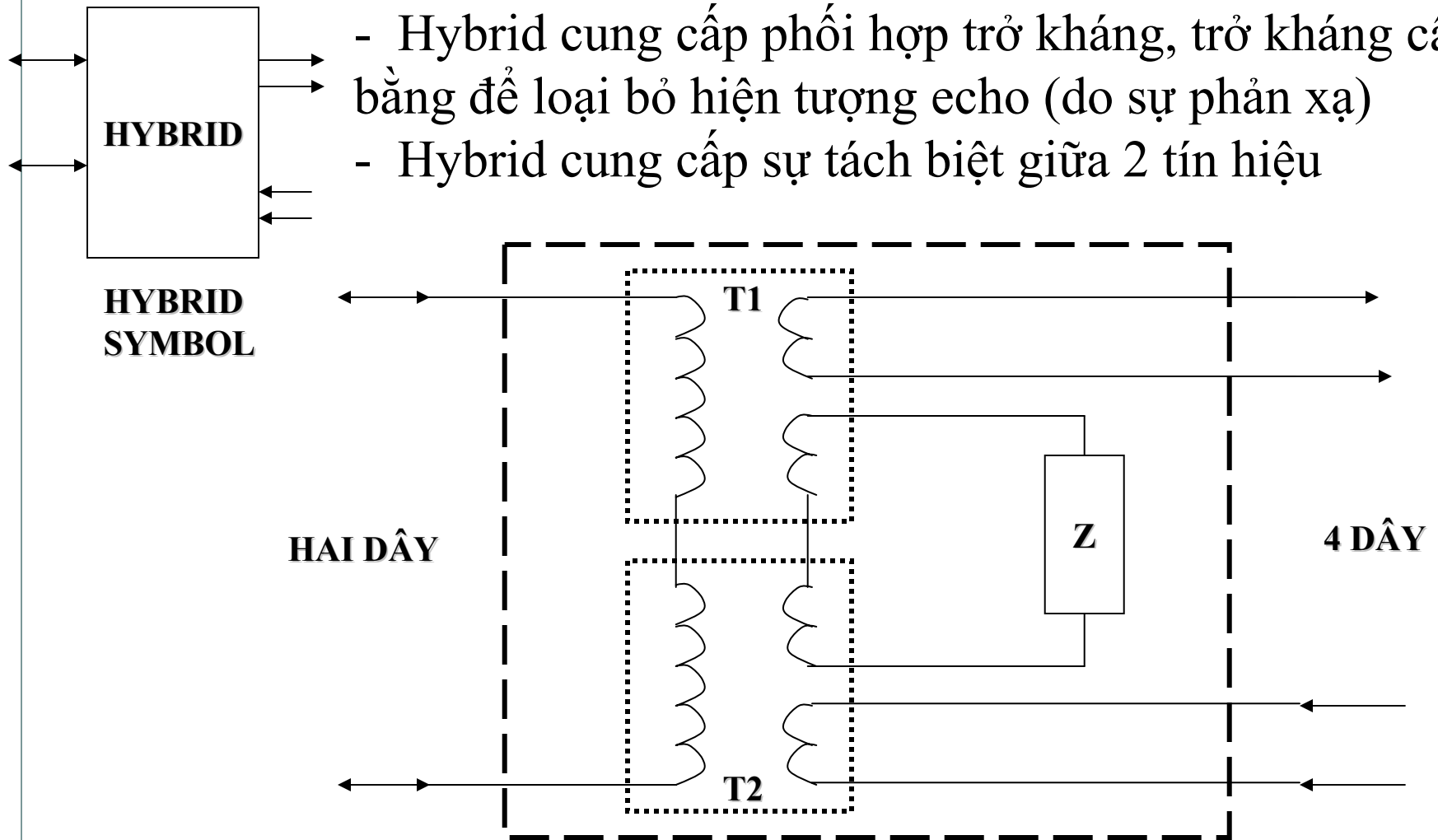
Toàn công, mạch chủ động:



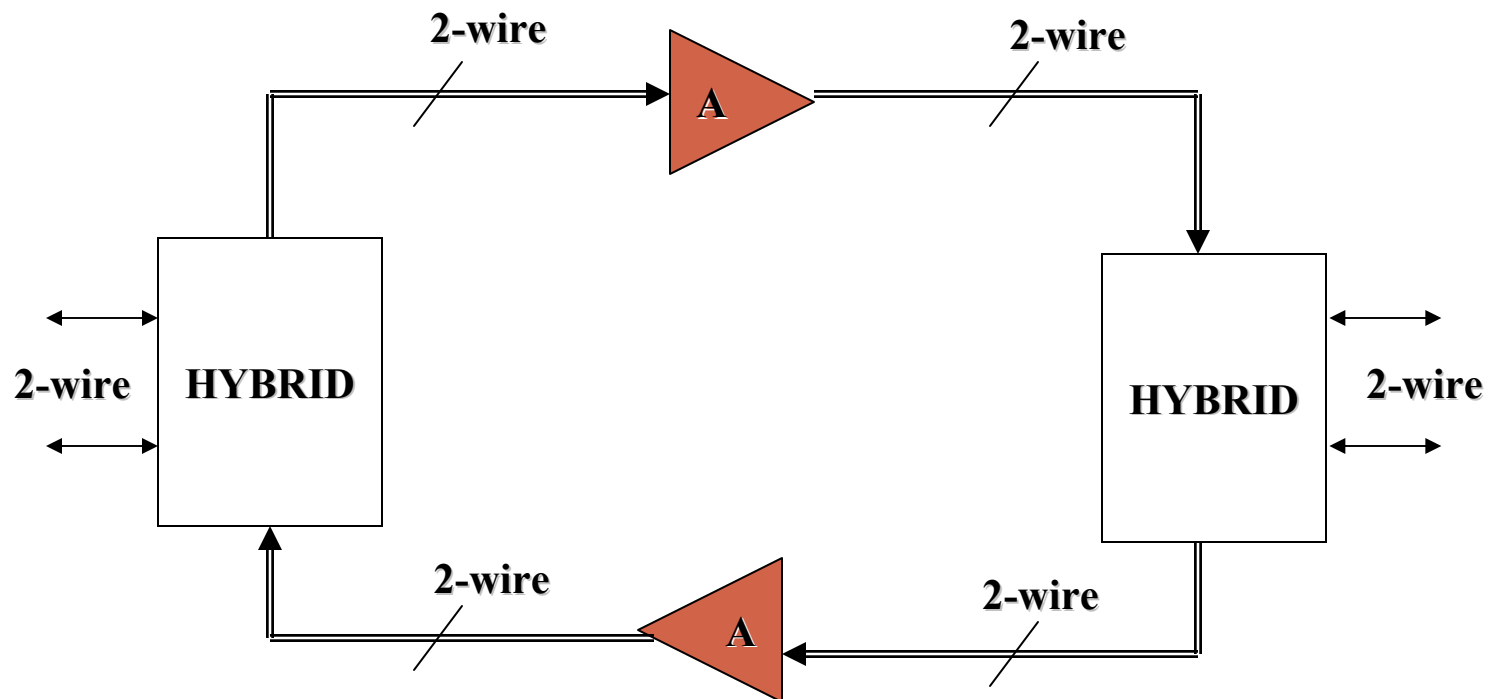
- Mạch tốn chi phí ít hơn
Không cần Hybrid, bộ điều chế
- Chi phí cao khi vận hành (Chi phí dây + lao động)

HYBRID

- Cần thiết kế khi mạch 2 dây được nối với mạch 4 dây
 - Hybrid cung cấp phối hợp trở kháng, trở kháng cân bằng để loại bỏ hiện tượng echo (do sự phản xạ)
 - Hybrid cung cấp sự tách biệt giữa 2 tín hiệu



HYBRID



HYBRID

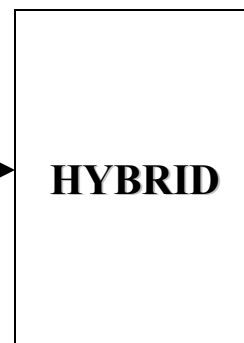
TELEPHONE SET
AT CPE



CUSTOMER LOOP
(LOCAL LOOP)

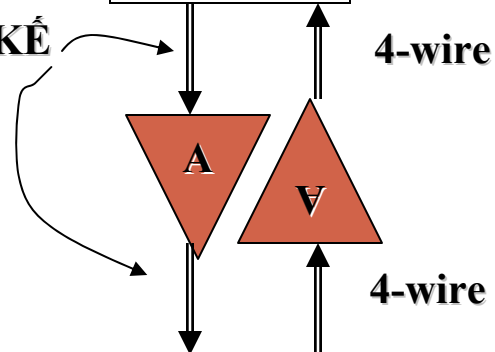
2-wire

TỔNG ĐÀI TRUNG TÂM
(CO)



HYBRID

TRUNG KẾ



4-wire

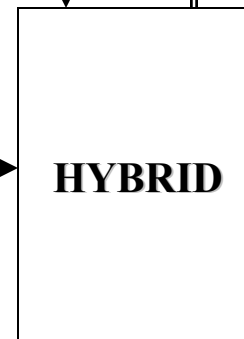
4-wire

TELEPHONE SET
AT CPE



CUSTOMER LOOP
(LOCAL LOOP)

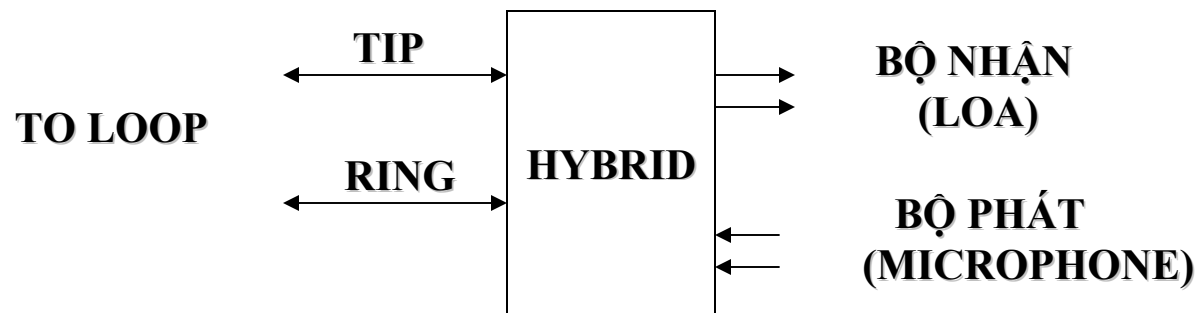
2-wire



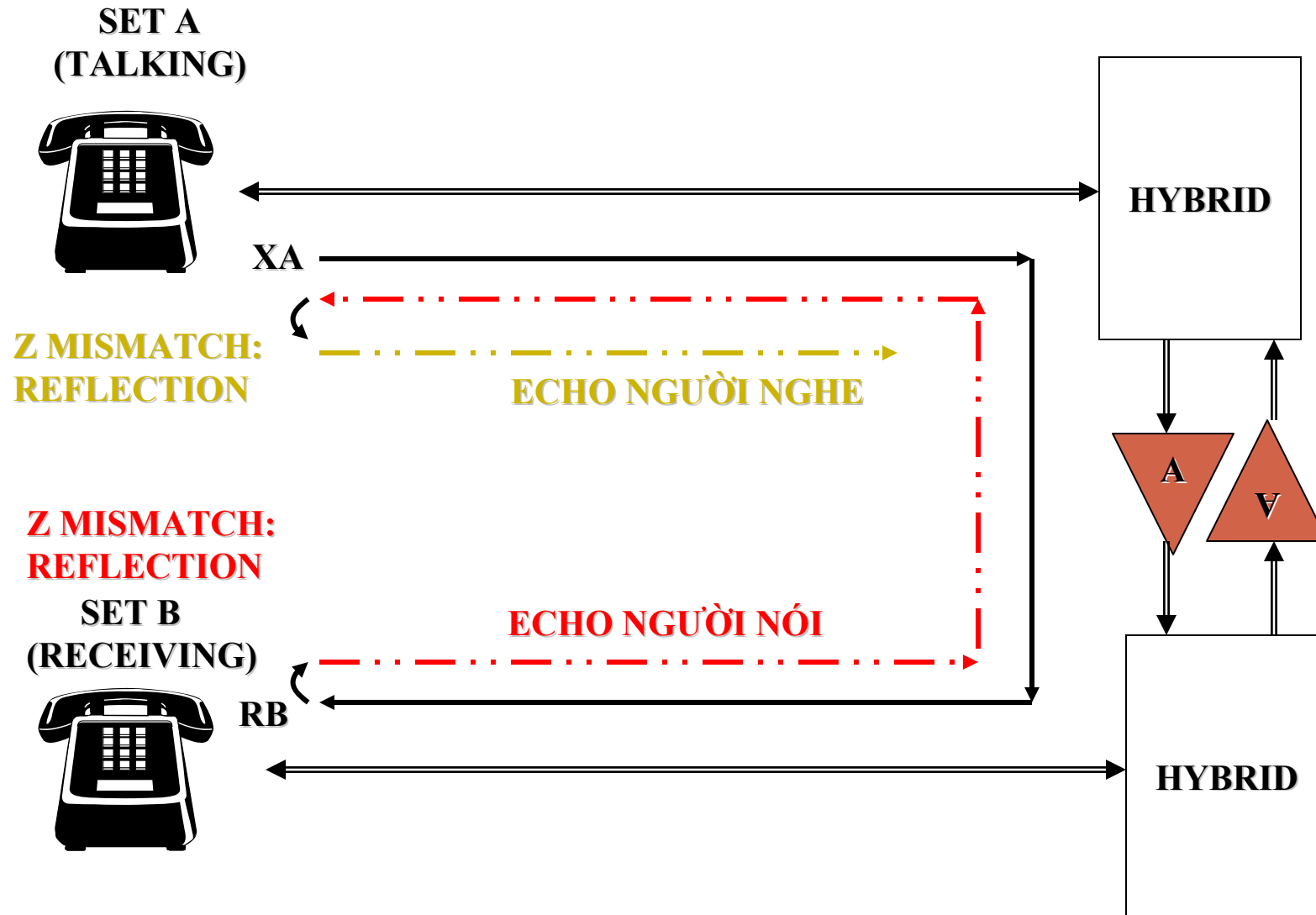
HYBRID

HYBRID

TELEPHONE SET (POTS)



ECHO

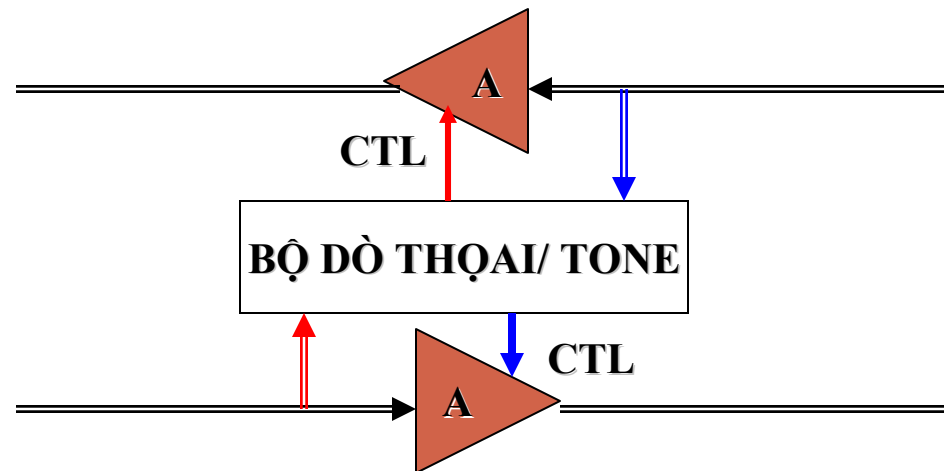


BỘ GIẢM ECHOS

- Bộ dò thoại/ Tone – Khi 1 phía đang nói thêm suy hao 35 dB hay hơn trong đường về của mạch 4 dây.
- Nếu cả 2 phía nói đồng thời, người nói với tín hiệu mạnh hơn sẽ điều khiển chuyển mạch và có thể nghe được
- Sử dụng cho trung kế dài hơn 1800 dặm.
- Các Tone đặc biệt có thể được sử dụng để tắt bộ giảmEcho.

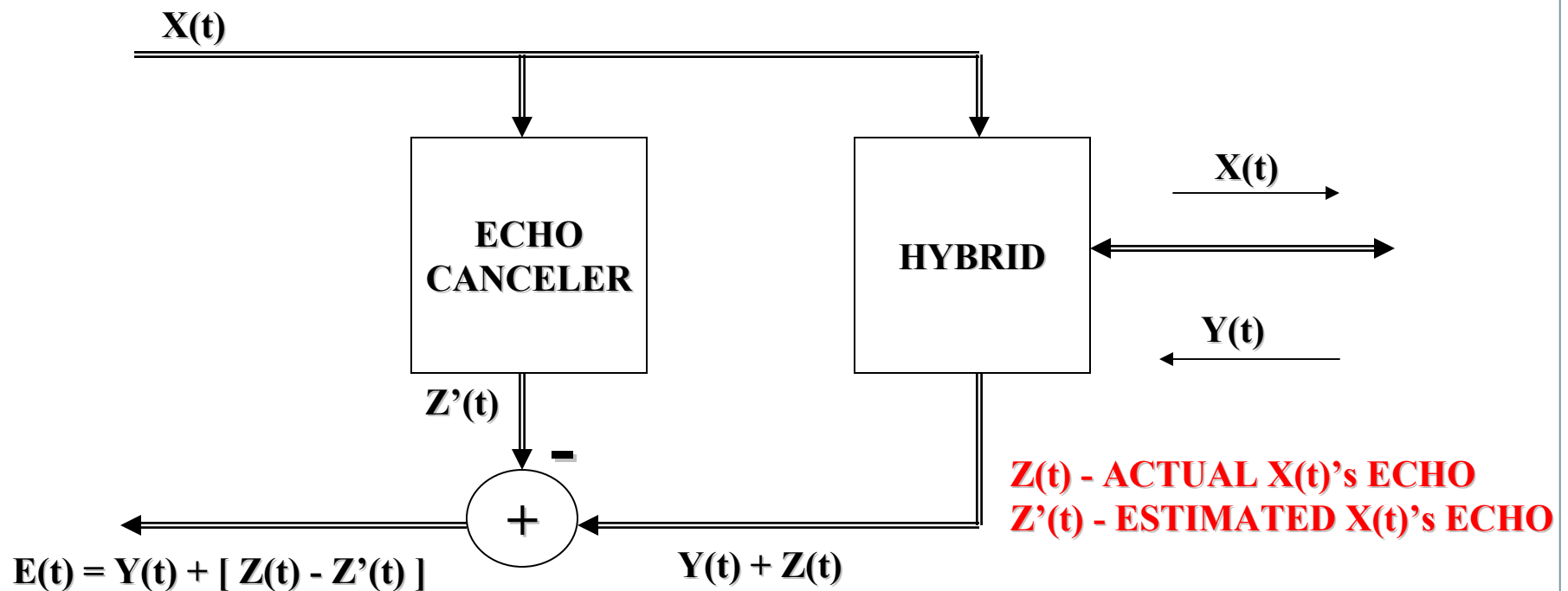
Khuyết điểm:

- Chỉ có thể đạt được bán song công.
- Đoạn bắt đầu thoại có thể bị cắt bỏ (khi đoạn hội thoại đổi hướng đột ngột).



BỘ HỦY ECHO

- Huỷ Echo là kỹ thuật xử lý tín hiệu số để dự đoán echo cho tín hiệu tới, khoảng dự đoán được trừ đi khi tín hiệu trên đường về.
- Bộ huỷ echo được nối với phía 4 dây của bộ Hybrid.

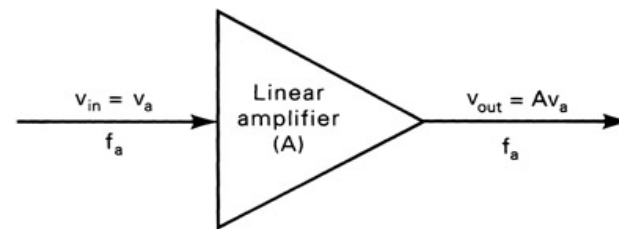


MIXING

Mixing là quá trình kết hợp 2 hay nhiều tín hiệu

- **Linear mixing:** Các tín hiệu vào được kết hợp tuyến tính thông qua thiết bị tuyến tính. **Không có thành phần tần số mới được tạo ra.**
- **Non-linear mixing:** Các tín hiệu vào được kết hợp không tuyến tính thông qua thiết bị không tuyến tính. **Các thành phần tần số mới được tạo ra.**

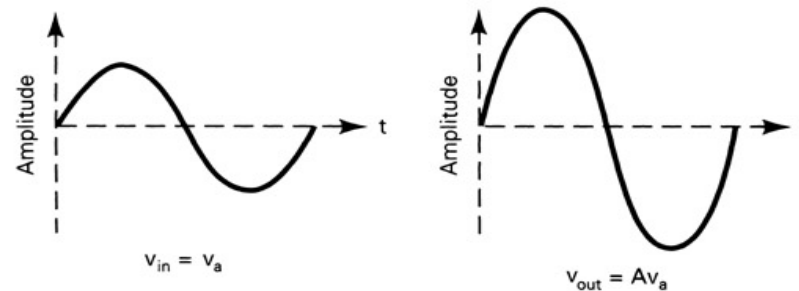
LINEAR AMPLIFIER



(a)

GAIN

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

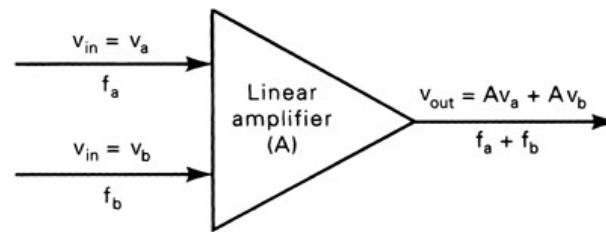


(b)

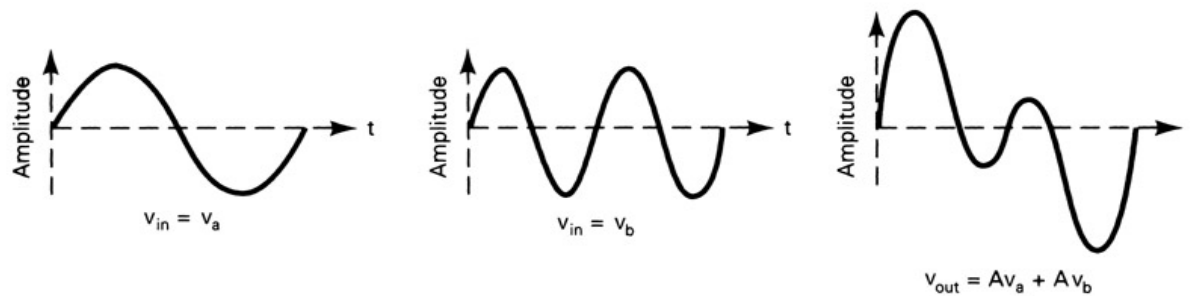


(c)

LINEAR MIXING (MULTIPLE-INPUT)



(a)

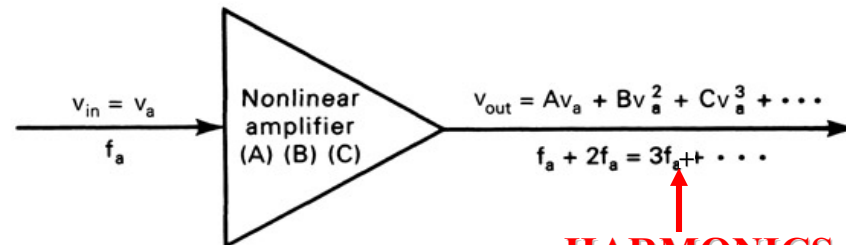


(b)



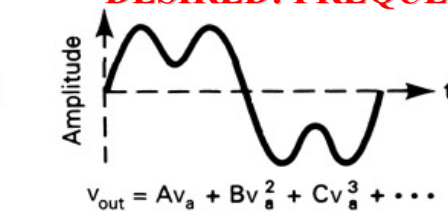
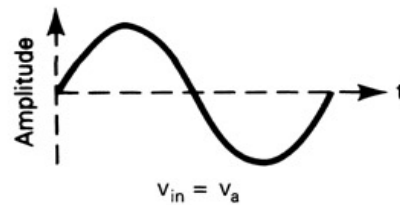
(c)

NON-LINEAR MIXING (SINGLE-INPUT FREQUENCY)

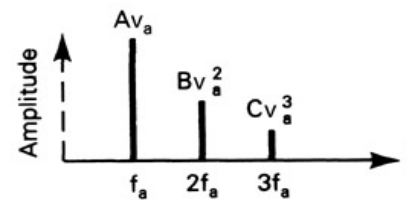
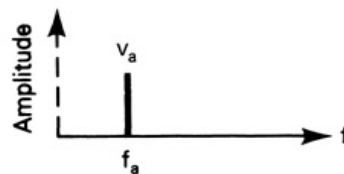


HARMONICS

(a) **UNDESIRED: FREQUENCY DISTORTION**
DESIRED: FREQUENCY MULTIPLICATION

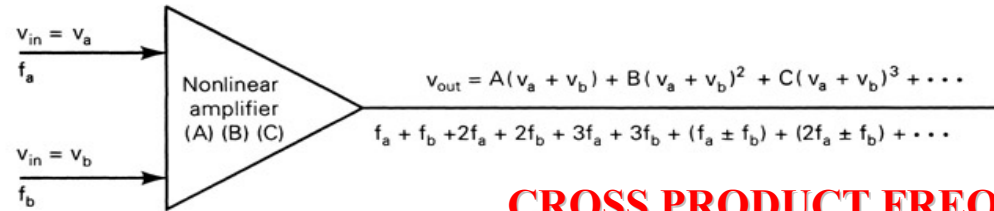


(b)



(c)

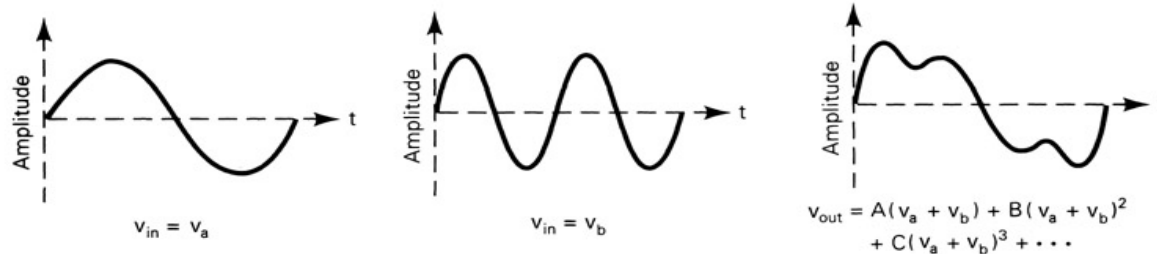
NON-LINEAR MIXING (MULTIPLE-INPUT FREQUENCY)



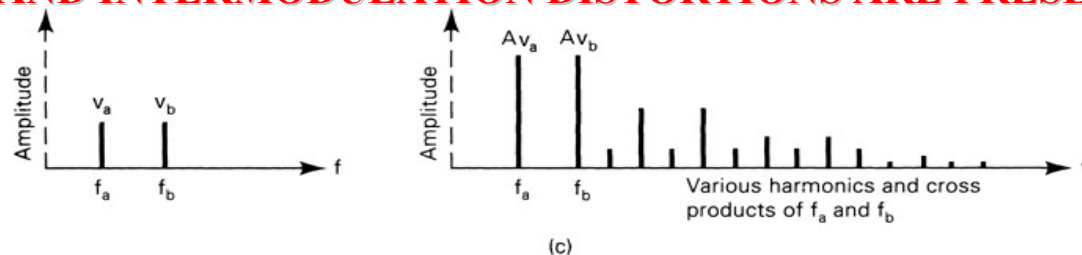
CROSS PRODUCT FREQUENCIES

UNDESIED: INTERMODULATION DISTORTION

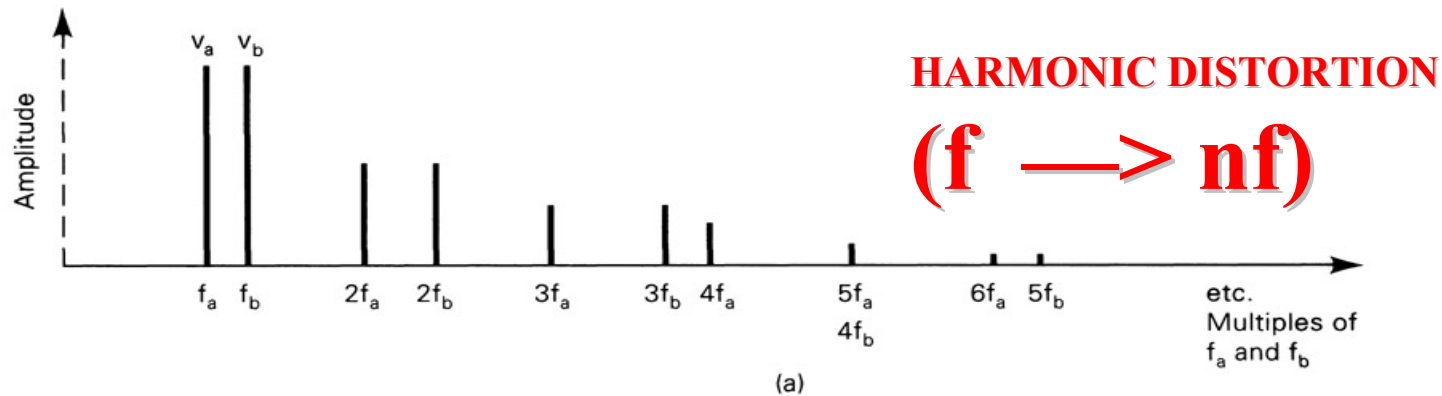
DESIRED: MODULATION



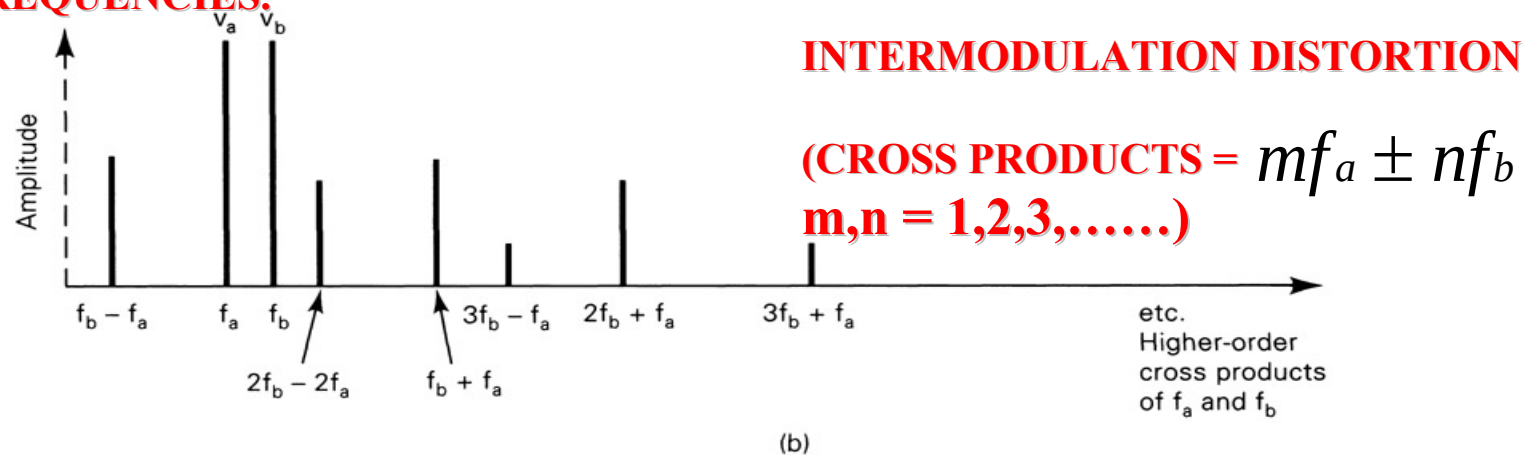
WHEN 2 OR MORE FREQUENCIES ARE AMPLIFIED IN A NONLINEAR DEVICE, HARMONIC AND INTERMODULATION DISTORTIONS ARE PRESENT AT THE OUTPUT



NON-LINEAR MIXING (MULTIPLE-INPUT FREQUENCY)



OUTPUT SPECTRUM FROM A NONLINEAR AMPLIFIER WITH TWO INPUT FREQUENCIES.



NON-LINEAR MIXING (MULTIPLE-INPUT FREQUENCY)

Ví dụ:

Khuếch đại phi tuyến với 2 tần số 5 kHz and 7 kHz,

- Xác định 3 hài đầu tiên của tín hiệu ngõ ra mỗi tần số:

5 kHz, 7kHz, 10kHz, 14 kHz, 15 kHz, 21 kHz

- Xác định tích chéo với m và n có giá trị là 1 và 2

$$m = 1, n = 1 \quad 7 \text{ kHz} \pm 5 \text{ kHz} = 2 \text{ kHz and } 12 \text{ kHz}$$

$$m = 1, n = 2 \quad 7 \text{ kHz} \pm 10 \text{ kHz} = 3 \text{ kHz and } 17 \text{ kHz}$$

$$m = 2, n = 1 \quad 14 \text{ kHz} \pm 5 \text{ kHz} = 9 \text{ kHz and } 19 \text{ kHz}$$

$$m = 2, n = 2 \quad 14 \text{ kHz} \pm 10 \text{ kHz} = 4 \text{ kHz and } 24 \text{ kHz}$$

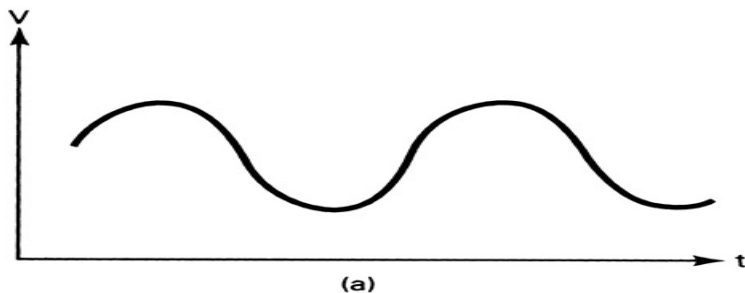
NHIỀU

PHÂN TÍCH

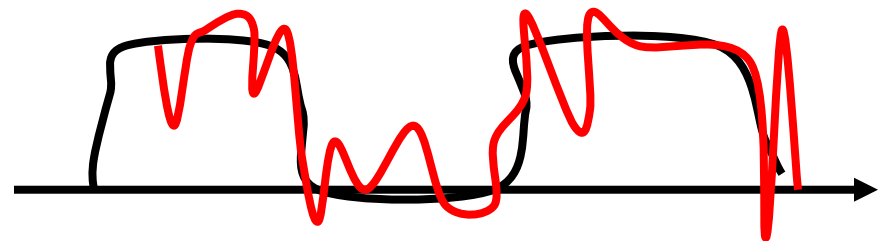
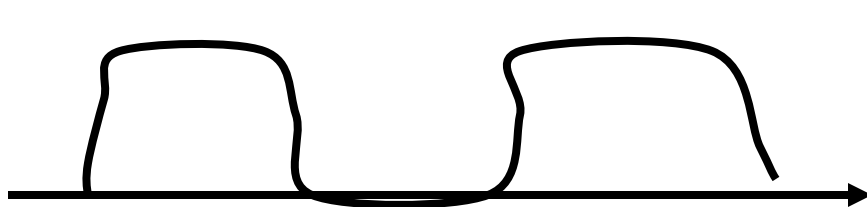
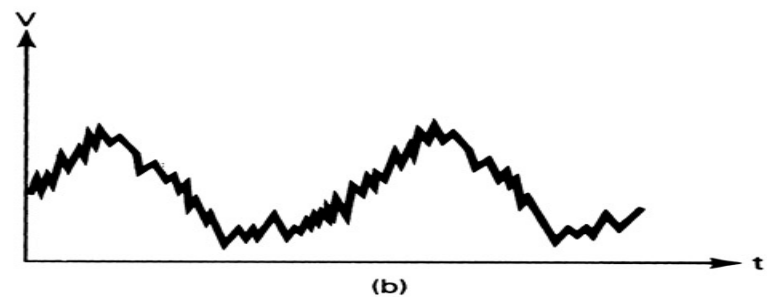
NHIỄU

Nhiều điện được định nghĩa là năng lượng điện không mong muốn rơi vào dải qua của tín hiệu

Tín hiệu không có nhiễu



Tín hiệu có nhiễu



NHIỀU

Nhiều được phân loại:

- **NHIỀU TƯƠNG QUAN:** Có mối quan hệ giữa tín hiệu và nhiễu (Nhiều chỉ tồn tại khi tồn tại tín hiệu)
- **NHIỀU KO TƯƠNG QUAN:** Nhiễu tồn tại trong suốt quá trình bất chấp tín hiệu có hay không.

NHIỀU KHÔNG TƯƠNG QUAN

Nhiều không tương quan được phân loại:

- **NHIỀU NGOẠI:** Nhiều phát sinh bên ngoài thiết bị hay mạch.
- **NHIỀU NỘI:** Giao thoa điện phát sinh theo thiết bị hay mạch.

NHIỀU KHÔNG TƯƠNG QUAN NGOẠI

Nguồn chính của nhiều không tương quan ngoại là:

- **Nhiều không khí**: Nhiều phát sinh cùng với không khí Trái đất (Điện trường tĩnh = Lightning)
- **Nhiều extraterrestrial**: Nhiều deep space, (Nhiều thái dương hệ, nhiều vũ trụ)
- **Nhiều do con người tạo ra**: Nhiều công nghiệp (Hệ thống khởi động, motor điện, máy móc tạo ra tia hồ quang)

NHIỀU KHÔNG TƯƠNG QUAN NỘI

Nguồn chính của nhiễu không tương quan ngoại là:

- **Shot Noise:** Sóng mang đến 1 cách ngẫu nhiên tại đầu ra của thiết bị điện (Q)
- **Transit Time Noise:** Khi sóng mang di chuyển từ đầu vào đến đầu ra của thiết bị.
- **Nhiều nhiệt:** Dao động nhiệt của electrons trong chất dẫn điện.

NHIỄU NHIỆT

- **Nhiều nhiệt:** Dao động nhiệt của electrons trong chất dẫn điện.

$$N = KTB \left\{ \begin{array}{l} N \equiv \text{Noise Power (W)} \\ K \equiv \text{Boltzmann's constant} \\ T \equiv \text{Temperature (K)} \\ B \equiv \text{Bandwidth (Hz)} \end{array} \right.$$

NHIỀU TƯƠNG QUAN

Nhiều tương quan tạo ra bởi bộ khuếch đại phi tuyến:

- **Biến dạng hài:** hài không mong muốn của tín hiệu tạo ra bởi bộ khuếch đại phi tuyến.
- **Biến dạng giao điều chế:** tạo ra tổng/ hiệu tần số không mong muốn (tích chéo), khi 2 hay nhiều tín hiệu khuếch đại qua thiết bị phi tuyến
- **Nhiều xung:** tạo ra các xung bất thường.

BIẾN DẠNG HÀI

- **Biến dạng hài thứ N** là tỷ lệ của biên độ rms “tần số hài Nth” so với biên độ rms của tần số cơ bản.
- **THD** là tỷ lệ của tổng bình phương của biên độ rms của hài tần số cao hơn so với biên độ rms của tần số cơ bản.

THD

$$\%THD = \frac{V_{HIGHER}}{V_{FUNDAMENTAL}} \times 100$$

$$V_{HIGHER} \equiv \sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}$$

TỔNG BÌNH PHƯƠNG CỦA ĐIỆN THẾ RMS CỦA CÁC HÀI TRÊN PHẦN CƠ BẢN

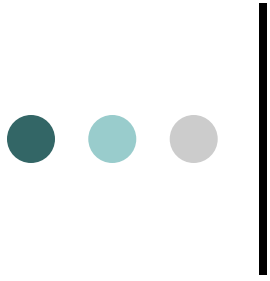
$V_{FUNDAMENTAL} \equiv$ THẾ RMS CỦA TẦN SỐ CƠ BẢN

BIẾN DẠNG GIAO ĐIỀU CHẾ

Để giao điều chế xảy ra, phải có 2 hay nhiều input tín hiệu (để trộn).

$$CROSS\ PRODUCTS \equiv mf_1 \pm nf_2$$

- f_1, f_2 là tần số cơ bản ($f_1 > f_2$)
- m, n là số nguyên dương giữa 1 và vô cùng



ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ TRANSMISSION

Chapter 3



TRUYỀN THÔNG DẢI NỀN & SÓNG MANG

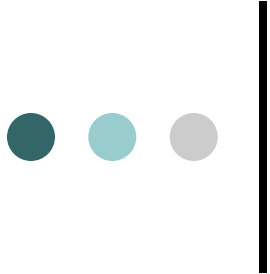
• **TRUYỀN THÔNG DẢI NỀN:** TRUYỀN THÔNG KHÔNG SỬ DỤNG ĐIỀU CHẾ (THÔNG TIN TRUYỀN TẢI Ở DẠNG NGUYÊN GỐC) – KHÔNG CÓ SỰ THAY ĐỔI VỀ DẢI TẦN SỐ CỦA TÍN HIỆU.

(KHÔNG CÓ SỰ CHUYỂN ĐỔI TẦN SỐ)

• **TRUYỀN THÔNG SÓNG MANG:** TRUYỀN THÔNG SỬ DỤNG ĐIỀU CHẾ - CÓ SỰ THAY ĐỔI VỀ DẢI TẦN SỐ CỦA TÍN HIỆU.

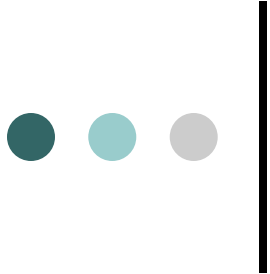
(CÓ SỰ CHUYỂN ĐỔI TẦN SỐ)

- (AM, FM, PM, FSK, PSK, QAM,)



TRUYỀN THÔNG DẢI NỀN

- DẢI NỀN ĐƯỢC SỬ DỤNG ĐỂ CHỈ BẢNG TẦN CỦA TẦN SỐ CỦA TÍN HIỆU ĐƯỢC PHÂN PHỐI TỪ NGUỒN
- **TELEPHONY**: DẢI NỀN LÀ BẢNG TẦN AUDIO (BẢNG TẦN CỦA TÍN HIỆU THOẠI) CHIẾM 0 - 4000 Hz
- **TELEVISION**: DẢI NỀN LÀ BẢNG TẦN VIDEO (BẢNG TẦN CỦA TÍN HIỆU VIDEO) CHIẾM 0 - 6 MHz
- **DIGITAL DATA/PCM (A- f_0 -D CONVERSION)**:
SỬ DỤNG TÍN HIỆU LƯỠNG CỰC Ở TỐC ĐỘ BITS/SEC, DẢI NỀN LÀ 0 - f_0 Hz

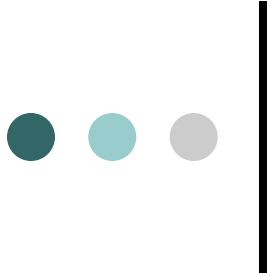


TRUYỀN THÔNG DẢI NỀN

- TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ XUNG NHƯ:

- **PAM** (ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ XUNG)
- **PWM** (ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG)
- **PPM** (ĐIỀU CHẾ VỊ TRÍ XUNG)
- **PCM** (ĐIỀU CHẾ MÃ XUNG)

- MẶC CHO CỤM TỪ ĐIỀU CHẾ, TÍN HIỆU TRÊN LÀ **CƠ CHẾ MÃ HÓA DẢI NỀN** VÀ ĐẠT ĐƯỢC TÍN HIỆU DẢI NỀN



TRUYỀN THÔNG DẢI NỀN

- TÍN HIỆU DẢI NỀN CÓ CÔNG SUẤT THAY ĐỔI TẠI TẦN SỐ THẤP.
- TÍN HIỆU DẢI NỀN KHÔNG THỂ ĐƯỢC PHÁT TRÊN RADIO L TRONG K (FREE SPACE)
- TÍN HIỆU DẢI NỀN THÍCH HỢP TRUYỀN NHẬN TRÊN CÁP ĐỒNG CÁP ĐÔI DÂY, CÁP XOẮN) HAY THỦY TINH (CÁP QUANG).
- VÍ DỤ:
 - ĐIỆN THỌAI NỘI HẠT TRUYỀN THÔNG
 - TRUYỀN THÔNG OCM CỰ LY NGẮN (GIỮA CÁC TỔNG ĐÀI NỘI HẠT VỚI NHAU).



ĐIỀU CHẾ TRUYỀN THÔNG

- ĐIỀU CHẾ ĐƯỢC SỬ DỤNG KHI TRÊN THỰC TẾ KHÔNG THỂ LAN TRUYỀN TẦN SỐ THẤP - TÍN HIỆU DÀI NỀN TRONG FREE SPACE.
- ĐIỀU CHẾ SỬ DỤNG TẦN SỐ SÓNG MANG CAO ĐỂ TRUYỀN NHẬN ĐỒNG THỜI MÀ KHÔNG CÓ GIAO THOA (SỰ KẾT HỢP CỦA NHIỀU TÍN HIỆU ĐA DẠNG)
- ĐIỀU CHẾ CHO PHÉP ỨNG DỤNG ANTEN NHỎ (i.e. $1/4$ BƯỚC SÓNG)



ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ

- TRONG ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ, BIÊN ĐỘ CỦA TÍN HIỆU TẦN SỐ SÓNG MANG CAO (**UNMODULATED WAVE**) ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ (**VARIED**) TỈ LỆ VỚI BIÊN ĐỘ TỨC THỜI CỦA TÍN HIỆU MANG THÔNG TIN (**MODULATING WAVE**) NHƯ LÀ TẠO RA ĐƯỜNG BAO (**MODULATED WAVE**) MANG THÔNG TIN.
- TỐC ĐỘ LẬP LẠI CỦA ĐƯỜNG BAO AM BẰNG VỚI TẦN SỐ CỦA TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ.

ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ

BỘ ĐIỀU CHẾ AM: THIẾT BỊ PHI
TUYẾN (BỘ TRỘN) VỚI: 2 INPUTS,
1 OUTPUT

TÍN HIỆU TẦN SỐ SÓNG MANG CAO
(UNMODULATED WAVE)

PHÁT QUẢNG BÁ RADIO
AM (550 kHz - 1600 kHz)

TÍN HIỆU SÓNG MANG
TẦN SỐ THẤP

BỘ ĐIỀU CHẾ AM
(THIẾT BỊ PHI
TUYẾN, BỘ TRỘN,
BỘ NHÂN)

AM SÓNG ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ

(ĐIỀU CHẾ WAVE)

- SÓNG TẦN SỐ ĐƠN (TONE)
HAY
- SÓNG TÍCH HỢP (ĐA TẦN SỐ) – THỌAI (SPEECH): 0 Hz - 4000 Hz



ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ

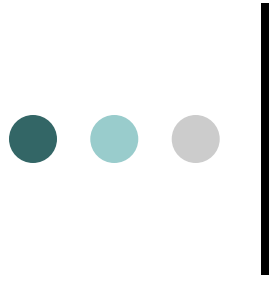
- ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ LÀ TƯƠNG ĐỐI RẺ
- ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ CUNG CẤP DẠNG ĐIỀU CHẾ CHẤT LƯỢNG THẤP (PERFORMANCE THẤP TRONG MÔI TRƯỜNG NHIỀU)
- ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ ĐƯỢC SỬ DỤNG CHO PHÁT QUẢNG BÁ THƯƠNG MẠI (AM RADIO)
- ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ ĐƯỢC SỬ DỤNG CHO TRUYỀN THÔNG RADIO DI ĐỘNG SONG PHƯƠNG (CB RADIO)

● ● ● | CÁC LOẠI ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ

- MỘT SỐ CƠ CHẾ ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ

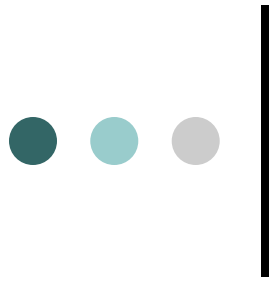
- **DSB-SC** (DOUBLE SIDEBAND SUPPRESS CARRIER)
- **DSB-FC** (DOUBLE SIDEBAND FULL CARRIER)
- **SSB-SC** (SINGLE SIDEBAND SUPPRESS CARRIER)
(CÒN ĐƯỢC BIẾT LÀ : **USBAM** HAY **LSBAM**)
- **SSB-FC** (SINGLE SIDEBAND FULL CARRIER)
- **VSB** (VESTIGIAL SIDEBAND)

DSB-FC THÔNG DỤNG NHẤT, ĐƯỢC GỌI LÀ
AM TRUYỀN THỐNG HAY ĐƠN GIẢN CHỈ LÀ **AM**



DSB-FC AM

(AM)



ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ (DSB-FC) AM

$$V_{am}(t) = [E_c + m(t)] \cos \omega_c t$$

ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ CỦA SÓNG MANG BỞI
TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ

ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ (DSB-FC)

For $E_c(t) = E_c \cos 2\pi f_c t$ và $E_m(t) = E_m \cos 2\pi f_m t$

Modulated Signal : $V_{am}(t) = (E_c + E_m \cos 2\pi f_m t) (\cos 2\pi f_c t)$

$$\beta = \frac{E_m}{E_c}$$

$$V_{am}(t) = E_c (1 + \beta \cos 2\pi f_m t) (\cos 2\pi f_c t)$$

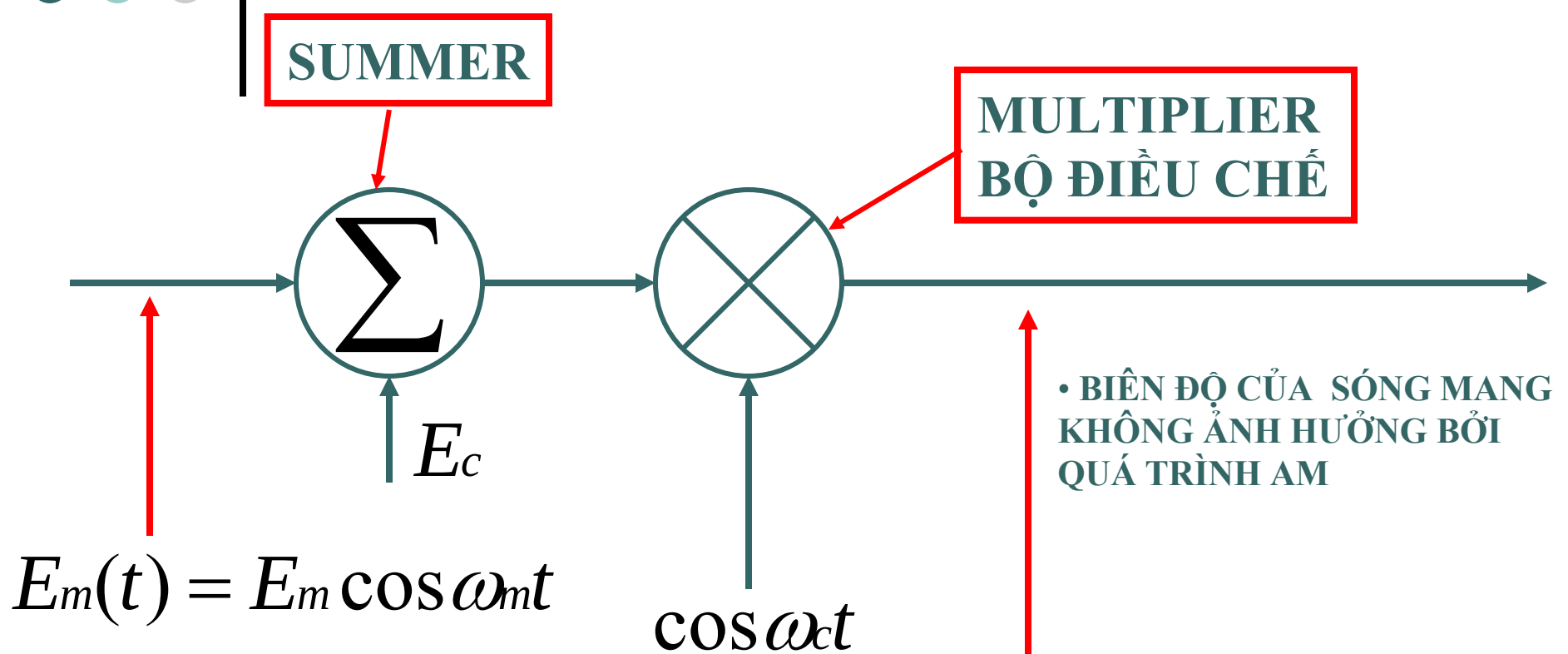
$$\text{Given: } (\cos X)(\cos Y) = \frac{1}{2} \cos(X - Y) + \frac{1}{2} \cos(X + Y)$$

$$\text{We get: } V_{am}(t) = E_c \cos 2\pi f_c t + E_c \beta \cos 2\pi f_c t \cos 2\pi f_m t$$

Which gives:

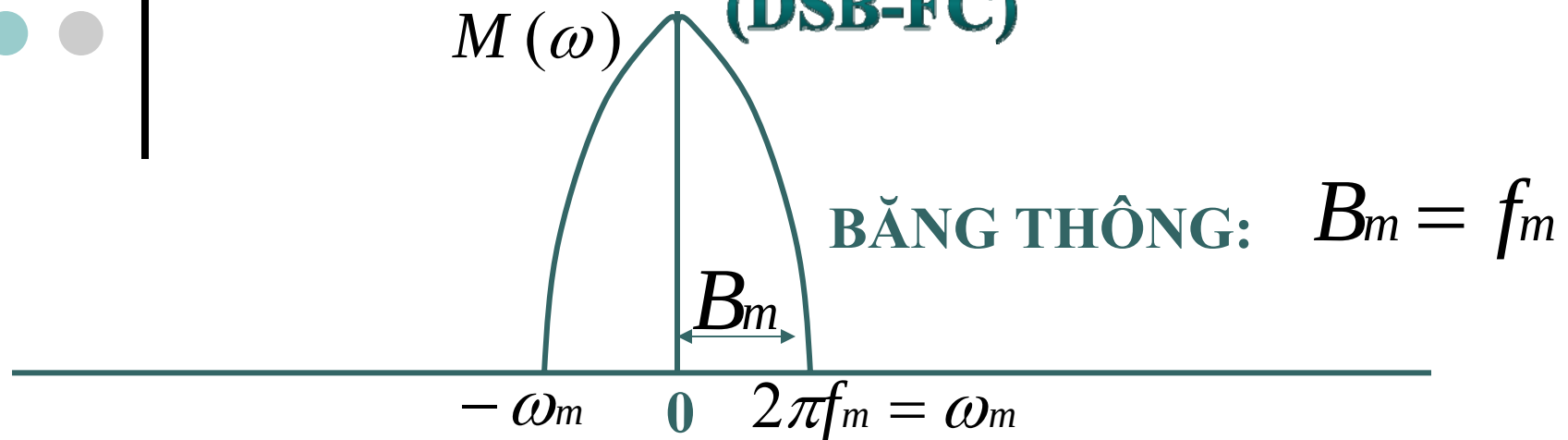
$$V_{am}(t) = E_c \cos 2\pi f_c t + \frac{E_c \beta}{2} [\cos 2\pi (f_c - f_m)t + \cos 2\pi (f_c + f_m)t]$$

ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ (DSB-FC)

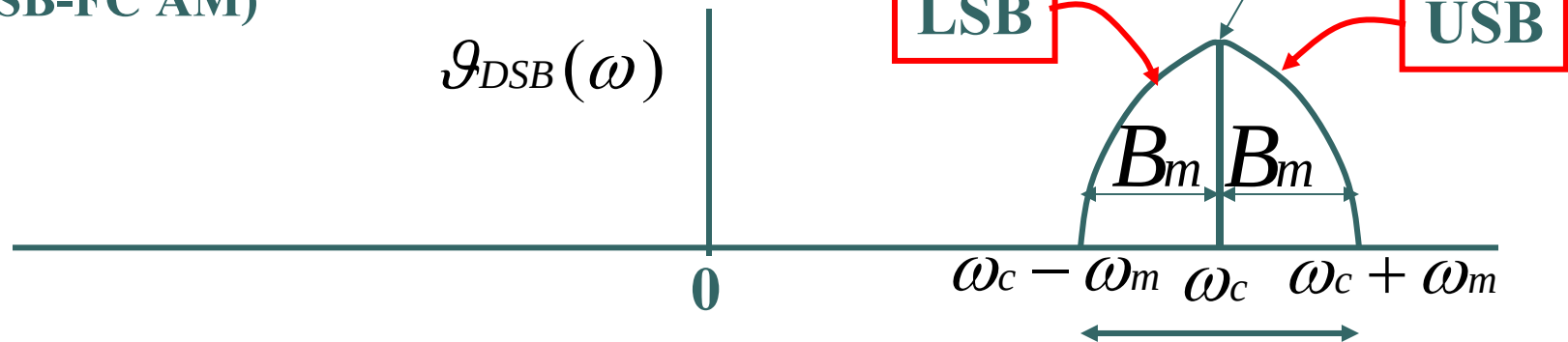


$$E_c \cos 2\pi f_c t + \frac{E_c \beta}{2} [\cos 2\pi (f_c - f_m) t + \cos 2\pi (f_c + f_m) t]$$

TOÀN SÓNG MANG BẰNG CẠNH ĐÔI (DSB-FC)

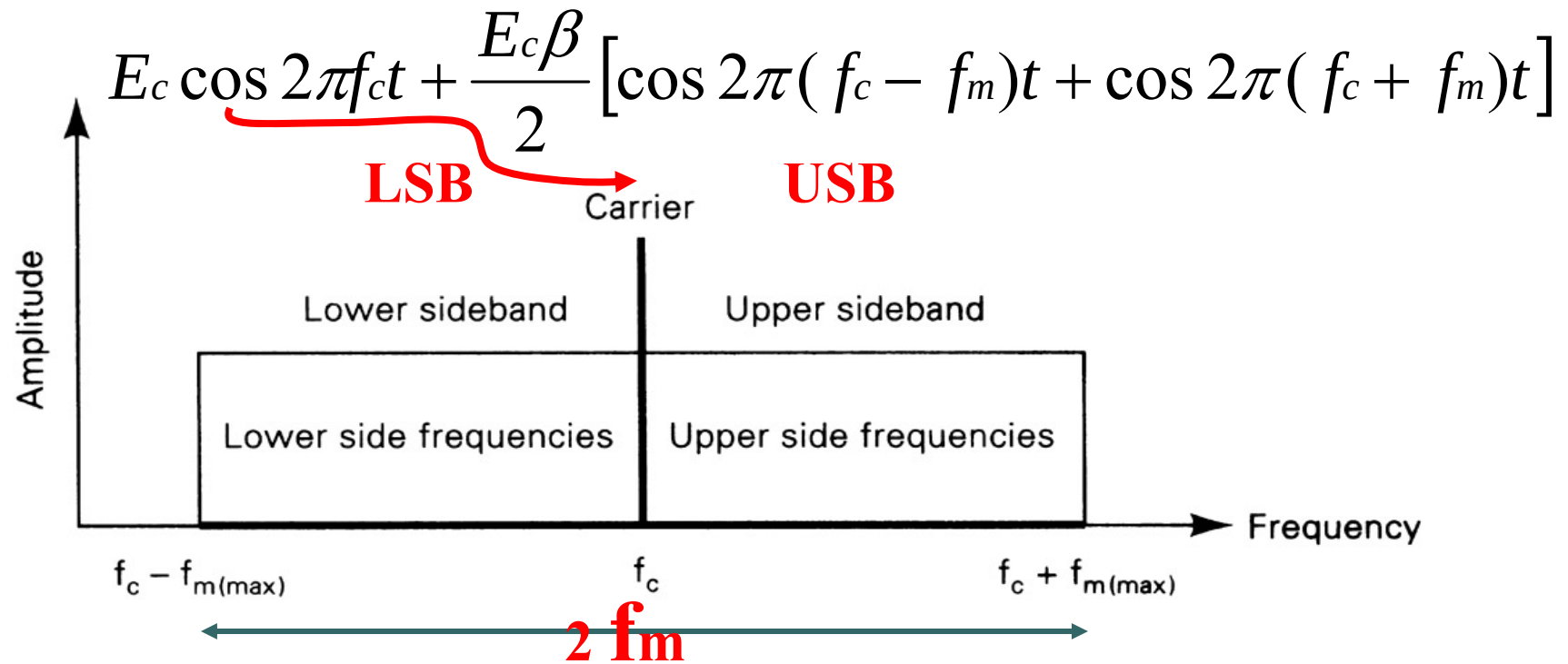


TÍN HIỆU ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ
(DSB-FC AM)



BW CỦA TÍN HIỆU ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ LÀ: $= 2B_m$

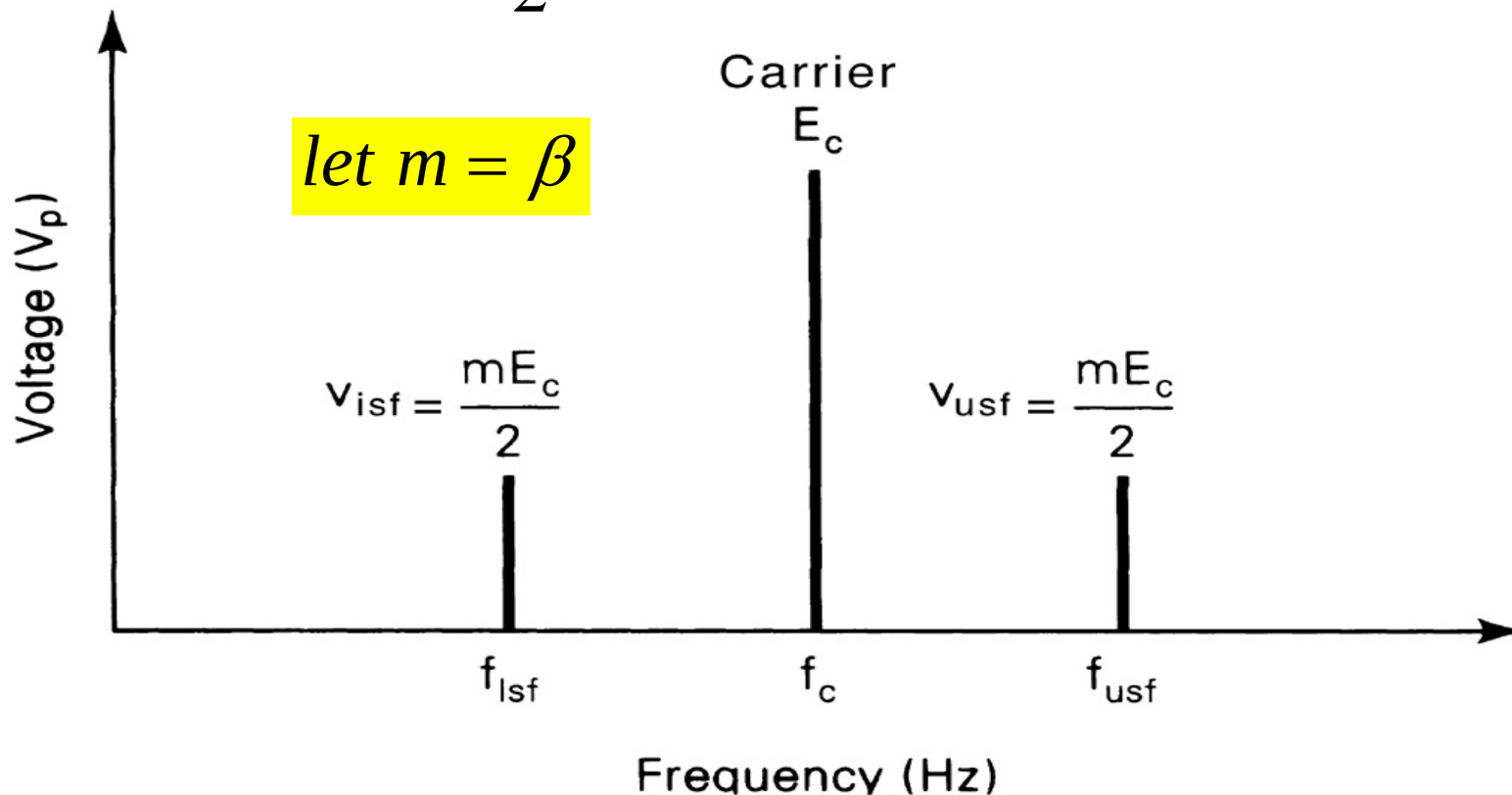
TOÀN SÓNG MANG BẰNG CẠNH ĐÔI (DSB-FC)



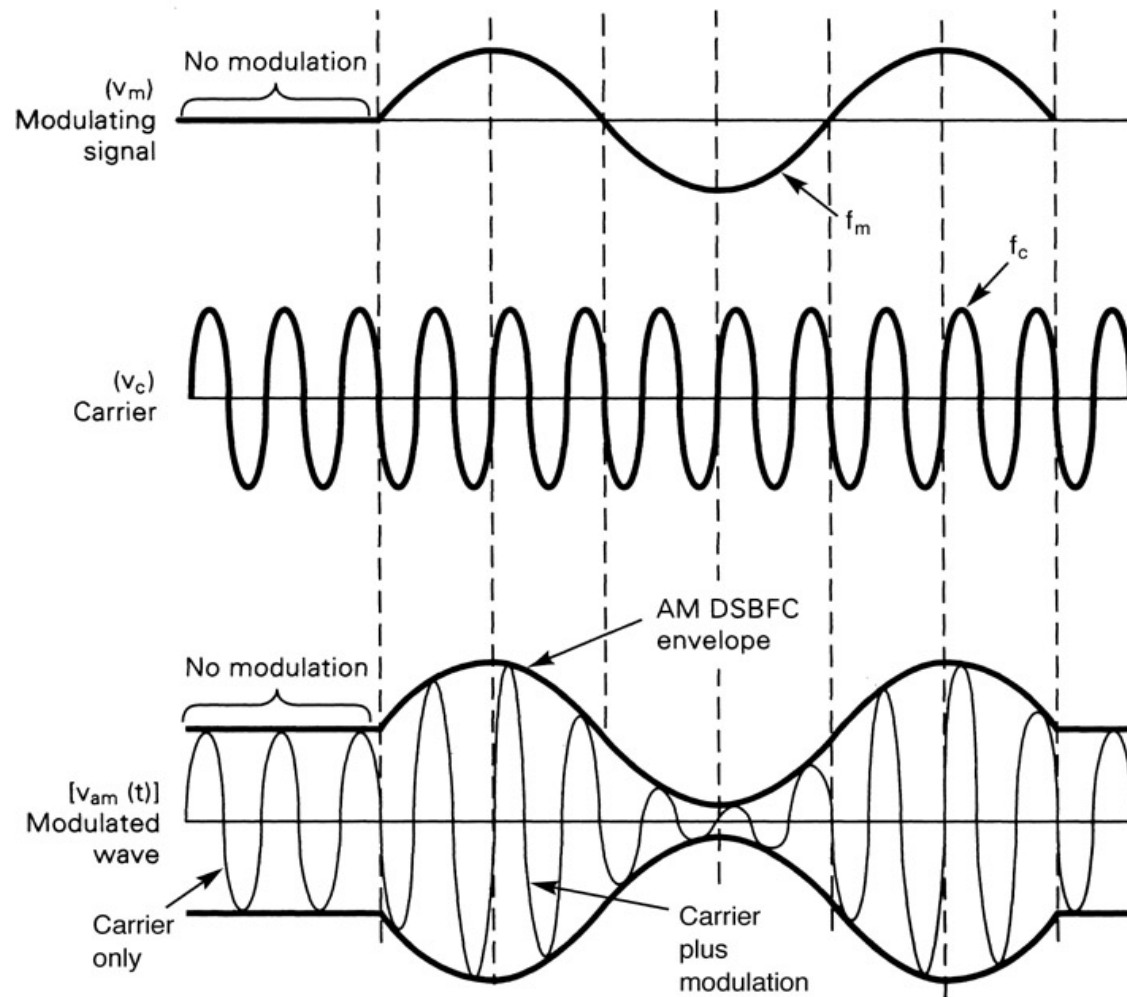
TÍN HIỆU ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ BAO GỒM 1 THÀNH PHẦN TẠI f_c , TRONG CƠ CHẾ NÀY ĐƯỢC GỌI LÀ ĐIỀU CHẾ DSB-FC

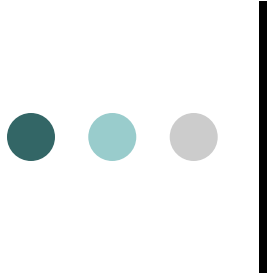
TOÀN SÓNG MANG BẰNG CẠNH ĐÔI (DSB-FC)

$$E_c \cos 2\pi f_c t + \frac{E_c \beta}{2} [\cos 2\pi (f_c - f_m)t + \cos 2\pi (f_c + f_m)t]$$



TOÀN SÓNG MANG BẰNG CẠNH ĐÔI (DSB-FC)





TOÀN SÓNG MANG BẰNG CẠNH ĐÔI (DSB-FC)

SÓNG MANG CHƯA ĐIỀU CHẾ: $V_c(t) = E_c \sin 2\pi f_c t$ OR $E_c \cos 2\pi f_c t$

TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ: $V_m(t) = E_m \sin 2\pi f_m t$ OR $E_m \cos 2\pi f_m t$

CHỈ SỐ ĐIỀU CHẾ: $\beta = \frac{E_m}{E_c}$ $\left\{ \begin{array}{l} \bullet \text{ HỆ SỐ ĐIỀU CHẾ} \\ \bullet \text{ TÁC NHÂN ĐIỀU CHẾ} \\ \bullet \text{ CHỈ SỐ ĐIỀU CHẾ} \end{array} \right.$

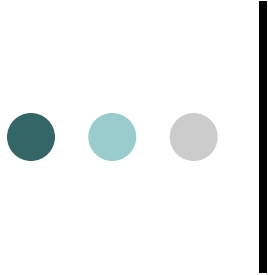
PHẦN TRĂM ĐIỀU CHẾ: $M = \frac{E_m}{E_c} \times 100 \%$

KHỎANG CỦA M: 0% $\longrightarrow$ 100% KHI:

$M < 100\%$, UNDERMODULATION

$M = 100\%$, 100% ĐIỀU CHẾ

$M > 100\%$, OVERMODULATION (i.e. MÉO DẠNG)



TOÀN SÓNG MANG BẰNG CẠNH ĐÔI (DSB-FC)

PHẦN TRĂM ĐIỀU CHẾ (M)

$$M = \frac{E_m}{E_c} \times 100 \%$$

PHẦN TRĂM ĐIỀU CHẾ CHỈ THAY ĐỔI PHẦN TRĂM TRONG BIÊN ĐỘ CỦA SÓNG RA KHI SÓNG MANG BỊ ẢNH HƯỞNG BỞI TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ.

TOÀN SÓNG MANG BẰNG CẠNH ĐÔI (DSB-FC)

BIÊN ĐỘ SÓNG MANG ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ $V = E_c + E_m \quad \{ \pm E_m$

$$V_{\max} = E_c + E_m ; \quad V_{\min} = E_c - E_m$$

WE KNOW: $\beta = \frac{E_m}{E_c} \quad \therefore \quad E_m = \beta E_c$

THUS: $V_{\max} = E_c + \beta E_c = (1 + \beta) E_c$
 $V_{\min} = E_c - \beta E_c = (1 - \beta) E_c$

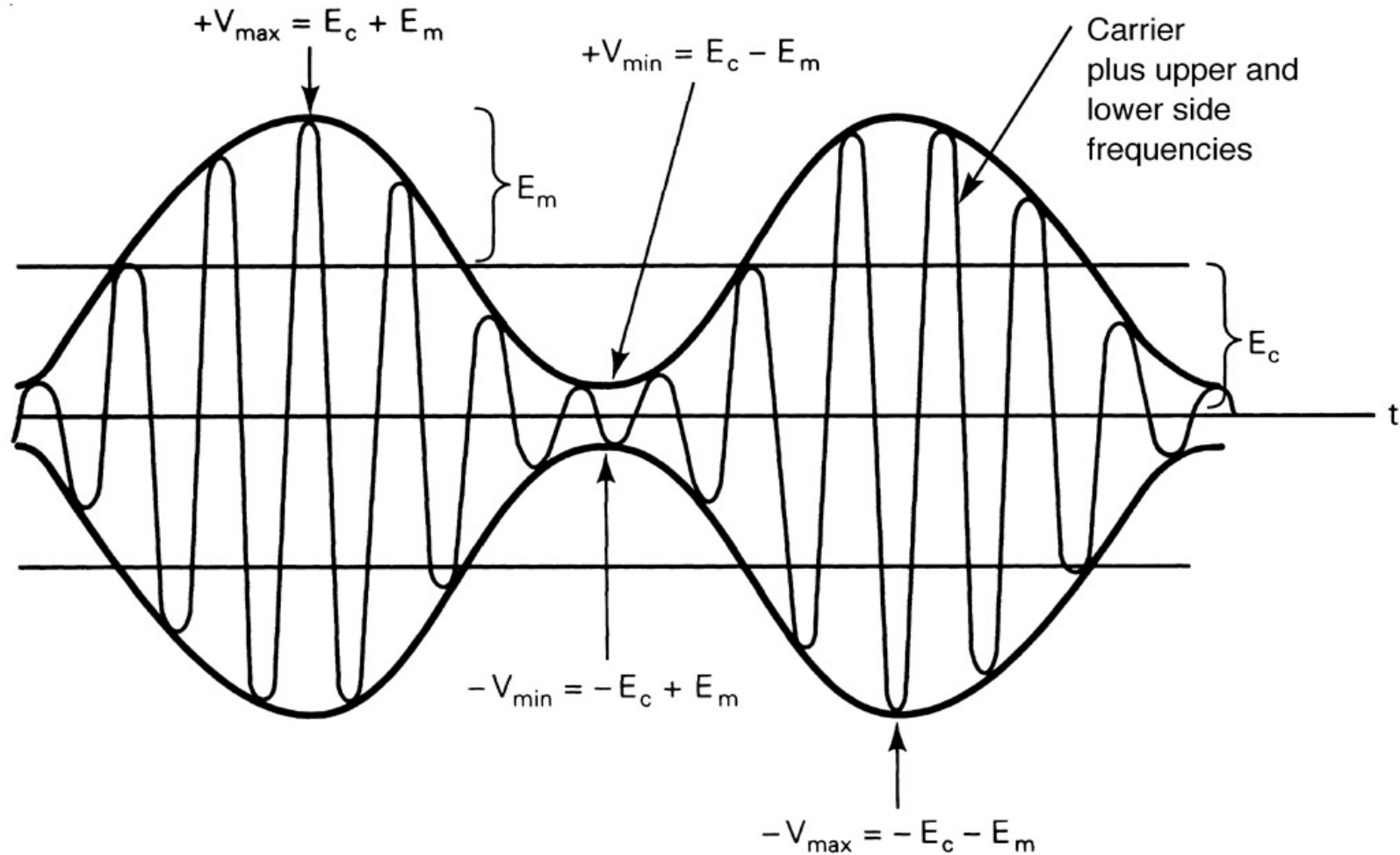
VỚI:

100% ĐIỀU CHẾ: $\beta = 1; V_{\max} = 2 E_c; V_{\min} = 0$

50% ĐIỀU CHẾ: $\beta = 0.5; V_{\max} = 1.5 E_c; V_{\min} = .5 E_c$

0% ĐIỀU CHẾ: $\beta = 0; V_{\max} = E_c; V_{\min} = E_c$

TOÀN SÓNG MANG BẰNG CẠNH ĐÔI (DSB-FC)



ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ (DSB_FC)

$$V_{\max} = E_c + E_m ; \quad V_{\min} = E_c - E_m$$

$$E_m = \frac{1}{2} (V_{\max} - V_{\min})$$

$$E_c = \frac{1}{2} (V_{\max} + V_{\min})$$

$$\beta = \frac{E_m}{E_c} = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}}$$

$$E_{usf} = E_{lsf} = \frac{E_m}{2} = \frac{1}{4} (V_{\max} - V_{\min})$$

E_{USF} = ĐỈNH BIÊN ĐỘ CỦA TẦN SỐ BẰNG CẠNH TRÊN

E_{LSF} = ĐỈNH BIÊN ĐỘ CỦA TẦN SỐ BẰNG CẠNH DƯỚI

GIẢ ĐỊNH:

- TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ LÀ TONE
- QUÁ TRÌNH ĐIỀU CHẾ LÀ ĐỐI XỨNG (LỆCH ĐƯỜNG BAO + VÀ - BẰNG NHAU)

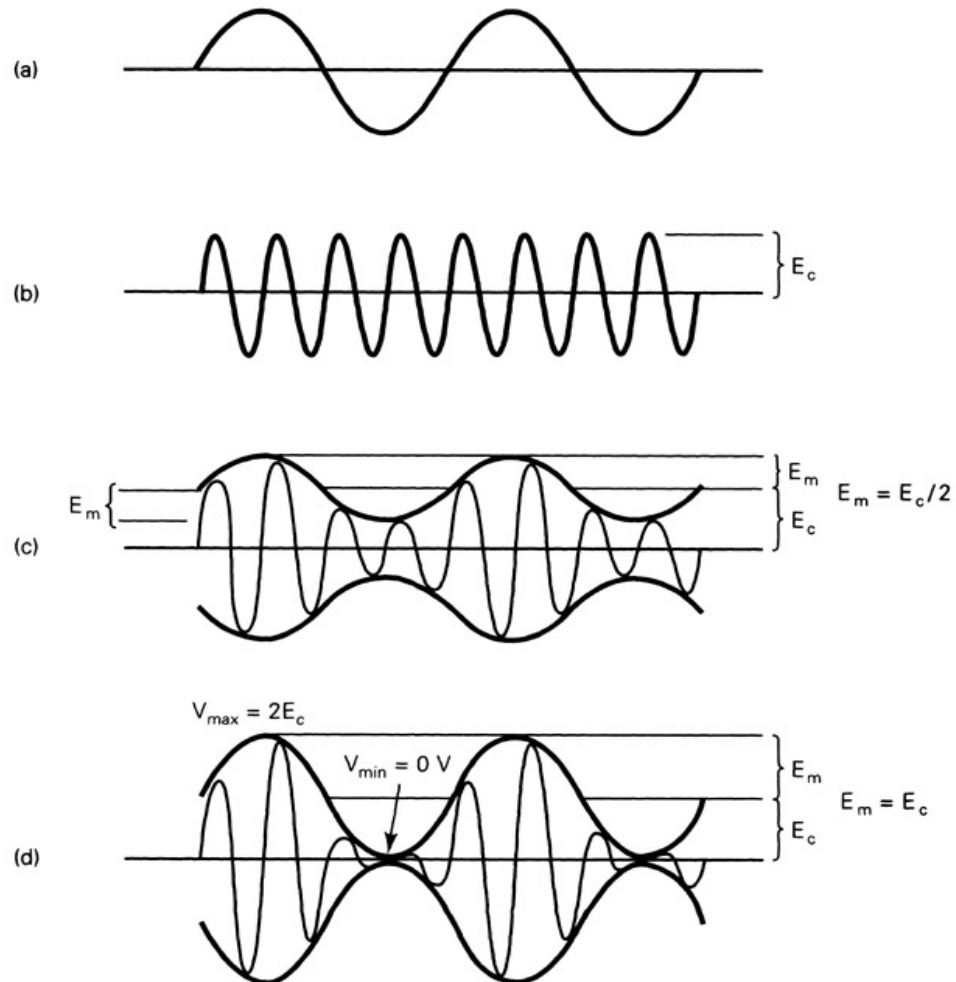
TOÀN SÓNG MANG BẰNG CẠNH ĐÔI (DSB-FC)

TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ

SÓNG MANG CHƯA ĐIỀU CHẾ

50% ĐIỀU CHẾ

100% ĐIỀU CHẾ



VÍ DỤ DSB-FC1

BỘ ĐIỀU CHẾ AM DSB-FC, VỚI TẦN SỐ SÓNG MANG
100 kHz, VÀ TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ LỚN NHẤT 5 kHz,
XÁC ĐỊNH:

TẦN SỐ LIMITS CHO BĂNG CẠNH TRÊN VÀ DƯỚI

$(100 - 5) \text{ kHz ĐẾN } 100 \text{ kHz} = 95 \text{ kHz ĐẾN } 100 \text{ kHz} = \text{LSB}$

$100 \text{ kHz ĐẾN } (100 + 5) \text{ kHz} = 100 \text{ kHz ĐẾN } 105 \text{ kHz} = \text{USB}$

BĂNG THÔNG CỦA TÍN HIỆU ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ

$$B = 2 f_m = 2 \times 5 \text{ kHz} = 10 \text{ kHz}$$

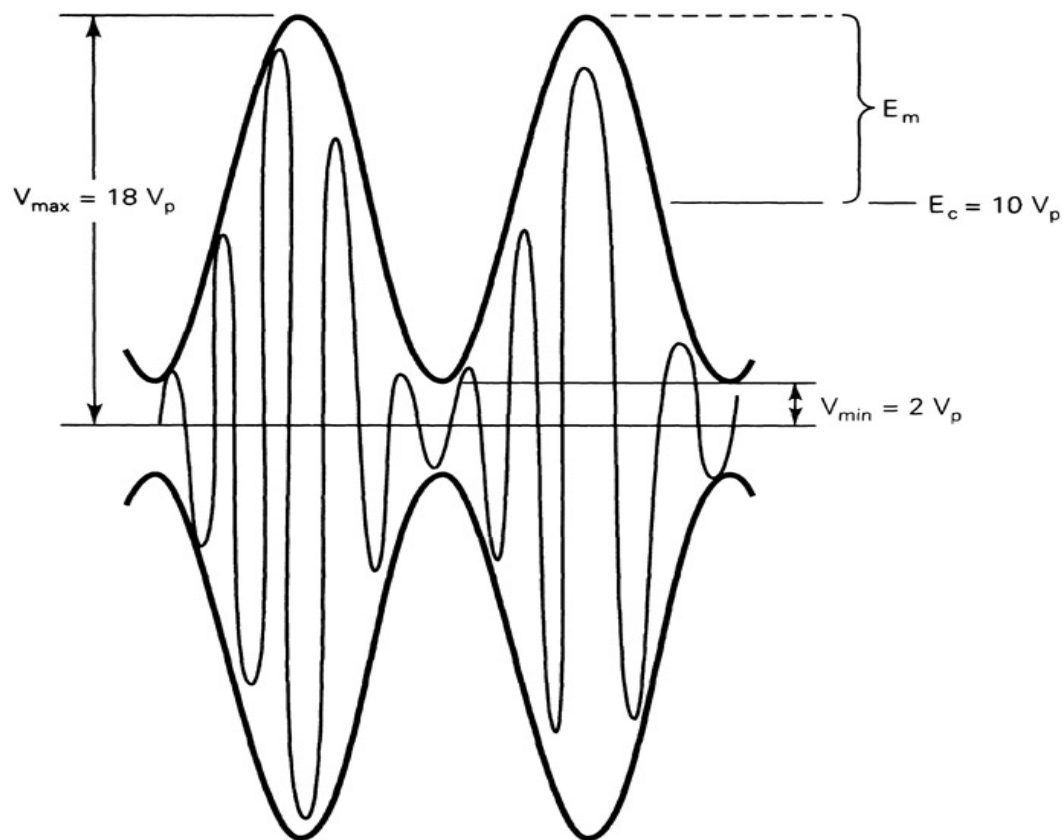
**TẦN SỐ BĂNG CẠNH TRÊN VÀ DƯỚI KHI TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ
LÀ 3 kHz TONE**

$$(100 - 3) \text{ kHz} = 97 \text{ kHz} = \text{LSF}$$

$$(100 + 3) \text{ kHz} = 103 \text{ kHz} = \text{USF}$$

VÍ DỤ DSB-FC2

CHO DẠNG SÓNG AM DƯỚI:



XÁC ĐỊNH:

VÍ DỤ DSB-FC2

ĐỈNH BIÊN ĐỘ CỦA BẢNG CẠNH TRÊN VÀ DƯỚI TẦN SỐ

$$E_{usf} = E_{lsf} = \frac{E_m}{2} = \frac{1}{4} (V_{\max} - V_{\min})$$

$$E_{usf} = E_{lsf} = \frac{1}{4} (18 - 2) = 4V$$

ĐỈNH BIÊN ĐỘ CỦA SÓNG MANG CHƯA ĐIỀU CHẾ

$$E_c = \frac{1}{2} (V_{\max} + V_{\min}) = \frac{1}{2} (18 + 2) = 10V$$

ĐỈNH CHANGE TRONG BIÊN ĐỘ CỦA ĐƯỜNG BAO

$$E_m = \frac{1}{2} (V_{\max} - V_{\min}) = \frac{1}{2} (18 - 2) = 8V$$

VÍ DỤ DSB-FC2

COEFFICIENT CHỈ SỐ

$$\beta = \frac{E_m}{E_c} = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} = \frac{8}{10} = 0.8$$

PHẦN TRĂM ĐIỀU CHẾ

$$M = \frac{E_m}{E_c} \times 100 \% = 0.8 \times 100 \% = 80 \%$$

$$M = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} \times 100 \% = \frac{18 - 2}{18 + 2} \times 100 \% = 80 \%$$

VÍ DỤ DSB-FC3

MỘT INPUT VÀO BỘ ĐIỀU CHẾ TRUYỀN THÔNG LÀ SÓNG MANG 500 kHz VỚI BIÊN ĐỘ 20 V_p. INPUT THỨ 2 LÀ TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ 10 kHz BIÊN ĐỘ ĐỦ ĐỂ THAY ĐỔI SÓNG ĐẦU RA $\pm 7.5 V_p$. XÁC ĐỊNH:

TẦN SỐ BĂNG CẠNH TRÊN VÀ DƯỚI

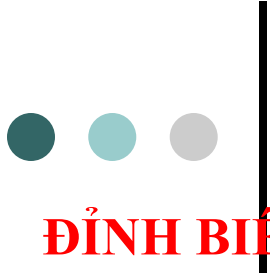
$$(500 + 10) \text{ kHz} = 510 \text{ kHz} = \text{USF}$$

$$(500 - 10) \text{ kHz} = 490 \text{ kHz} = \text{LSF}$$

HỆ SỐ ĐIỀU CHẾ VÀ PHẦN TRĂM ĐIỀU CHẾ

$$\beta = \frac{7.5}{20} = 0.375$$

$$M = \frac{7.5}{20} \times 100 \% = 37.5\%$$



VÍ DỤ DSB-FC3

ĐỈNH BIÊN ĐỘ CỦA SÓNG MANG ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ

$$E_c (\text{ĐIỀU CHẾ}) = E_c (\text{CHƯA ĐIỀU CHẾ}) = 20 \text{ V}_p$$

ĐIỆN THẾ TẦN SỐ BẰNG CẠNH TRÊN VÀ DƯỚI

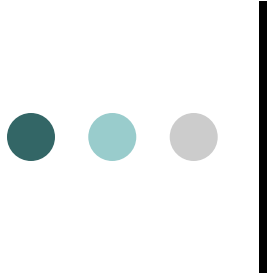
$$E_{usf} = E_{lsf} = \frac{E_m}{2} = \frac{\beta E_c}{2} = \frac{0.375 (20)}{2} = 3.75 \text{ V}_p$$

BIÊN ĐỘ CỦA ĐƯỜNG BAO LỚN NHẤT VÀ NHỎ NHẤT

$$V_{\max} = E_c + E_m ; \quad V_{\min} = E_c - E_m$$

$$V_{\max} = 20 + 7.5 = 27.5 \text{ V}_p$$

$$V_{\min} = 20 - 7.5 = 12.5 \text{ V}_p$$



PHÂN PHỐI CÔNG SUẤT DSB-FC

HAO PHÍ CÔNG SUẤT CỦA SÓNG MANG CHỨA ĐIỀU CHẾ
TRONG ĐIỆN TRỞ TẢI R:

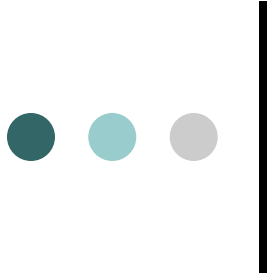
$$P_c = \frac{(0.707 E_c)^2}{R} = \frac{E_c^2}{2R}$$

FROM: $E_{usf} = E_{lsf} = \frac{E_m}{2} = \frac{\beta E_c}{2}$

$$P_{usb} = P_{lsb} = \frac{\beta^2 E_c^2}{8R} = \frac{\beta^2}{4} P_c$$

TỔNG CÔNG SUẤT CHỨA TRONG ĐƯỜNG BAO AM DSB-FC LÀ:

$$P_t = P_c + P_{usb} + P_{lsb}$$



PHÂN PHỐI CÔNG SUẤT DSB-FC

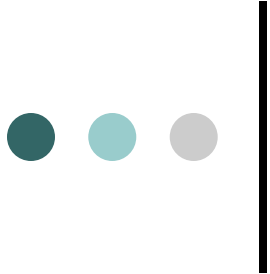
CHO SÓNG ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ DSB-FC, TỔNG CÔNG SUẤT CHỨA TRONG ĐƯỜNG BAO AM DSB-FC LÀ:

$$P_t = P_c + P_{usb} + P_{lsb}$$

$$P_t = P_c + \frac{\beta^2 P_c}{4} + \frac{\beta^2 P_c}{4} = P_c + \frac{\beta^2 P_c}{2}$$

$$P_t = P_c \left(1 + \frac{\beta^2}{2}\right)$$

CÔNG SUẤT SÓNG MANG ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ = CÔNG SUẤT SÓNG MANG CHƯA ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ (CÔNG SUẤT CỦA SÓNG MANG KHÔNG BỊ ẢNH HƯỞNG BỞI QUÁ TRÌNH ĐIỀU CHẾ)



PHÂN PHỐI CÔNG SUẤT DSB-FC

$$P_t = P_c \left(1 + \frac{\beta^2}{2}\right)$$

TỔNG CÔNG SUẤT TRONG ĐƯỜNG BAO AM DSB-FC TĂNG VỚI
SỰ ĐIỀU CHẾ

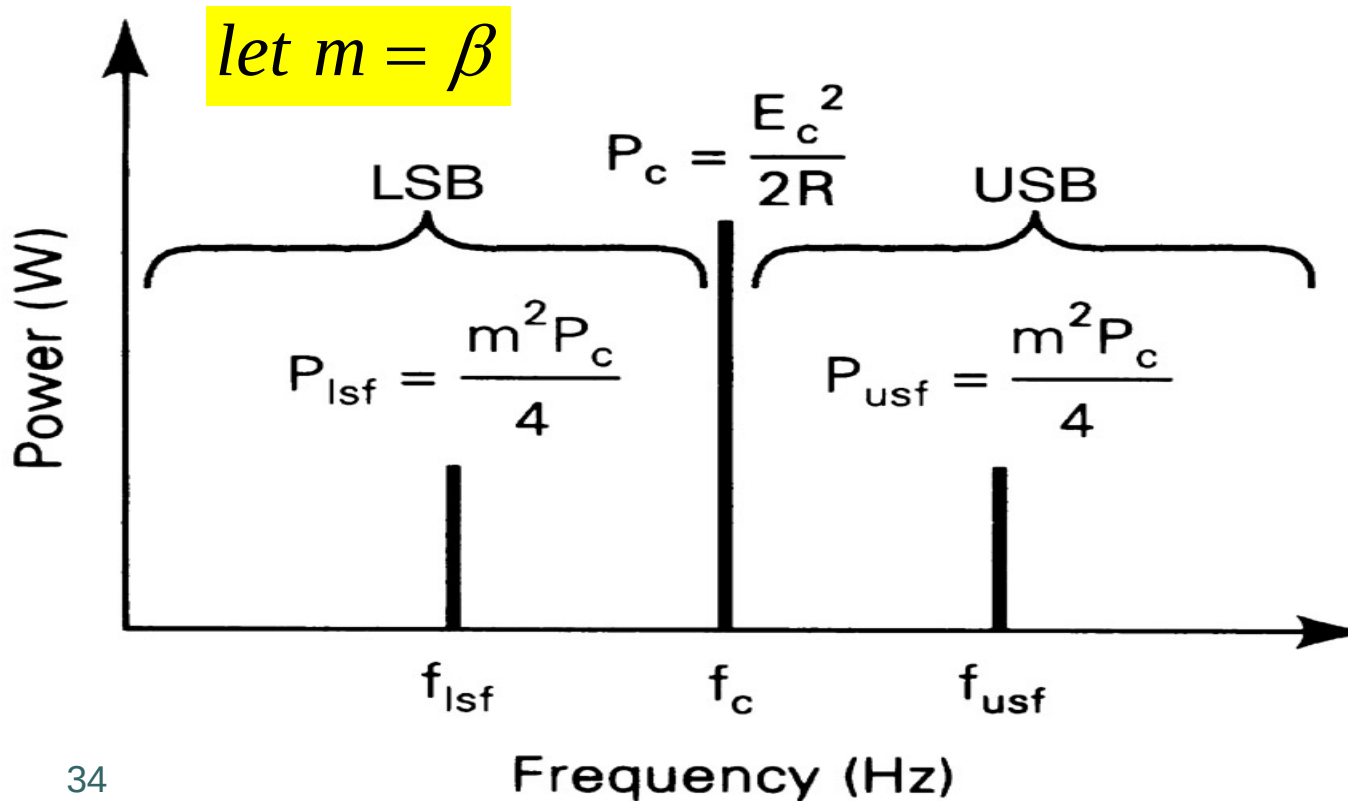
$$\uparrow \beta \quad \uparrow P_t$$

$$P_{usb} = P_{lsb} = \frac{\beta^2 E_c^2}{8R} = \frac{\beta^2}{4} P_c$$

PHÂN PHỐI CÔNG SUẤT DSB-FC

$$P_t = P_c \left(1 + \frac{\beta^2}{2}\right)$$

$$P_{usb} = P_{lsb} = \frac{\beta^2}{4} P_c$$



PHÂN PHỐI CÔNG SUẤT DSB-FC

$$P_t = P_c \left(1 + \frac{\beta^2}{2}\right)$$

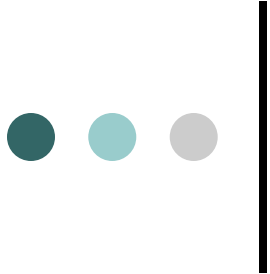
$$P_{usb} = P_{lsb} = \frac{\beta^2}{4} P_c$$

VỚI 100% ĐIỀU CHẾ: $\beta = 1$

$$P_{usb} = P_{lsb} = \frac{1}{4} P_c \quad P_{usb} + P_{lsb} = \frac{1}{2} P_c$$

$$P_t = P_c \left(1 + \frac{1}{2}\right) = 1.5 P_c$$

KHUYẾT ĐIỂM DSB-FC: THÔNG TIN ĐƯỢC CHỨA TRONG BĂNG CẠNH MẶC DÙ HẦU HẾT CÔNG SUẤT LÀ HAO PHÍ BỞI SÓNG MẠNG (DSB-SC LOẠI BỎ KHUYẾT ĐIỂM NÀY)



PHÂN PHỐI CÔNG SUẤT DSB-FC

TRONG AM, THÀNH PHẦN SÓNG MANG KHÔNG MANG THÔNG TIN. DO VẬY , CÔNG SUẤT SÓNG MANG LÀ HAO PHÍ.

VÍ DỤ DSB-FC

CHO SÓNG MANG AM DSB-FC VỚI SÓNG MANG CHƯA ĐIỀU CHẾ
HIỆU ĐIỆN THẾ ĐỈNH $V_c = 10 \text{ V}_p$, ĐIỆN TRỞ TẢI CỦA
 $R_L = 10 \text{ Ohms}$, VÀ CHỈ SỐ ĐIỀU CHẾ LÀ 1, XÁC ĐỊNH:

CÔNG SUẤT SÓNG MANG

$$P_c = \frac{E_c^2}{2R} = \frac{10^2}{2(10)} = 5 \text{ W}$$

CÔNG SUẤT BẰNG CẠNH TRÊN VÀ DƯỚI

$$P_{usb} = P_{lsb} = \frac{\beta^2}{4} P_c = \frac{1(5)}{4} = 1.25 \text{ W}$$

TỔNG CÔNG SUẤT BẰNG CẠNH

$$P_{usb} + P_{lsb} = \frac{\beta^2}{2} P_c = \frac{1(5)}{2} = 2.5 \text{ W}$$

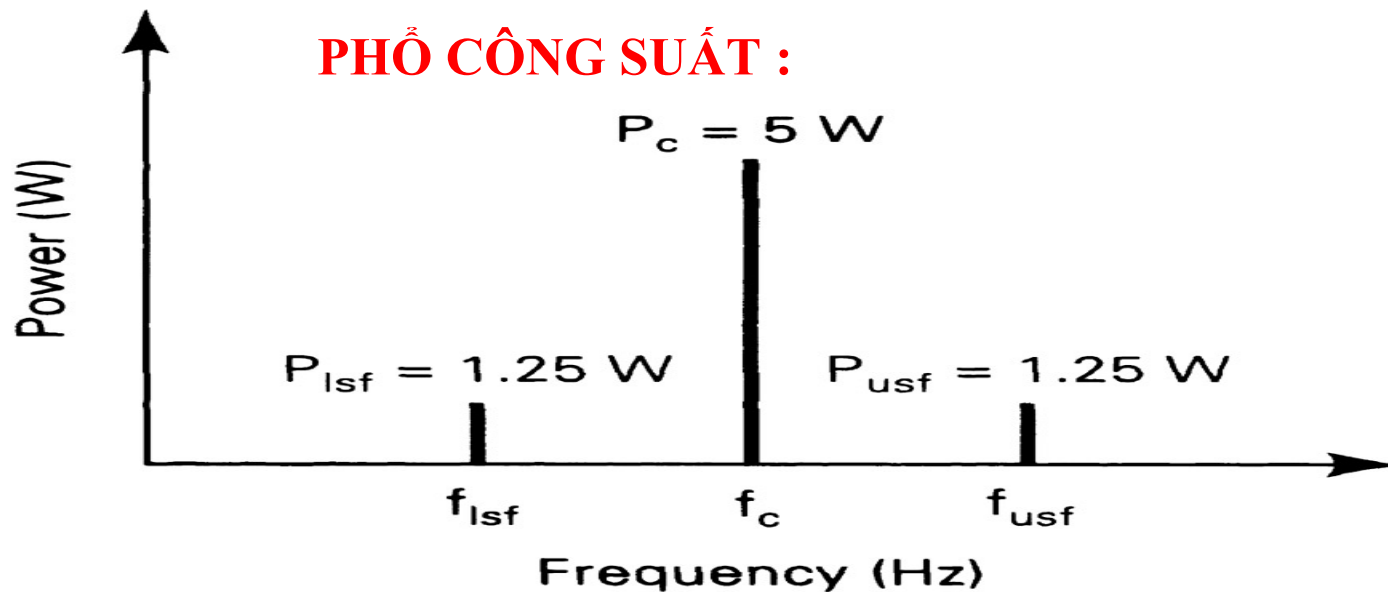
VÍ DỤ DSB-FC

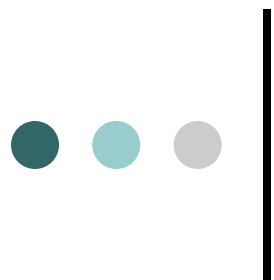
CHO SÓNG MANG AM DSB-FC VỚI SÓNG MANG CHƯA ĐIỀU CHẾ
HIỆU ĐIỆN THẾ ĐỈNH $V_c = 10 \text{ V}_p$, , ĐIỆN TRỞ TẢI CỦA
 $R_L = 10 \text{ Ohms}$, VÀ CHỈ SỐ ĐIỀU CHẾ LÀ 1, XÁC ĐỊNH:

TỔNG CÔNG SUẤT CỦA SÓNG ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ

$$P_t = P_c \left(1 + \frac{\beta^2}{2}\right) = 5 \left(1 + \frac{1^2}{2}\right) = 7.5 \text{ W}$$

PHỔ CÔNG SUẤT :





ĐIỀU CHẾ TÍN HIỆU PHỨC

TRONG CÁC KHẢO SÁT CHO AM,
GIẢ ĐỊNH LÀ TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ TẦN SỐ ĐƠN
(TONE).

TRONG THỰC TẾ, TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ THƯỜNG
DẠNG PHỨC (BAO GỒM NHIỀU THÀNH PHẦN TẦN SỐ
VỚI BIÊN ĐỘ KẾT HỢP)

● ● ● | ĐIỀU CHẾ TÍN HIỆU PHỨC

NẾU TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ CHỨA 2 TẦN SỐ THÌ SÓNG ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ SẼ CHỨA SÓNG MANG VÀ 2 BỘ TẦN SỐ CẠNH:

$$E_c \cos 2\pi f_c t + \frac{E_c \beta_1}{2} [\cos 2\pi (f_c - f_{m1})t + \cos 2\pi (f_c + f_{m1})t]$$

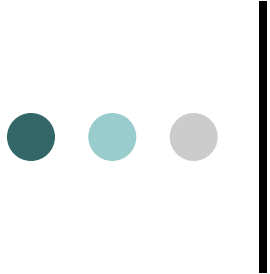
+

$$E_c \cos 2\pi f_c t + \frac{E_c \beta_2}{2} [\cos 2\pi (f_c - f_{m2})t + \cos 2\pi (f_c + f_{m2})t]$$

● ● ● | ĐIỀU CHẾ TÍN HIỆU PHỨC

KHI NHIỀU TẦN SỐ ĐƯỢC SỬ DỤNG ĐỂ ĐIỀU CHẾ SÓNG MANG, TỔNG CHỈ SỐ ĐIỀU CHẾ :

$$\beta_t = \sqrt{\beta_1^2 + \beta_2^2 + \beta_1^2 + \cdots + \beta_n^2}$$



PHÂN PHỐI CÔNG SUẤT DSB-FC

HAO PHÍ CÔNG SUẤT CỦA SÓNG MANG CHỨA ĐIỀU CHẾ:

GHI NHỚ :

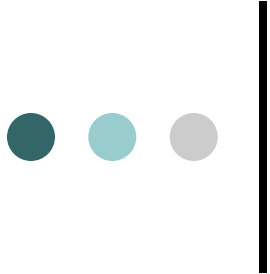
$$P_c = \frac{(0.707 E_c)^2}{R} = \frac{E_c^2}{2R}$$

$$E_{usf} = E_{lsf} = \frac{E_m}{2} = \frac{\beta E_c}{2}$$

N:
$$P_{usbt} = P_{lsbt} = \frac{\beta_t^2 E_c^2}{8R} = \frac{\beta_t^2}{4} P_c$$

TỔNG CÔNG SUẤT BẰNG CẠNH LÀ:

$$P_{sbt} = \frac{\beta_t^2}{2} P_c$$



PHÂN PHỐI CÔNG SUẤT DSB-FC

TỔNG CÔNG SUẤT LÀ:

$$P_t = P_c + P_{sbt}$$

$$P_t = P_c \left(1 + \frac{\beta_t^2}{2}\right)$$

PHẢI BẢO ĐẢM ĐIỆN THẾ KẾT HỢP CỦA TẤT CẢ TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ KHÔNG LÀM BIẾN DẠNG SÓNG MANG !!

VÍ DỤ DSB-FC

CHỌ BỘ PHÁT AM DSB-FC VỚI SÓNG MANG CHỨA ĐIỀU CHẾ CÔNG SUẤT $P_c = 100 \text{ W}$, ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ ĐỒNG THỜI BỞI 3 TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ VỚI

$$\beta_1 = 0.2, \beta_2 = 0.4, \beta_3 = 0.5$$

XÁC ĐỊNH:

TỔNG HỆ SỐ ĐIỀU CHẾ:

$$\beta_t = \sqrt{0.2^2 + 0.4^2 + 0.5^2} = 0.67$$

TỔNG CÔNG SUẤT BẰNG CẠNH:

$$P_{sbt} = \frac{\beta_t^2}{2} P_c = \frac{0.67^2 (100)}{2} = 22.445 \text{ W}$$

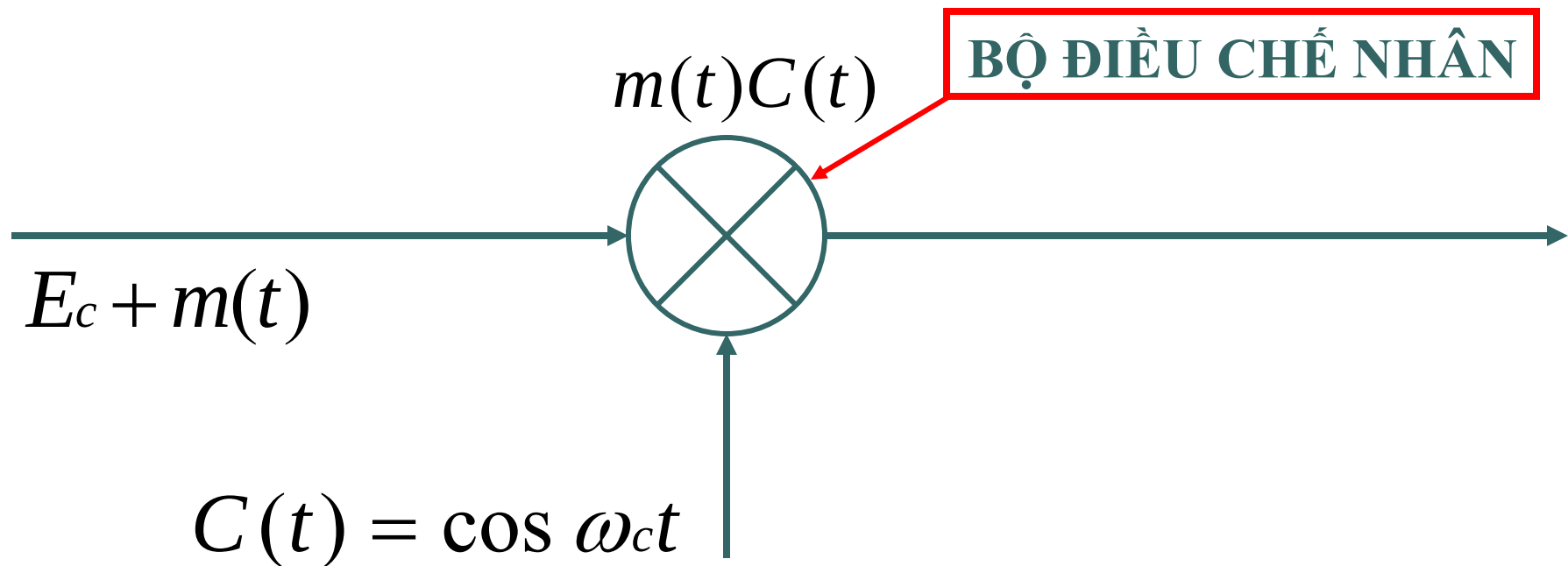
TỔNG CÔNG SUẤT PHÁT:

$$P_t = 100 \left(1 + \frac{0.67^2}{2} \right) = 122.445 \text{ W}$$

TẠO TÍN HIỆU AM

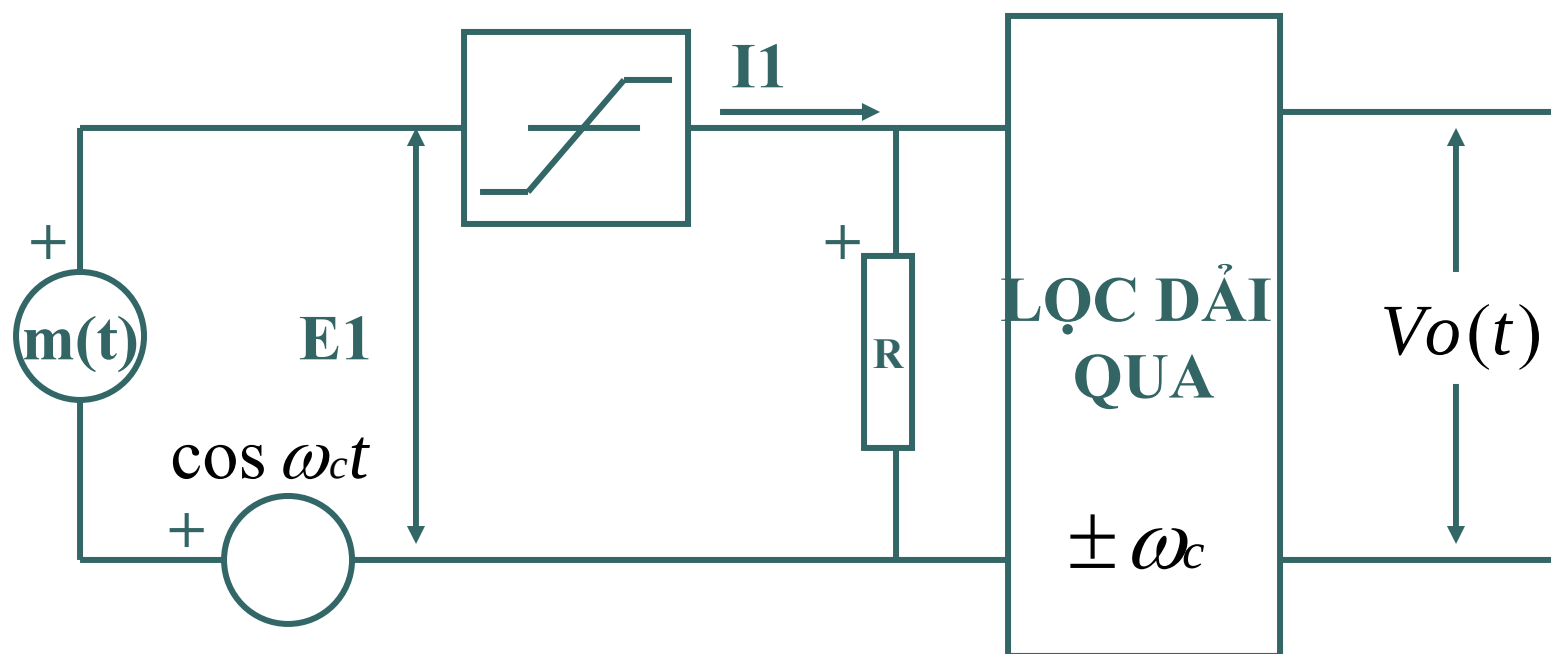
TẠO RA TÍN HIỆU (DSB-FC) SỬ DỤNG
MÁY PHÁT DSB-SC NẾU TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ LÀ:

$[E_c + m(t)]$ instead of $m(t)$



TẠO TÍN HIỆU AM

TUY NHIÊN, AM CÓ THỂ TẠO RA BẰNG CÁCH ĐƠN GIẢN HƠN



BỘ ĐIỀU CHẾ AM: CHỈ SỬ DỤNG NHÁNH TRÊN CỦA BỘ ĐIỀU CHẾ CÂN BẰNG DSB-SC

● ● ● | BỘ ĐIỀU CHẾ DSB-SC PHI TUYẾN

$$E_1 = \cos \omega_c t + m(t) \quad I_1 = a E_1 + b E_1^2$$

$$I_1 = a [\cos \omega_c t + m(t)] + b [\cos \omega_c t + m(t)]^2$$

$$I_1 R = Ra [\cos \omega_c t + m(t)] + Rb [\cos \omega_c t + m(t)]^2 =$$

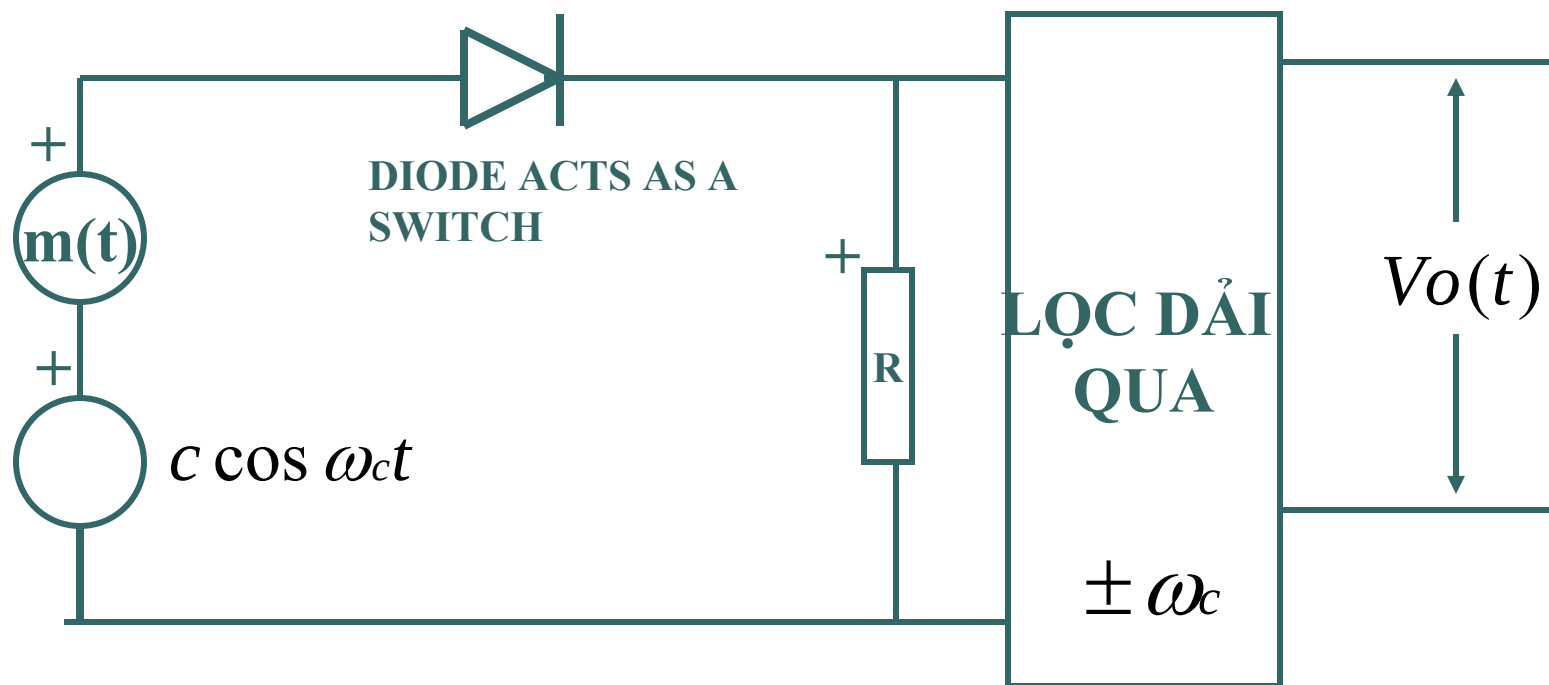
$$aR \cos \omega_c t + 2bR m(t) \cos \omega_c t + aR m(t) + bR m^2(t) + bR \cos^2 \omega_c t$$

$V_o(t) =$ TÍN HIỆU AM

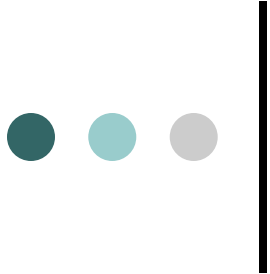
**NÉN SỬ DỤNG LỌC BP
HIỆU CHỈNH ĐẾN ω_c**

TẠO TÍN HIỆU AM

TUY NHIÊN, AM CÓ THỂ TẠO RA BẰNG CÁCH ĐƠN GIẢN HƠN



BỘ ĐIỀU CHẾ AM: SỬ DỤNG SWITCH TRONG BỘ ĐIỀU CHẾ



TẠO TÍN HIỆU AM

- DIODE HOẠT ĐỘNG NHƯ SWITCH BẬT TẮT.
- INPUT TÍN HIỆU LÀ:

$$C \cos \omega_c t + m(t) \quad \text{with} \quad c \gg m(t)$$

ĐỂ HOẠT ĐỘNG CHUYỂN MẠCH CỦA DIODE ĐƯỢC ĐIỀU KHIỂN BỞI:

$$C \cos \omega_c t$$

- DIODE NGẮN/ HỞ MẠCH ĐỊNH KỲ TRONG HIỆU ỨNG NHÂN TÍN HIỆU ĐẦU VÀO VỚI $S(t)$

TẠO TÍN HIỆU AM

- TÍN HIỆU QUA R LÀ:

$$V_R = [c \cos \omega_c t + m(t)] s(t)$$

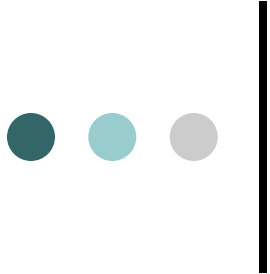
VỚI: $s(t) = \frac{V}{2} + \frac{2V}{\pi} \left[\sin \omega_c t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_c t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_c t + \dots \right]$

VỚI:

$$V_R = \frac{c}{2} \cos \omega_c t + \frac{2}{\pi} m(t) \cos \omega_c t + \text{other terms}$$

$V_o(t)$ =TÍN HIỆU AM

NÉN SỬ DỤNG
LỌC BP

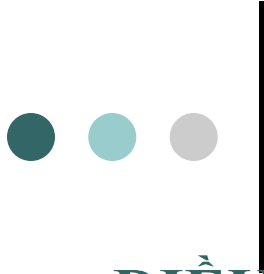


TẠO TÍN HIỆU AM

- ĐIỀU CHẾ MỨC THẤP: XẢY RA TRƯỚC THÀNH PHẦN ĐẦU RA CỦA TẦNG CUỐI CÙNG (ANTENNA LÀ TẦNG CUỐI CÙNG) CỦA BỘ PHÁT
(i.e. CỰC PHÁT TRONG XMITTER TRANSISTOR HÓA)
- ƯU ĐIỂM : CÔNG SUẤT TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ CẦN ÍT HƠN ĐỂ ĐẠT ĐƯỢC PHẦN TRĂM ĐIỀU CHẾ CAO HƠN:

$$\uparrow \beta \quad \uparrow E_m \quad \uparrow P_t$$

- KHUYẾT ĐIỂM: BỘ KHUẾCH ĐẠI PHÍA SAU TẦNG ĐIỀU CHẾ PHẢI TUYẾN TÍNH



TẠO TÍN HIỆU AM

- ĐIỀU CHẾ CẤP CAO: XẢY RA Ở THÀNH PHẦN CUỐI CÙNG CỦA TẦNG CUỐI CÙNG CỦA BỘ PHÁT (i.e. ĐẦU RA CỰC THU)
(TÍN HIỆU SÓNG MANG ĐẠT BIÊN ĐỘ LỚN NHẤT)
- YÊU CẦU BIÊN ĐỘ TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ CAO HƠN NHIỀU ĐỂ ĐẠT ĐƯỢC **M** HỢP LÝ
$$M = \frac{E_m}{E_c} \times 100$$
- BỘ KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ CUỐI CÙNG PHẢI CUNG CẤP TẤT CẢ CÔNG SUẤT BẰNG CẠNH – NHƯNG CÓ THỂ LÀ BỘ KHUẾCH ĐẠI TUYẾN TÍNH (CUNG CẤP ĐIỀU CHẾ)

| BỘ ĐIỀU CHẾ MỨC THẤP

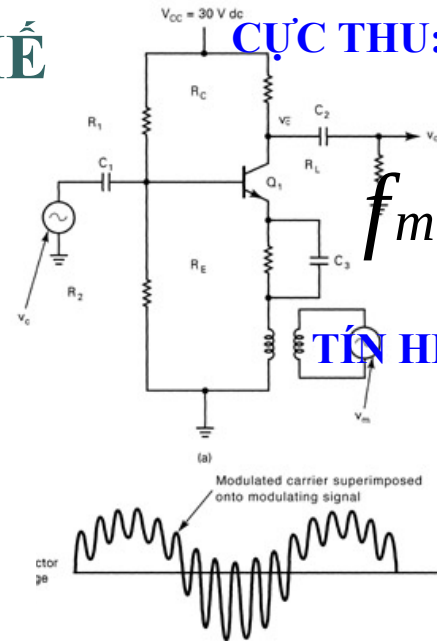
CỰC PHÁT BỘ ĐIỀU CHẾ

TÍN HIỆU SÓNG MANG

ĐIỆN THẾ CỰC THU

TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ

ĐƯỜNG BAO AM DSBFC



CỰC THU: THÀNH PHẦN ĐẦU RA

COUPLING CAPACITOR

LƯỢC BỎ CÁC THÀNH PHẦN

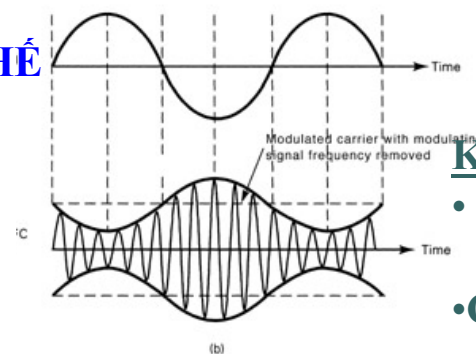
TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ

THAY ĐỔI ĐỘ LỢI

BỘ KHUẾCH ĐẠI TẠI TỐC ĐỘ BẢ

VỚI CỦA TẦN SỐ

TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ



KHUYẾT ĐIỂM:

- CLASS A BỘ KHUẾCH ĐẠI (KO HIỆU QUẢ)
- CÔNG SUẤT OUTPUT THẤP

CỰC PHÁT BỘ ĐIỀU CHẾ

ĐỘ LỢI ĐIỆN THẾ :

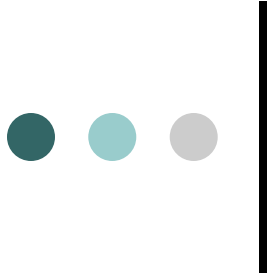
ĐỘ LỢI KO CÓ ĐIỀU CHẾ (TĨNH)

$$A_v = A_q [1 + \beta \sin \omega_c t]$$

ĐỘ LỢI VỚI ĐIỀU CHẾ

NÊN: $A_v = A_q [1 \pm \beta]$

$$\text{FOR } \beta = 1 \begin{cases} A_v = 2A_q \\ A_v = 0 \end{cases}$$



VÍ DỤ

CHO BỘ ĐIỀU CHẾ CỰC PHÁT AM VỚI CHỈ SỐ ĐIỀU CHẾ 0.8, ĐỘ LỢI ĐIỆN THỂ TĨNH LÀ 100, TẦN SỐ SÓNG MANG ĐẦU VÀO LÀ 500 kHz VỚI BIÊN ĐỘ 5 mV VÀ TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ 1000 Hz, XÁC ĐỊNH:

ĐỘ LỢI ĐIỆN THỂ CAO VÀ THẤP NHẤT:

$$A_{\max} = 100 (1 + 0.8) = 180$$

$$A_{\min} = 100 (1 - 0.8) = 20$$

V_{out} BIÊN ĐỘ CAO VÀ THẤP NHẤT :

$$V_{out (\max)} = 180 (0.005) = 0.9 \text{ V}$$

$$V_{out (\min)} = 20 (0.005) = 0.1 \text{ V}$$

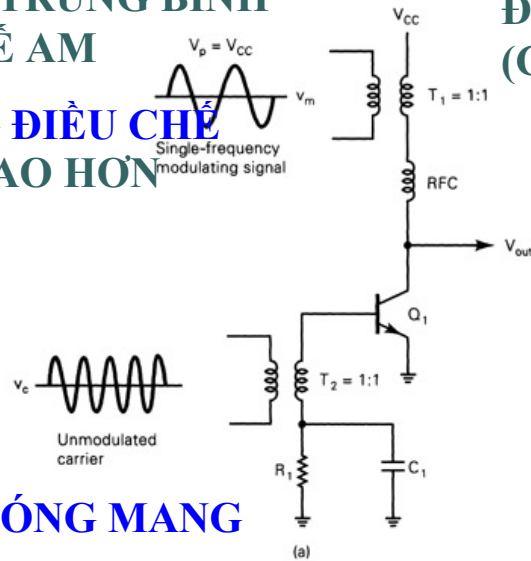
BỘ ĐIỀU CHẾ MỨC TRUNG BÌNH

CÔNG SUẤT TRUNG BÌNH
BỘ ĐIỀU CHẾ AM

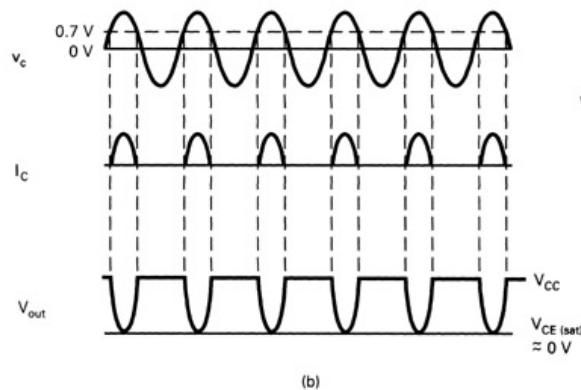
TÍN HIỆU DÙNG ĐIỀU CHẾ
CẦN BIÊN ĐỘ CAO HƠN

KHUYẾT ĐIỂM:

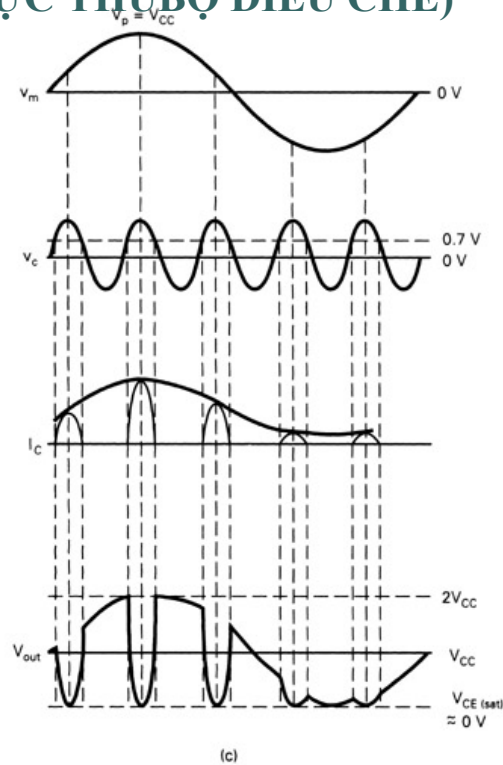
- $M < 100\%$



TÍN HIỆU SÓNG MANG



ĐIỀU CHẾ TẠI THÀNH PHẦN ĐẦU RA Q
(CỰC THUỘ ĐIỀU CHẾ)



BỘ KHUẾCH ĐẠI LỚP C

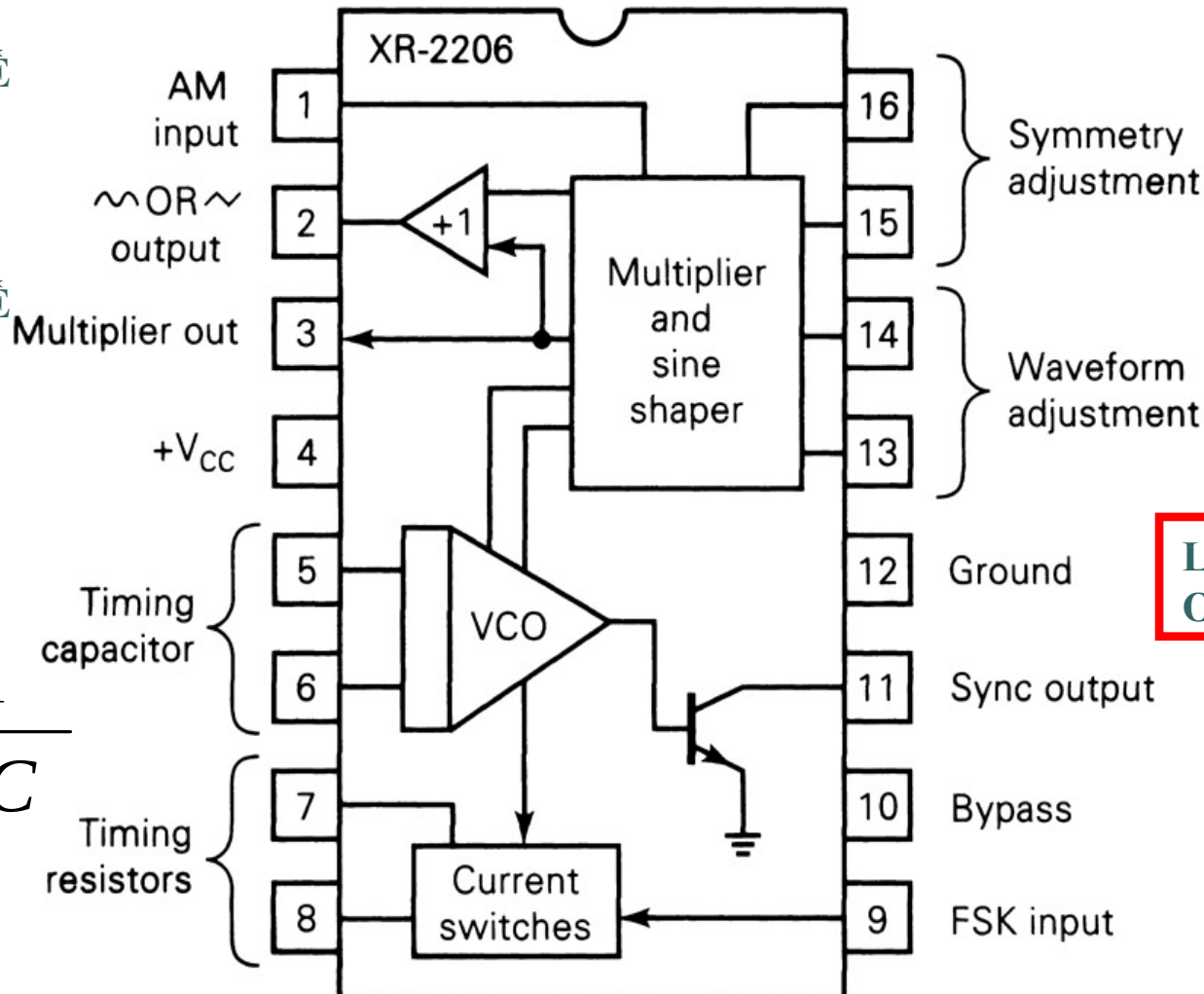
• HIỆU SUẤT CÔNG SUẤT LỚN HƠN

BỘ ĐIỀU CHẾ IC TUYẾN TÍNH

ĐIỀU CHẾ
TÍN HIỆU

TÍN HIỆU
ĐƯỢC
ĐIỀU CHẾ

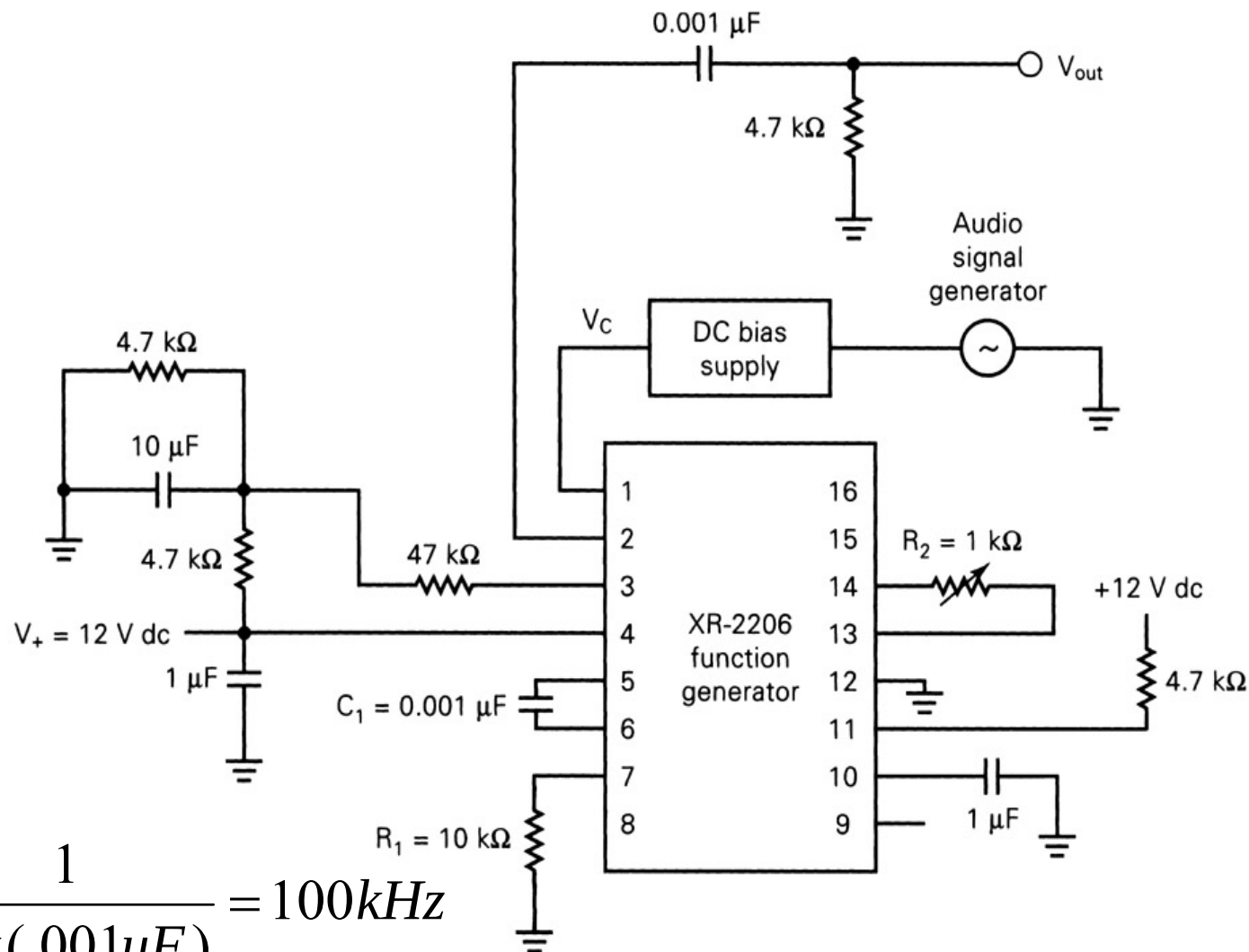
$$f_c = \frac{1}{RC}$$



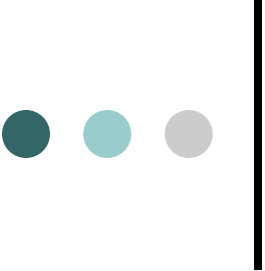
**LOW CÔNG SUẤT
OUTPUT**

FUNCTION MÁY PHÁT

BỘ ĐIỀU CHẾ IC TUYẾN TÍNH - VÍ DỤ



$$f_c = \frac{1}{10k(.001\mu F)} = 100kHz$$



ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ DSB-SC AM

ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ (DSB-SC)

- THÔNG TIN TÍN HIỆU = $m(t) = E_m \cos \omega_m t \leftrightarrow M(\omega)$
- TÍN HIỆU SÓNG MANG = $C(t) = E_c \cos \omega_c t \leftrightarrow C(\omega)$
- TÍN HIỆU ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ = $m(t)C(t) = E_m E_c \cos \omega_m t \cos \omega_c t$

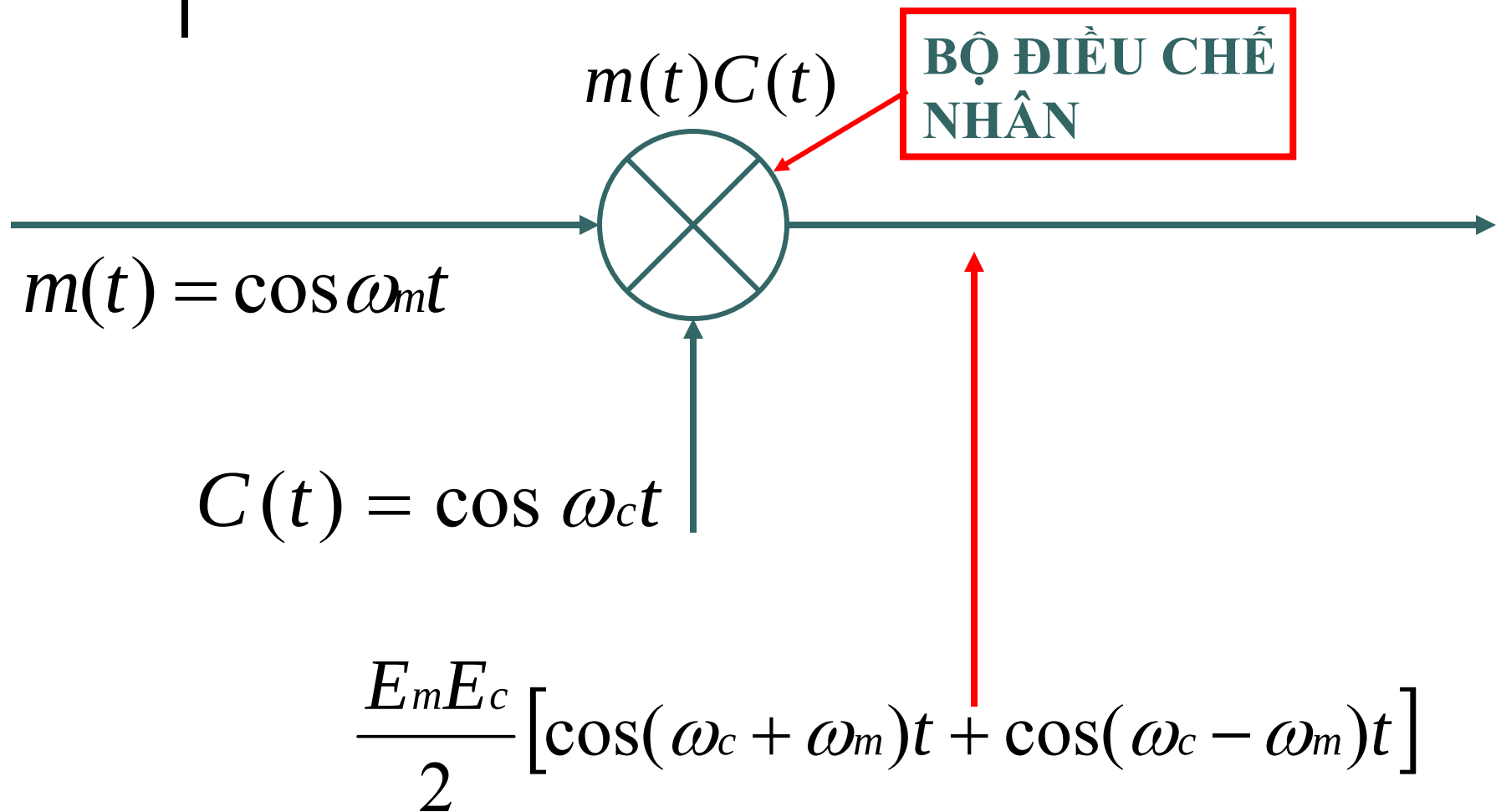
$$\omega = 2\pi f$$

$$(\cos X)(\cos Y) = \frac{1}{2} \cos(X + Y) + \frac{1}{2} \cos(X - Y)$$

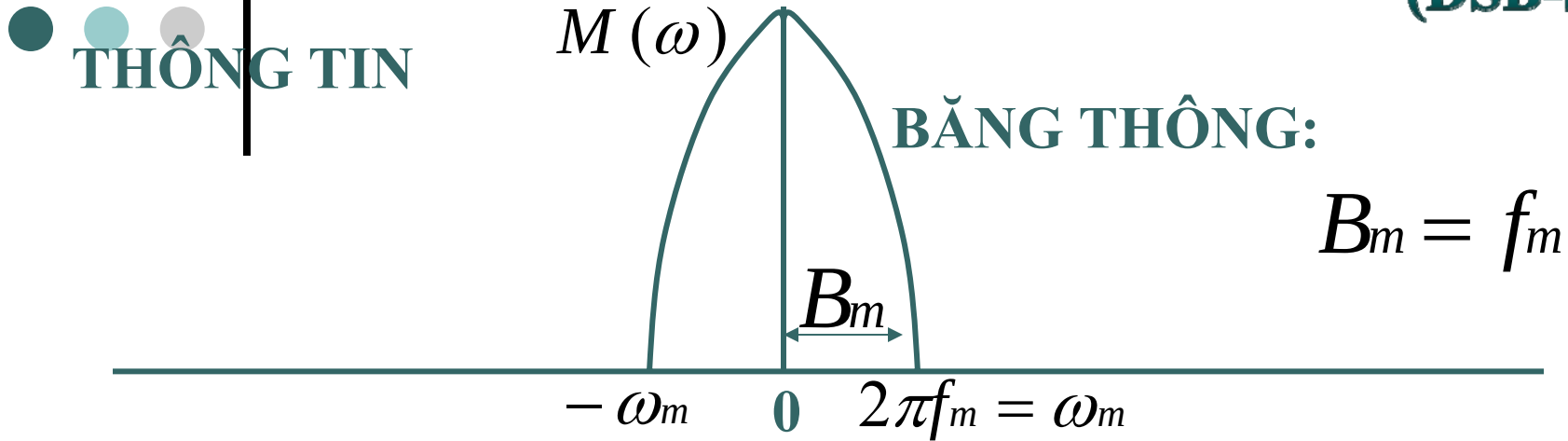
$$\frac{E_m E_c}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t]$$

$$m(t) \cos \omega_c t \leftrightarrow \frac{E_m E_c}{2} [\mathcal{G}(\omega_c + \omega_m) + \mathcal{G}(\omega_c - \omega_m)]$$

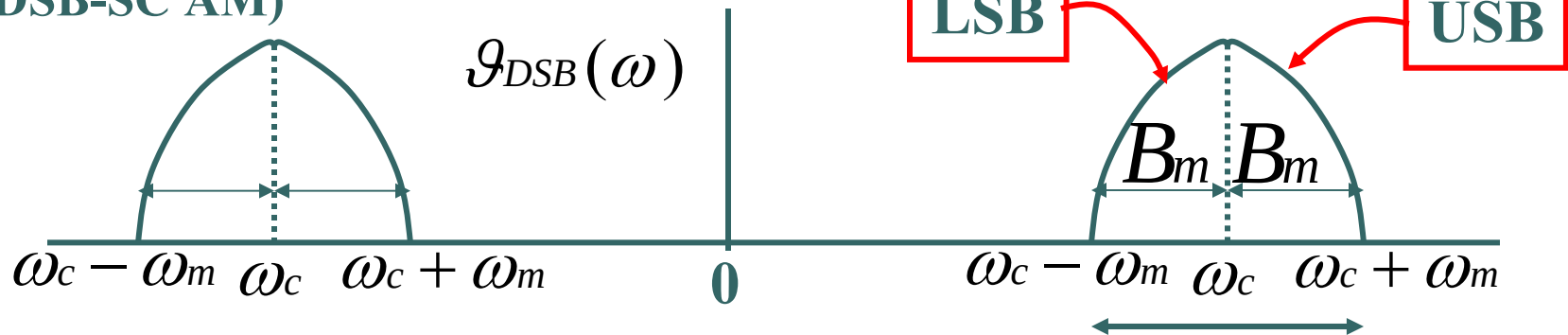
ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ (DSB-SC)



DOUBLE-BĂNG CẠNH SUPPRESS SÓNG MANG (DSB-SC)



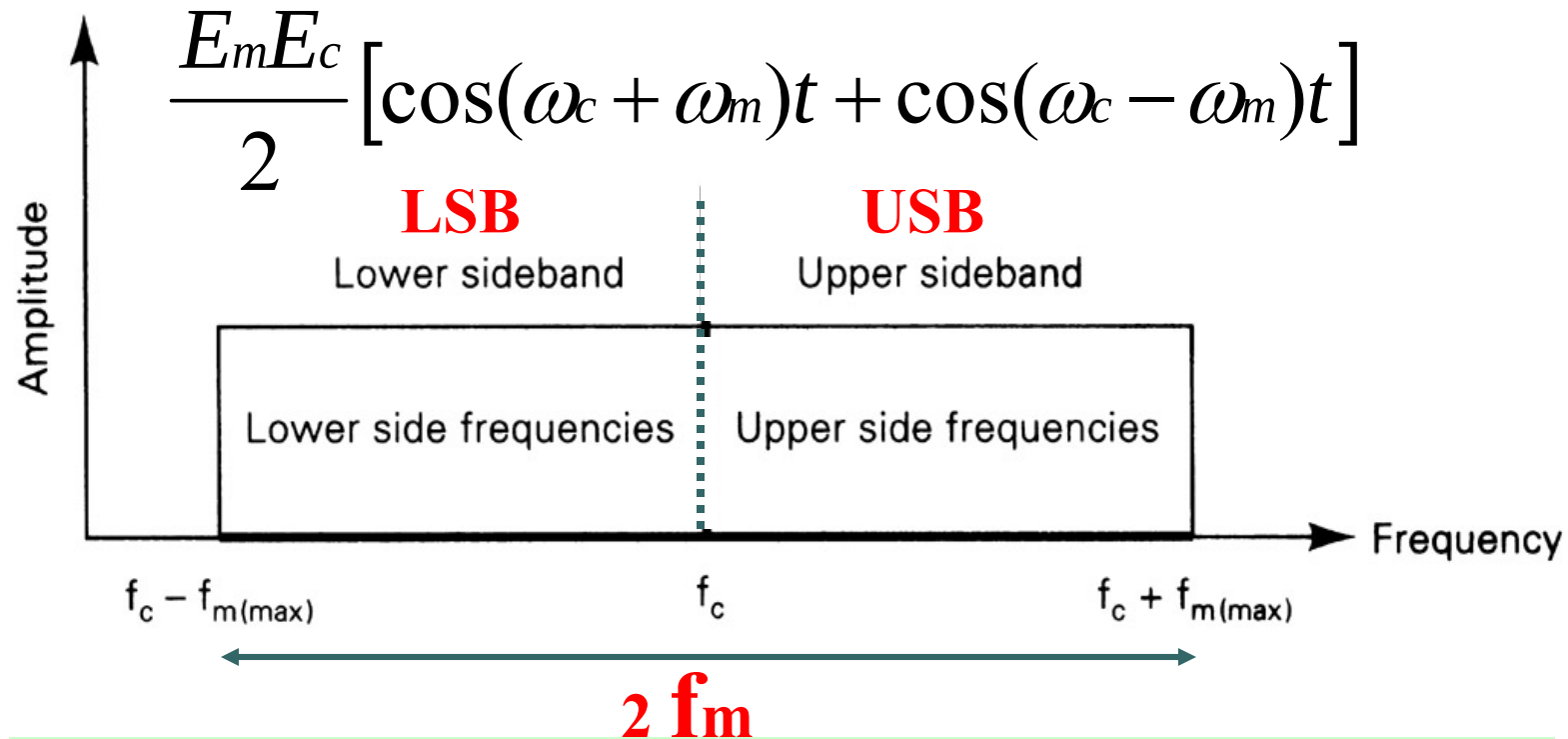
TÍN HIỆU ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ
(DSB-SC AM)



BW CỦA TÍN HIỆU ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ LÀ: $= 2B_m$

DOUBLE-BĂNG CẠNH SUPPRESS SÓNG MANG (DSB-SC)

PHỔ SÓNG MANG ĐÃ ĐIỀU CHẾ TRUNG TÂM TẠI f_c BAO GỒM BĂNG CẠNH TRÊN TRÊN f_c , (**USB**), VÀ BĂNG CẠNH DƯỚI DƯỚI f_c , (**LSB**).



TÍN HIỆU ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ KHÔNG CÓ THÀNH PHẦN TẠI f_c , TRONG CƠ CHẾ NÀY ĐƯỢC GỌI LÀ ĐIỀU CHẾ DSB-SC

BỘ ĐIỀU CHẾ DSB-SC

- BỘ ĐIỀU CHẾ NHÂN**

- BỘ NHÂN TƯƠNG TỰ (i.e. BỘ KHUẾCH ĐẠI ĐỘ LỢI THAY ĐỔI SỬ DỤNG OP-AMPS OR TRANSISTOR, VỚI THAM SỐ ĐỘ LỢI ĐƯỢC ĐIỀU KHIỂN BỞI MỘT TRONG CÁC TÍN HIỆU (i.e. $S_1(t)$)

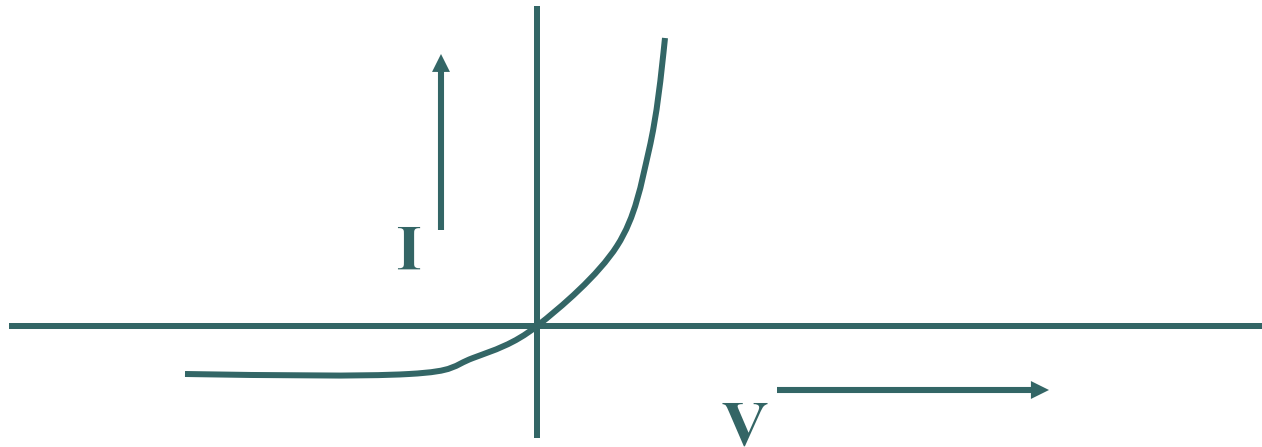
BỘ ĐIỀU CHẾ THỜI GIAN THAY ĐỔI TUYẾN TÍNH



BỘ ĐIỀU CHẾ DSB-SC

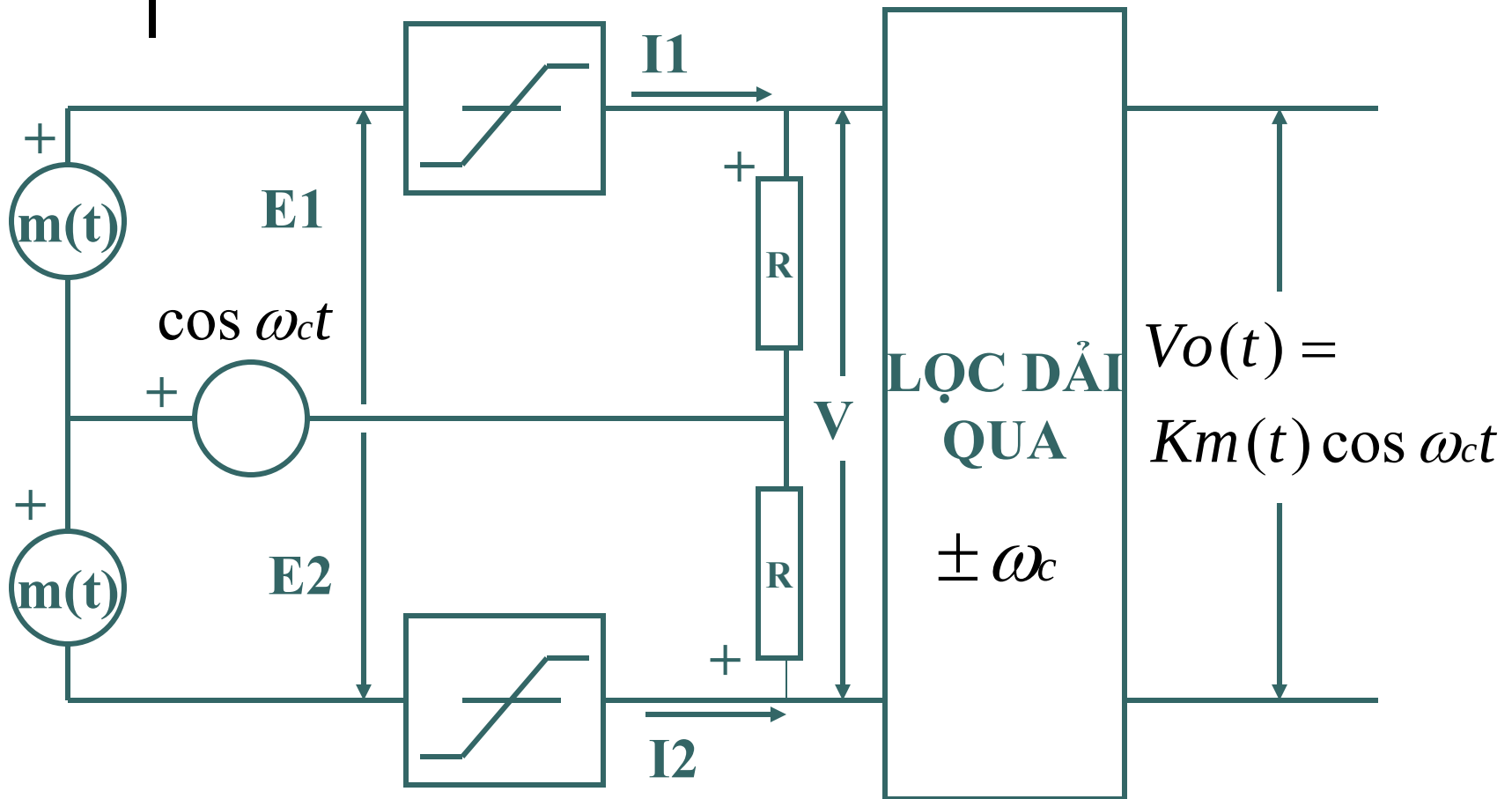
- BỘ ĐIỀU CHẾ PHI TUYẾN**

ĐIỀU CHẾ CÓ THỂ ĐẠT ĐƯỢC BẰNG CÁCH SỬ DỤNG THIẾT BỊ PHI TUYẾN (THIẾT BỊ LUẬT BÌNH PHƯƠNG = DIODE, TRANSISTOR)



$$I \approx aV + bV^2$$

BỘ ĐIỀU CHẾ PHI TUYẾN DSB-SC



BỘ ĐIỀU CHẾ PHI TUYẾN DSB-SC

$$E_1 = \cos \omega_c t + m(t)$$

$$E_2 = \cos \omega_c t - m(t)$$

$$I_1 = a E_1 + b E_1^2$$

$$I_2 = a E_2 + b E_2^2$$

$$I_1 = a [\cos \omega_c t + m(t)] + b [\cos \omega_c t + m(t)]^2$$

$$I_2 = a [\cos \omega_c t - m(t)] + b [\cos \omega_c t - m(t)]^2$$

$$V = I_1 R - I_2 R$$

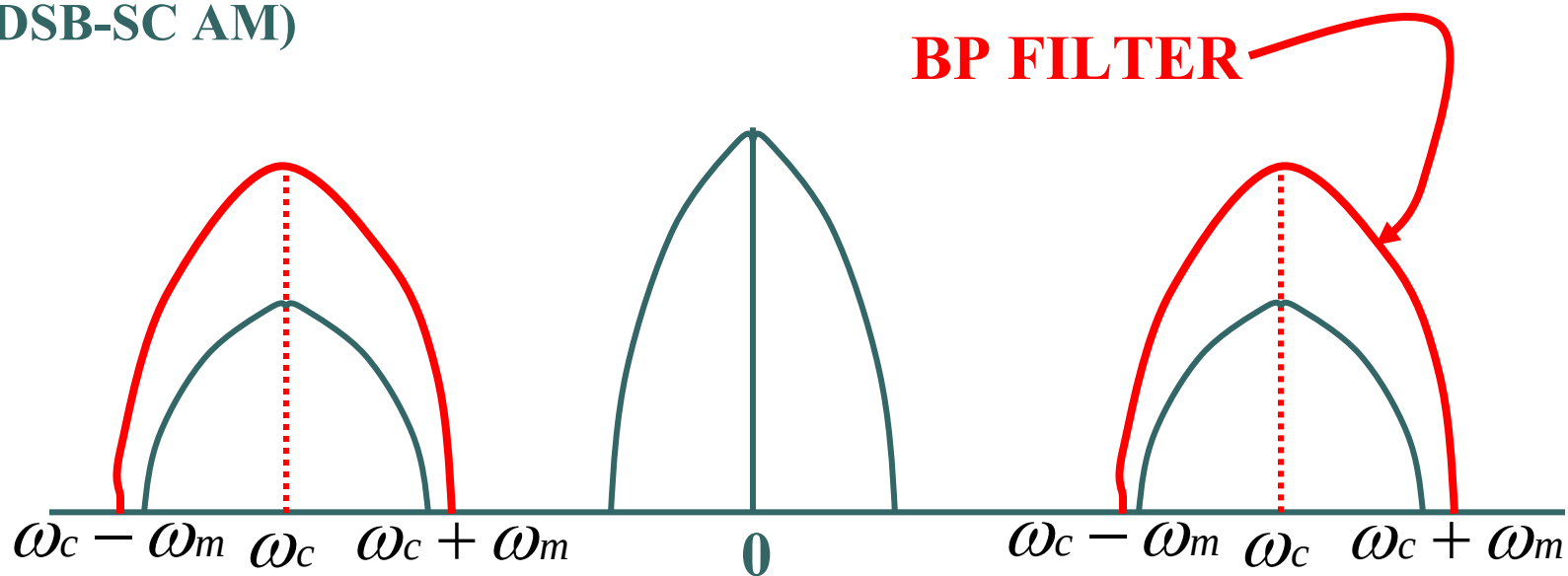
$$V = 2R[2b m(t) \cos \omega_c t + a$$

**BỘ LỌC SỬ DỤNG BỘ LỌC
BF HIỆU CHỈNH $\pm \omega$**

$$V_o = 2R[2b m(t) \cos \omega_c t] = Km(t) \cos \omega_c t$$

BỘ ĐIỀU CHẾ PHI TUYẾN DSB-SC

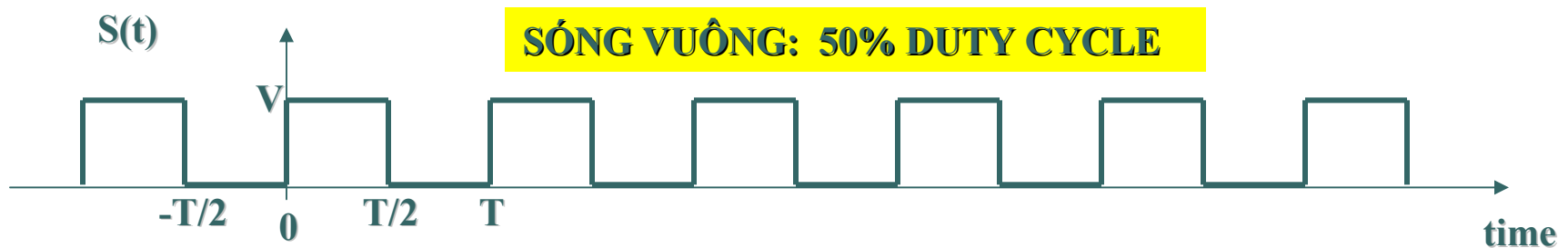
TÍN HIỆU ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ
(DSB-SC AM)



BỘ ĐIỀU CHẾ CHUYỂN MẠCH

- BỘ ĐIỀU CHẾ CHUYỂN MẠCH**

TÍN HIỆU ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ ĐƯỢC TÍNH BẰNG CÁCH LẤY TÍCH $m(t)$ VỚI BẤT KỲ CHU KỲ TÍN HIỆU CỬ A TẦN SỐ CƠ BẢN ω_c (i.e. CHUỖI XUNG VUÔNG HUẤN LUYỆN)



$$s(t) = \begin{cases} +V, & 0 < t < T/2 \\ 0, & -T/2 < t < 0 \end{cases}$$

NEITHER FUNCTION

FOURIER SERIES CỦA SÓNG VUÔNG



$$s(t) = \begin{cases} +V, & 0 < t < T/2 \\ 0, & -T/2 < t < 0 \end{cases}$$

NEITHER FUNCTION

$$s(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\omega_c t + B_n \sin n\omega_c t$$

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cos n\omega_c t dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \sin n\omega_c t dt$$

FOURIER SERIES CỦA SÓNG VUÔNG



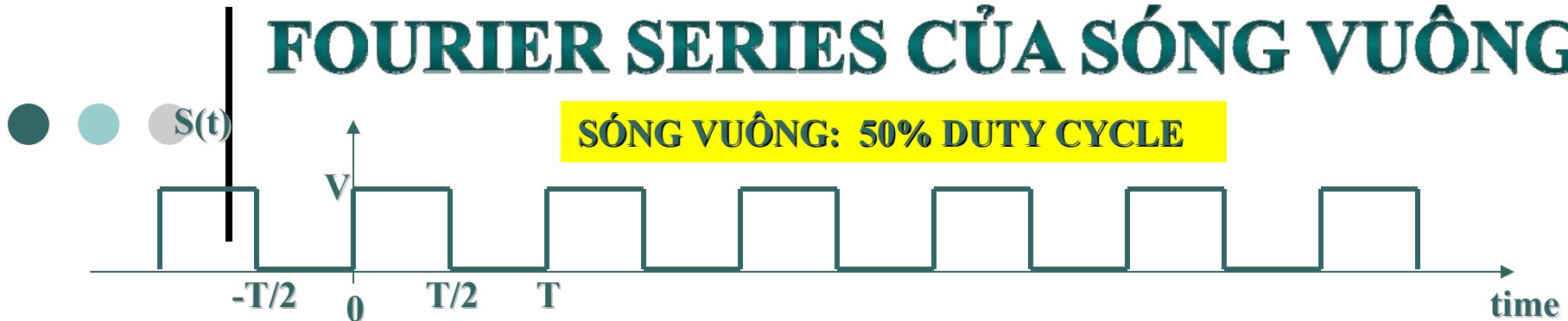
$$A_o = \frac{1}{T} \left[V \int_0^{T/2} dt \right] = \frac{1}{T} V t \Big|_0^{T/2} = \frac{1}{T} V \frac{T}{2} = \frac{V}{2}$$

$$B_n = \frac{2}{T} \left[V \int_0^{T/2} \sin n \omega_c t \, dt \right]$$

$$\int_a^b \sin u \, du = -\cos u \Big|_a^b ; \quad u = n \omega_o t ; \quad du = n \omega_o dt$$

$$B_n = \frac{2V}{T n \omega_c} \left[-\cos n \omega_c t \Big|_0^{T/2} \right]$$

FOURIER SERIES CỦA SÓNG VUÔNG



$$B_n = \frac{2V}{Tn\omega_c} \left[-\cos n\omega_c t \right]_0^{T/2}$$

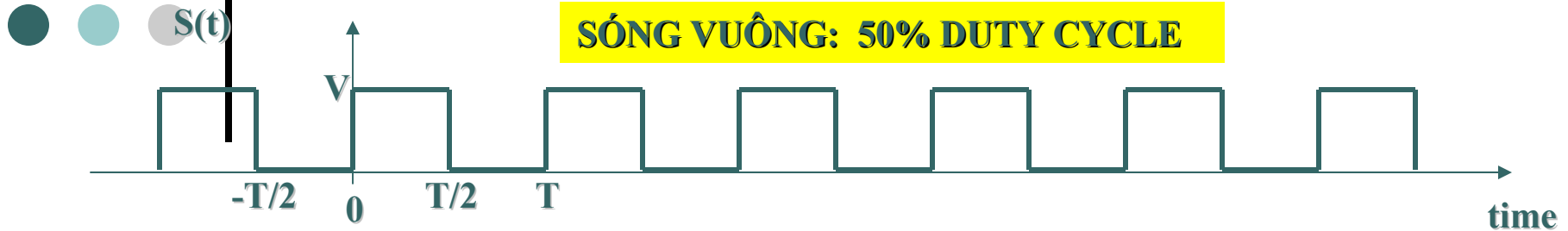
$$n\omega_c t = \frac{n2\pi t}{T} = \begin{cases} t = +T/2; +n\pi \\ t = 0; 0 \end{cases}$$

$$B_n = \frac{V}{\pi n} [(-\cos n\pi + \cos 0)]$$

$$\cos n\pi = \begin{cases} n \text{ odd}; -1 \\ n \text{ even}; 1 \end{cases}$$

$$B_n = \frac{V}{\pi n} [1 - \cos n\pi] \begin{cases} n \text{ odd}; \frac{2V}{n\pi} \\ n \text{ even}; 0 \end{cases}$$

FOURIER SERIES CỦA SÓNG VUÔNG



$$A_n = \frac{2}{T} \left[V \int_0^{T/2} \cos n \omega_c t \, dt \right]$$

$$\int_a^b \cos u \, du = \sin u \Big|_a^b ; \quad u = n \omega_o t ; \quad du = n \omega_o dt$$

$$A_n = \frac{2V}{Tn \omega_c} \left[\sin n \omega_c t \Big|_0^{T/2} \right]$$

FOURIER SERIES CỦA SÓNG VUÔNG



$$A_n = \frac{2V}{Tn\omega_c} \left[\sin n\omega_c t \right]_0^{T/2}$$

$$n\omega_c t = \frac{n2\pi t}{T} = \begin{cases} t = +T/2; +n\pi \\ t = 0; 0 \end{cases}$$

$$A_n = \frac{V}{\pi n} [(\sin n\pi - \sin 0)]$$

$$A_n = \frac{V}{\pi n} [\sin n\pi] = 0$$

FOURIER SERIES CỦA SÓNG VUÔNG



$$A_o = \frac{V}{2} \quad A_n = 0 \quad B_n = \begin{cases} n \text{ odd}; & \frac{2V}{n\pi} \\ n \text{ even}; & 0 \end{cases}$$

$$s(t) = A_o + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\omega_c t + B_n \sin n\omega_c t$$

$$s(t) = \frac{V}{2} + \sum_{n=\text{odd}}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} \sin n\omega_c t$$

FOURIER SERIES CỦA SÓNG VUÔNG



$$s(t) = \frac{V}{2} + \sum_{n=\text{odd}}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} \sin n\omega_c t$$

$$s(t) = \frac{V}{2} + \frac{2V}{\pi} \left[\sin \omega_c t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_c t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_c t + \dots \right]$$

BỘ ĐIỀU CHẾ CHUYỂN MẠCH

PHỔ CỦA TÍCH :

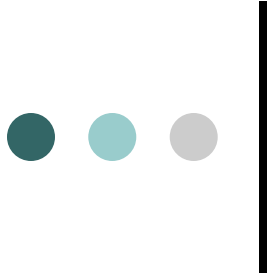
$$m(t)s(t) = \frac{Vm(t)}{2} + \sum_{n=odd}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} m(t) \sin n\omega_c t \quad \text{LÀ:}$$

TÍCH CỦA 2 SÓNG

$$m(t)s(t) \leftrightarrow \frac{VM(\omega_m)}{2} + \frac{2V}{n\pi} \sum_{n=odd}^{\infty} M(\omega_m + n\omega_c) + M(\omega_m - n\omega_c)$$

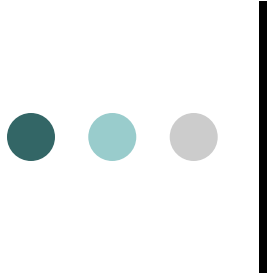
NẾU TÍN HIỆU ĐI QUA LỌC DẢI QUA BĂNG THÔNG 2B VÀ HIỆU CHỈNH THÀNH ω_c TÍN HIỆU ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ NHƯ MONG MUỐN:

$$V_o = Km(t)s(t)$$



ĐẶC TÍNH HỆ THỐNG NÉN SÓNG MANG

- **HỆ THỐNG SC** CẦN CÁC LOẠI MẠCH TÍNH VI TẠI BỘ NHẬN TẠO RA SÓNG MANG ĐỊA PHƯƠNG CÓ TẦN SỐ VÀ PHASE CHÍNH XÁC ĐỂ GIẢI ĐIỀU CHẾ ĐỒNG BỘ (CẦN PHẢI NÉN TẦN SỐ SÓNG MANG TẠI BỘ PHÁT)
- **HỆ THỐNG SC** HIỆU QUẢ KHI XÉT VỀ YÊU CẦU CÔNG SUẤT TẠI BỘ PHÁT (**SO SÁNH VỚI DSB-FC/SSB-FC**)



ĐẶC TÍNH HỆ THỐNG NỀN SÓNG MANG

- **HỆ THỐNG SC THAY ĐỔI TRONG TRUYỀN THÔNG ĐIỂM- ĐIỂM** (MỘT BỘ NHẬN CHO MỖI BỘ PHÁT)
- **CHO HỆ THỐNG PHÁT QUẢNG BÁ** VỚI NHIỀU BỘ NHẬN CHO MỖI BỘ PHÁT, KINH TẾ HƠN KHI CÓ NHIỀU BỘ NHẬN ĐƠN GIẢN HƠN, ÍT TỐN KÉM (BỘ GIẢI ĐIỀU CHẾ CHI PHÍ THẤP), **HỆ THỐNG TOÀN SÓNG MANG** (i.e. DSB-FC)

ELECTRONIC COMMUNICATIONS SYSTEMS

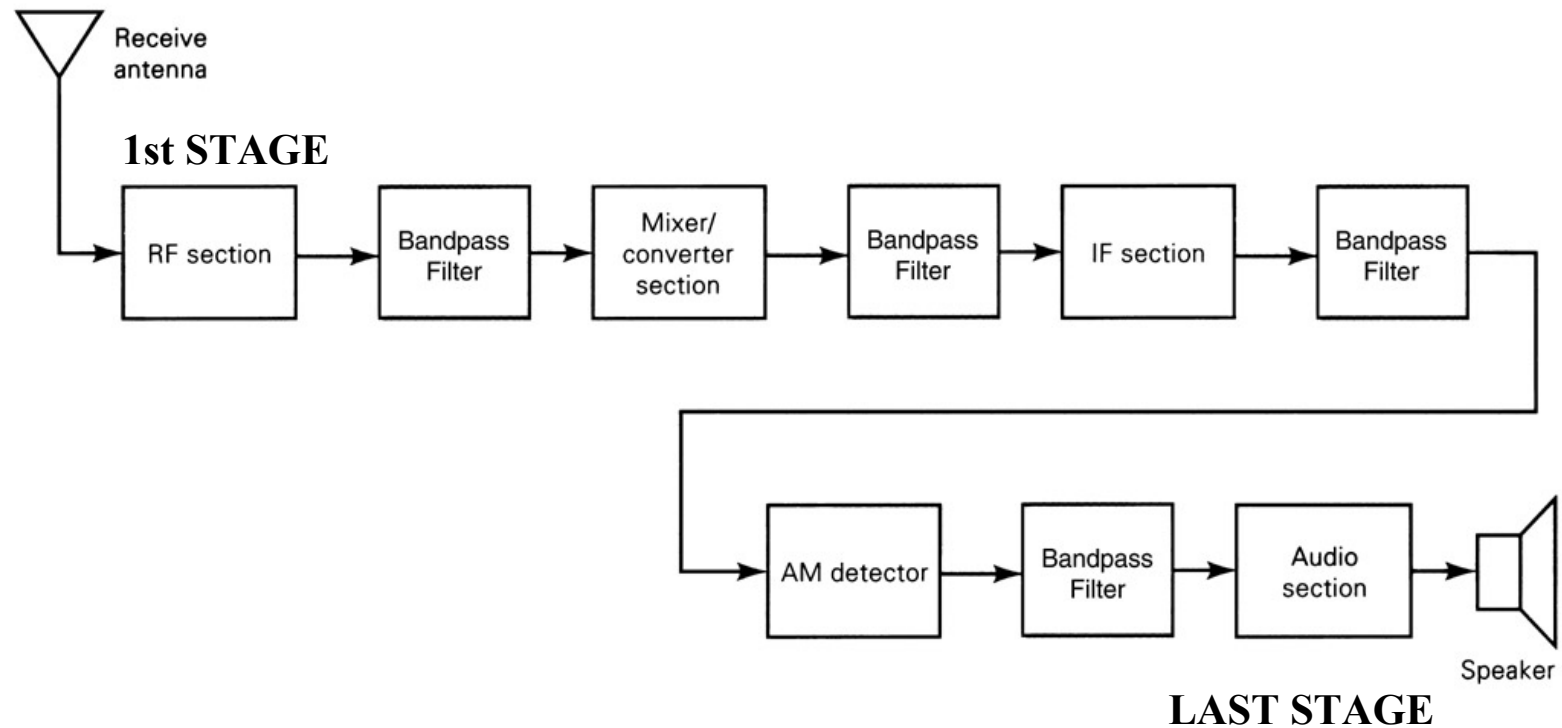
AMPLITUDE MODULATION RECEPTION

Chapter 4

GIẢI ĐIỀU CHẾ AM

- QUÁ TRÌNH ĐẢO NGƯỢC CỦA ĐIỀU CHẾ AM
- BỘ NHẬN AM TÁI TẠO THÔNG TIN GỐC BAN ĐẦU
- BỘ NHẬN PHẢI GIỚI HẠN BĂNG TẦN CỦA PHỔ TẦN SỐ RADIO THÀNH DẢI TẦN SỐ MONG MUỐN (ĐIỀU CHỈNH BỘ NHẬN – **TUNING THE RECEIVER**)

BỘ NHẬN AM



BỘ NHẬN AM

- **PHẦN RF:** DÒ, GIỚI HẠN BĂNG TẦN, VÀ KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU RF
- **BỘ TRỘN/ BỘ CHUYỂN ĐỔI:** CHUYỂN ĐỔI TÍN HIỆU RF NHẬN ĐƯỢC THÀNH DẢI TẦN TRUNG (IFs)
- **PHẦN IF:** KHUẾCH ĐẠI VÀ LỰA CHỌN (TUNING)
- **BỘ DÒ AM :** GIẢI ĐIỀU CHẾ SÓNG AM VÀ CHUYỂN ĐỔI TRỞ VỀ TÍN HIỆU BAN ĐẦU
- **PHẦN AUDIO:** KHUẾCH ĐẠI PHẦN THÔNG TIN ĐƯỢC PHỤC HỒI

BỘ NHẬN AM- ĐỘ CHỌN LỌC

- **SELECTIVITY:** THAM SỐ BỘ NHẬN ĐO LƯỜNG KHẢ NĂNG CỦA BỘ NHẬN CHẤP NHẬN 1 DẢI BĂNG TẦN VÀ LOẠI CÁC DẢI BĂNG TẦN KHÁC

(VÍ DỤ TRONG PHÁT QUẢNG BÁ AM – MỖI KÊNH TRUYỀN ĐƯỢC GÁN BĂNG THÔNG 10 kHz- BỘ LỌC BP LÀ 10 kHz BW CHỈ CHO QUA KÊNH RIÊNG BIỆT)

- **SHAPE FACTOR(SF):** ĐO LƯỜNG ĐỘ CHỌN LỌC (IDEAL SF = 1)

$$SF = \frac{B_{(-60\text{ dB})}}{B_{(-3\text{ dB})}}$$

BW 60 dB BELOW MAXIMUM SIGNAL LEVEL

ví dụ: $SF = \frac{20\text{ kHz}}{10\text{ kHz}} = 2$

BW 3 dB BELOW MAXIMUM SIGNAL LEVEL

BỘ NHẬN AM- ĐỘ NHẠY

- **SENSITIVITY:** THAM SỐ BỘ NHẬN ĐO LƯỜNG MỨC TÍN HIỆU RF NHỎ NHẤT CÓ THỂ DÒ ĐƯỢC TẠI ĐẦU VÀO CỦA BỘ NHẬN MÀ VẪN CÓ THỂ TẠO RA ĐƯỢC THÔNG TIN ĐIỀU CHẾ SỬ DỤNG ĐƯỢC (GỌI LÀ NGƯỠNG CỦA BỘ NHẬN)
- ĐỘ NHẠY THƯỜNG ĐƯỢC ĐO BẰNG TÍN HIỆU NHẬN ĐƠN VỊ MICROVOLTS (i.e. BỘ NHẬN AM PHÁT QUẢNG BÁ THƯỜNG MẠI LÀ 50 μV , RADIO DI ĐỘNG 2 CHIỀU GIỮA 0.1 μV VÀ 10 μV)
- PHỤ THUỘC VÀO CÔNG SUẤT NHIỀU TẠI ĐẦU VÀO CỦA BỘ NHẬN (NHIỀU CÀNG THẤP, MỨC ĐỘ NHẠY CÀNG GIẢM)

BỘ NHẬN AM-- FIDELITY

- **FIDELITY:** ĐO KHẢ NĂNG CỦA HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG TẠO RA 1 BẢN SAO CỦA NGUỒN THÔNG TIN NGUỒN NGUYÊN GỐC TẠI ĐẦU RA.
- SỰ HAY ĐỔI VỀ PHA, BIÊN ĐỘ, HAY TẦN SỐ TỒN TẠI Ở DẠNG SÓNG ĐƯỢC GIẢI ĐIỀU CHẾ KO TÌM THẤY Ở TÍN HIỆU THÔNG TIN NGUYÊN GỐC ĐƯỢC XEM NHƯ LÀ MÉO DẠNG. 3 LOẠI MÉO DẠNG : BIÊN ĐỘ, TẦN SỐ VÀ PHA.

COHERENT RECEIVERS

- **COHERENT RECEIVERS:** BỘ NHẬN ĐỒNG BỘ NƠI TẦN SỐ ĐƯỢC PHÁT SINH Ở BỘ NHẬN VÀ ĐƯỢC SỬ DỤNG ĐỂ TÁI ĐIỀU CHẾ ĐƯỢC ĐỒNG BỘ VỚI TẦN SỐ BỘ DAO ĐỘNG PHÁT SINH Ở BỘ PHÁT (BỘ NHẬN PHẢI CÓ CÁCH THỨC TÁI TẠO SÓNG MANG NHẬN ĐƯỢC VÀ ĐỒNG BỘ VỚI NÓ).
- GIẢI ĐIỀU CHẾ NHẤT QUÁN (COHERENT DEMODULATION) LÀ NƠI SÓNG MANG ĐƯỢC TẠO RA CỤC BỘ ĐỒNG BỘ VỚI TẦN SỐ SÓNG MANG CỦA BỘ PHÁT.
- KỸ THUẬT NÀY ÍT ĐƯỢC SỬ DỤNG TRONG THỰC TIỄN.

NONCOHERENT RECEIVERS

- **NONCOHERENT RECEIVERS:** BỘ NHẬN BẤT ĐỒNG BỘ NƠI KHÔNG CÓ TẦN SỐ NÀO ĐƯỢC TẠO RA Ở BỘ NHẬN HAY TẦN SỐ ĐƯỢC SỬ DỤNG TRONG GIẢI ĐIỀU CHẾ HOÀN TOÀN ĐỘC LẬP VỚI TẦN SỐ SÓNG MANG CỦA BỘ PHÁT

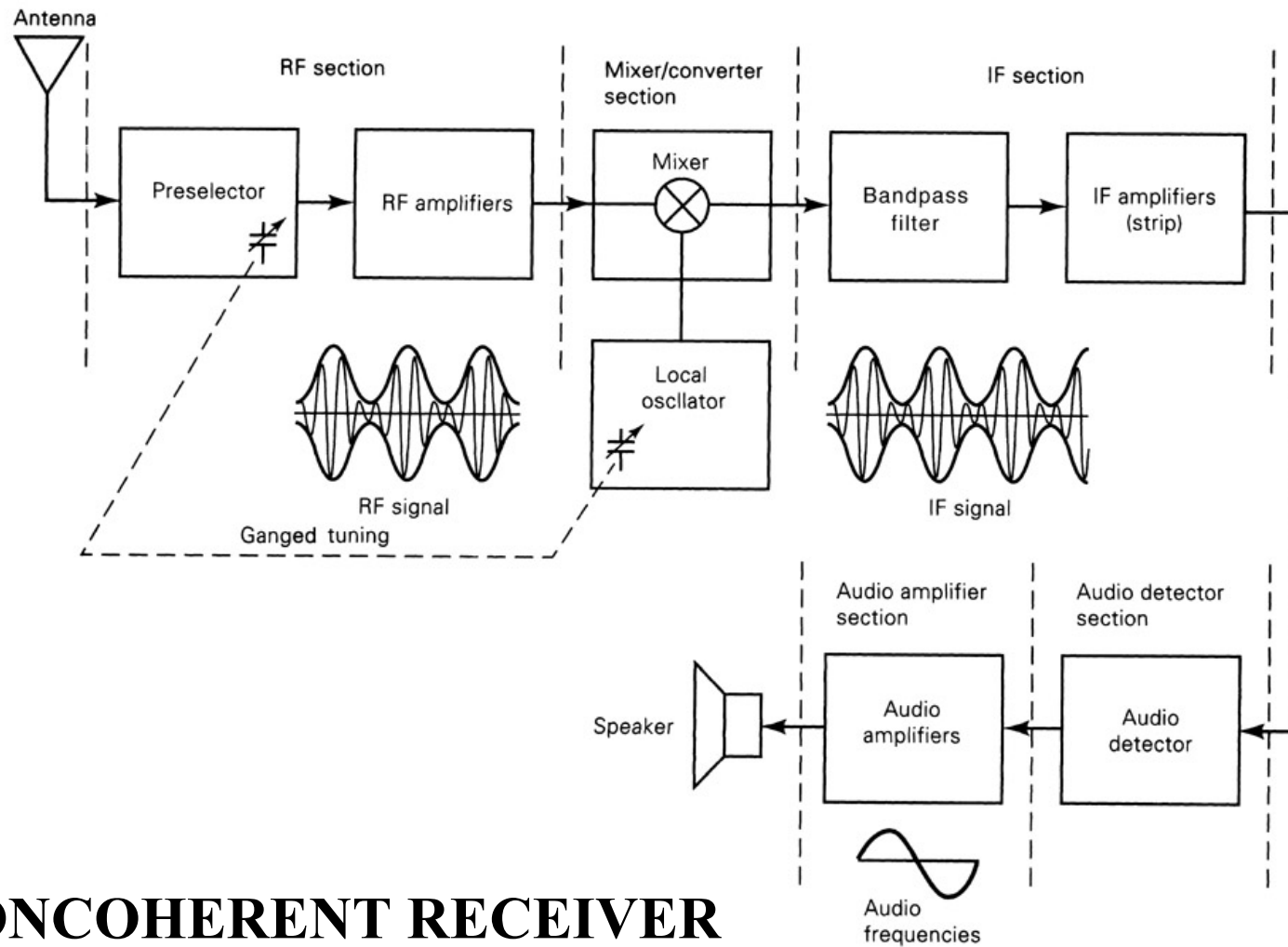
BA PHƯƠNG PHÁP KHÔNG NHẤT QUÁN CỦA ĐIỀU CHẾ AM

- GIẢI ĐIỀU CHẾ DÙNG BỘ CHỈNH LƯU
- TÁCH SÓNG ĐƯỜNG BAO
- TÁCH SÓNG LUẬT BÌNH PHƯƠNG

NONCOHERENT RECEIVERS

- **NONCOHERENT DETECTION:** CÒN GỌI LÀ TÁCH SÓNG ĐƯỜNG BAO VÌ THÔNG TIN ĐƯỢC KHÔI PHỤC TỪ SÓNG NHẬN ĐƯỢC BẰNG CÁCH TÁCH HÌNH DẠNG CỦA ĐƯỜNG BAO ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ

SUPERHETERODYNE RECEIVER



NONCOHERENT RECEIVER

SUPERHETERODYNE RECEIVER

- **HETERODYNE:** TRỘN 2 TẦN SỐ VỚI NHAU TRONG 1 THIẾT BỊ PHI TUYẾN HOẶC CHUYỂN ĐỔI 1 TẦN SỐ THÀNH 1 TẦN SỐ KHÁC SỬ DỤNG TRỘN PHI TUYẾN
- **RF SECTION:** BỘ TIỀN LỰA CHỌN LÀ 1 LỌC DẢI QUA ĐIỀU CHỈNH RỘNG VỚI TẦN SỐ TRUNG TÂM CÓ THỂ THAY ĐỔI THEO Ý MUỐN. MỤC ĐÍCH CHÍNH LÀ ĐỂ NGĂN CẢN TẦN SỐ RADIO KO MONG MUỐN (TẦN SỐ ẢO) XUẤT HIỆN Ở BỘ NHẬN CHO MỤC ĐÍCH PHÁT QUẢNG BÁ THƯỜNG MẠI AM: 535 kHz ĐẾN 1605 kHz

SUPERHETERODYNE RECEIVER

- **MIXER/CONVERTER:** GỒM BỘ TẠO DAO ĐỘNG TẦN SỐ RADIO (BỘ TẠO DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG) AND VÀ BỘ TRỘN/ BỘ CHUYỂN ĐỔI (BỘ DÒ SÓNG ĐẦU TIÊN) NƠI 1 THIẾT BỊ PHI TUYẾN ĐƯỢC SỬ DỤNG ĐỂ CHUYỂN ĐỔI TẦN SỐ RF THÀNH IF. TÍN HIỆU PHÁT QUẢNG BÁ IF NẪM GIỮA 450 VÀ 455 kHz
- **IF SECTION:** DẪY CÁC BỘ KHUẾCH ĐẠI IF VÀ LỌC BP (ĐƯỢC GỌI LÀ IF STRIP). HẦU HẾT ĐỘ LỢI VÀ ĐỘ NHẠY ĐẠT ĐƯỢC TRONG PHẦN NÀY

SUPERHETERODYNE RECEIVER

- **DETECTOR SECTION:** CHUYỂN ĐỔI TÍN HIỆU IF TRỞ LẠI DẠNG THÔNG TIN NGUYÊN GỐC (CÒN ĐƯỢC GỌI LÀ TÁCH SÓNG AUDIO HAY BỘ TÁCH SÓNG THỨ 2). CÓ THỂ ĐƠN GIẢN NHƯ 1 DIODE HAY PHỨC TẠP NHƯ PLL HAY BỘ NHẬN CÂN BẰNG
- **AUDIO AMPLIFIER SECTION:** BAO GỒM NHIỀU BỘ KHUẾCH ĐẠI AUDIO GHÉP NỐI TIẾP VÀ 1/ NHIỀU LÒA

BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG

TÍN HIỆU RF ĐƯỢC KẾT HỢP VỚI TẦN SỐ BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG TRONG THIẾT BỊ PHI TUYẾN

BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG ĐƯỢC THIẾT KẾ ĐỂ TẦN SỐ DAO ĐỘNG LUÔN TRÊN HAY DƯỚI TẦN SỐ SÓNG MANG RF MONG MUỐN 1 KHOẢNG BẰNG VỚI TẦN SỐ TRUNG TÂM

$$f_{RF} \pm f_{IF} = f_{OSC}$$

$$f_{IF} = f_{OSC} \pm f_{RF}$$

BỘ TIỀN LỰA CHỌN VÀ TẦN SỐ BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG TRUNG TÂM ĐƯỢC ĐIỀU CHỈNH **GANG TUNED** ĐỂ THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN Ở TRÊN

BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG

- KHI TẦN SỐ BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG ĐƯỢC CHỈNH TRÊN RF, ĐƯỢC GỌI LÀ TIÊM TÍN HIỆU CẠNH CAO **HIGH-SIDE INJECTION** (TIÊM TÍN HIỆU PHÁCH CAO)

$$f_{RF} + f_{IF} = f_{OSC}$$

- KHI TẦN SỐ BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG ĐƯỢC CHỈNH DƯỚI RF, ĐƯỢC GỌI LÀ TIÊM TÍN HIỆU CẠNH THẤP **LOW-SIDE INJECTION** (TIÊM TÍN HIỆU PHÁCH THẤP)

$$f_{RF} - f_{IF} = f_{OSC}$$

- TRONG BỘ NHẬN PHÁT QUẢNG BÁ AM, LUÔN SỬ DỤNG TIÊM TÍN HIỆU CẠNH CAO

BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG TRACKING

SỰ TỰ HIỆU CHỈNH (TRACKING) LÀ KHẢ NĂNG CỦA BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG TRONG BỘ NHẬN DAO ĐỘNG TRÊN HAY DƯỚI SÓNG MANG RF ĐƯỢC LỰA CHỌN 1 LƯỢNG BẰNG VỚI TẦN SỐ TRUNG TẦN XUYỀN SUỐT TOÀN BỘ DẢI TẦN RADIO

➤ CHO **HIGH-SIDE INJECTION**: BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG HIỆU CHỈNH TRÊN SÓNG MANG RF TỚI 1 LƯỢNG:

$$f_{RF} + f_{IF}$$

➤ CHO **LOW-SIDE INJECTION**: BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG HIỆU CHỈNH DƯỚI SÓNG MANG RF TỚI 1 LƯỢNG:

$$f_{RF} - f_{IF}$$

VÍ DỤ

BỘ NHẬN AM SUPERHETERODYNE SỬ DỤNG TIÊM TÍN HIỆU CẠNH CAO VỚI BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG 1355 kHz. SÓNG RF TỚI BAO GỒM SÓNG MANG (900 kHz) VÀ USF (905 kHz) & LSF (895 kHz).

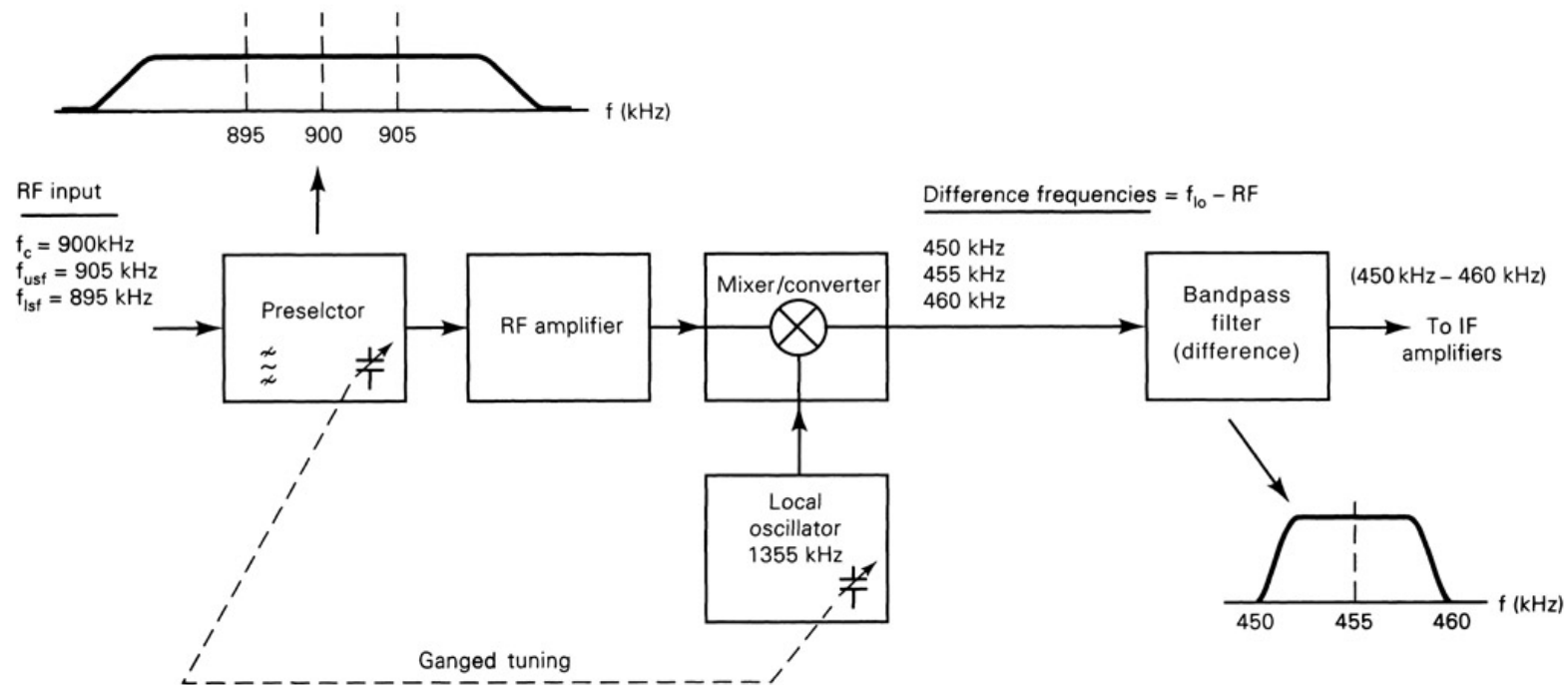
$$f_{RF} + f_{IF} = f_{OSC}$$

$$f_{IF} = f_{OSC} - f_{RF} = 1355 \text{ kHz} - 900 \text{ kHz} = 455 \text{ kHz}$$

$$f_{IF (usf)} = f_{OSC} - f_{RF (lsf)} = 1355 \text{ kHz} - 895 \text{ kHz} = 460 \text{ kHz}$$

$$f_{IF (lsf)} = f_{OSC} - f_{RF (usf)} = 1355 \text{ kHz} - 905 \text{ kHz} = 450 \text{ kHz}$$

VÍ DỤ



TẦN SỐ ẢNH

TẦN SỐ ẢNH LÀ CÁC THÀNH PHẦN TẦN SỐ KHÁC VỚI TẦN SỐ SÓNG MANG ĐƯỢC LỰA CHỌN , NẾU ĐI ĐẾN BỘ NHẬN TRỘN VỚI BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG, TẠO RA TẦN SỐ TÍCH CHÉO BẰNG VỚI f_c .

TẦN SỐ ẢNH BẰNG VỚI TẦN SỐ RADIO THỨ 2, TẠO RA IF GIAO THOA VỚI IF XUẤT PHÁT TỪ THÀNH PHẦN TẦN SỐ RADIO MONG MUỐN

KHI TẦN SỐ ẢNH ĐÃ BI TRỘN LẤN VỚI f_c , KHÔNG THỂ LỌC HAY BỊ NÉN.

TẦN SỐ ẢNH

ĐỂ TẦN SỐ RADIO TO PRODUCE A TÍCH CHÉO BẰNG VỚI IF, PHẢI LÀM THAY ĐỔI TẦN SỐ BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG 1 GIÁ TRỊ BẰNG VỚI IF:

$$f_{im} = f_{OSC} + f_{IF}$$

CHO HIGH-SIDE INJECTION:

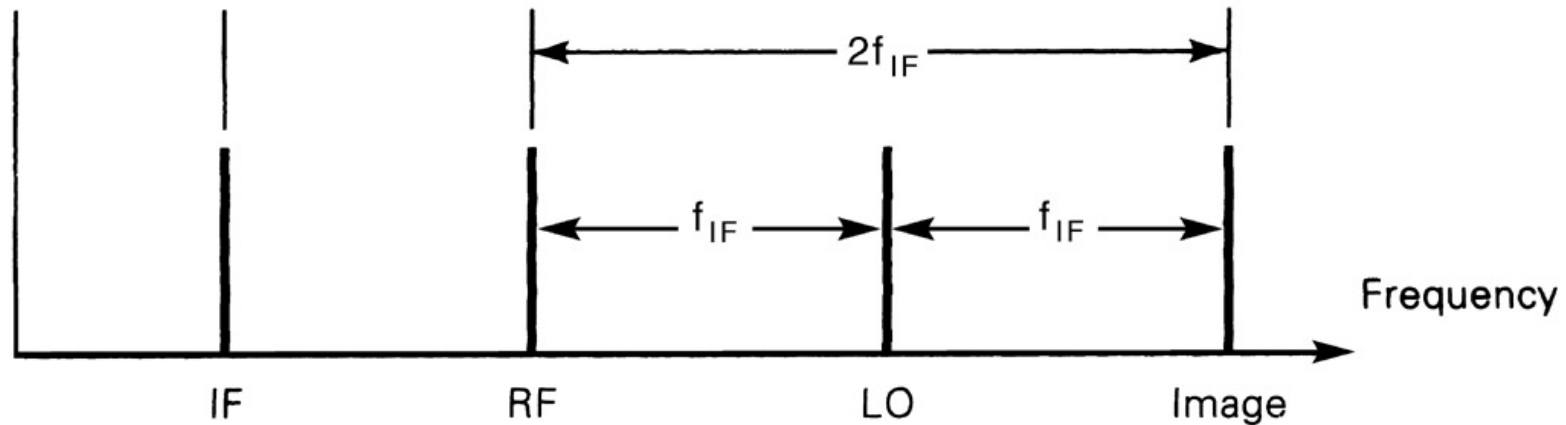
$$f_{RF} + f_{IF} = f_{OSC}$$

VỚI:

$$f_{im} = f_{RF} + 2 f_{IF}$$

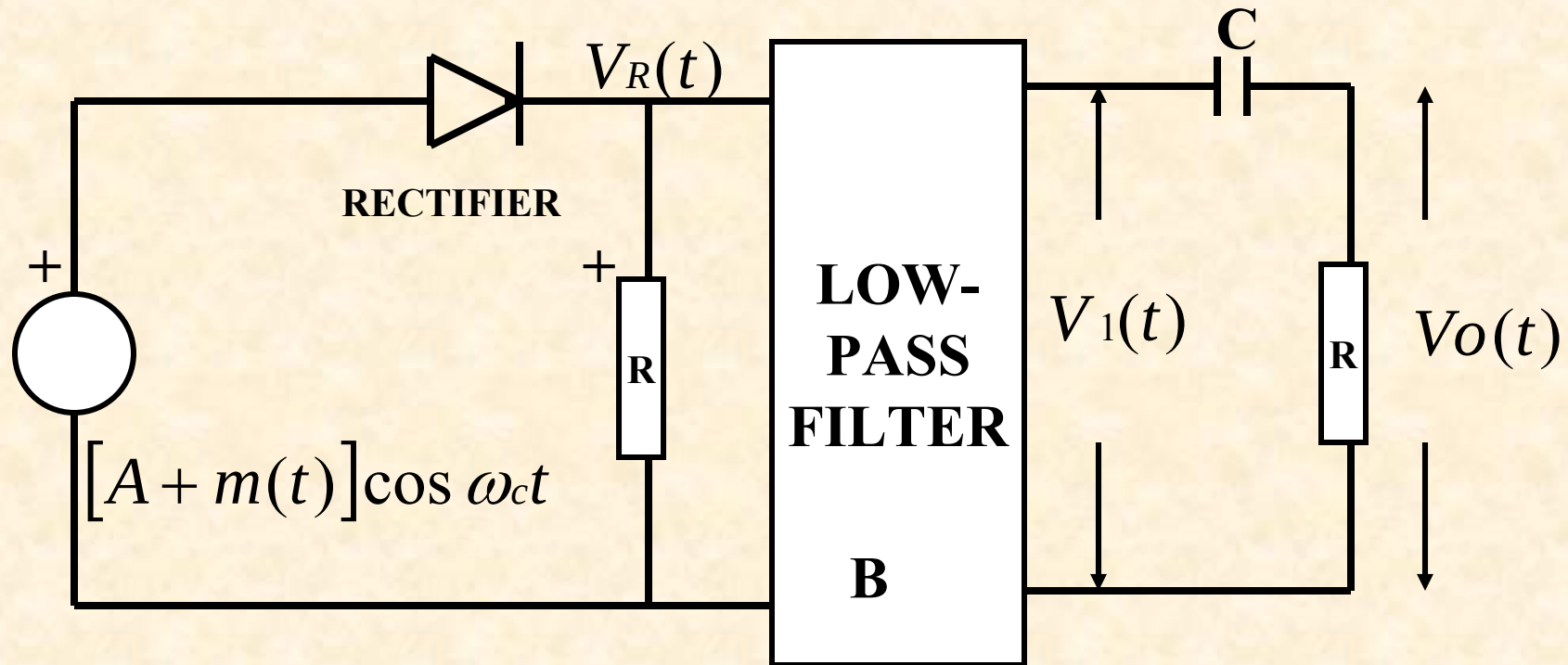
TẦN SỐ ẢNH

PHỔ TẦN SỐ TƯƠNG ĐỐI CHO RF, IF, BỘ DAO ĐỘNG ĐỊA PHƯƠNG,
VÀ TẦN SỐ ẢNH CHO BỘ NHẬN SUPERHETERODYNE SỬ DỤNG
HIGH-SIDE INJECTION



ĐỂ LỌAI BỎ TẦN SỐ ẢNH , TẦN SỐ TRUNG TẦN CAO ĐƯỢC LỰA CHỌN

BỘ TÁCH SÓNG CHỈNH LƯU



THÀNH PHẦN ÂM CỦA SÓNG AM BỊ NÉN TẠI ĐẦU RA CỦA DIODE, DO ĐÓ, DẪU RA ĐI QUA ĐIỆN TRỞ LÀ PHIÊN BẢN CHỈNH LƯU CỦA SÓNG AM
THE AM WAVE. THỰC CHẤT, TÍN HIỆU AM ĐƯỢC NHÂN VỚI $k(t)$ [CHUỖI XUNG]

BỘ TÁCH SÓNG CHỈNH LƯU

$$V_R(t) = \{[A + m(t)]\cos \omega_c t\}k(t)$$

$$= [A + m(t)]\cos \omega_c t$$

$$\left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\sin \omega_c t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_c t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_c t + \dots \right) \right]$$

$$V_R(t) = \frac{1}{\pi} [A + m(t)] + \text{other terms of higher frequencies}$$

$$V_O(t) = \frac{1}{\pi} m(t)$$

SINGLE-SIDE BAND COMMUNICATIONS SYSTEMS

CONTENTS

- Giới thiệu
- Hệ thống đơn băng cạnh
- So sánh SSB AM với DSB AM
- Phân tích toán học
- Phát sinh đơn băng cạnh
- Bộ phát đơn băng cạnh
- Bộ nhận đơn băng cạnh
- SSBSC và FDM

HẠNH CHẾ DSB-SC / DSB-FC

- **DSB-FC (AM):** công suất sóng mang chiếm $\frac{2}{3}$ tổng công suất
- **DSB-FC (AM):** sóng mang không mang thông tin
- **DSB:** sử dụng gấp đôi tần số so với SSB
- Chỉ có băng cạnh chứa thông tin
thông tin USB = thông tin LSB
truyền tải cả 2 băng cạnh là dư thừa
- **DSB-FC:** không lợi về băng thông và công suất
- **DSB-SC:** không lợi về băng thông

KỸ THUẬT SSB

- **AM SSBFC**: sóng mang @ công suất lớn nhất & 1 băng cạnh
- **AM SSBSC**: không sóng mang & 1 băng cạnh (không đường bao)
- **AM SSBRC**: 10% sóng mang (PILOT) & 1 băng cạnh
- **AM ISB**: sóng mang đơn được điều chế bởi 2 tín hiệu điều chế độc lập. Bộ phát gồm 2 bộ điều chế SSB-SC (tín hiệu DSB với 2 SSBs độc lập). Cuối cùng sóng mang được ép vào như trong SSBRC.
Sử dụng cho STEREO AM: Kênh bên trái = LSB
Kênh bên phải = USB
- **AM VSB**: sóng mang & 1st SB hoàn toàn & 1 phần của 2nd SB

DSB/SSB POWER DISTRIBUTION

DSBFC:
$$P_t = P_c \left(1 + \frac{\beta_t^2}{2} \right)$$

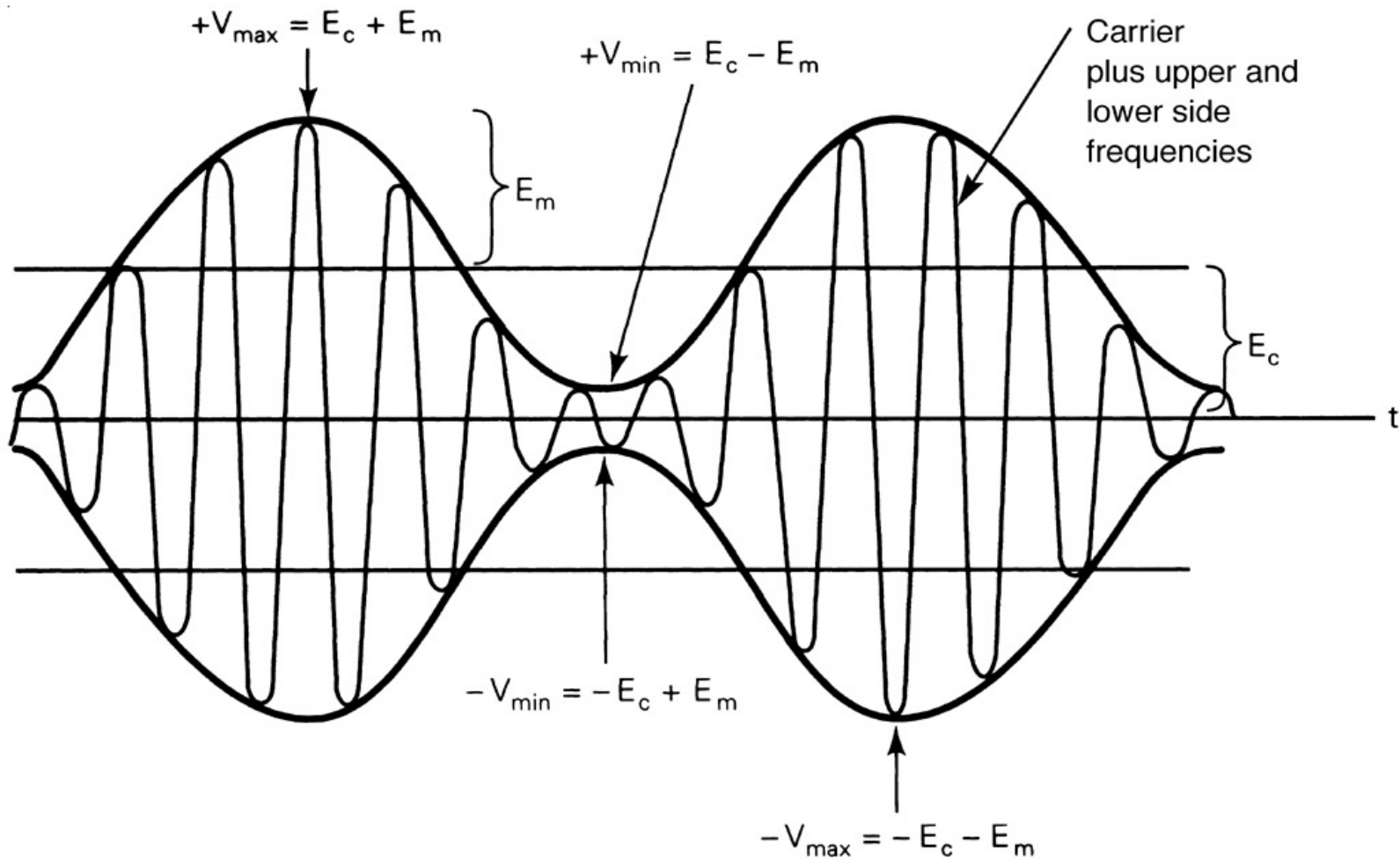
SSBFC:
$$P_t = P_c \left(1 + \frac{\beta_t^2}{4} \right)$$

DSBSC:
$$P_t = \frac{\beta_t^2}{2}$$

SSBSC:
$$P_t = \frac{\beta_t^2}{4}$$

SSBRC:
$$P_t = P_c \left(0.1 + \frac{\beta_t^2}{4} \right)$$

DSBFC WAVE

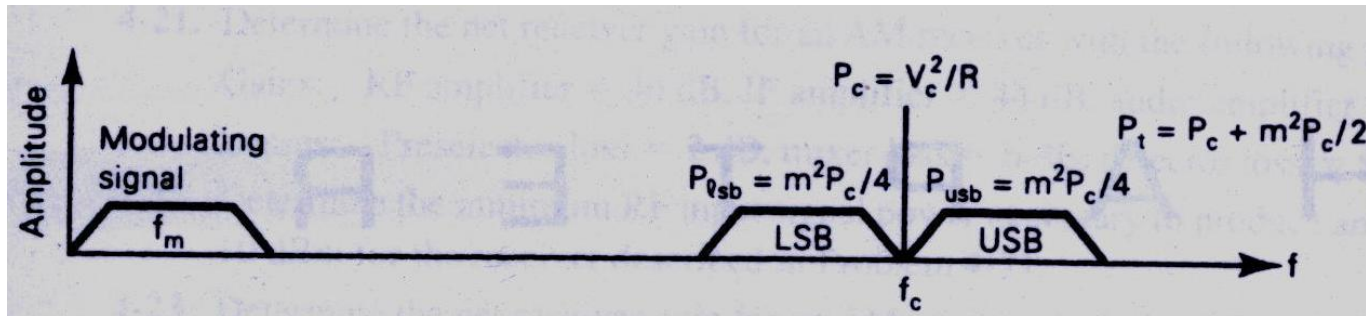


GIỚI THIỆU

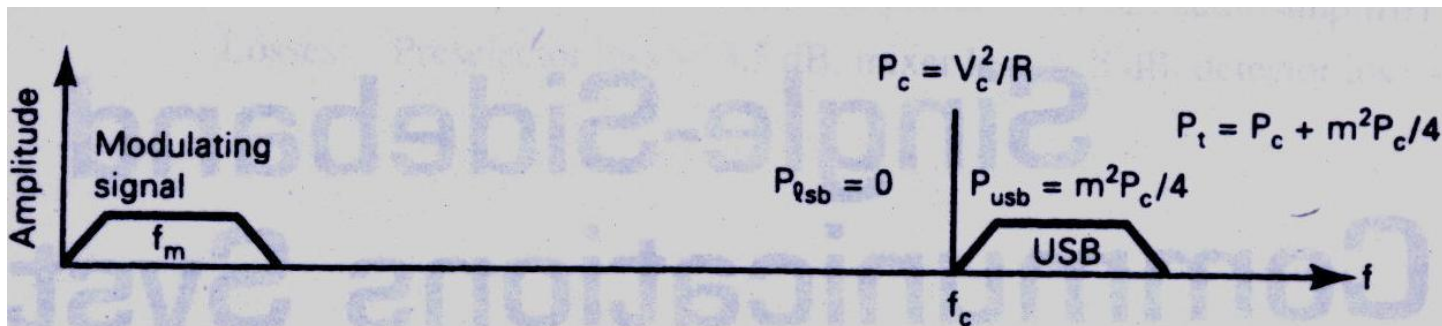
- Hệ thống truyền thông 2 băng cạnh AM có 2 khuyết điểm:
 - Công suất sóng mang chiếm hơn $2/3$ tổng công suất truyền đi nhưng không chứa thông tin.
 - Tồn gấp đôi lượng băng thông so với cần thiết: thông tin băng cạnh trên tương tự thông tin băng cạnh dưới.
- ⇒ Hệ thống truyền thông đơn băng cạnh

HỆ THỐNG ĐƠN BĂNG CẠNH (1/9)

- Nhiều loại khác nhau: bảo toàn băng thông, bảo toàn công suất, bảo toàn cả 2
- DSBFC AM truyền thống



- SSBFC (toàn sóng mang đơn băng cạnh) AM



HỆ THỐNG ĐƠN BĂNG CẠNH (2/9)

- SSBFC (toàn sóng mang đơn băng cạnh) AM

Consider:

100% điều chế SSBFC:

$$P_t = P_c + \frac{P_c}{4} \Rightarrow P_c = \frac{4}{5} P_t \text{ and } P_{sideband} = \frac{1}{5} P_t$$

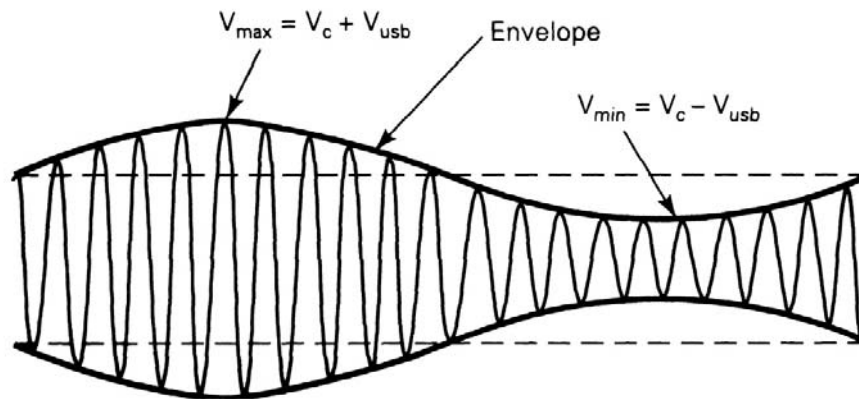
100% điều chế DSBFC:

$$P_t = P_c + \frac{P_c}{2} \Rightarrow P_c = \frac{2}{3} P_t \text{ and } P_{sideband} = \frac{1}{3} P_t$$

⇒SSBFC yêu cầu tổng công suất nhỏ hơn nhưng thành phần phần trăm cho thông tin của tổng công suất cũng nhỏ hơn so với DSBFC

HỆ THỐNG ĐƠN BĂNG CẠNH (3/9)

- SSBFC (toàn sóng mang đơn băng cạnh) AM



Dạng sóng
SSBFC 100%
điều chế

Nhắc lại: trong DSBFC, thay đổi đỉnh của đường bao = tổng biên độ của tần số trên và dưới. In SSBFC, chỉ có 1 băng cạnh

⇒ thay đổi đỉnh chỉ bằng 1 nửa so với DSBFC

⇒ tín hiệu giải điều chế có biên độ bằng 1 nửa so với của tín hiệu giải điều chế DSB

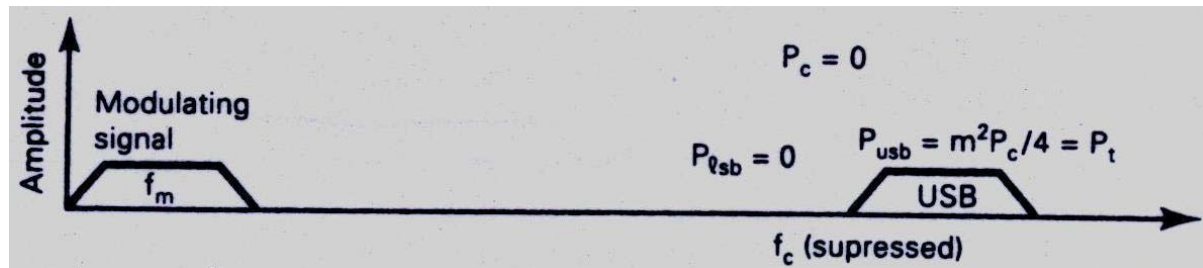
9/12/2010

⇒ cân nhắc giữa băng thông và biên độ của tín hiệu giải điều chế

HỆ THỐNG ĐƠN BĂNG CẠNH

(4/9)

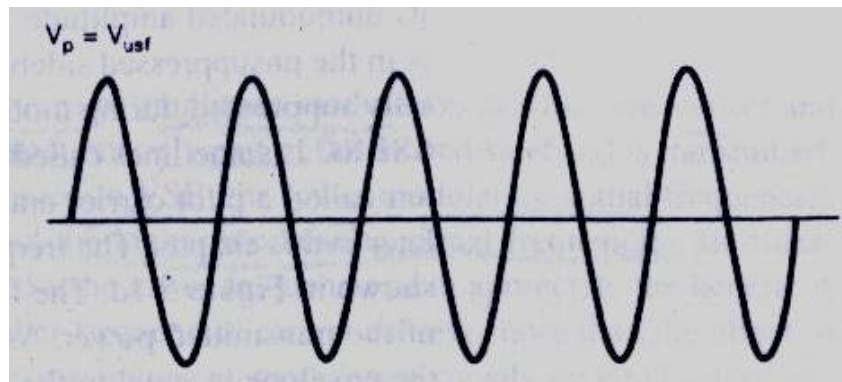
- SSBSC (đơn băng cạnh nén sóng mang) AM



Frequency spectrum

⇒ băng thông và công suất phát ít hơn

SSBSC bao gồm 100% tổng công suất phát



SSBSC waveform

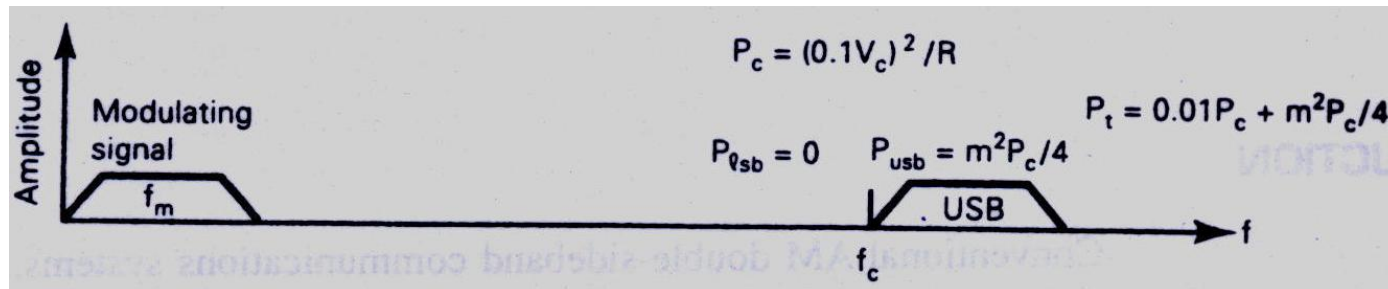
Phải sóng ko phải là đường bao

Là sóng hình sin ở tần số đơn = tần số sóngng $\pm$ tần số sóng dùng điều chế

HỆ THỐNG ĐƠN BĂNG CẠNH

(5/9)

- SSBRC (Đơn băng cạnh sóng mang giảm) AM
 - Một băng cạnh bị lược bỏ and 90% điện thế sóng mang giảm đi
 - Sóng mang được nén trong suốt quá trình điều chế và được áp vào với biên độ suy giảm
 - Sóng mang này gọi là *pilot carrier*, cho mục đích tái điều chế

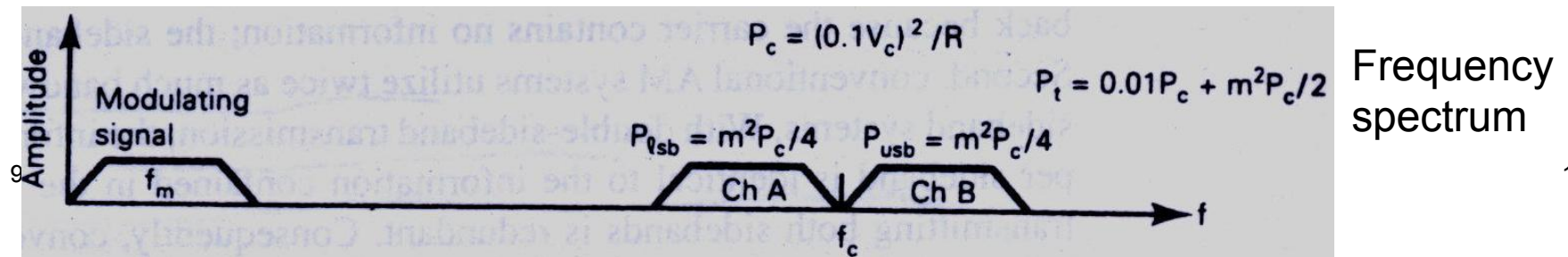


Frequency spectrum

- SSBRC chiếm toàn bộ 100% công suất phát

HỆ THỐNG ĐƠN BĂNG CẠNH (6/9)

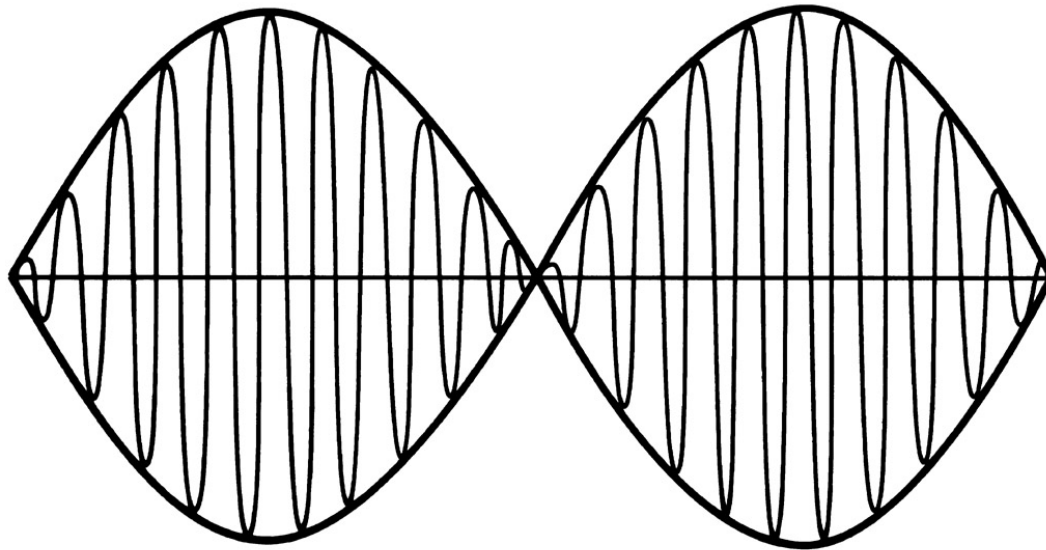
- Băng cạnh độc lập (ISB) AM
 - Tần số sóng mang được điều chế độc lập với 2 tín hiệu sóng mang điều chế khác nhau
 - Bộ phát bao gồm 2 bộ điều chế SSBSC
 - Một phát sinh băng cạnh trên
 - Một phát sinh băng cạnh dưới
 - Đầu ra của bộ điều chế được kết hợp hình thành tín hiệu DSB
 - Cho mục đích tái điều chế, sóng mang được áp lại với mức thấp hơn



HỆ THỐNG ĐƠN BẰNG CẠNH (7/9)

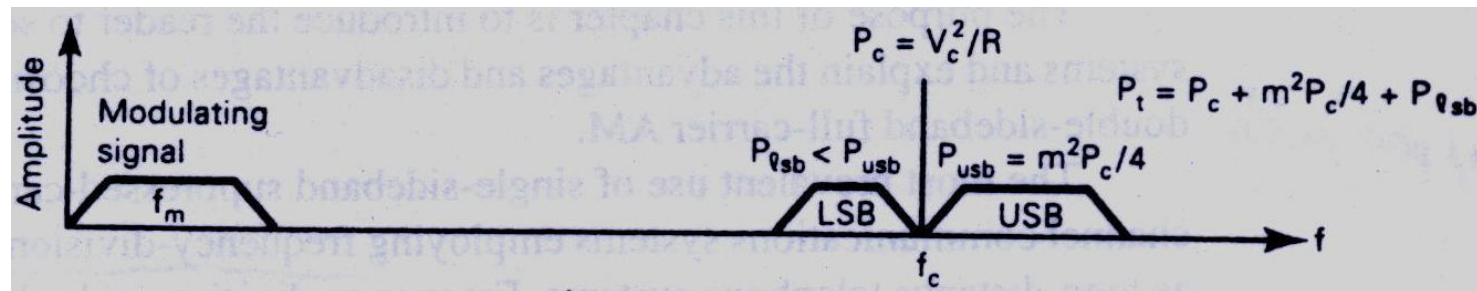
- Băng cạnh độc lập (ISB) AM
 - Sóng truyền đi cho 2 tín hiệu thông tin đơn tần độc lập (f_{m1} and f_{m2})

$$f_{m1} = f_{m2}$$
$$\text{Repetition rate} = 2f_{m1} = 2f_{m2}$$



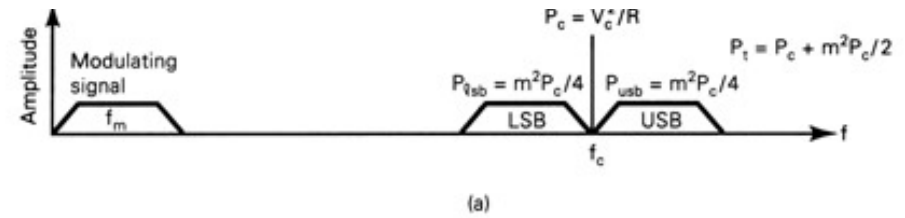
HỆ THỐNG ĐƠN BĂNG CẠNH (8/9)

- Băng cạnh sót AM
 - Sóng mang gồm toàn bộ 1 băng cạnh và 1 phần băng cạnh thứ 2 được truyền đi
 - Tần số tín hiệu điều chế thấp được phát DSB
⇒ biên độ tín hiệu lớn hơn ở bộ giải điều chế
 - Tần số tín hiệu điều chế cao được phát SSB
⇒ biên độ tín hiệu nhỏ hơn ở bộ giải điều chế

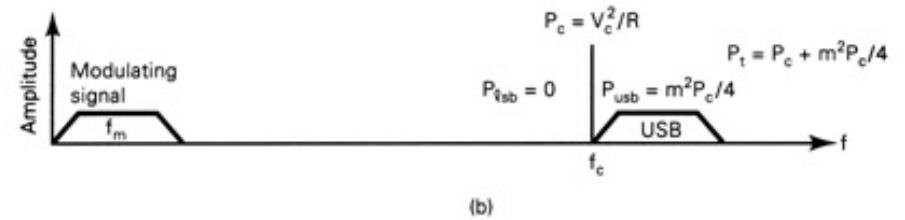


Frequency spectrum

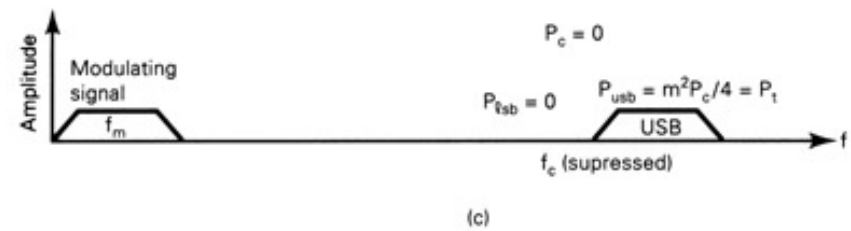
DSBFC AM



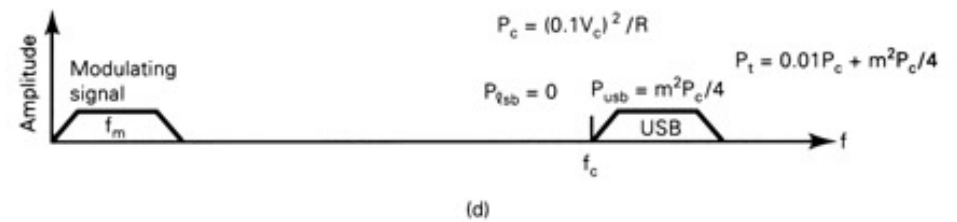
SSBFC AM



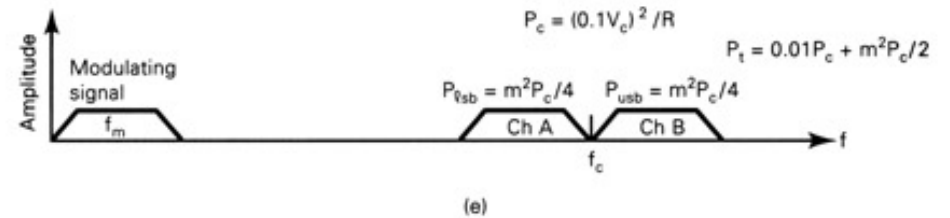
SSBSC AM



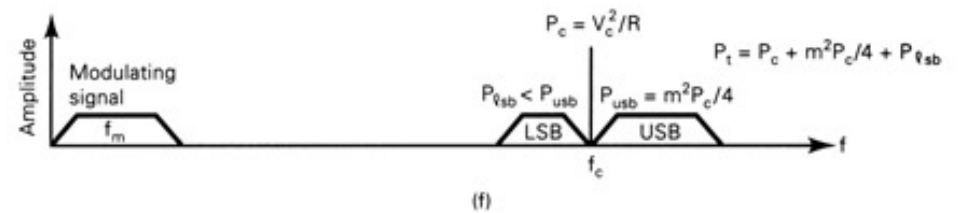
SSBRC AM



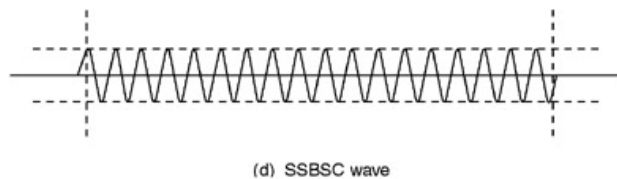
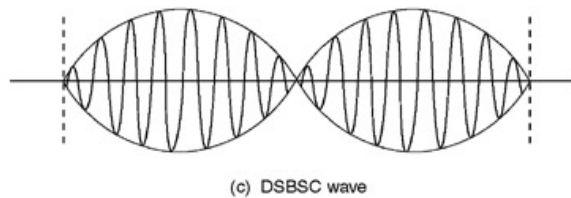
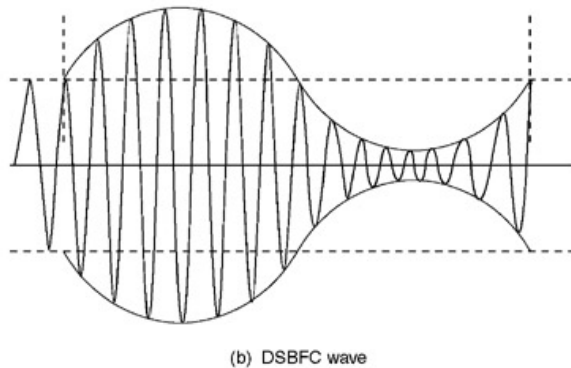
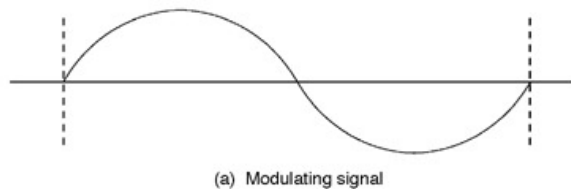
ISB AM



VSB AM



SO SÁNH SSB AM VỚI DSB AM



So sánh 3 dạng điều chế quan trọng trong AM:

(a) Tín hiệu điều chế

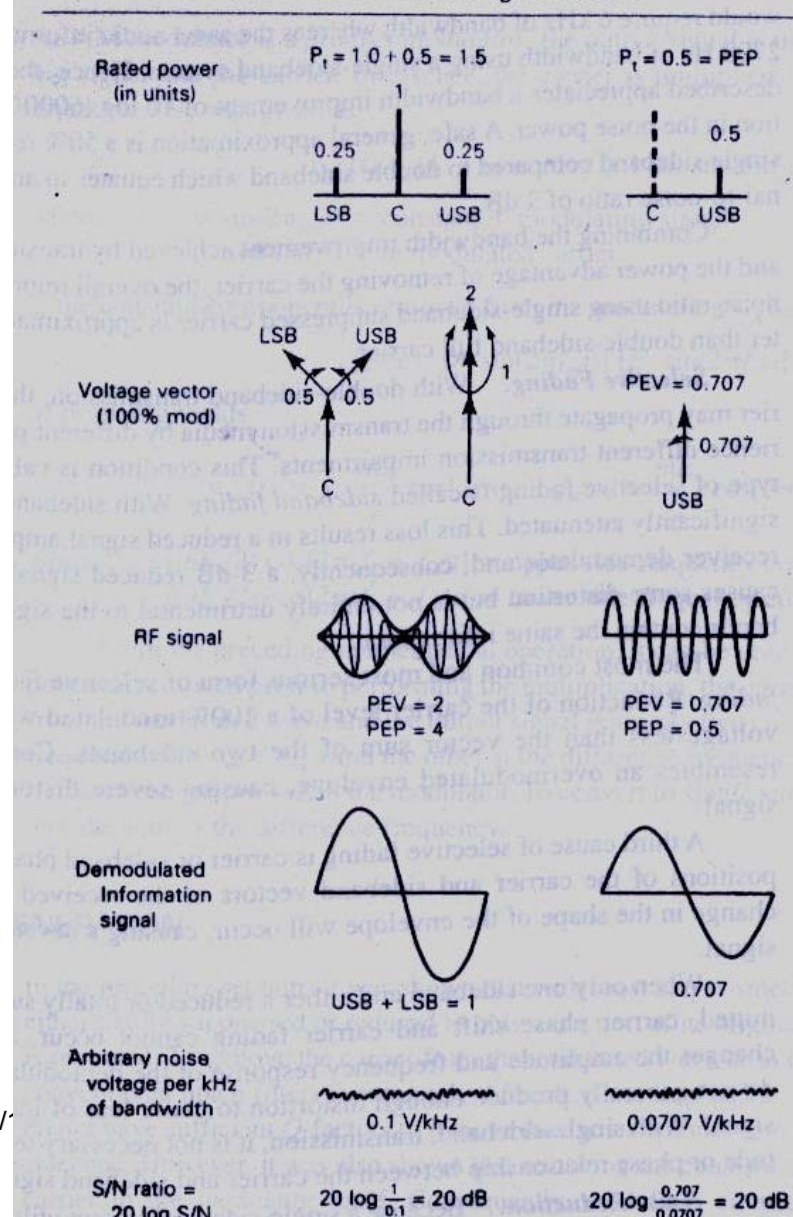
(b) Sóng DSBFC

(c) Sóng DSBSC

(d) Sóng SSBSC

SO SÁNH SSB AM VỚI DSB AM

TABLE 5-1 Conventional AM Versus Single Sideband



- Bảo toàn băng thông và có lợi về tần số là lợi thế của truyền tải SSBSC or SSBRC so với truyền tải DSBFC
- So sánh dựa trên tổng công suất phát để hình thành tỉ lệ S/N ở đầu ra của bộ nhận

SO SÁNH SSB AM VỚI DSB AM

- Lợi thế của truyền tải SSB :
 - Bảo toàn công suất
 - Bảo toàn băng thông
 - Selective fading
 - Giảm nhiễu
- Bất lợi của truyền tải SSB :
 - Bộ nhận phức tạp
 - Khó Tuning

PHÂN TÍCH TOÁN HỌC

- Bộ điều chế AM là bộ điều chế nhân

$$v_{am}(t) = [1 + m \sin(2\pi f_m t)][E_c \sin(2\pi f_c t)]$$

- Lược bỏ thành phần tần số trước khi nhân :

$$v_{am}(t) = [m \sin(2\pi f_m t)][E_c \sin(2\pi f_c t)]$$

$$= -\frac{mE_c}{2} \cos[2\pi(f_c + f_m)t] + \frac{mE_c}{2} \cos[2\pi(f_c - f_m)t]$$

where: $-\frac{mE_c}{2} \cos[2\pi(f_c + f_m)t] = \text{upper side frequency component}$

$$+\frac{mE_c}{2} \cos[2\pi(f_c - f_m)t] = \text{lower side frequency component}$$

Sóng mang đã được nén trong bộ điều chế

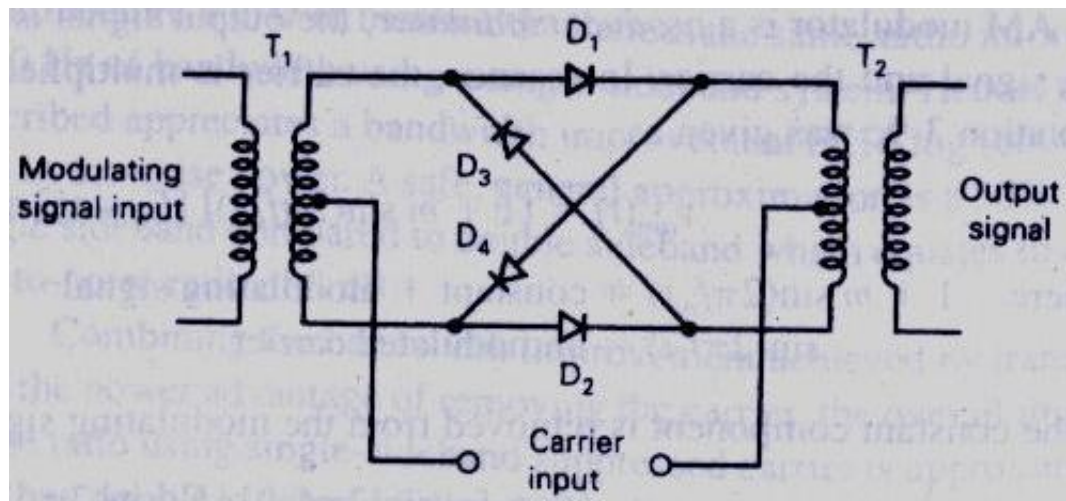
9/12/2014 Để chuyển đổi thành SSB, lược bỏ phần tổng/ hiệu tần số

PHÁT SINH ĐƠN BẰNG CẠNH

- Lược bỏ sóng mang từ sóng đã được điều chế hay giảm biên độ của sóng mang sử dụng lọc khác
- Khó vì đồng thời lược bỏ 1 phần băng cạnh vì hệ số Q không hiệu quả
- Sử dụng bộ điều chế cân bằng để tạo tín hiệu DSBSC
- Bộ điều chế cân bằng cũng được sử dụng trong FM, PM cũng như PSK, QAM

BỘ ĐIỀU CHẾ VÒNG CÂN BẰNG

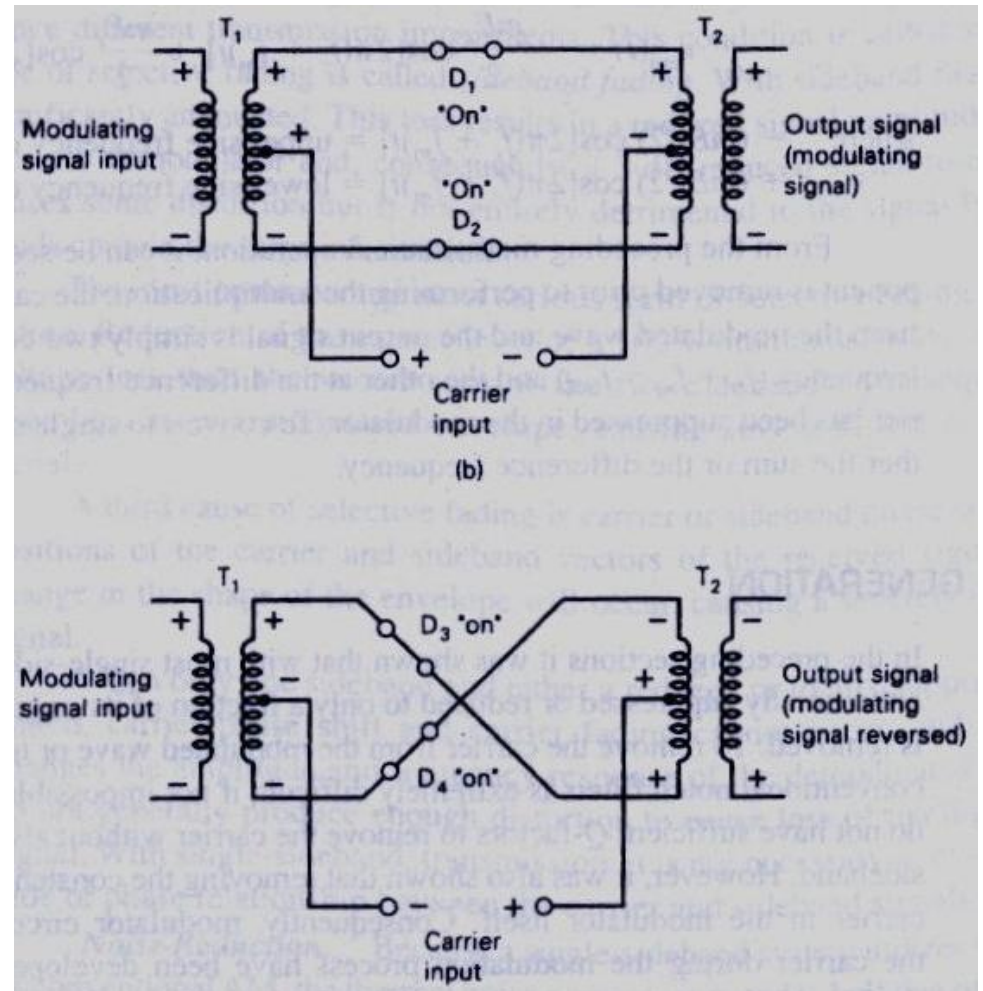
- Bộ điều chế cân bằng hay bộ điều chế cân bằng lattice
- Sử dụng diode để ổn định, không yêu cầu nguồn điện ngoài, tuổi thọ cao, không cần bảo trì
- Biên độ sóng mang gấp 6,7 lần tín hiệu điều chế dùng để điều khiển diode



Schematic diagram

BỘ ĐIỀU CHẾ VÒNG CÂN BẰNG

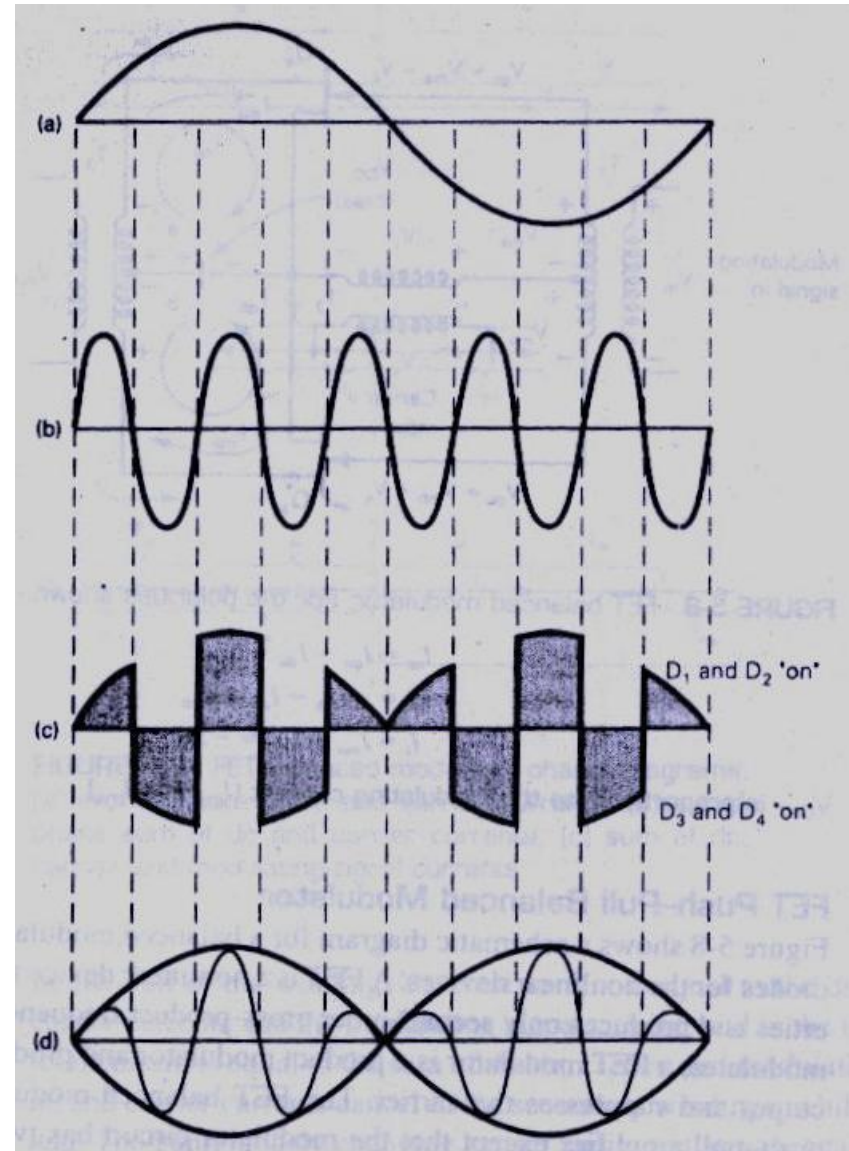
- Nguyên lý mạch điện
 - D_1, D_2 on: ko đảo pha
 - D_3, D_4 on: đảo pha
 - Dòng sóng mang được chia tại T1 và đi theo các hướng trái ngược qua nhánh trên và dưới của bộ biến thể $\Rightarrow$ lược bỏ trường từ, nén sóng mang
 - Sóng mang rò rỉ: không hoàn toàn nén được sóng mang do mạch ko cân bằng



BỘ ĐIỀU CHẾ VÒNG CÂN BẰNG

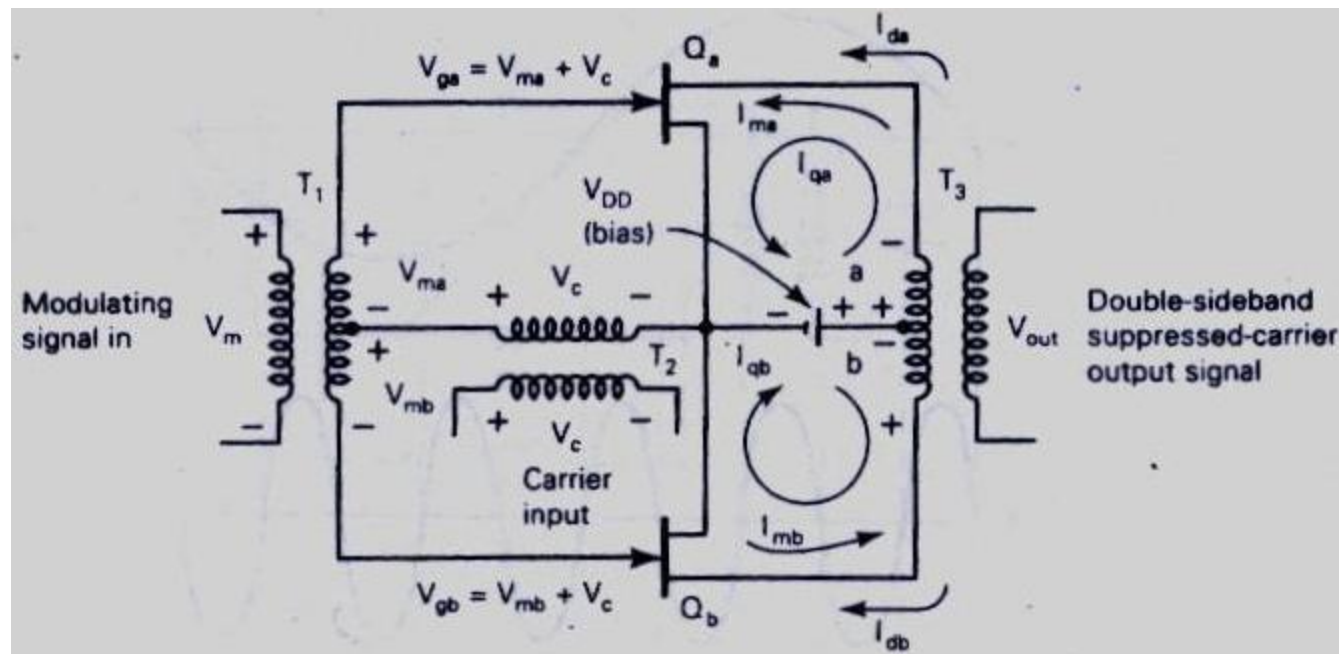
- Đầu ra là chuỗi xung RF
- Tốc độ lặp lại phụ thuộc vào tần số sóng mang chuyển mạch
- Biên độ quyết định bởi điện thế của tín hiệu điều chế

(a) Modulating signal; (b) Carrier signal;
(c) Output waveform before filtering; (d)
Output waveform after filtering



BỘ ĐIỀU CHẾ CÂN BẰNG KÉO ĐẦY FET

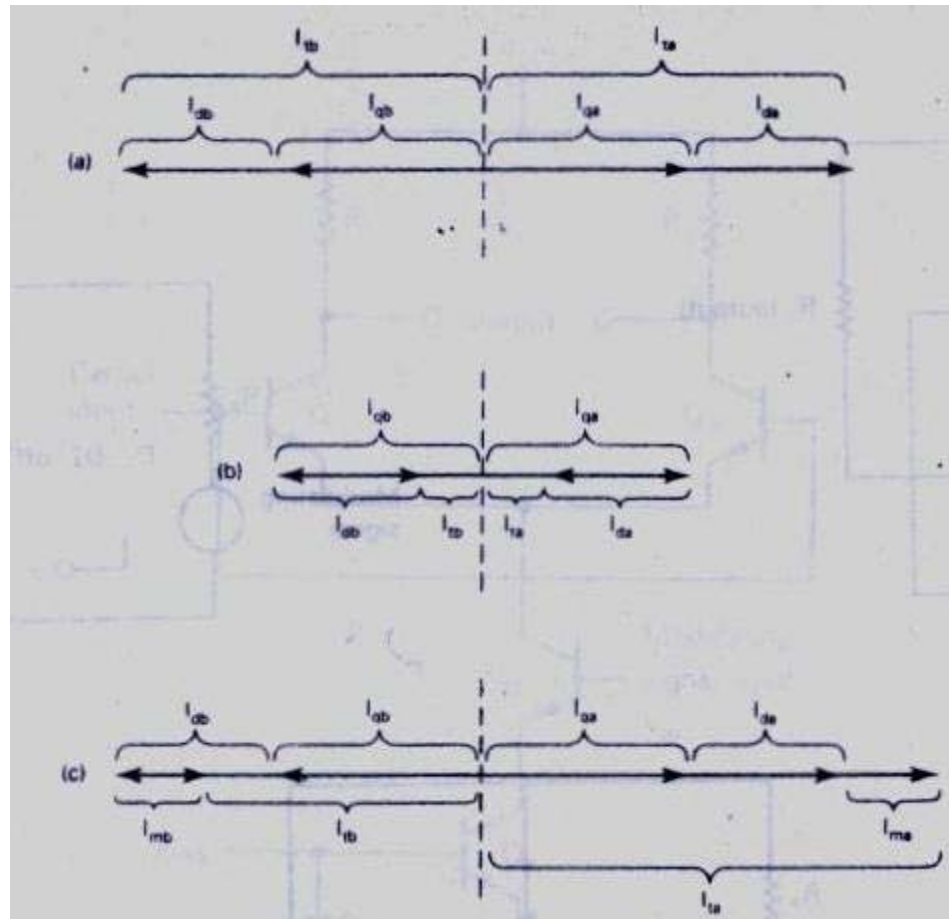
- Bộ điều chế cân bằng sử dụng FETs thay vì diodes



Schematic diagram

BỘ ĐIỀU CHẾ CÂN BẰNG KÉO ĐẦY FET

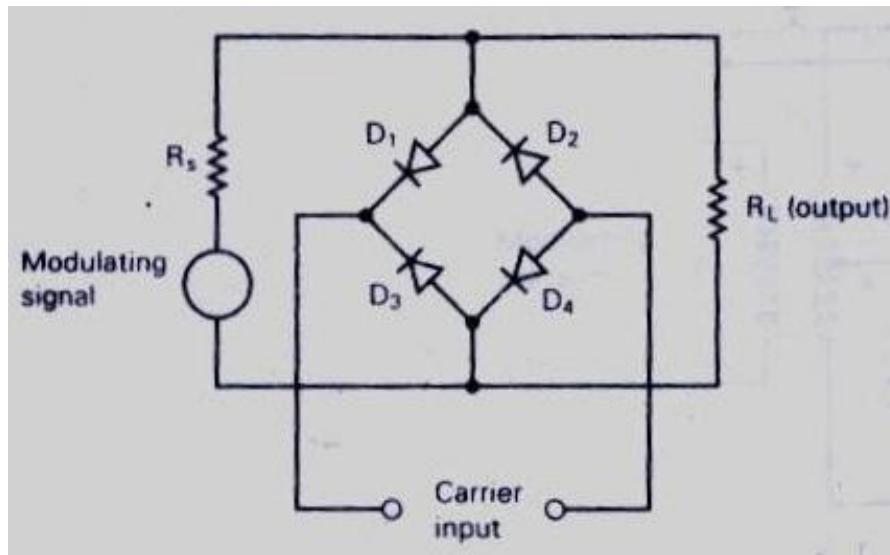
- Đồ thị pha Bộ điều chế cân bằng FET



BỘ ĐIỀU CHẾ CÂN BẰNG CẦU

(1/3)

- Phương thức phụ thuộc hoàn toàn vào chuyển mạch của diodes dưới sự ảnh hưởng của sóng mang và tín hiệu điều chế

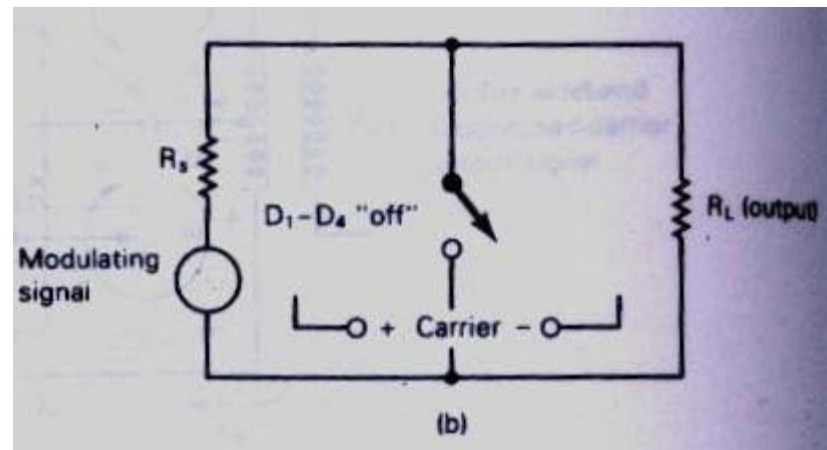


Schematic diagram

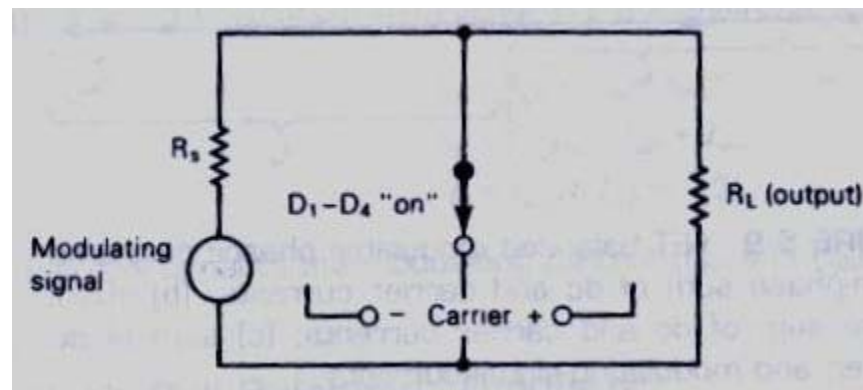
BỘ ĐIỀU CHẾ CÂN BẰNG CẦU (2/3)

- Họa động của mạch: cả 4 diodes on hay off

Diodes biased off



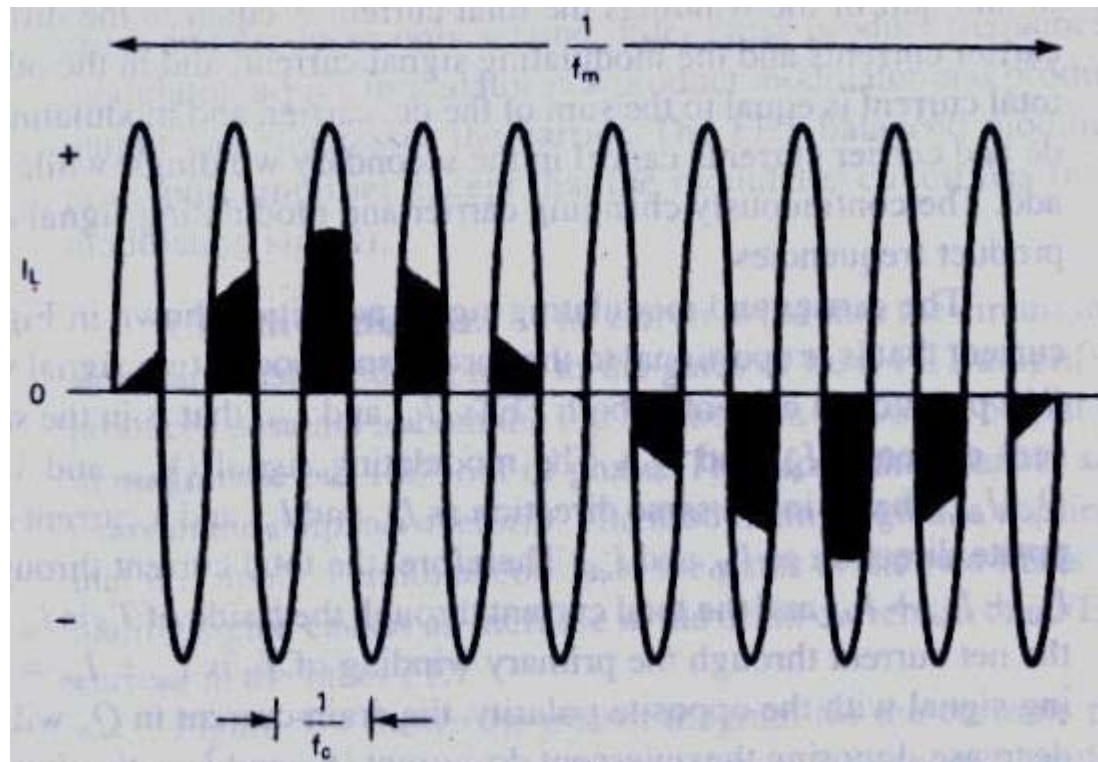
Diodes biased on



BỘ ĐIỀU CHẾ CÂN BẰNG CẦU

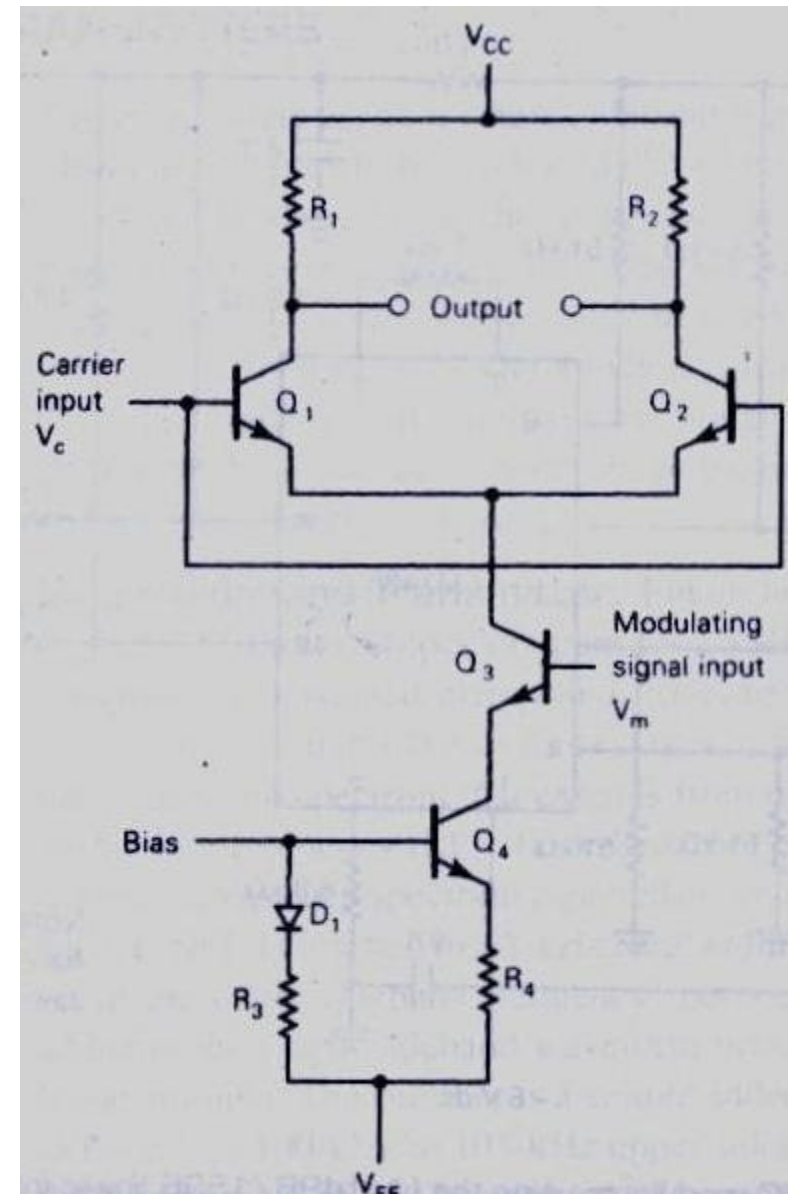
(3/3)

- Điện thế sóng mang thay đổi từ (+) sang (-), và ngược lại $\Rightarrow$ dạng sóng ra là 1 chuỗi xung bao gồm tần số băng cạnh cao và thấp



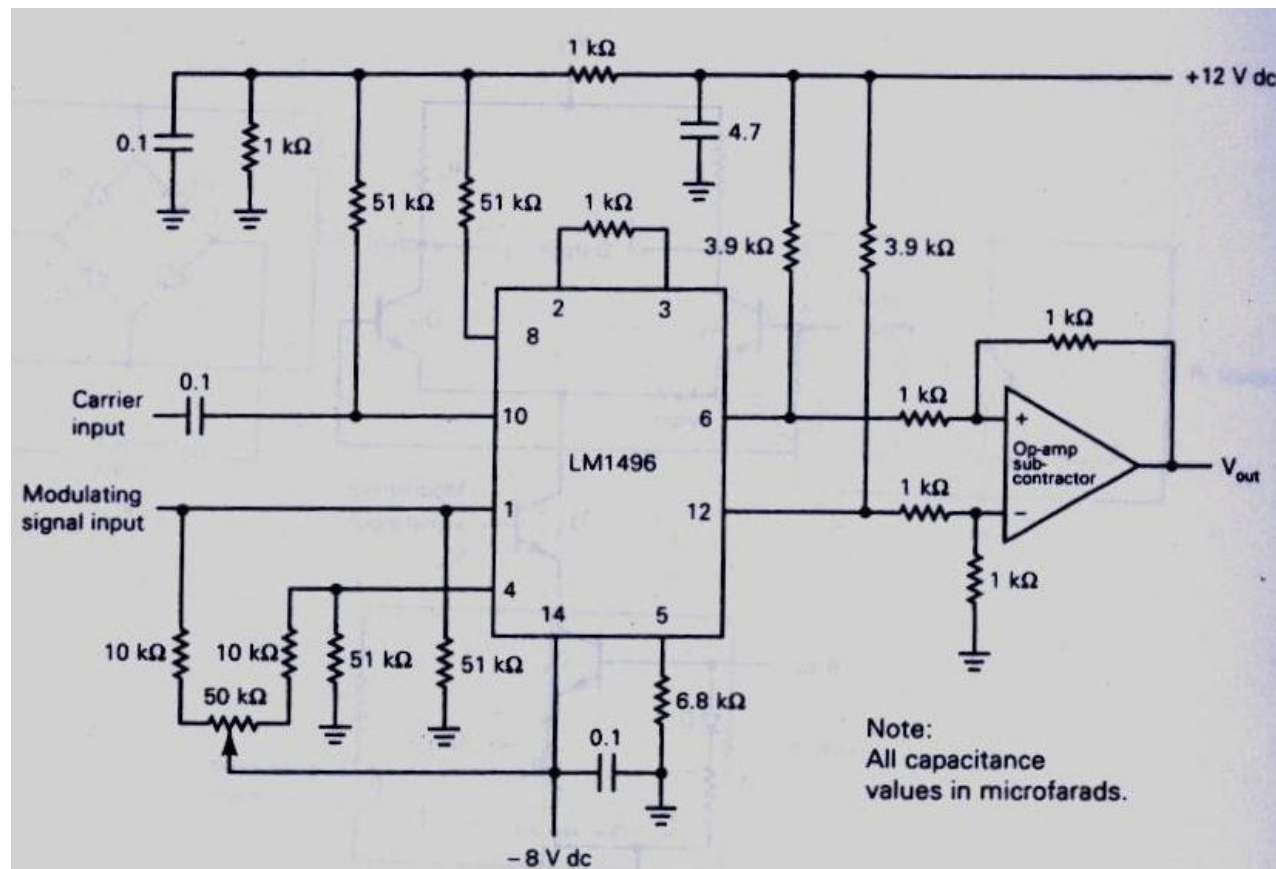
BỘ ĐIỀU CHẾ CÂN BẰNG MẠCH TÍCH HỢP TUYẾN TÍNH

- LM1496/1596 cung cấp nén sóng mang 50dB ở 10MHz, lên đến 65dB ở 500kHz
- Bộ khuếch đại vi sai là thành phần cơ bản của bộ điều chế cân bằng LIC
- Tần số sóng mang và tín hiệu điều chế đi qua transistor tạo ra thành phần tổng / hiệu tần số ở đầu ra



BỘ ĐIỀU CHẾ CÂN BẰNG MẠCH TÍCH HỢP TUYẾN TÍNH

- Bộ điều chế AM DSBSC sử dụng mạch tích hợp tuyến tính LM1496/1596

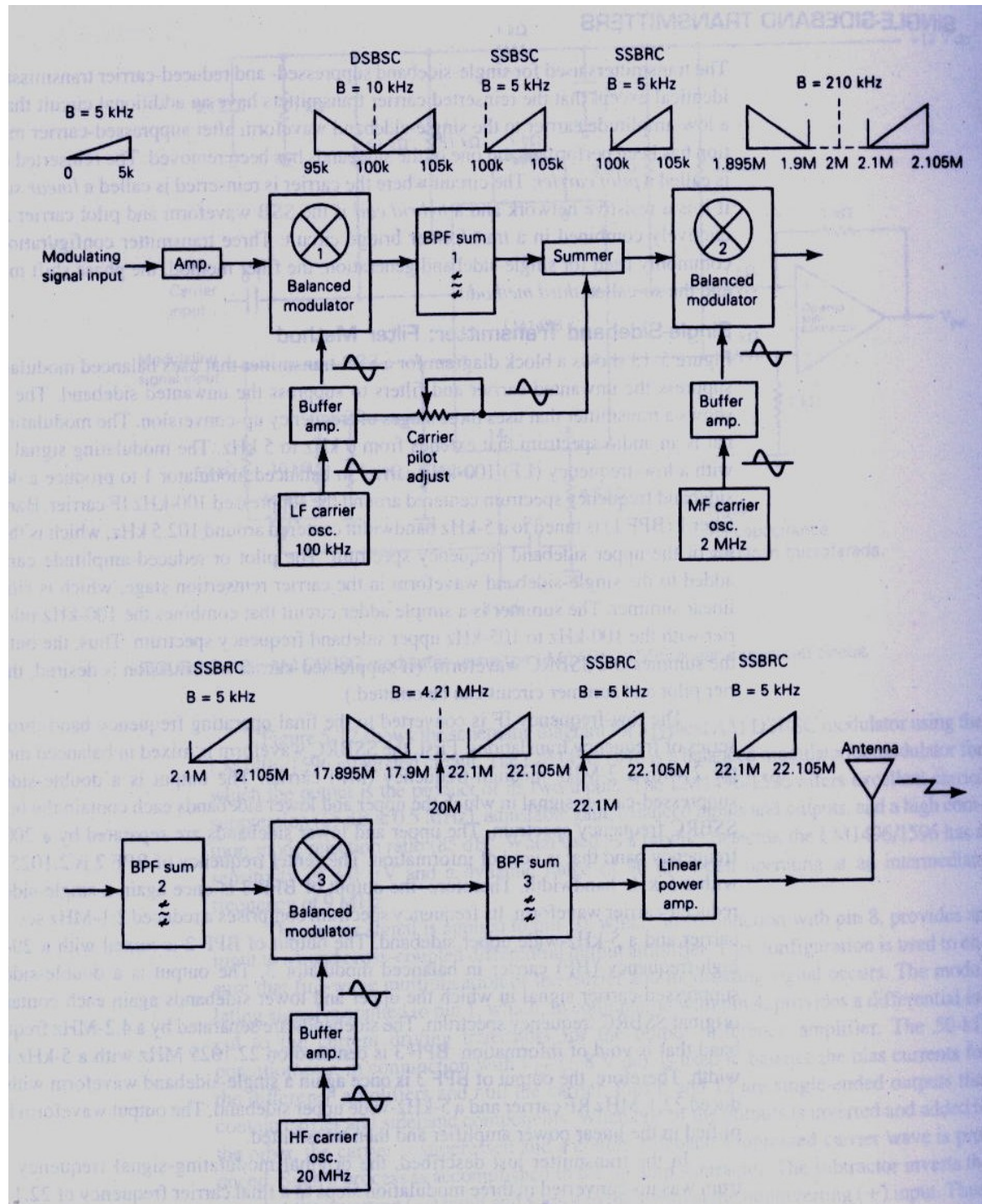


BỘ PHÁT ĐƠN BẰNG CẠNH

- SSBSC và SSBRC tương tự trừ trường hợp bộ phát sóng mang có mạch ngoài để thêm sóng mang biên độ thấp vào dạng sóng SSB
- Mạch được gọi là *linear summer* hay *hybrid coil*
- Sóng mang được thêm vào được gọi là *pilot carrier*
- 3 cấu hình: phương pháp lọc, dịch pha, phương pháp thứ 3

PHƯƠNG PHÁP LỌC (1/6)

- Sử dụng bộ điều chế cân bằng để nén sóng mang không mong muốn, lọc để nén băng cạnh không mong muốn

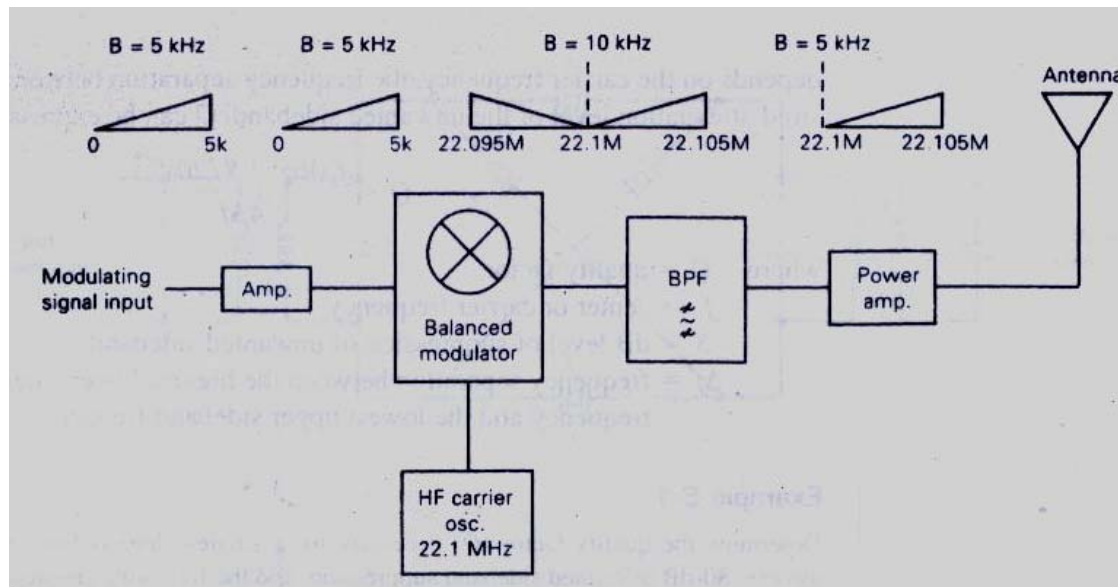


PHƯƠNG PHÁP LỌC (3/6)

- Phổ tần số tín hiệu điều chế nguyên gốc được chuyển đổi qua các bước điều chế cây đến tần số sóng mang cuối cùng là 22.1 MHz và băng cạnh trên mở rộng từ sóng mang đến 22.105MHz
- Phổ đầu ra cuối cùng có thể được tạo ra bởi quá trình heterodyning

PHƯƠNG PHÁP LỌC (4/6)

- Sơ đồ khối cho bộ phát chuyển SSBSC



- BPF khó để xây dựng trong trường hợp

PHƯƠNG PHÁP LỌC (5/6)

- Khi thao tác trên kênh đơn, bộ phát chuyển đổi khá đơn giản
- Khi thao tác trên nhiều kênh, 3 hệ thống chuyển đổi thực tế hơn

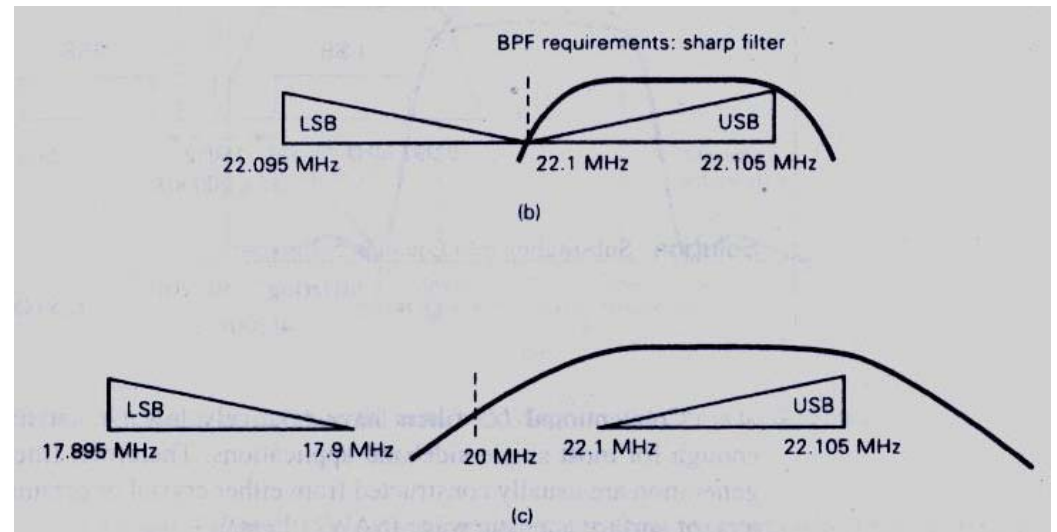


Fig 5-14. (b) Output spectrum and filtering requirements for a single conversion transmitter; (c) Output spectrum and filtering requirements for a three conversion transmitter

PHƯƠNG PHÁP LỌC (6/6)

- Bộ lọc băng cạnh đơn
 - Bộ lọc là 1 thành phần thiết yếu của hệ thống
 - Hệ số chất lượng (Q) của bộ lọc băng cạnh đơn:

$$Q = \frac{f_c (\log^{-1} S / 20)^{1/2}}{4\Delta f}$$

where: Q=hệ số chất lượng

f_c =tần số sóng mang trung tâm

S=dB mức độ nén tín hiệu ko mong muốn

Δf =chênh lệch tần số giữa băng cạnh trên và băng cạnh dưới

- Example 5-1
- Bộ lọc LC có Q thấp

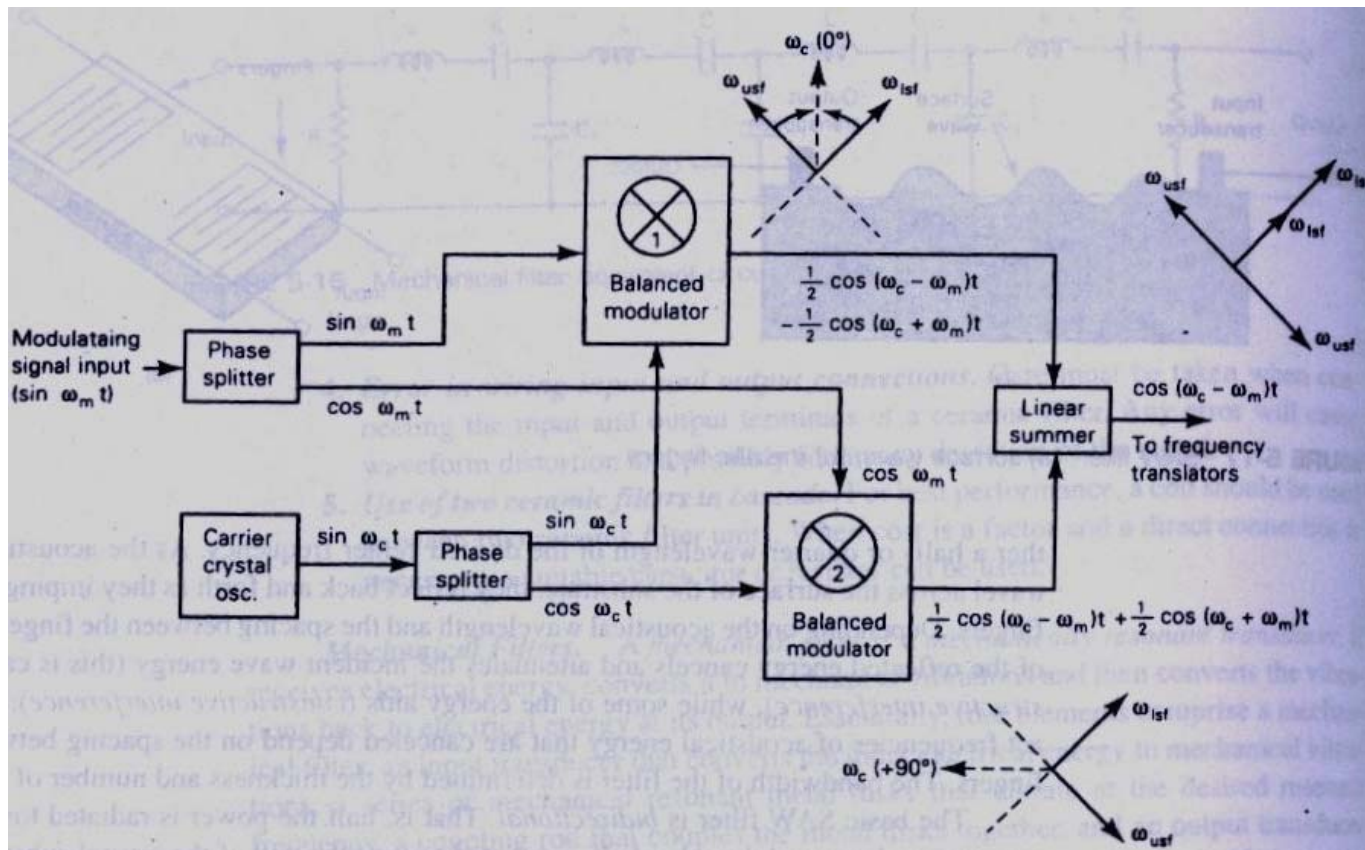
9/12/2010 Sử dụng chất liệu thạch anh hoặc gốm sứ, bộ lọc sóng âm thanh nền/ máy móc

PHƯƠNG PHÁP DỊCH PHA (1/3)

- Bảng cạnh không mong muốn bị hủy bỏ ở đầu ra của bộ điều chế $\Rightarrow$ không cần thiết lọc nhiễu
- Sử dụng 2 bộ điều chế bảng cạnh đôi độc lập

PHƯƠNG PHÁP DỊCH PHA (2/3)

- Biểu diễn pha



PHƯƠNG PHÁP DỊCH PHA (3/3)

- Phân tích toán học

Đầu ra bộ
điều chế cân
bằng 1

$$\begin{aligned} &= (\sin \omega_m t)(\sin \omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t - \frac{1}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \end{aligned}$$

Đầu ra bộ
điều chế cân
bằng 2

$$\begin{aligned} &= (\cos \omega_m t)(\cos \omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t + \frac{1}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \end{aligned}$$

Đầu ra bộ
tổng tuyến
tính

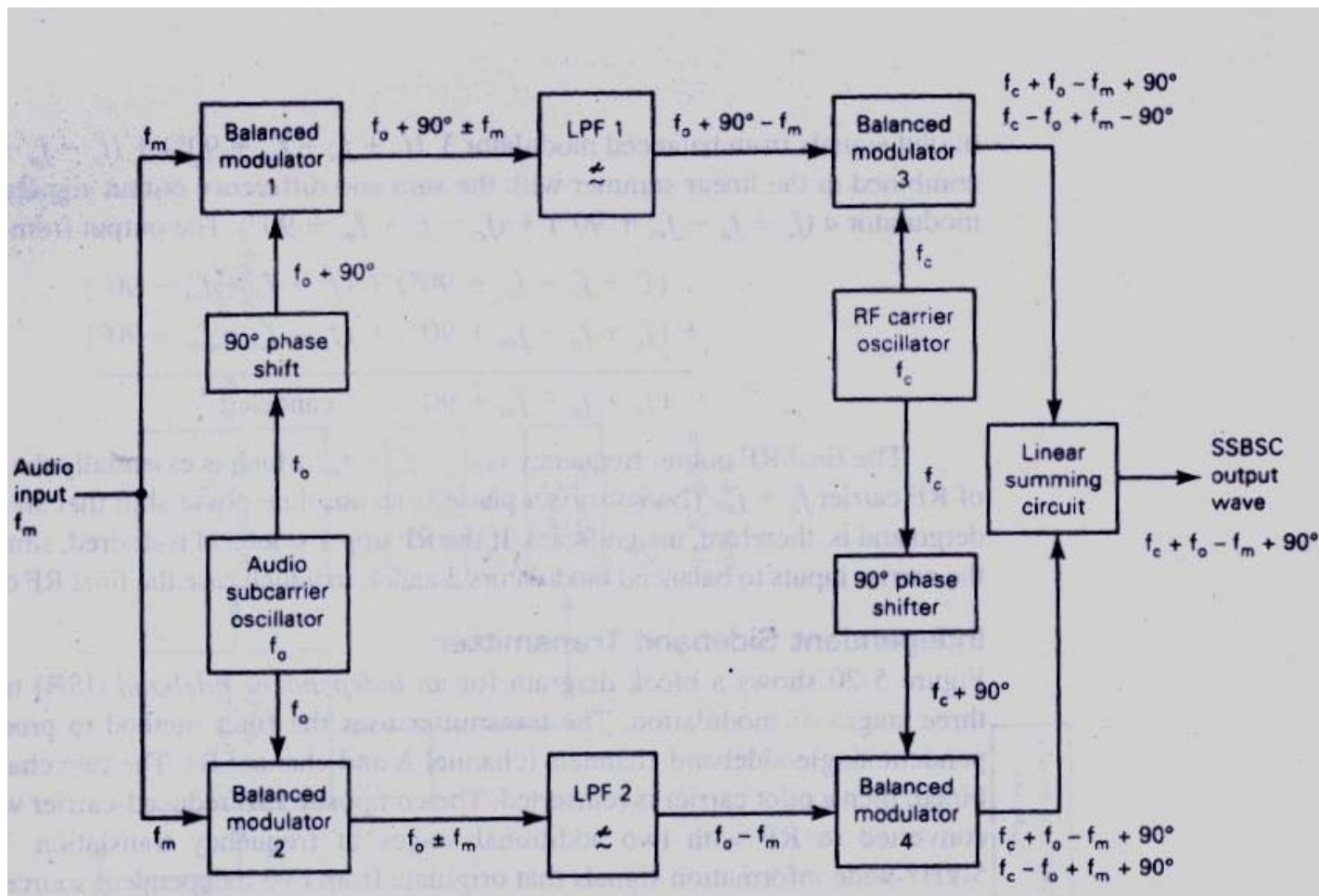
$$\begin{aligned} &\frac{1}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t - \frac{1}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \\ &+ \frac{1}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t + \frac{1}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \end{aligned}$$

$\cos(\omega_c - \omega_m)t$ canceled

lower sideband

PHƯƠNG PHÁP THỨ 3

- Tín hiệu thông tin được điều chế ban đầu với sóng mang phụ audio



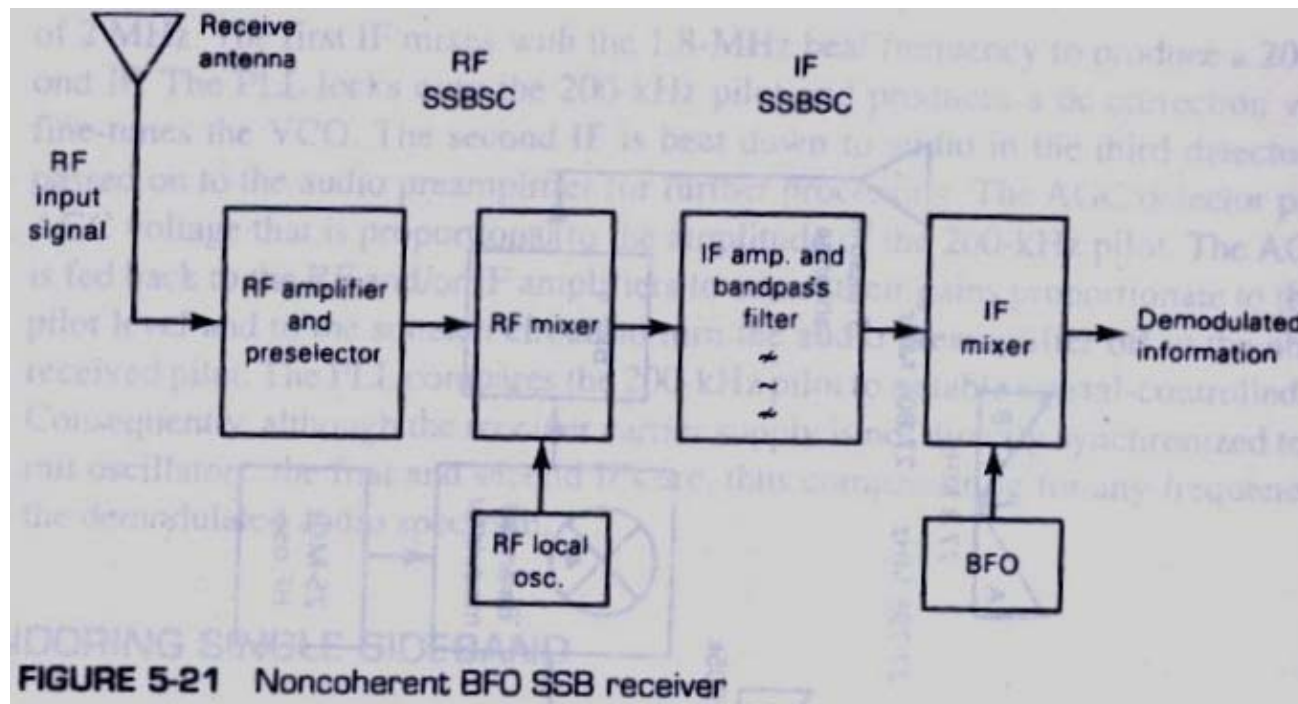
BỘ NHẬN ĐƠN BẰNG CẠNH (1/5)

- Single-Sideband BFO Receiver
- Coherent Single-Sideband BFO Receiver
- Single-Sideband Envelope Detection Receiver
- Multichannel Pilot Carrier Single-Sideband Receiver

BỘ NHẬN ĐƠN BẰNG CẠNH

(2/5)

- Single-Sideband BFO Receiver:

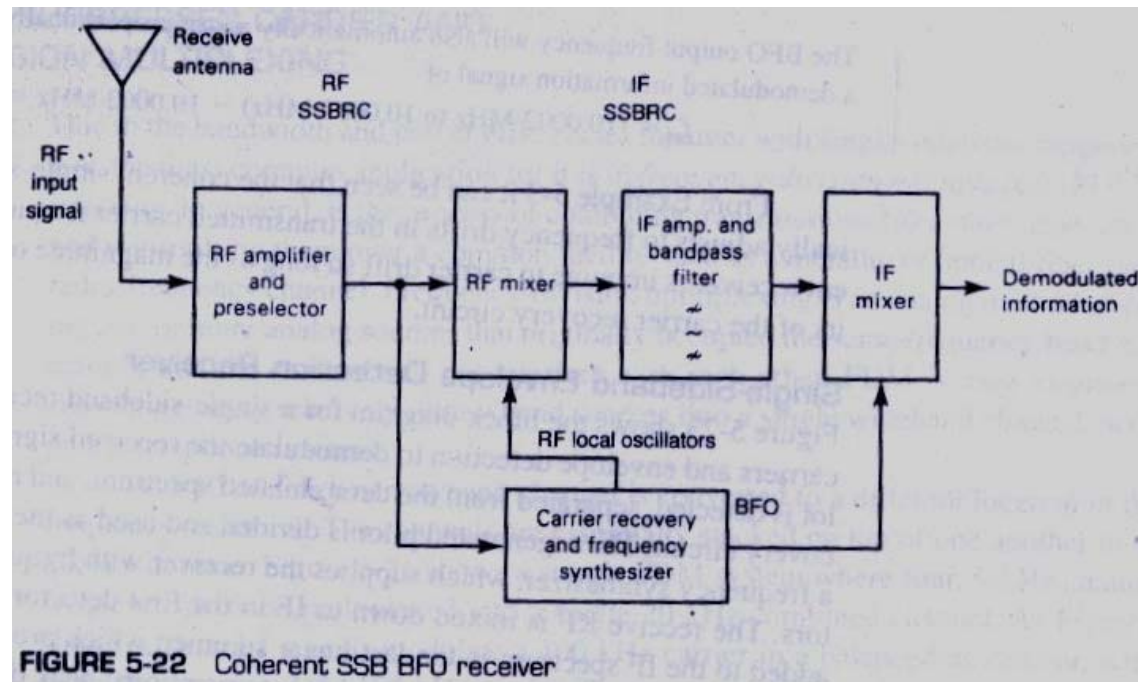


- BFO: Beat Frequency Oscillator (bộ dao động phách)
- Sự ko nhất quán dẫn đến sai lệch tần số nếu tồn tại sự khác biệt về tần số LO bộ phát và nhận
- Bộ trộn RF và bộ tách sóng thứ 2 là các bộ tách sóng nhân
- Bộ điều chế nhân và bộ tách sóng nhân chung 1 mạch

BỘ NHẬN ĐƠN BẰNG CẠNH

(3/5)

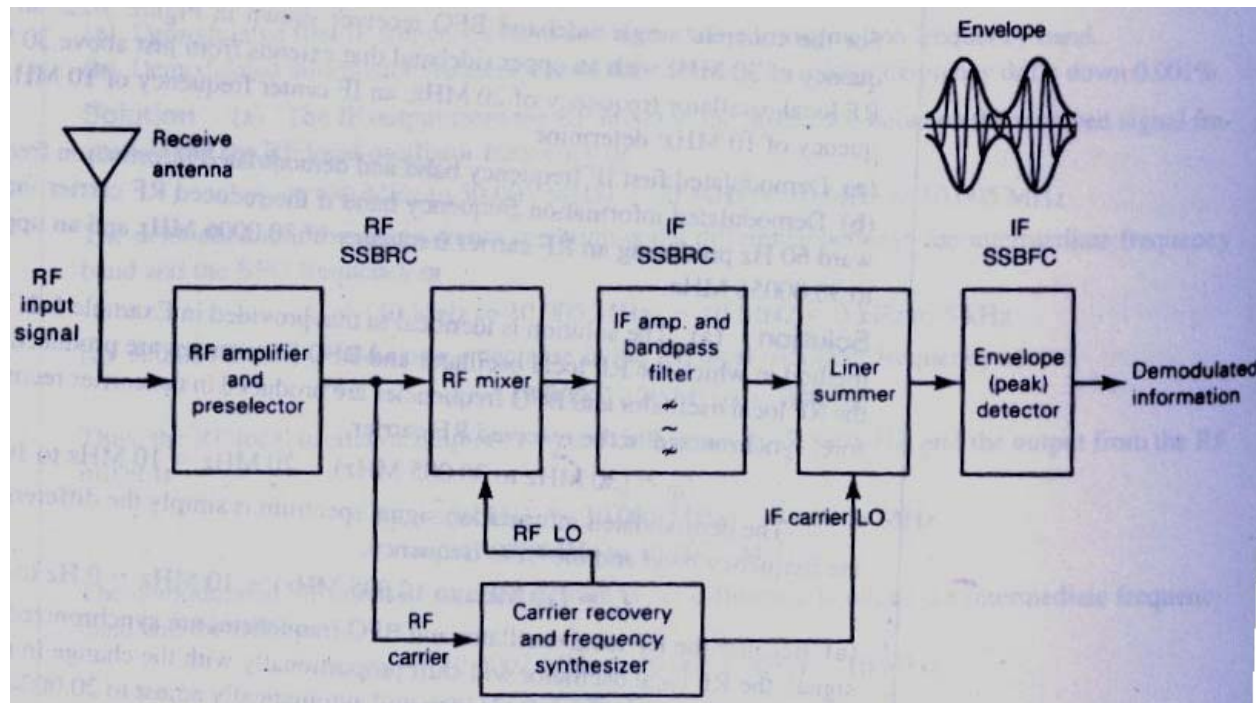
- Coherent Single-Sideband BFO Receiver:



- Tần số LO and BFO được đồng bộ với bộ tạo dao động sóng mang trong bộ phát
- Mạch phục hồi sóng mang là 1 PLL bằng hợp tìm pilot carrier trong tín hiệu nhận SSBRC
- Sóng mang tái tạo được sử dụng để tạo ra tần số RF LO và BFO nhất quán

BỘ NHẬN ĐƠN BẰNG CẠNH (4/5)

- Single-Sideband Envelope Detection Receiver



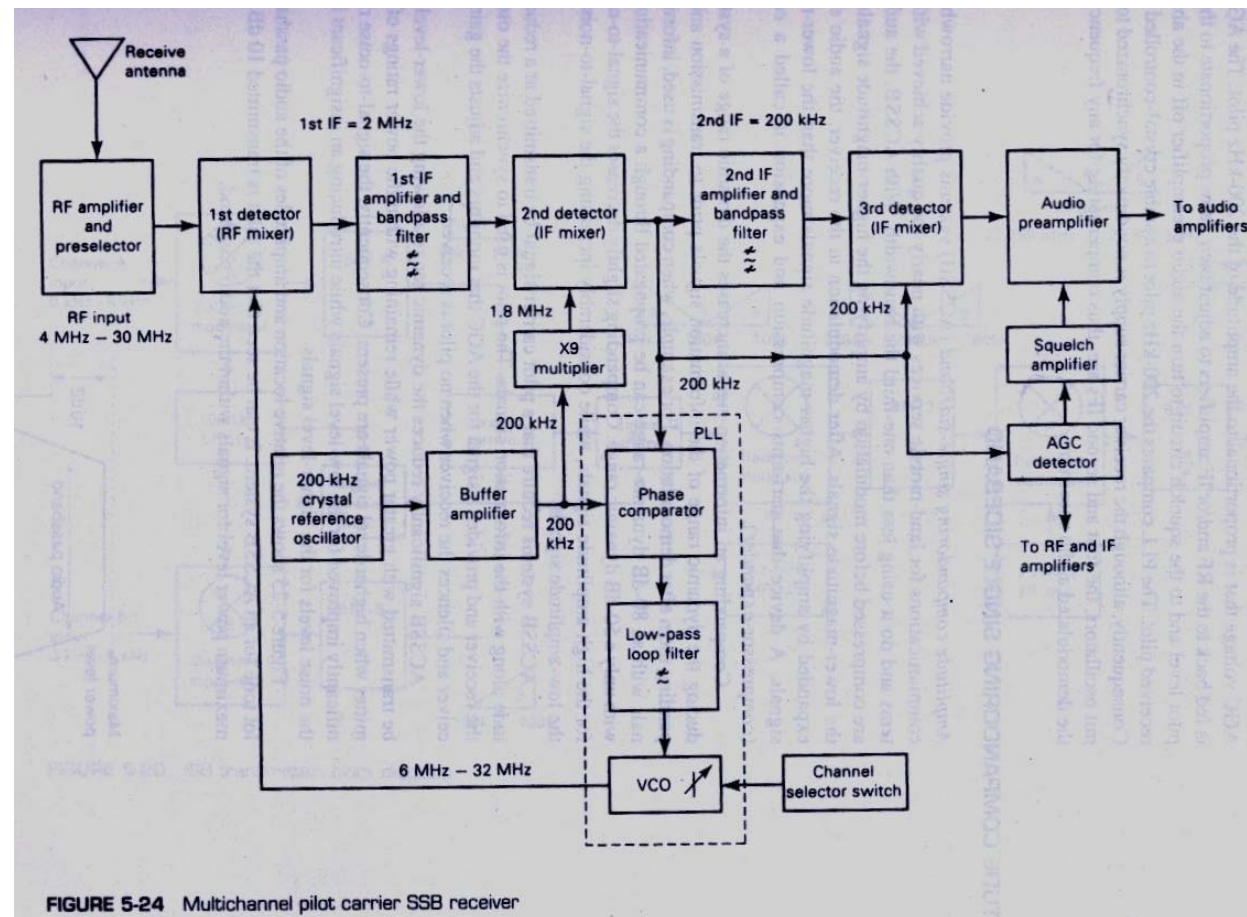
- IF được tái tạo thêm vào phổ IF trong bộ tổng tuyến tính cuối cùng $\Rightarrow$ đường bao SSBFC

9/12/2014 $\Rightarrow$ giải điều chế dùng bộ tách sóng diode đỉnh

BỘ NHẬN ĐƠN BĂNG CẠNH

(5/5)

- Multichannel Pilot Carrier Single-Sideband Receiver

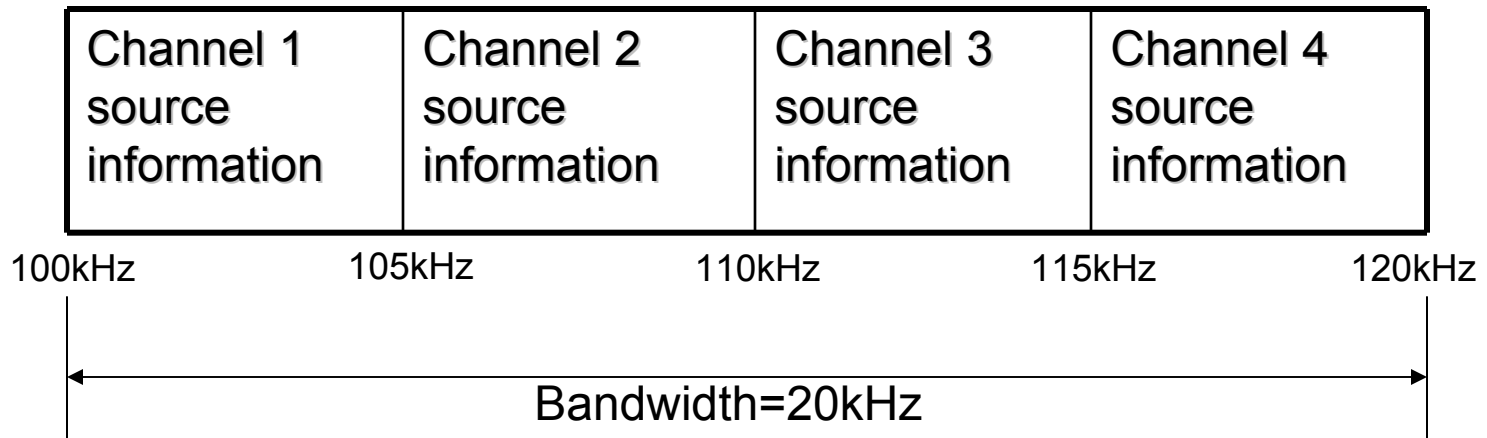


SSBSC AND FDM (1/4)

- SSBSC thông dụng cho đa hợp phân chia tần số do hiệu quả về băng thông và công suất
- Đa hợp là quá trình kết hợp sự truyền tải từ nhiều hơn 1 nguồn và phát đi trong chung môi trường
- FDM là phương thức tương tự kết hợp 2 hay nhiều nguồn tương tự chiếm cùng dải tần số mà không giao thoa lẫn nhau

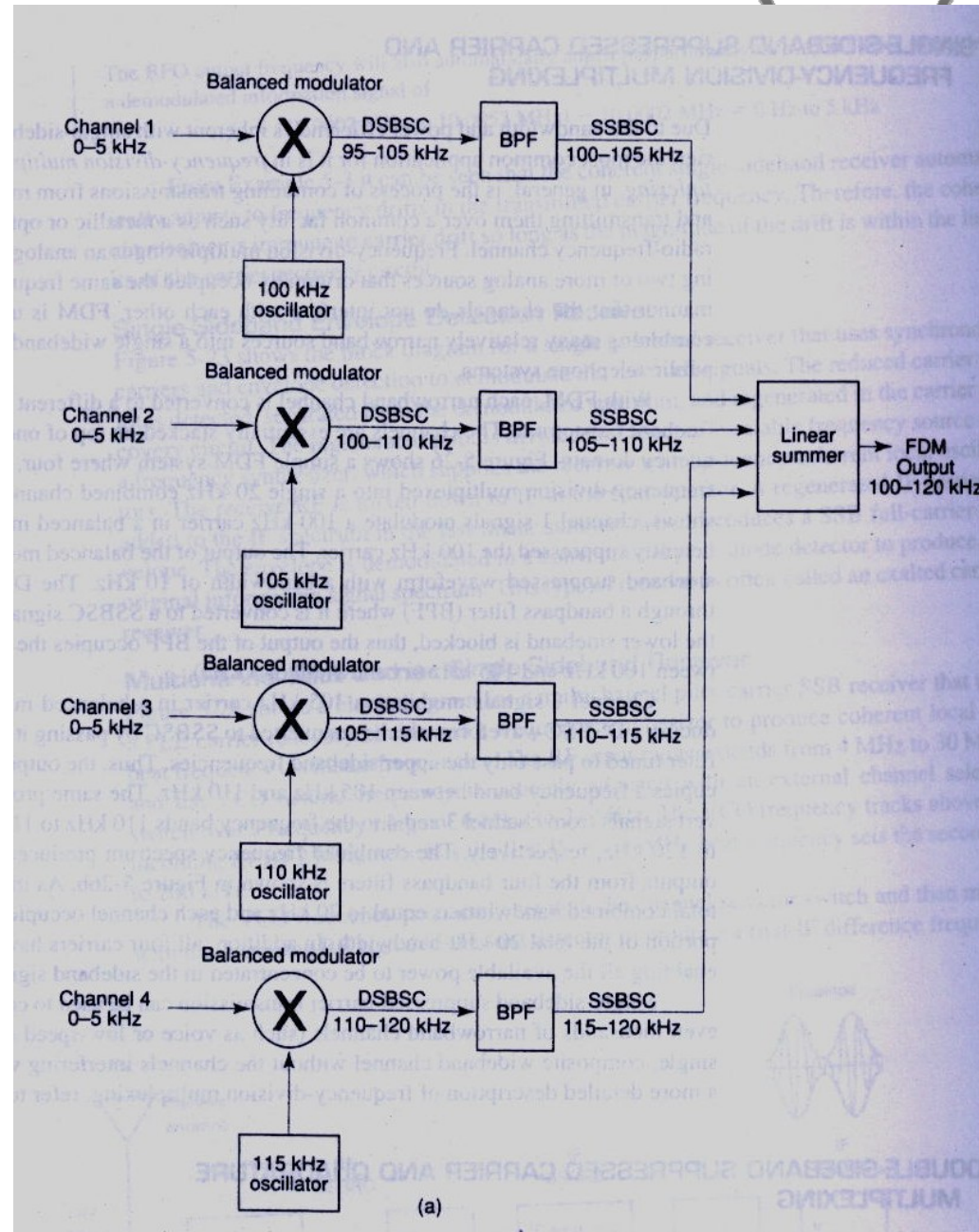
SSBSC AND FDM (2/4)

- Example:



SSBSC AND FDM (3/4)

- Example



SSBSC AND FDM (4/4)

- Truyền tải SSBSC có thể được sử dụng để kết hợp hàng trăm hay hàng ngàn kênh băng hẹp (thoại hay dữ liệu tốc độ thấp) vào 1 kênh băng rộng kết hợp mà không bị giao thoa kênh
- Xem thêm chương 16 Đa hợp

REFERENCES

- Wayne Tomasi, Electronic Communications Systems: Fundamental through Advanced, Chapter 5, 4th edition

Angle Modulation Transmission

Giới thiệu

- Có 3 thành phần của tín hiệu tương tự có thể thay đổi bởi tín hiệu mang thông tin là: biên độ, tần số và pha.
- FM, PM cả hai đều từ điều chế góc.
- Lợi ích của AM:
 - Giảm nhiễu
 - Cải thiện độ tin cậy hệ thống
 - Sử dụng năng lượng hiệu quả hơn
- Hạn chế:
 - Băng thông lớn
 - Mạch phức tạp

Điều chế góc

- Điều chế góc là khi góc pha (θ) của sóng sin bị thay đổi theo thời gian
- Biểu thức toán học:

$$m(t) = V_c \cos[\omega_c t + \theta(t)]$$

- $m(t)$: sóng đã điều chế góc
 - V_c : biên độ đỉnh sóng mang (V)
 - ω_c : tần số góc sóng mang (angular velocity, rad/s)
 - $\theta(t)$: độ lệch pha tức thời (rads)
- $\theta(t)$ là 1 hàm của tín hiệu điều chế

$$\theta(t) = F[v_m(t)] = F[V_m \sin(\omega_m t)]$$

Điều chế góc

- FM và PM khác nhau ở đặc tính của sóng mang bị thay đổi trực tiếp hay gián tiếp bởi tín hiệu điều chế
- Tần số sóng mang thay đổi $\Leftrightarrow$ pha sóng mang thay đổi
- FM là kết quả từ tần số sóng mang thay đổi trực tiếp phù hợp với tín hiệu điều chế
- PM là kết quả từ pha sóng mang thay đổi trực tiếp phù hợp với tín hiệu điều chế

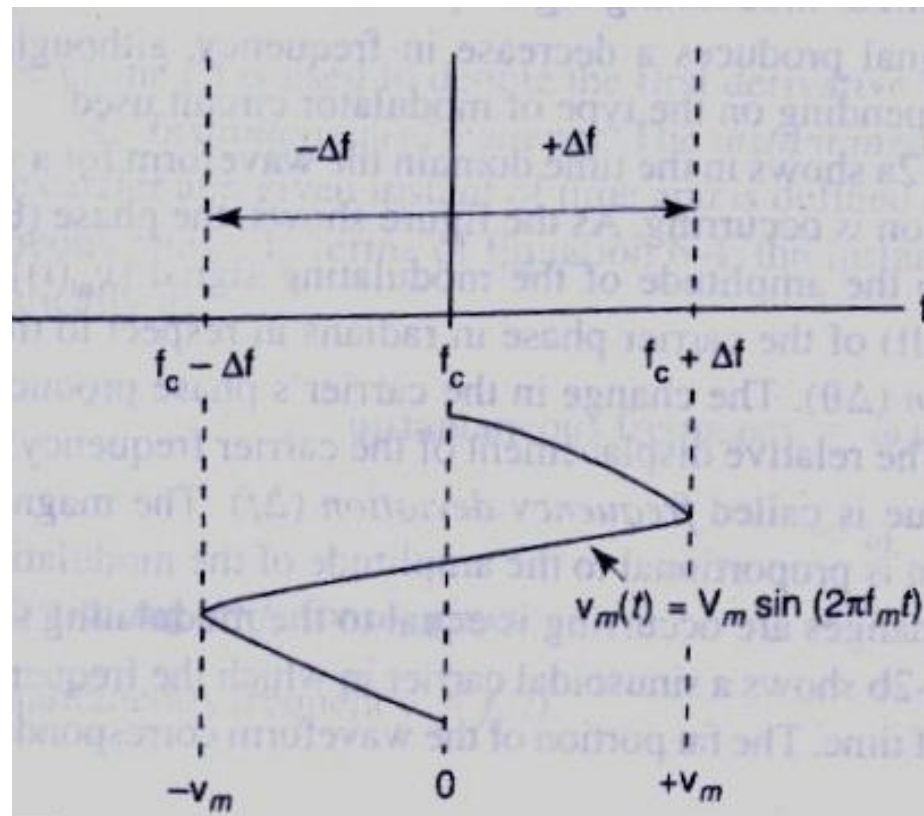
Điều chế góc

- Định nghĩa:

- Direct FM: thay đổi tần số của của sóng mang có biên độ cố định thay đổi trực tiếp với biên độ của tín hiệu điều chế với tốc độ bằng với tần số của tín hiệu điều chế.
- Direct PM: thay đổi pha của của sóng mang có biên độ cố định thay đổi trực tiếp với biên độ của tín hiệu điều chế với tốc độ bằng với tần số của tín hiệu điều chế.

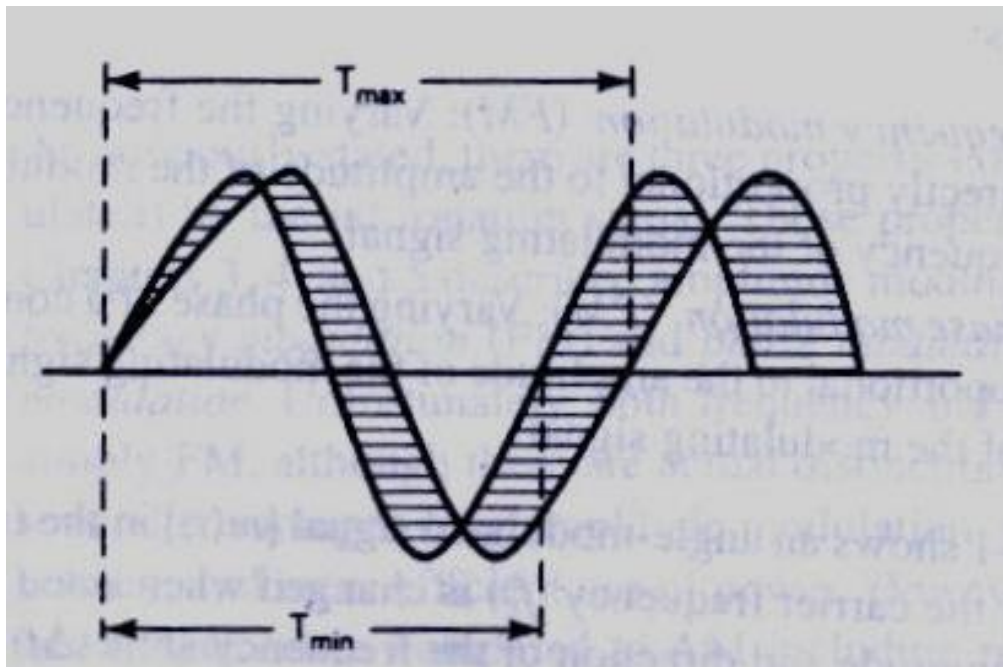
Điều chế góc

- Tín hiệu đã điều chế góc trong miền tần số
 - Độ lớn và hướng của dịch tần (Δf) thay đổi theo biên độ và cực của tín hiệu điều chế
 - Tốc độ tần số thay đổi bằng với f_m

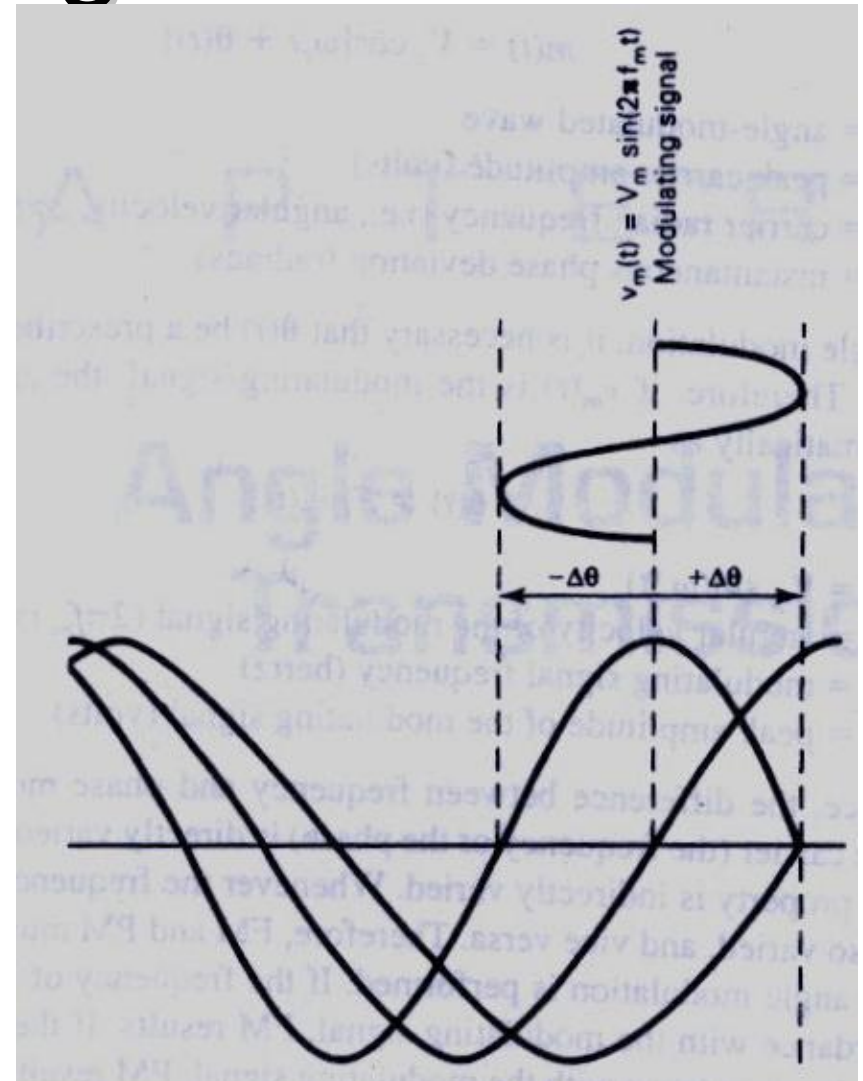


Điều chế góc

- Điều chế góc trong miền thời gian



9/12/2010 Frequency changing with time



Phase changing with time

Điều chế góc

- Độ lệch pha ($\Delta\theta$): độ dịch tương đối của pha sóng mang tính bằng radians đối với pha tham chiếu
- Độ lệch tần (Δf): độ dịch tương đối của tần số sóng mang tính bằng Hz đối với giá trị chưa điều chế
- Các độ lệch tương ứng với tín hiệu điều chế.

Phân tích toán học

- Some terms:
 - Độ lệch pha tức thời= $\theta(t)$ (rad)
 - Pha tức thời= $\omega_c t + \theta(t)$
 - Độ lệch tần số tức thời= $\theta'(t)$ (Hz)
 - Tần số tức thời

$$\omega_i(t) = \frac{d}{dt}[\omega_c t + \theta(t)] = \omega_c + \theta'(t) = 2\pi f_c + \theta'(t) \quad (\text{rad} / \text{s})$$

$$f_i(t) = f_c + \frac{\theta'(t)}{2\pi} \quad (\text{Hz})$$

Deviation Sensitivity

- Điều chế pha là điều chế góc với $\theta(t) \sim v_m(t)$
và $\theta'(t) = \frac{d}{dt}[v_m(t)]$

hay $\theta(t) = K v_m(t) \quad (rad) \quad (6.7)$

- Điều chế tần số là điều chế góc với $\theta'(t) \sim v_m(t)$
và $\theta(t) = \int [v_m(t)]$

hay $\theta'(t) = K_1 v_m(t) \quad (rad / s) \quad (6.8)$

Deviation Sensitivity

- K và K₁: hằng số và được gọi là deviation sensitivities của pha và tần số bộ điều chế (modulators)
- Deviation sensitivity là hàm truyền output-input của bộ điều chế (modulator)
- Thể hiện mối quan hệ giữa những thay đổi của thông số ngõ ra với những thay đổi của tín hiệu ngõ vào

- PM:
$$K = \frac{\Delta\theta}{\Delta V} \quad (rad / V)$$

- FM:
$$K_1 = \frac{\Delta\omega}{\Delta V} \quad \left(\frac{rad}{Vs}\right)$$

Deviation Sensitivity

- Từ (6.7) và (6.8)

$$\text{PM} = \theta(t) = \int \theta'(t) dt = \int K_1 v_m(t) dt = K_1 \int v_m(t) dt$$

- Điều chế pha:

$$\begin{aligned} m(t) &= V_c \cos[\omega_c t + \theta(t)] \\ &= V_c \cos[\omega_c t + K V_m \cos(\omega_m t)] \end{aligned}$$

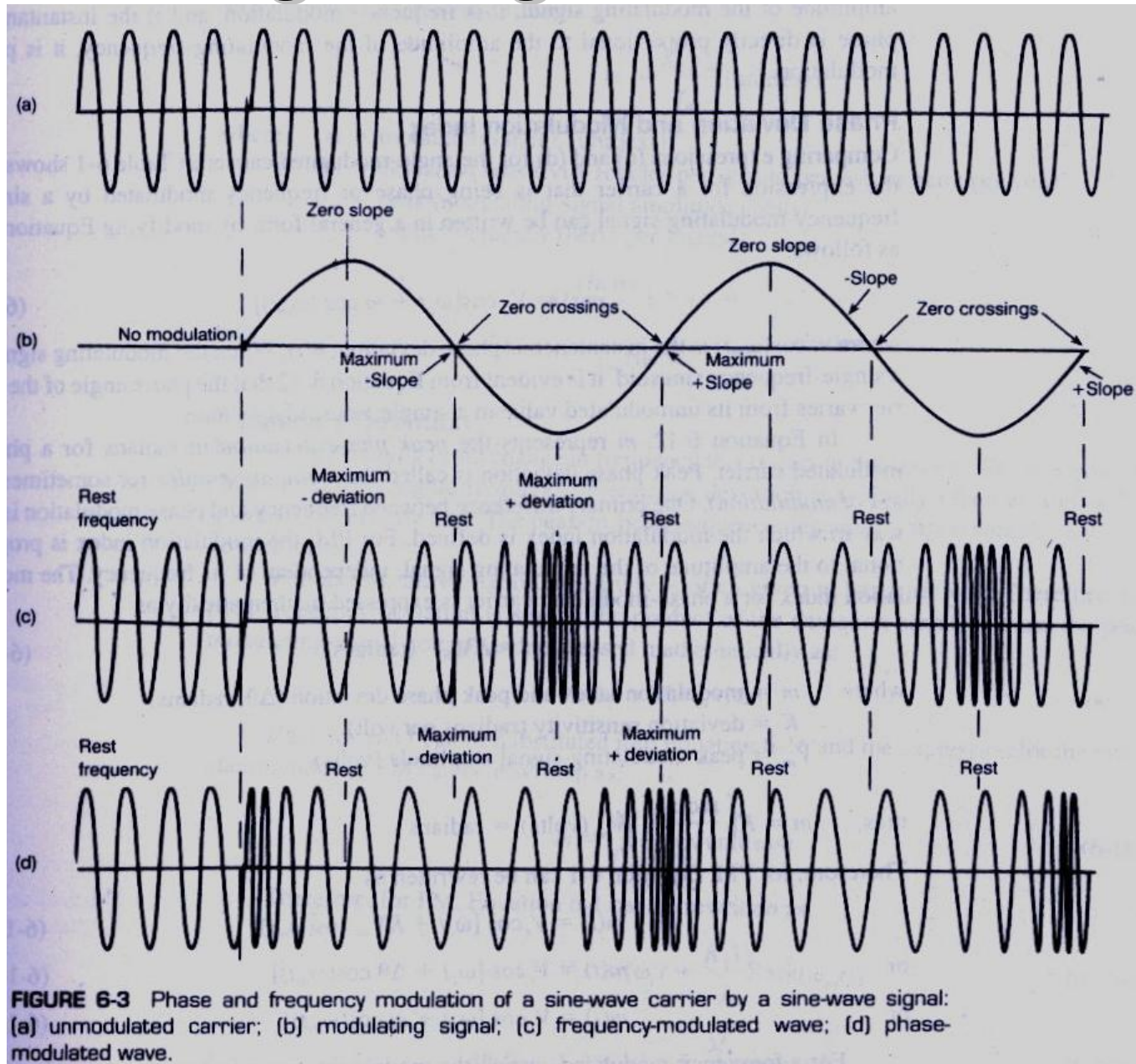
- Điều chế tần số

$$\begin{aligned} m(t) &= V_c \cos[\omega_c t + \int \theta'(t) dt] \\ &= V_c \cos[\omega_c t + \int K_1 v_m(t) dt] \\ &= V_c \cos[\omega_c t + K_1 \int V_m \cos(\omega_m t) dt] \\ &= V_c \cos\left[\omega_c t + \frac{K_1 V_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t)\right] \end{aligned}$$

Bảng tóm tắt (6-1)

Loại điều chế	Tín hiệu điều chế	Sóng đã điều chế góc, $m(t)$
(a) Pha	$v_m(t)$	$m(t) = V_c \cos[\omega_c t + K v_m(t)]$
(b) Tần số	$v_m(t)$	$m(t) = V_c \cos[\omega_c t + K_1 \int v_m(t) dt]$
(c) Pha	$V_m \cos(\omega_m t)$	$m(t) = V_c \cos[\omega_c t + K V_m \cos(\omega_m t)]$
(d) Tần số	$V_m \cos(\omega_m t)$	$m(t) = V_c \cos \left[\omega_c t + \frac{K_1 V_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t) \right]$

Dạng sóng FM và PM



Hệ số điều chế

- Biểu thức (c) (d) trong Bảng 6-1 có thể viết lại dưới dạng tổng quát:

$$m(t) = V_c \cos[\omega_c t + m \cdot \cos(\omega_m t)]$$

- m : hệ số điều chế, and is defined differently in phase and frequency modulation

Hệ số điều chế

- Với điều chế pha:
 - m =độ lệch pha đỉnh=tỷ lệ với biên độ tín hiệu điều chế, độc lập với tần số

$$m = K \cdot V_m \text{ (radians)}$$

với:

m =hệ số điều chế và độ lệch pha đỉnh ($\Delta\theta$, radians)

K = deviation sensitivity (radians per volt)

V_m = biên độ đỉnh của tín hiệu điều chế (volts)

$$\begin{aligned} m(t) &= V_c \cos[\omega_c t + K V_m \cos(\omega_m t)] \\ &= V_c \cos[\omega_c t + \Delta\theta \cos(\omega_m t)] \\ &= V_c \cos[\omega_c t + m \cos(\omega_m t)] \end{aligned}$$

Hệ số điều chế

- Điều chế tần số
 - Điều chế tần số tỷ lệ với biên độ của tín hiệu điều chế và tỷ lệ nghịch với tần số của tín hiệu điều chế

$$m = \frac{K_1 V_m}{\omega_m} \quad (\text{unitless})$$

với K_1 (radians per volt)

ω_m (radians/s)

– hay

$$m = \frac{K_1 V_m}{f_m} \quad (\text{unitless})$$

với K_1 (Hertz per volt)

f_m (hertz)

Độ lệch tần số

- *Độ lệch tần số (Frequency deviation)* là sự thay đổi của tần số xảy ra ở sóng mang tác động bởi tín hiệu điều chế
- Độ lệch tần đỉnh Δf
- Độ lệch tần đỉnh đỉnh $(2\Delta f)$ =carrier swing

$$\Delta f = K_1 V_m \quad (\text{Hz})$$

$\Rightarrow$ Hệ số điều chế: $m = \frac{\Delta f}{f_m}$

$$\begin{aligned} m(t) &= V_c \cos \left[\omega_c t + \frac{K_1 V_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t) \right] \\ &= V_c \cos \left[\omega_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin(\omega_m t) \right] \\ &= V_c \cos [\omega_c t + m \cdot \sin(\omega_m t)] \end{aligned}$$

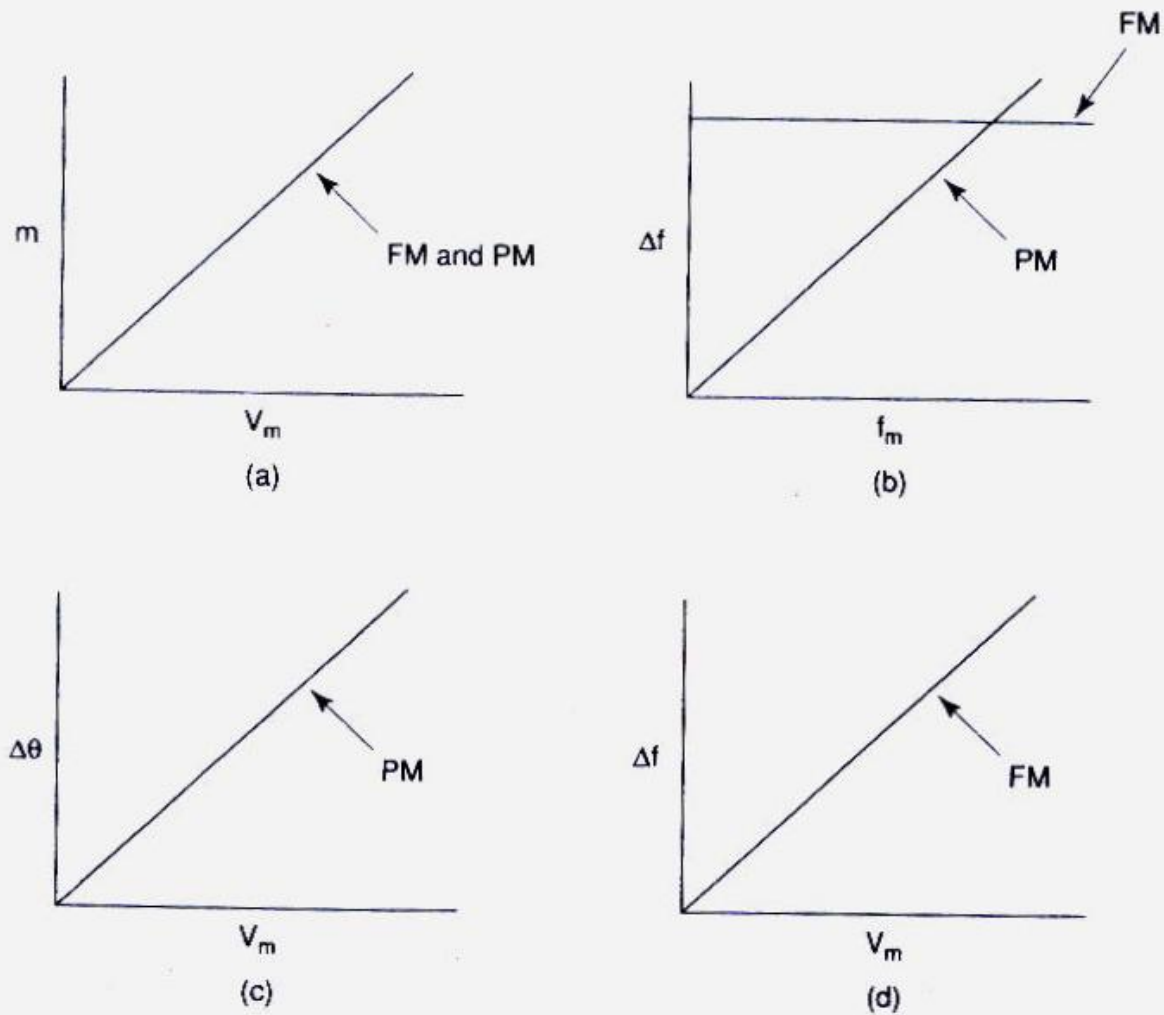


FIGURE 6-4 Relationship between modulation index, frequency deviation, and phase deviation in respect to modulations signal amplitude and frequency: (a) modulation index versus amplitude; (b) frequency deviation versus modulating frequency; (c) phase deviation versus amplitude; and (d) frequency deviation versus amplitude.

Tóm tắt điều chế góc

	FM	PM
Sóng đã điều chế	$m(t) = V_c \cos \left[\omega_c t + \frac{K_1 V_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t) \right]$ $= V_c \cos \left[\omega_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin(\omega_m t) \right]$ $= V_c \cos [\omega_c t + m \sin(\omega_m t)]$	$m(t) = V_c \cos [\omega_c t + K V_m \cos(\omega_m t)]$ $= V_c \cos [\omega_c t + \Delta \theta \cos(\omega_m t)]$ $= V_c \cos [\omega_c t + m \cos(\omega_m t)]$
Deviation sensitivity	K_1 (Hz/V)	K (rad/V)
Độ lệch	$\Delta f = K_1 V_m$ (Hz)	$\Delta \theta = K V_m$ (rad)
Hệ số điều chế	$m = \frac{K_1 V_m}{f_m} = \frac{\Delta f}{f_m}$ (unitless)	$m = K V_m = \Delta \theta$ (rad)
Tín hiệu điều chế	$v_m(t) = V_m \sin(\omega_m t)$	$v_m(t) = V_m \cos(\omega_m t)$
Sóng mang	$v_c(t) = V_c \cos(\omega_c t)$	$v_c(t) = V_c \cos(\omega_c t)$

Bộ điều chế và giải điều chế Pha và Tần số

- Có 4 cách dùng tương đương:
 - Bộ điều chế PM = Bộ vi phân theo sau bởi bộ điều chế FM
 - Bộ giải điều chế PM = Bộ giải điều chế FM theo sau bởi bộ tích phân
 - Bộ điều chế FM = Bộ tích phân theo sau bởi bộ điều chế PM
 - Bộ giải điều chế FM demodulator = Bộ giải điều chế PM theo sau bởi bộ vi phân

Phân tích tần số

- Điều chế sóng sin một tần số

$$m(t) = V_c \cos[\omega_c t + m \cos(\omega_m t)]$$

- Các thành phần tần số riêng rẽ thì không rõ ràng

(Individual freq components are not obviously)

$$\cos(\alpha + m \cos \beta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cos(\alpha + n\beta + \frac{n\pi}{2})$$

$J_n(m)$ là hàm Bessel function of the 1st kind of nth order with argument m

- So,
$$m(t) = V_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cos(\omega_c t + n\omega_m t + \frac{n\pi}{2})$$

Phân tích tần số

- Expanding:

$$m(t) = V_c \left\{ J_0(m) \cos \omega_c t + J_1(m) \cos \left[(\omega_c + \omega_m)t + \frac{\pi}{2} \right] - J_1(m) \cos \left[(\omega_c - \omega_m)t - \frac{\pi}{2} \right] - J_2(m) \cos [(\omega_c + 2\omega_m)t] - J_2(m) \cos [(\omega_c - 2\omega_m)t] + \dots \right\}$$

- $J_{-n}(m) = (-1)^n J_n(m)$
- $m(t)$ = sóng đã điều chế góc
- m = hệ số điều chế
- V_c = biên độ sóng mang đỉnh
- $J_0(m)$ = carrier component
- $J_1(m)$ = 1st set of side freqs displaced from the carrier by ω_m
- $J_2(m)$ = 2nd set of side freqs displaced from the carrier by $2\omega_m$

Phân tích tần số

- Sideband set ($f_c \pm f_m, f_c \pm 2f_m, \dots, f_c \pm n f_m$)
- First-order sidebands, second-order sidebands, ...
- $J_1(m), J_2(m), \dots$ magnitudes of sidebands
- $J_n(m)$ can be solved by:

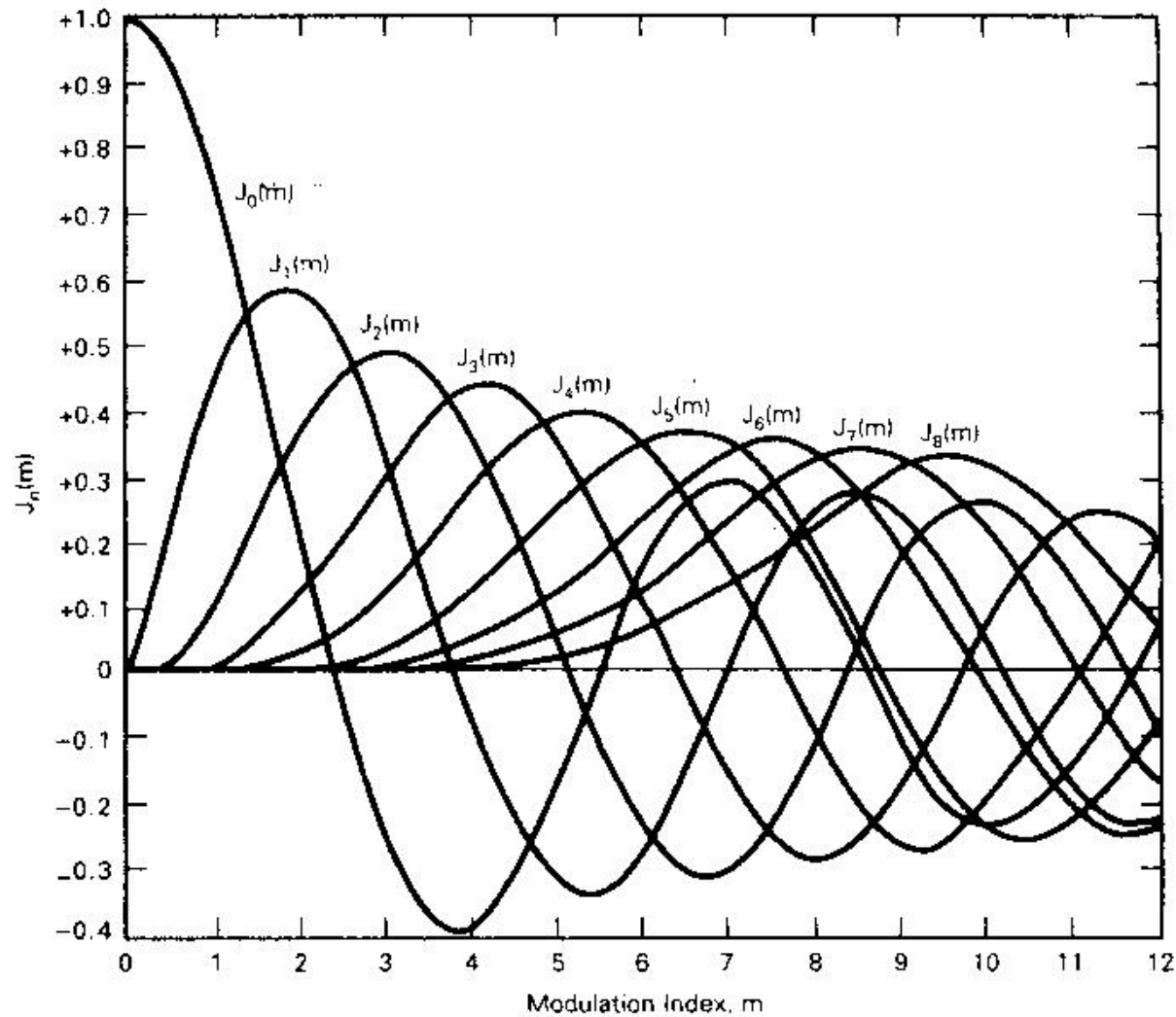
$$J_n(m) = \left(\frac{m}{2}\right)^n \left[\frac{1}{n} - \frac{(m/2)^2}{1!(n+1)!} + \frac{(m/2)^4}{2!(n+2)!} - \frac{(m/2)^6}{3!(n+1)!} + \dots \right]$$

- Table 6-3
- m increases, the number of significant side freqs increase $\Rightarrow$ bandwidth increases
- Example 6-2

Bessel functions of the First Kind

Modulation index	Carrier	Side freq pairs					
m	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6
0	1.00	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-
0.5	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-
1	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-
2	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-
2.4	0	0.52	0.43	0.2	0.06	0.02	-

Bessel function versus m



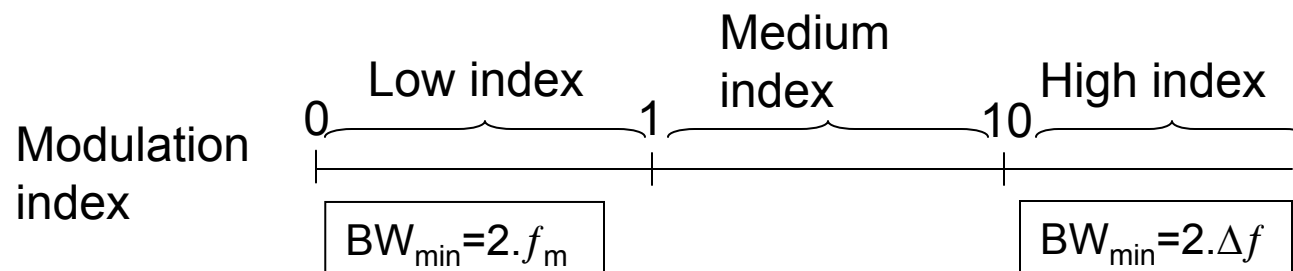
9/12/2010

FIGURE 6-5 $J_n(m)$ versus m

26/48

Băng thông của sóng đã điều chế góc

- BW rộng hơn tín hiệu AM với cùng một tín hiệu điều chế.
- Băng thông tối thiểu



- Băng thông thực tế

Bessel function table:

$$BW = 2 \cdot (n \cdot f_m)$$

n = number of significant sidebands

Carson's rule:

$$BW = 2 \cdot (\Delta f + f_m)$$

- Example 6-3

Công suất trung bình

- Công suất trung bình của sóng mang chưa điều chế

$$P_c = \frac{V_c^2}{2R} \text{ (W)}$$

- Công suất tức thời của tín hiệu đã điều chế

$$P_t = \frac{m(t)^2}{R} \text{ (W)}$$

$$\Rightarrow P_t = \frac{V_c^2}{R} \cos^2[\omega_c t + \theta(t)] = \frac{V_c^2}{R} \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos[2\omega_c t + 2\theta(t)] \right\}$$

Reduces to: $P_t \approx \frac{V_c^2}{2R} \text{ (W)}$

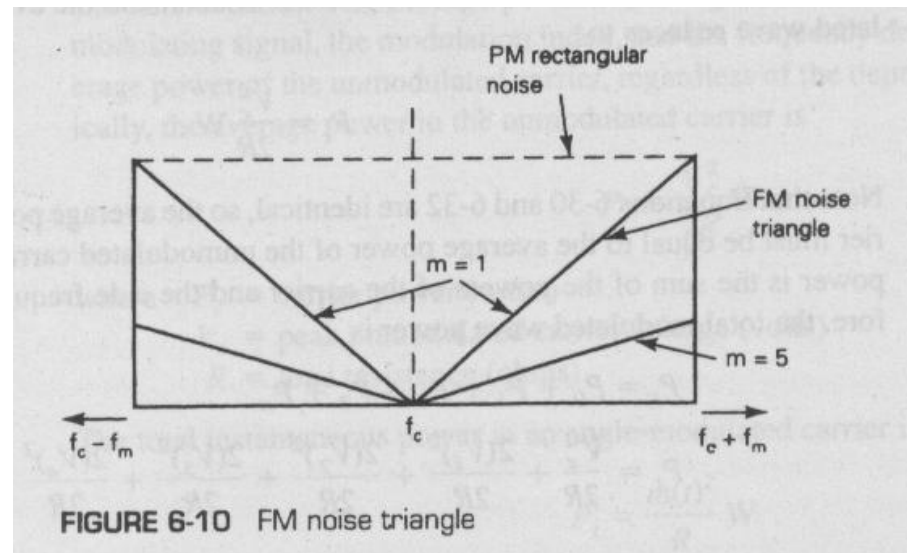
- Actually,

$$P_t = P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_n$$

$$P_t = \frac{V_c^2}{2R} + \frac{2V_1^2}{2R} + \frac{2V_2^2}{2R} + \frac{2V_3^2}{2R} + \dots + \frac{2V_n^2}{2R}$$

Nhiều và điều chế góc

- Nhiều nhiệt $\Rightarrow$ lệch tần sóng mang không mong muốn $\Rightarrow$ giải điều chế $\Rightarrow$ nhiễu nếu thành phần tần số nằm trong phổ tín hiệu
- Dạng phổ của nhiễu:
 - PM: không đổi với tần số
 - FM: tăng tuyến tính

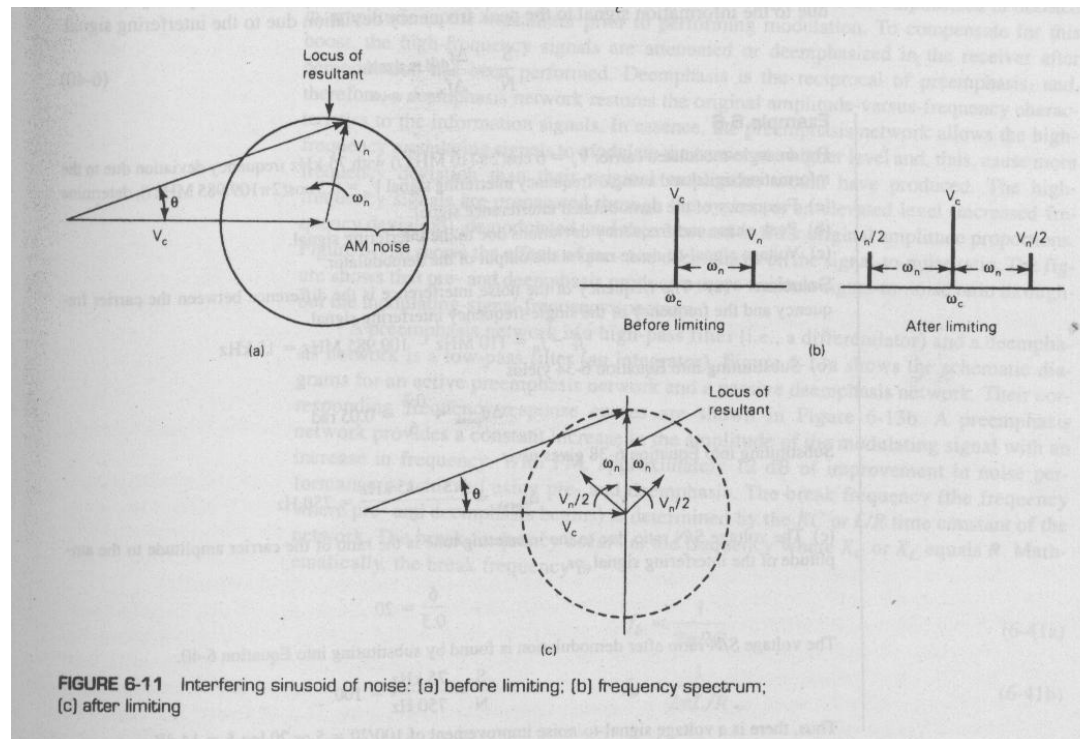


Phase modulation due to interfering signal

- Độ lệch pha đỉnh:

$$\Delta\theta_{peak} = \frac{V_n}{V_c} \text{ (rad)}$$

- Giới hạn biên độ $\Rightarrow$ giảm công suất tổng



Frequency modulation due to interfering signal

- Độ lệch pha tức thời:

$$\theta(t) = \frac{V_n}{V_c} \sin(\omega_n t + \theta_n) (\text{rad})$$

- Độ lệch tần số tức thời:

$$\Delta\omega(t) = \frac{V_n}{V_c} \omega_n \cos(\omega_n t + \theta_n) (\text{rad/s})$$

- Độ lệch tần số đỉnh:

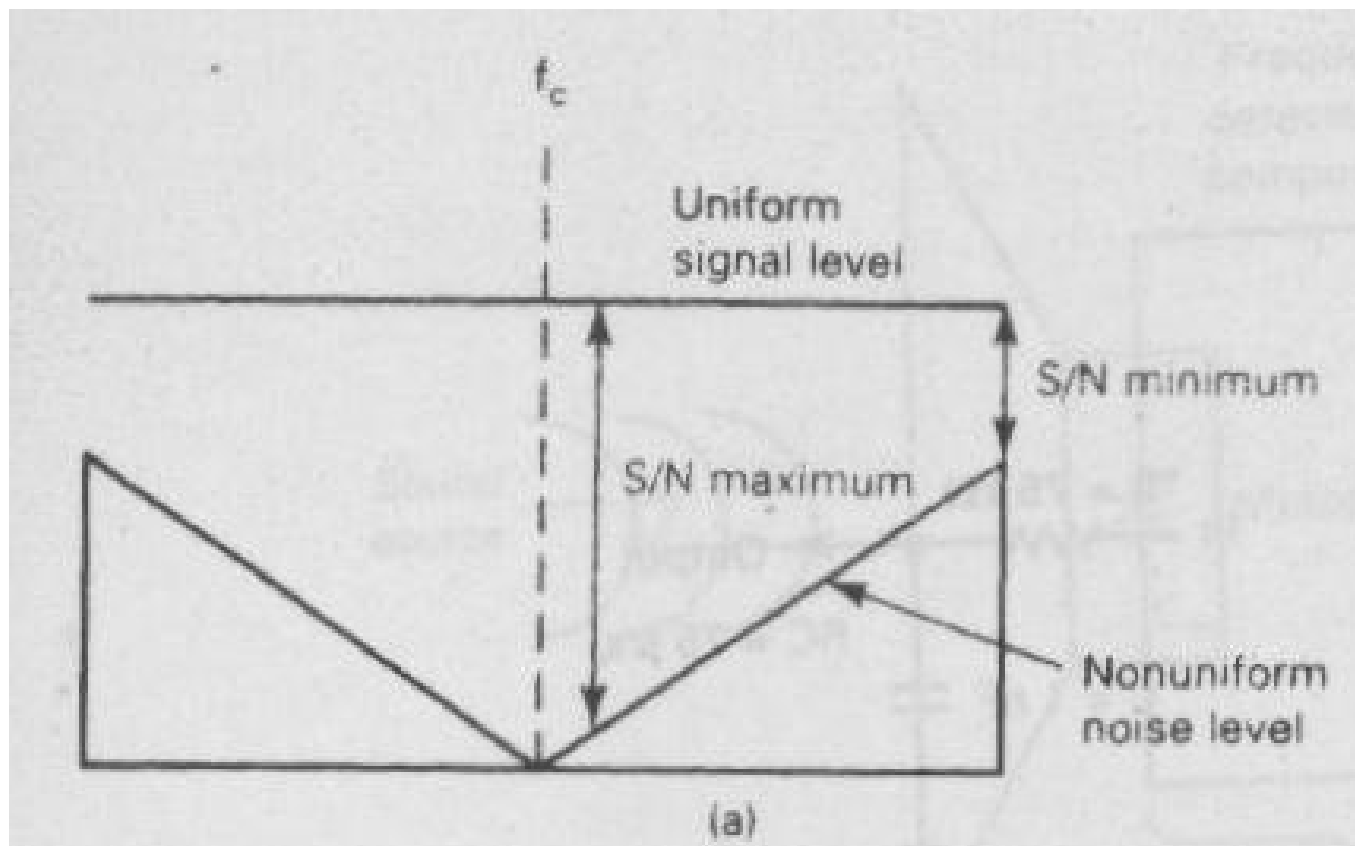
$$\Delta\omega_{peak} = \frac{V_n}{V_c} \omega_n (\text{rad/s}) \text{ or } \Delta f_{peak} = \frac{V_n}{V_c} f_n (\text{Hz})$$

- Tuy nhiên: $\Delta f_{peak} = m f_n (\text{Hz})$

$$\frac{S}{N} = \frac{\Delta f_{\text{due to signal}}}{\Delta f_{\text{due to noise}}}$$

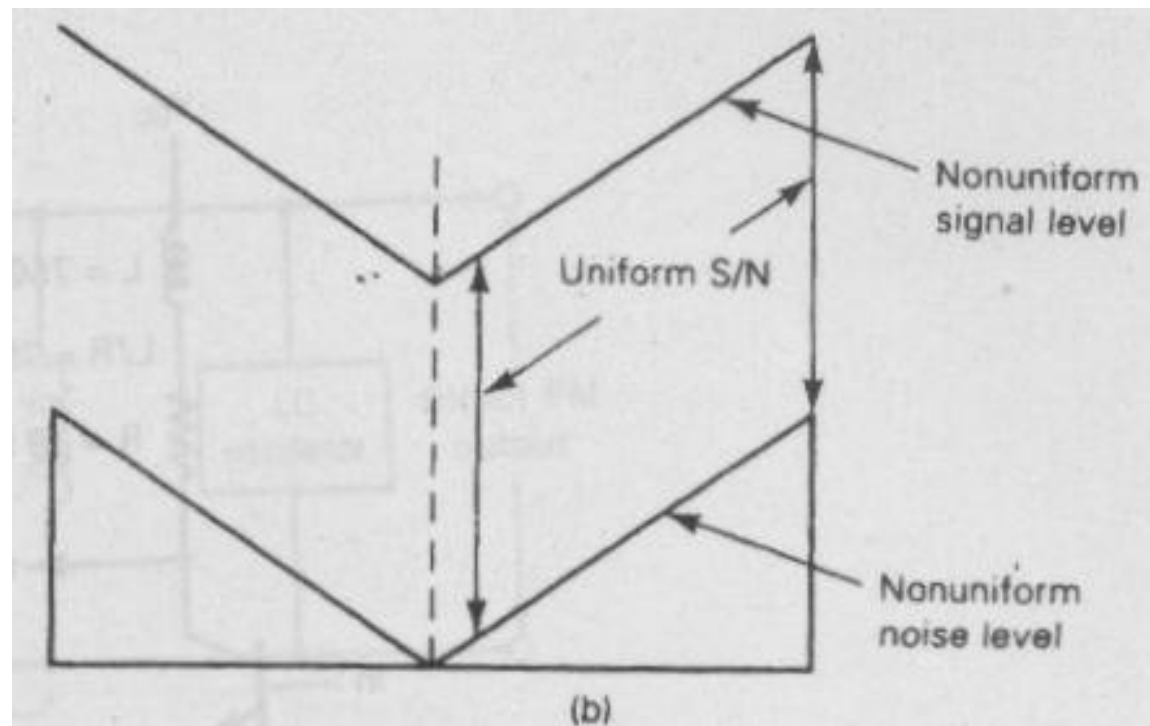
Preemphasis & Deemphasis

- Without preemphasis



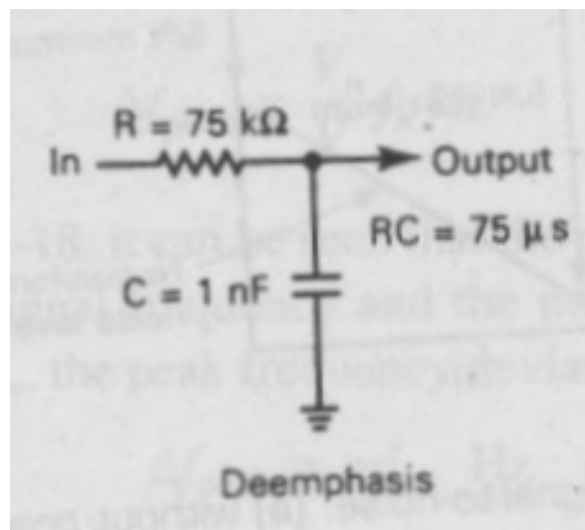
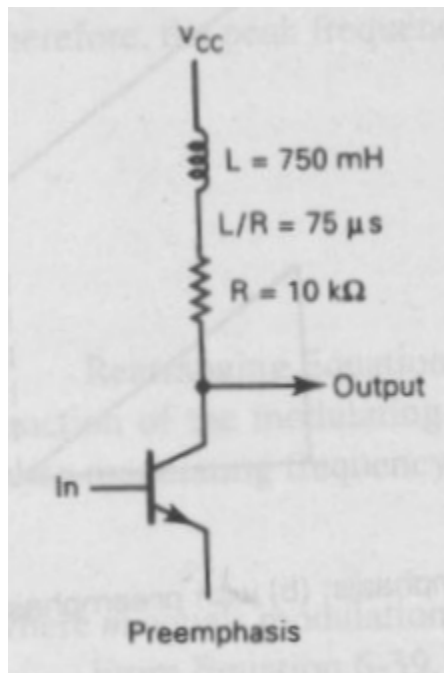
Preemphasis & Deemphasis

- With preemphasis



Preemphasis & Deemphasis

- Preemphasis network is a high pass filter (a differentiator)
- Deemphasis network is a low pass filter (an integrator)



$$f_b = \frac{1}{2\pi RC}$$

hay

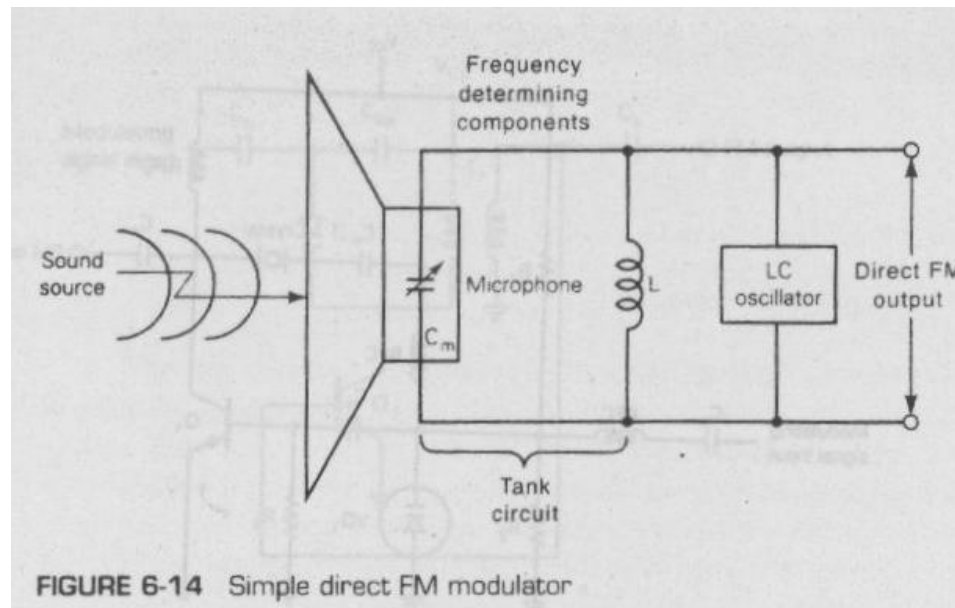
$$f_b = \frac{1}{2\pi L / R}$$

Bộ điều chế Tần số & Pha

	Direct FM	Direct PM
Disadvantage	Bộ dao động LC không ổn định để tạo tần số sóng mang $\Rightarrow$ mạch điều khiển tần số tự động	Khó đạt được độ lệch tần và chỉ số điều chế cao
Advantage	Dễ đạt được độ lệch tần và chỉ số điều chế cao	Bộ dao động tách biệt với mạch điều chế $\Rightarrow$ ổn định

Direct FM modulators

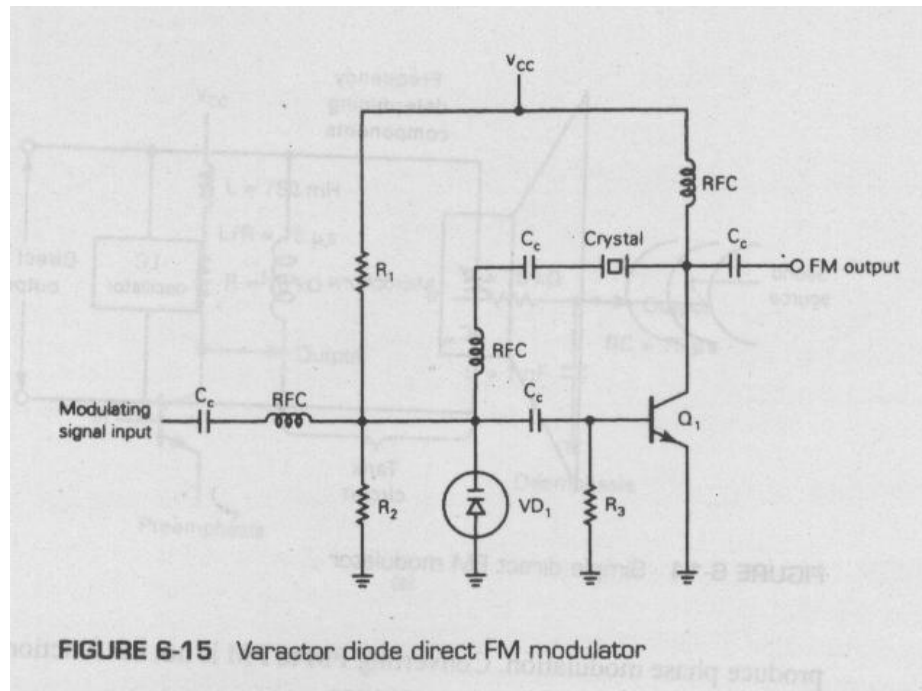
- Độ lệch tần tức thời tỷ lệ trực tiếp với biên độ sóng điều chế
- Bộ điều chế FM trực tiếp đơn giản (ứng dụng cao):



- 3 phương pháp: varactor diode, FM reactance, linear integrated-circuit

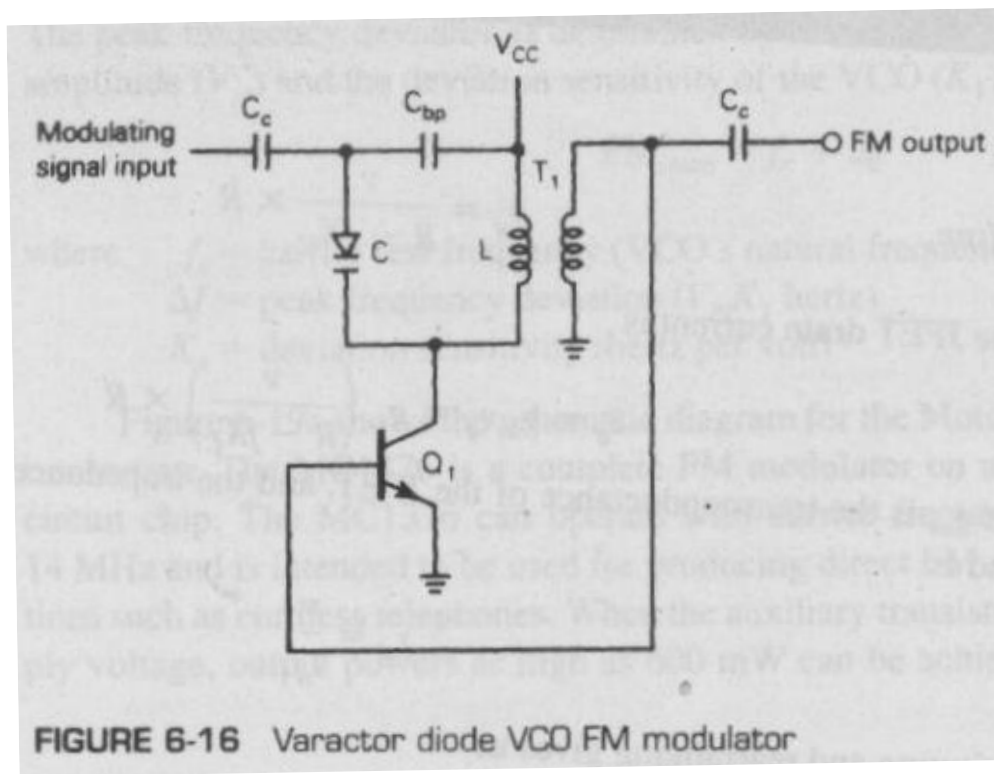
Varactor diode

- Schematic:



- Positive alternations $\Rightarrow$ $\nearrow$ reverse bias $\Rightarrow$ $\searrow$ capacitance $\Rightarrow$ $\nearrow$ oscillation freq
- Negative alternations $\Rightarrow$ $\searrow$ freq
- Simple to use, reliable
- Stability of oscillator $\Rightarrow$ peak freq deviation is limited small values $\Rightarrow$ low-index applications

Varactor diode



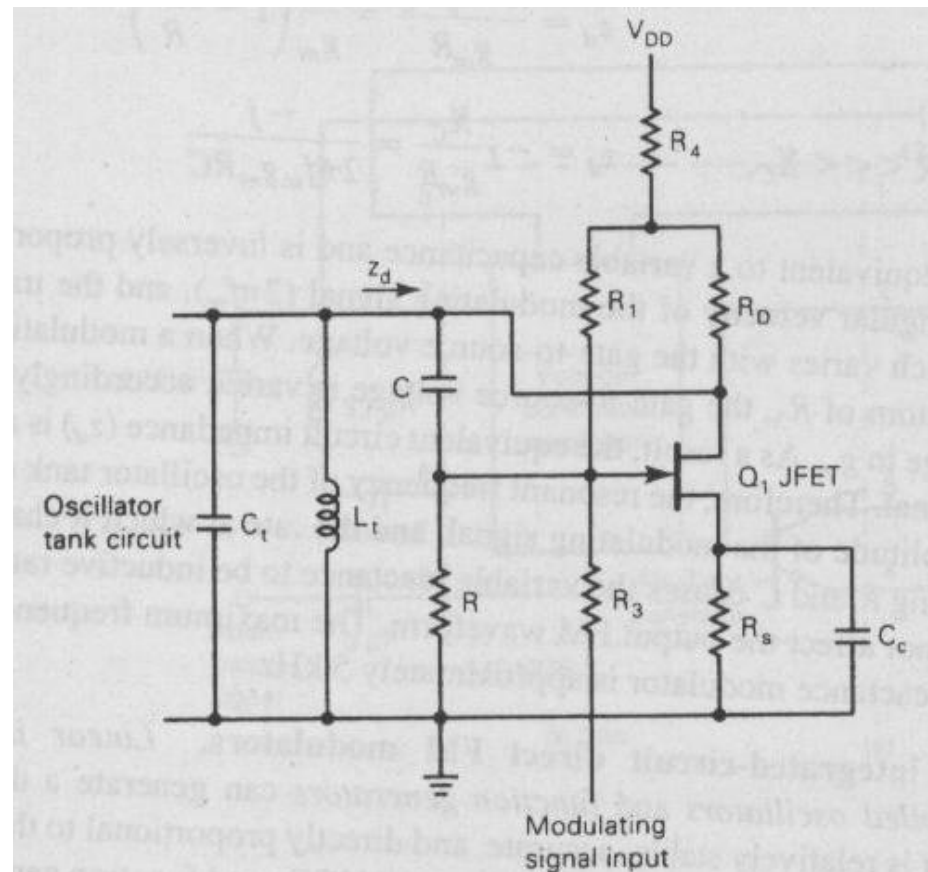
Carrier rest freq: $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ (Hz)

New frequency: $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + \Delta C)}}$ (Hz)

Peak freq deviation: $\Delta f = |f_c - f|$ (Hz)

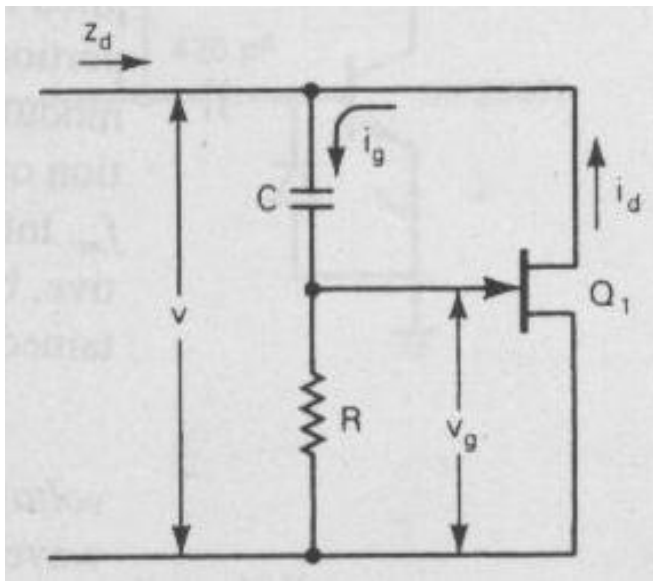
FM reactance modulator

- JFET được sử dụng như thiết bị chủ động
- Modulating signal varies reactance of JFET causing a change in resonant freq



FM reactance modulator

- Equivalent circuit



Impedance between the drain and ground:

$$z_d = -j \frac{X_c}{g_m R} = \frac{-j}{2\pi f_m g_m R C}$$

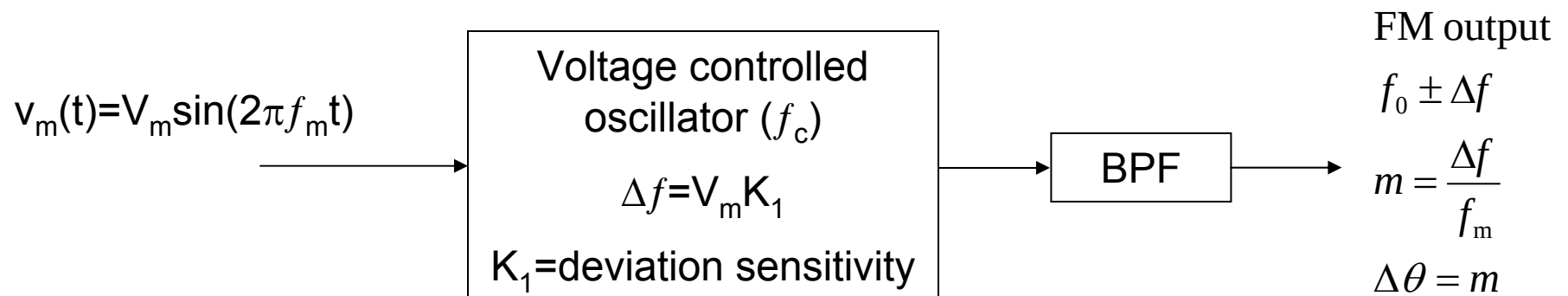
$g_m R C$: variable-capacitance

Modulating signal $\Rightarrow v_{GS} \nearrow \searrow \Rightarrow g_m \nearrow \searrow \Rightarrow v_{GS} \nearrow \searrow$
 $\Rightarrow z_d \nearrow \searrow \Rightarrow$ resonant freq $\nearrow \searrow$

Maximum freq deviation 5kHz

Bộ điều chế FM trực tiếp IC tuyến tính

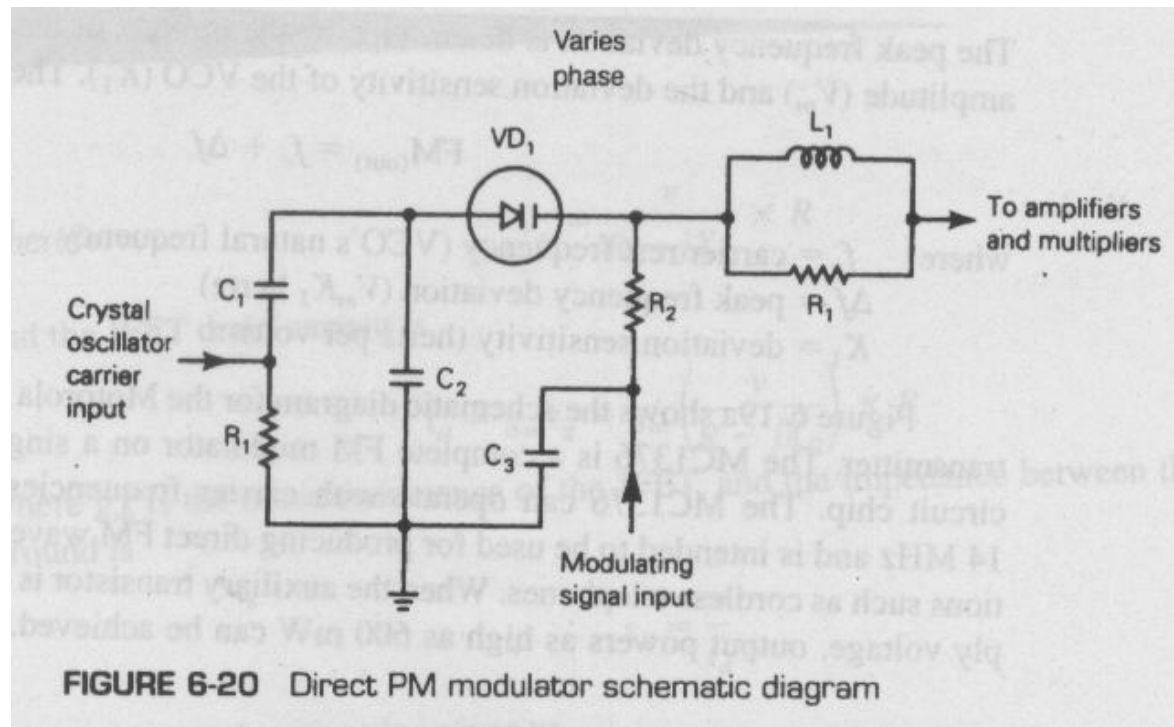
- Ổn định, chính xác
- Công suất ngõ ra thấp, cần vài thành phần thêm vào



- Motorola MC1376 FM transmitter LIC: $f_c = 1.4\text{MHz} \div 14\text{MHz}$, low power application (cordless phones)

Direct PM modulators

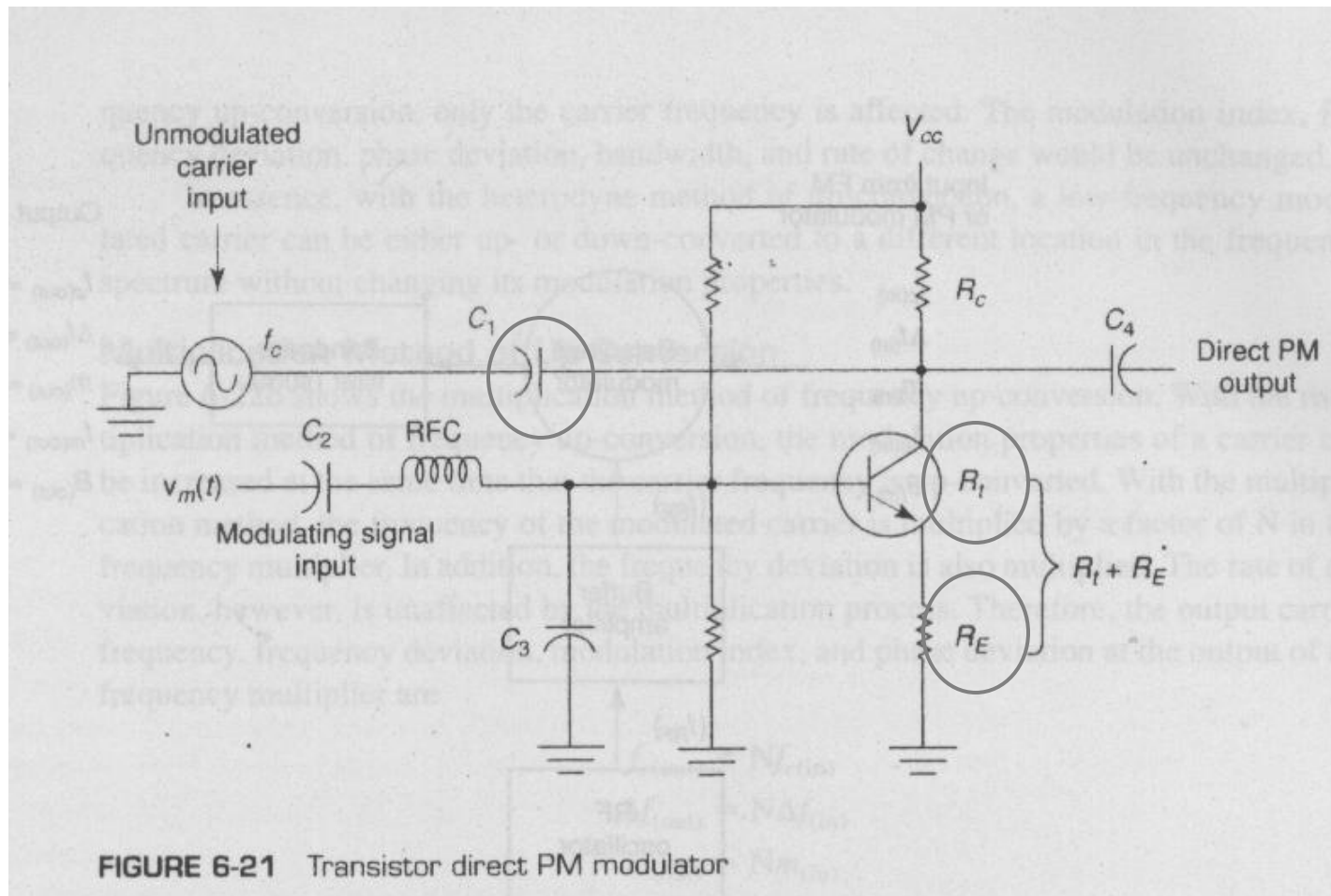
- Varactor diode



- Tần số ổn định
- Hệ số ứng dụng thấp

Direct PM modulators

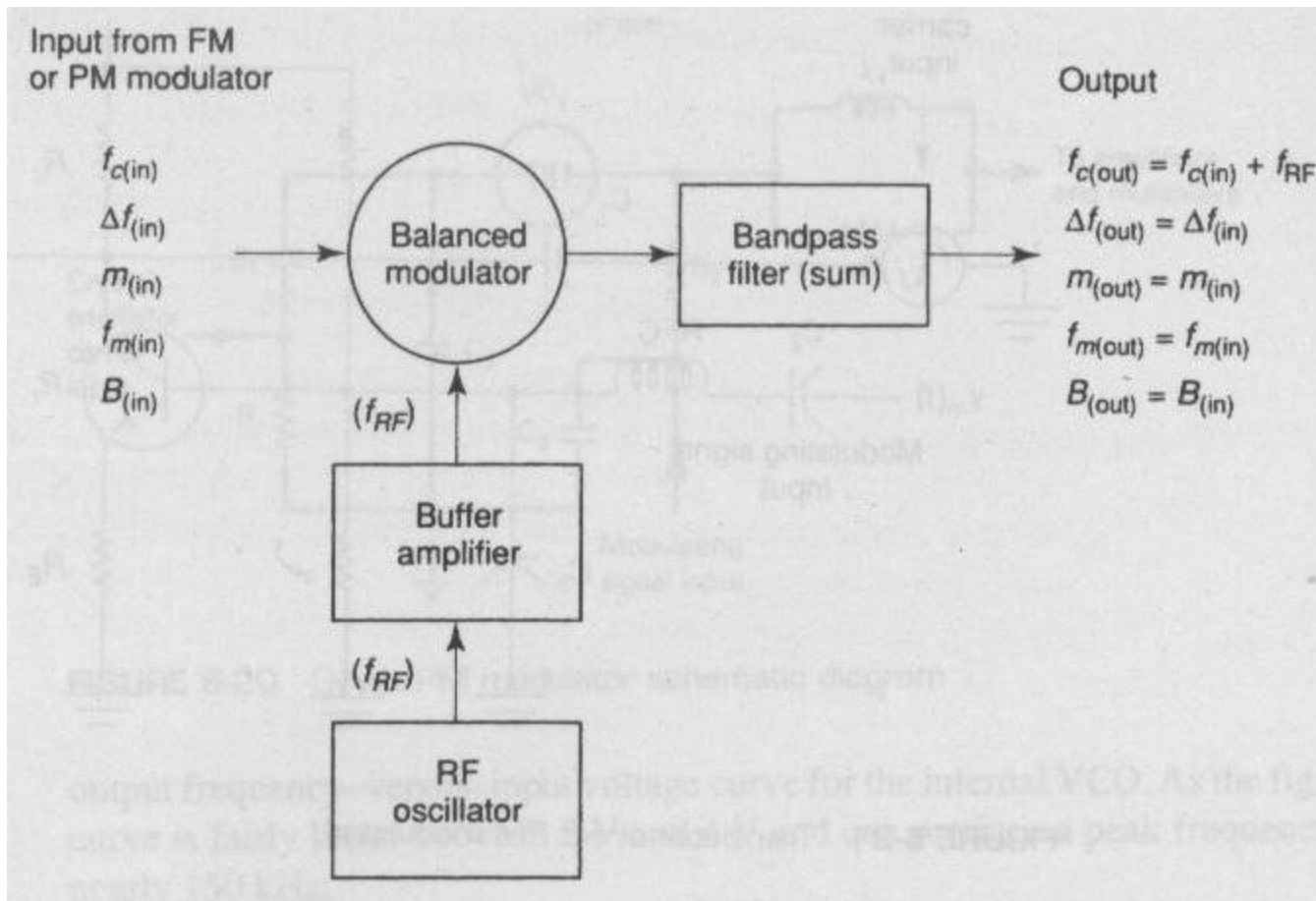
- Transistor direct PM modulator



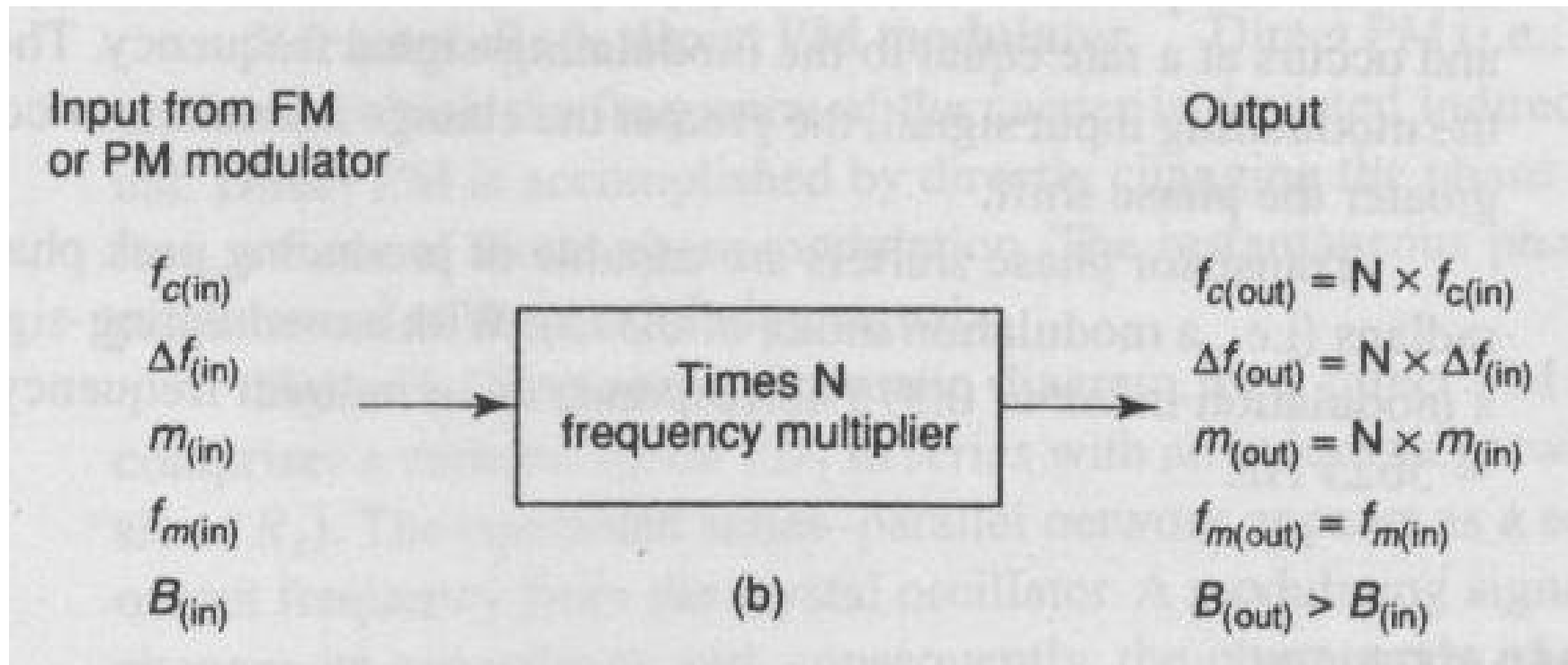
Frequency up-conversion

- Heterodyning process
- Frequency multiplication

Heterodyning process



Multiplication method



Digital Communications

9/12/2010

HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG SỐ

HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG SỐ

- **TRUYỀN THÔNG SỐ – HỆ THỐNG SỐ THỰC SỰ:**

CÁC XUNG SỐ (i.e. NRZ, AMI, MANCHESTER, HDB3) TRUYỀN QUA CÁP ĐỒNG/QUANG (KHÔNG SÓNG MANG TƯƠNG TỰ). THÔNG TIN CÓ THỂ BAO GỒM SỐ VÀ TƯƠNG TỰ (CẦN A/D và D/A).

- **CAO TẦN SỐ (DIGITAL RADIO):**

SÓNG MANG TƯƠNG TỰ ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ DẠNG SỐ (i.e. PAM, QAM, ASK, PSK, FSK, PWM). TRUYỀN THÔNG QUA CÁP ĐỒNG HOẶC CÁP QUANG HAY KHÔNG GIAN

DUNG LƯỢNG KÊNH TRUYỀN/THÔNG TIN

**ĐO XEM CÓ BAO NHIÊU THÔNG TIN (i.e. SỐ MẪU ĐỘC LẬP)
CÓ THỂ TRUYỀN QUA MỘT KÊNH TRUYỀN TRONG MỘT ĐƠN VỊ
THỜI GIAN**

HARTLEY'S LAW (BELL LABS)

**DUNG LƯỢNG KÊNH TRUYỀN LÀ HÀM TUYẾN
TÍNH:**

$$C \propto B \times t$$

**C: DUNG LƯỢNG KÊNH TRUYỀN
B: BĂNG THÔNG (Hz)
t: THỜI GIAN TRUYỀN (secs)**

MỐI QUAN HỆ CỦA BĂNG THÔNG VÀ DUNG LƯỢNG KÊNH

VỚI 1 KÊNH TRUYỀN CÓ NHIỀU, TỶ SỐ TÍN HIỆU TRÊN NHIỀU (S/N) LÀ TỶ SỐ CỦA CÔNG SUẤT TÍN HIỆU TRÊN CÔNG SUẤT NHIỀU, ĐƯỢC ĐO Ở ĐẦU THU

$$(S / N)_{dB} = 10 \log \left(\frac{\text{Signal Power}}{\text{Noise Power}} \right)$$

SHANNON'S THEOREM (BELL LABS)

C: DUNG LƯỢNG KÊNH TRUYỀN (bps) / BIT RATE

B: BĂNG THÔNG (Hz)

S/N: TỶ SỐ TÍN HIỆU TRÊN NHIỀU

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

$$B = \frac{C}{\log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)}$$

DUNG LƯỢNG KÊNH

VÍ DỤ

DÙNG 1 KÊNH THOẠI ĐỂ TRUYỀN DỮ LIỆU SỐ QUA MODEM.

$B = 3100\text{Hz}$, $S/N = 30\text{ dB} = \text{ratio of } 1000:1$

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right) = 3100 \log_2 (1 + 1000) = 30,894 \text{ bps}$$

**TỐC ĐỘ BIT NÀY CHỈ LÀ TỐI ĐA THEO LÝ THUYẾT.
NÓ KHÔNG THỂ ĐẠT ĐẾN VỚI MÃ HÓA NHỊ PHÂN.**

- GIỮ NGUYÊN CÁC GIÁ TRỊ KHÁC, TĂNG BĂNG THÔNG SẼ TĂNG TỐC ĐỘ DỮ LIỆU.

BAUD RATE Vs BIT RATE

BIT RATE = SỐ LƯỢNG BIT MỖI GIÂY (BIT = MOST BASIC SYMBOL)

BAUD RATE = SỐ LƯỢNG MẪU (SYMBOLS) MỖI PER SECOND.

USING MULTI-LEVEL ENCODING SCHEMES ARE NEEDED TO ACHIEVE THE SHANNON LIMIT.

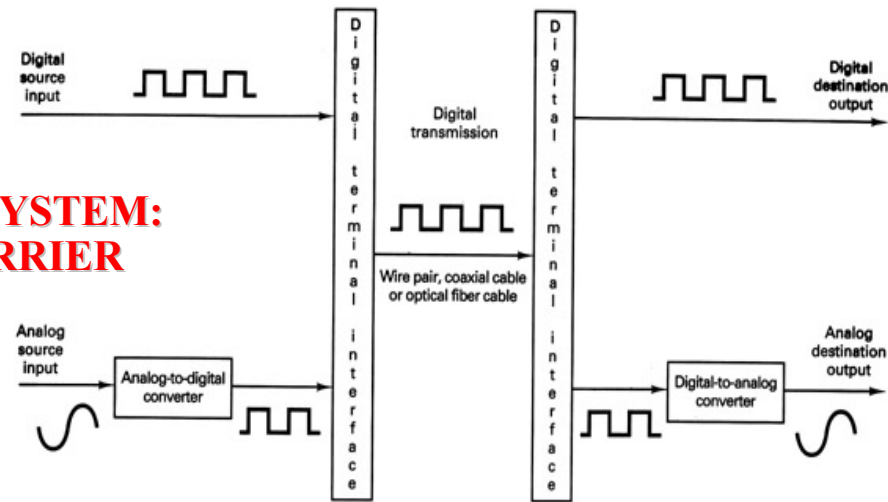
TRANSMISSION OF M SIGNAL SYMBOLS, N BITS EACH.

$$M = 2^N$$

- **EXAMPLE: 2-LEVEL BINARY SYSTEM: M = 2, N = 1. ONE SIGNAL SYMBOL = 1 BIT.**
TRANSMISSION OF 1 SIGNAL SYMBOL = TRANSMISSION OF 1 BIT.
(BAUD RATE = BIT RATE)
- **EXAMPLE: 16-QAM. M = 16, N = 4. ONE SIGNAL SYMBOL = 4 BITS.**
TRANSMISSION OF 1 SIGNAL SYMBOL = TRANSMISSION OF 4 BITS.
THUS, 9600 BPS = 2400 BAUDS.

COMMUNICATIONS SYSTEMS EXAMPLES

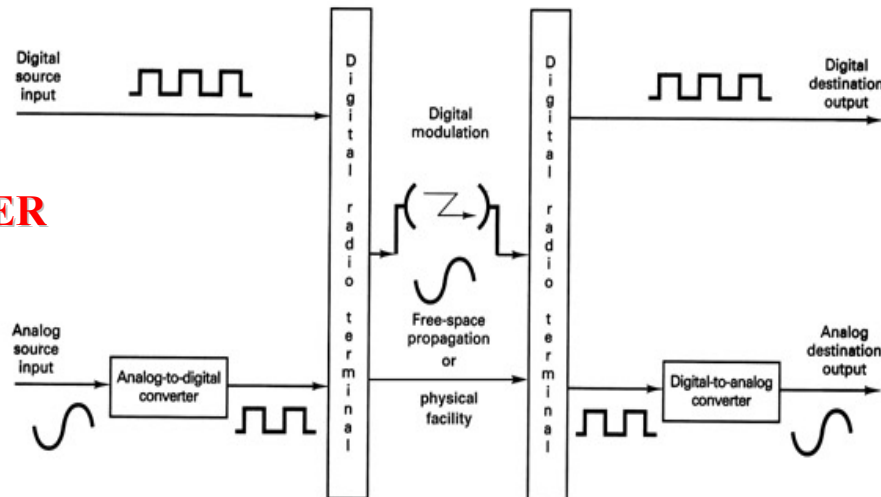
**TRUE DIGITAL SYSTEM:
NO ANALOG CARRIER**



(a)

DIGITAL TRANSMISSION

ANALOG CARRIER



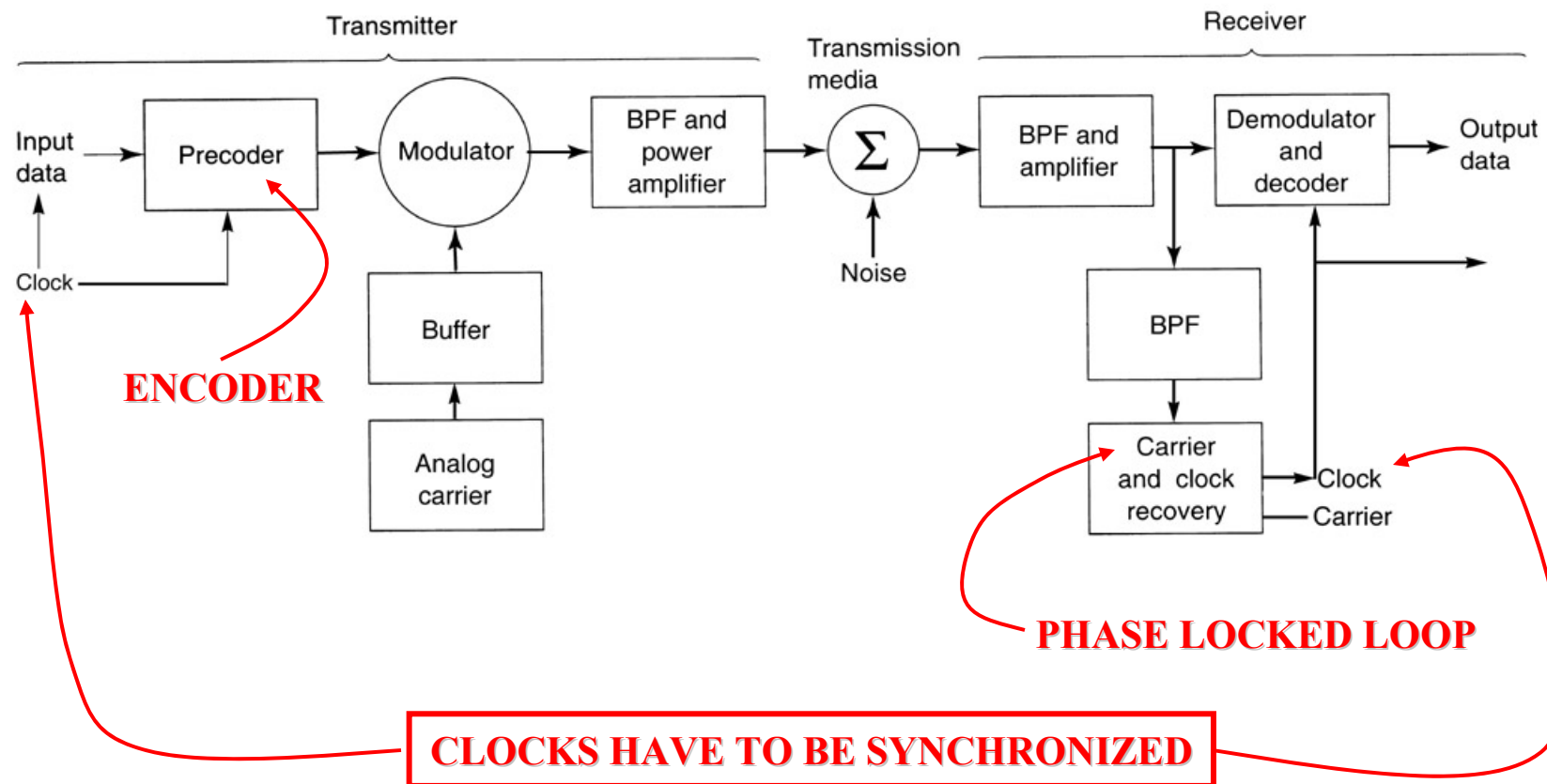
(b)

DIGITAL RADIO

CAO TẦN SỐ (DIGITAL RADIO):

- **THÔNG TIN CÓ THỂ LÀ TƯƠNG TỰ HOẶC SỐ**
- **ĐIỀU CHẾ SỐ:**
 - **TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ DẠNG SỐ**
 - **SÓNG MANG DẠNG TƯƠNG TỰ**

HỆ THỐNG CAO TẦN SỐ



DIGITAL MODULATION SCHEMES

- ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ SỐ / ON-OFF KEYING (**OOK**) / AMPLITUDE SHIFT KEYING (**ASK**)
- FREQUENCY SHIFT KEYING (**FSK**)
 - BINARY FSK (**BFSK**)
 - CONTINUOUS-PHASE FSK (**CP-FSK**)
- PHASE SHIFT KEYING (**PSK**)
 - BINARY PSK (**BPSK**)
 - QUATERNARY PSK (**QPSK**)
 - EIGHT-PHASE PSK (**8-PSK**)
- QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION (**QAM**)
 - EIGHT QAM (**8-QAM**)
 - SIXTEEN QAM (**16-QAM**)
- DIFFERENTIAL PHASE SHIFT KEYING (**DPSK, DBPSK**)

ĐIỀU CHẾ

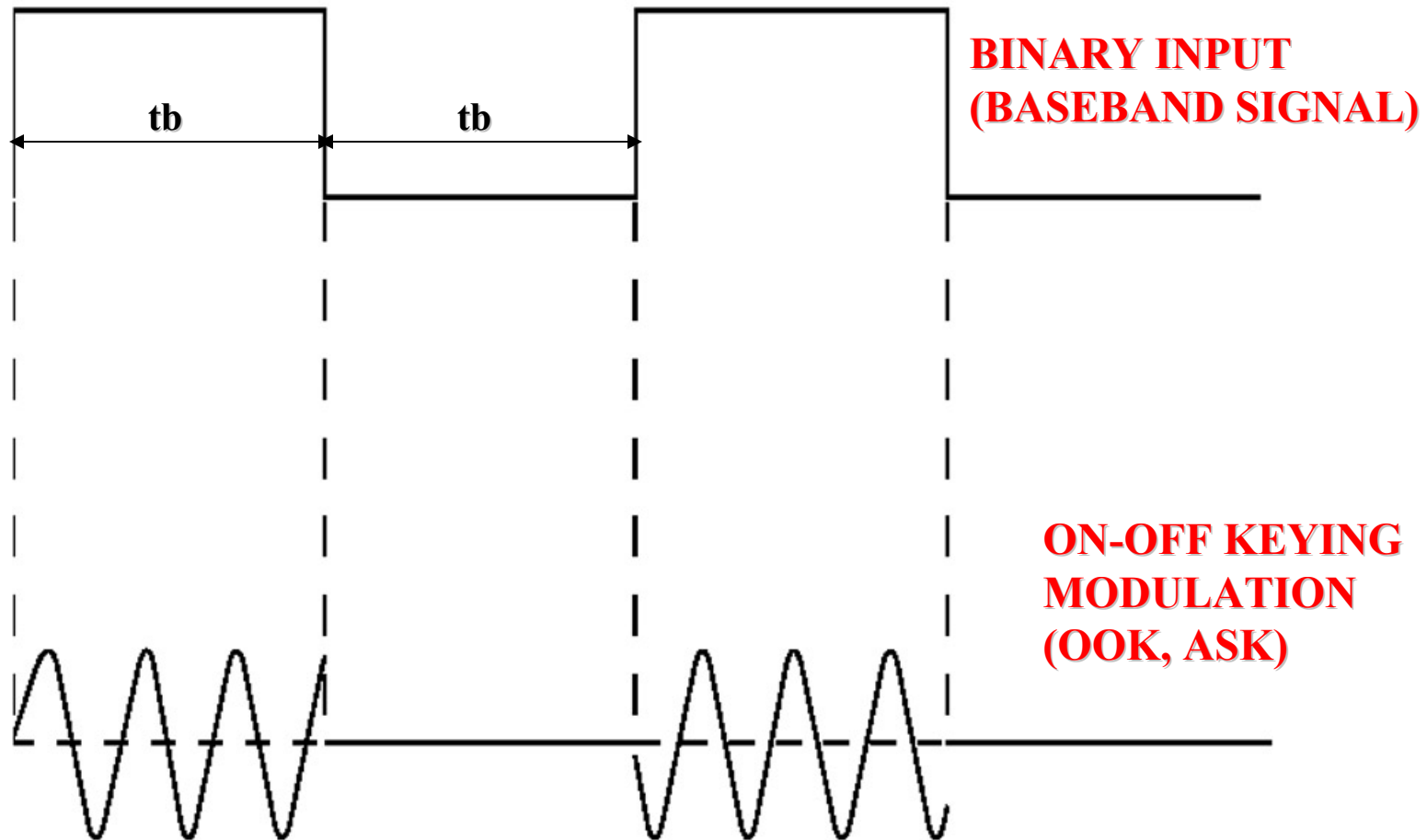
BIÊN ĐỘ

SỐ

ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ SỐ (OOK, ASK)

- **KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ SỐ ĐƠN GIẢN NHẤT**
- **LÀ SÓNG LIÊN TỤC (CM), SINCE SÓNG MANG TRUYỀN ('1') CÓ BIÊN ĐỘ, TẦN SỐ VÀ PHA CỐ ĐỊNH**
- **DSB-FC AM WAVE: TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ NGÕ VÀO LÀ DẠNG NHỊ PHÂN**
- **KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ CHI PHÍ THẤP, CHẤT LƯỢNG THẤP, HIỆU SUẤT THẤP**
- **HIẾM KHI ĐƯỢC SỬ DỤNG TRONG HỆ THỐNG HIỆU SUẤT VÀ DUNG LƯỢNG CAO**

ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ SỐ



t_b = BIT TIME

$1/t_b = f_b$ = BIT RATE

DIGITAL AMPLITUDE MODULATION

$$v_{am}(t) = \left[1 + v_m(t)\right] \frac{V_c}{2} \cos(\omega_c t)$$

$$v_{am}(t) = \frac{V_c}{2} \cos(\omega_c t) + v_m(t) \frac{V_c}{2} \cos(\omega_c t)$$

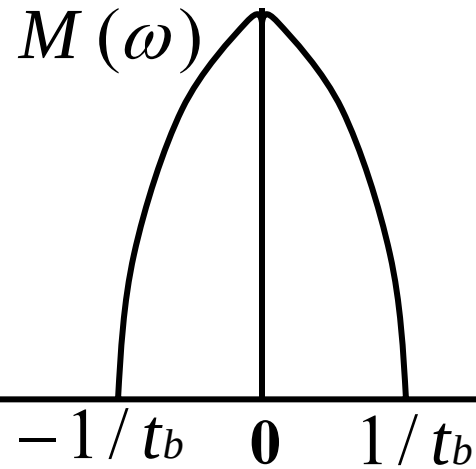
**NORMALIZED
INPUT SIGNAL**

$$v_m(t) = \begin{cases} +1 V = \text{logical } 1 \\ -1 V = \text{logical } 0 \end{cases}$$

$$v_{am}(t) = \begin{cases} V_c \cos(\omega_c t); & \text{logical } 1 \text{ input} \\ 0 & ; \text{logical } 0 \text{ input} \end{cases}$$

DIGITAL AMPLITUDE MODULATION

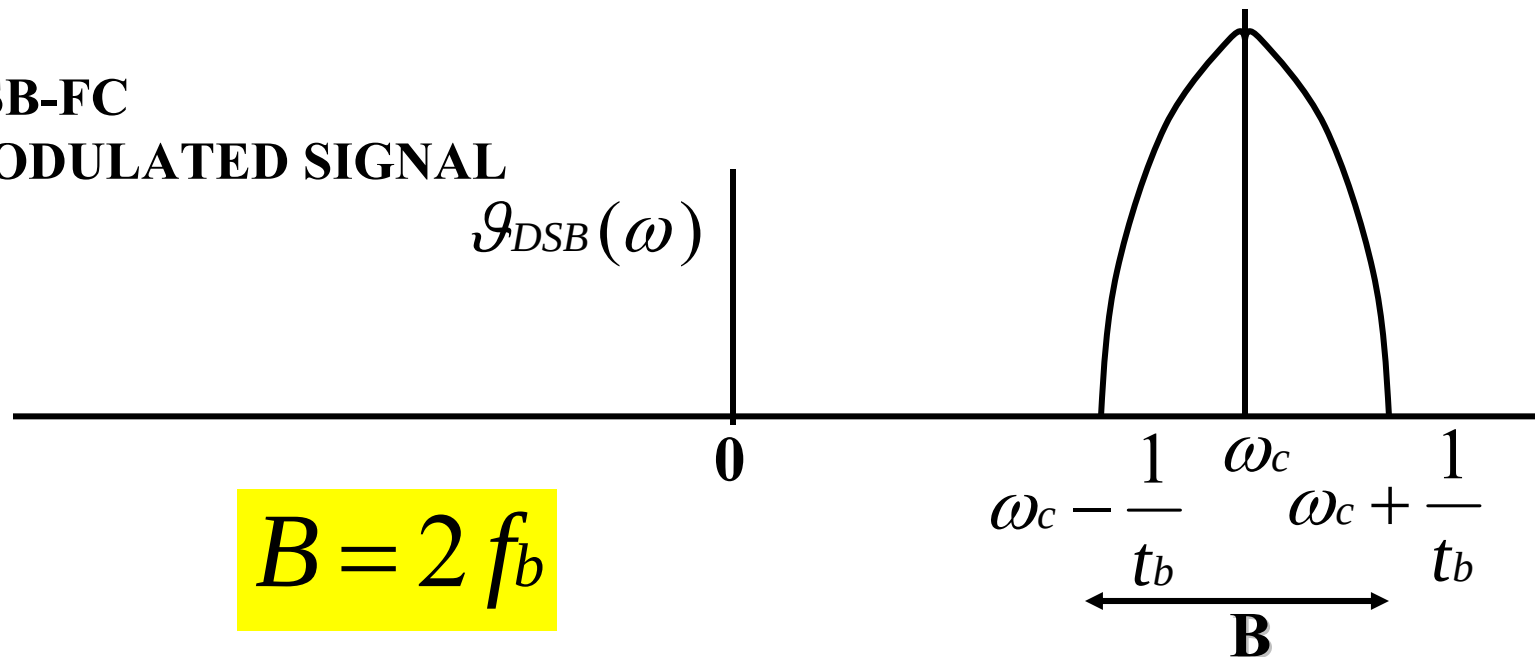
INPUT
SIGNAL



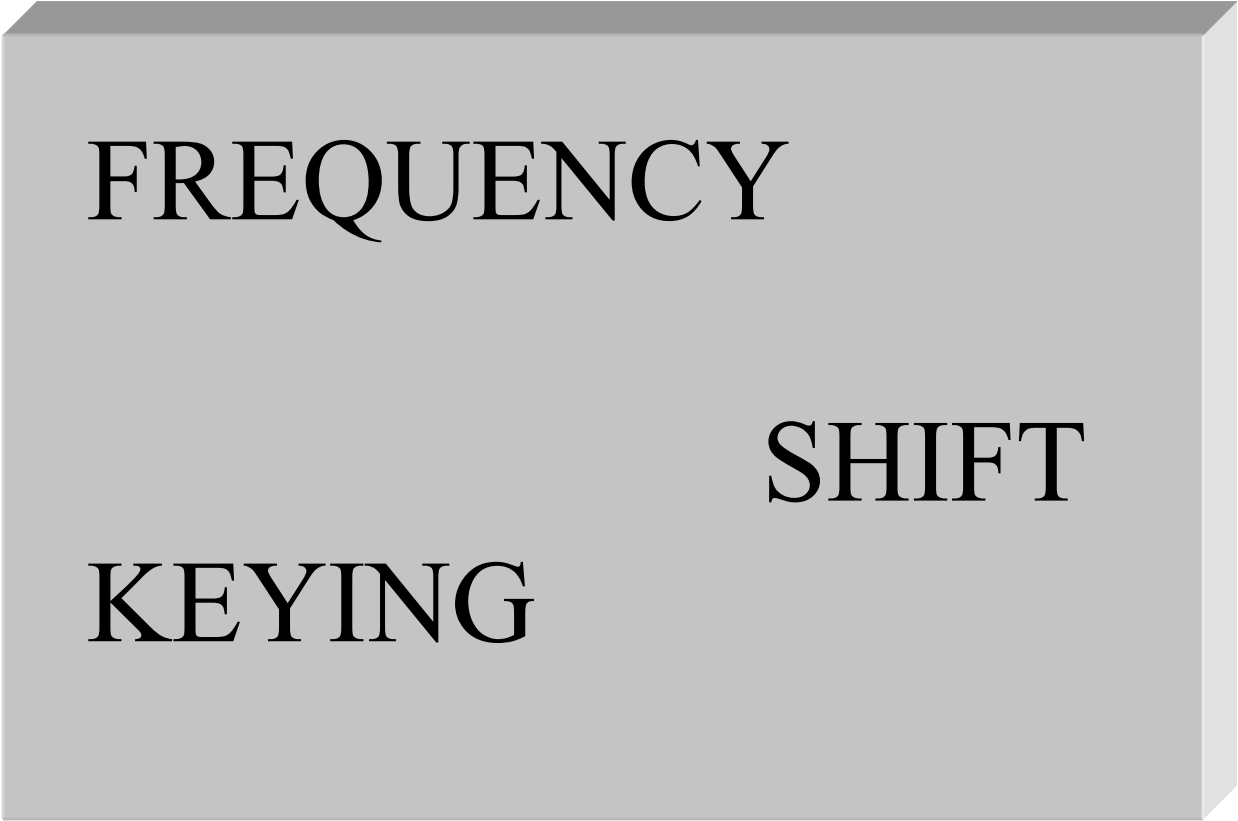
$$\frac{1}{t_b} = f_b$$

DSB-FC
MODULATED SIGNAL

$\mathcal{G}_{DSB}(\omega)$



$$B = 2 f_b$$



FREQUENCY

SHIFT

KEYING

FREQUENCY SHIFT KEYING (FSK, BFSK)

- **KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ SỐ ĐƠN GIẢN**
- **KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ CHI PHÍ THẤP, HIỆU SUẤT THẤP**
- **BFSK TƯƠNG TỰ NHƯ FM (CONSTANT AMPLITUDE/ PHASE) NGOẠI TRỪ TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ LÀ NHỊ PHÂN (THAY ĐỔI GIỮA 2 MỨC RIÊNG BIỆT)**
- **BFSK HIẾM KHI ĐƯỢC SỬ DỤNG TRONG HỆ THỐNG SỐ HIỆU SUẤT CAO. SỬ DỤNG HẠN CHẾ TRONG MODEM BẤT ĐỒNG BỘ HIỆU SUẤT THẤP, CHI PHÍ THẤP DÙNG ĐỂ TRUYỀN DỮ LIỆU QUA ĐƯỜNG DÂY THOẠI TƯƠNG TỰ.**

FREQUENCY SHIFT KEYING (FSK, BFSK)

$$v_{fsk}(t) = V_c \cos [2\pi \{ f_c + v_m(t) \Delta f \} t]$$

$f_c \equiv$ TẦN SỐ SÓNG MANG TRUNG TÂM

$\Delta f \equiv$ ĐỘ LỆCH TẦN SỐ ĐỈNH

$V_c \equiv$ BIÊN ĐỘ SÓNG MANG ĐỈNH

**NORMALIZED
INPUT SIGNAL**

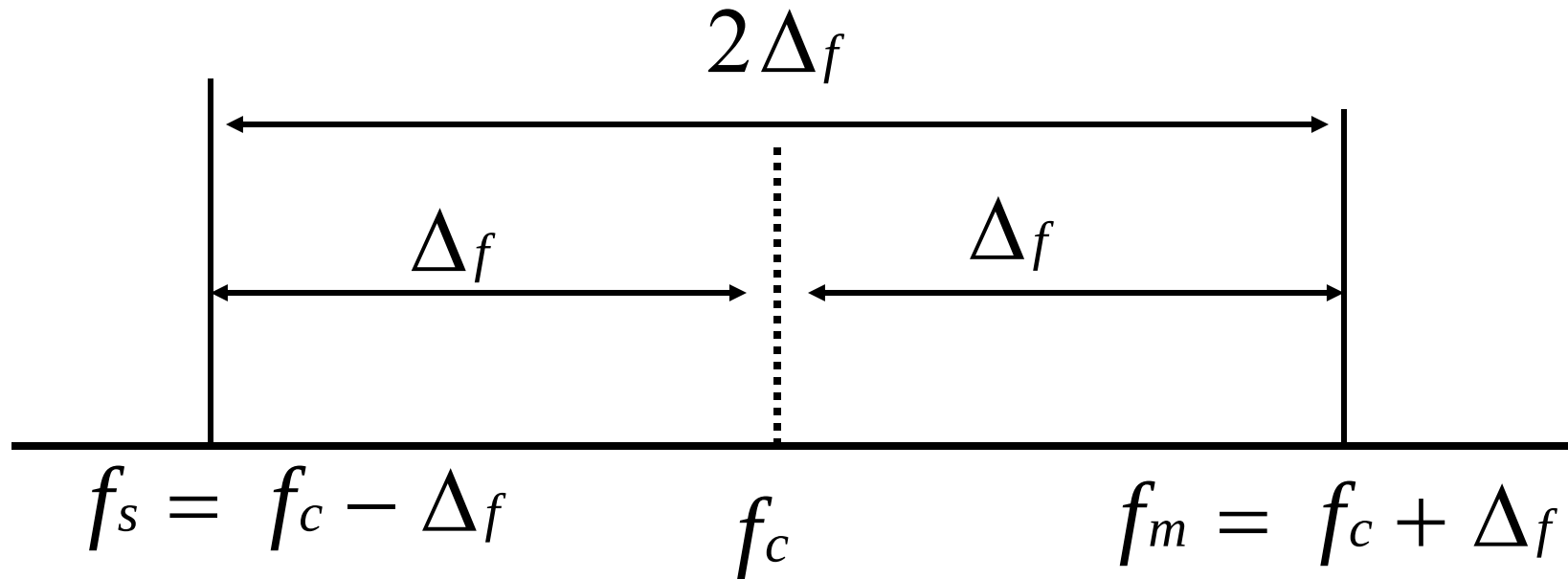
$$v_m(t) = \begin{cases} +1 & V = \text{logical } 1 \\ -1 & V = \text{logical } 0 \end{cases}$$

$$v_{fsk}(t) = \begin{cases} V_c \cos[2\pi \{ f_c + \Delta f \} t] & ; \text{logical } 1 \text{ input} \\ V_c \cos[2\pi \{ f_c - \Delta f \} t] & ; \text{logical } 0 \text{ input} \end{cases}$$

FREQUENCY SHIFT KEYING (FSK, BFSK)

- VỚI BPSK, TẦN SỐ SÓNG MANG BỊ DỊCH BỞI TÍN HIỆU NHỊ PHÂN NGÕ VÀO
- $f_m \equiv f_c + \Delta_f$ (SHIFT UP)
MARK FREQUENCY = TẦN SỐ NGÕ RA VỚI LOGIC 1 NGÕ VÀO
- $f_s \equiv f_c - \Delta_f$ (SHIFT DOWN)
SPACE FREQUENCY = TẦN SỐ NGÕ RA VỚI LOGIC 0 NGÕ VÀO
- f_m, f_s GIÁ TRỊ DỰA VÀO THIẾT KẾ HỆ THỐNG

FREQUENCY SHIFT KEYING (FSK, BFSK)

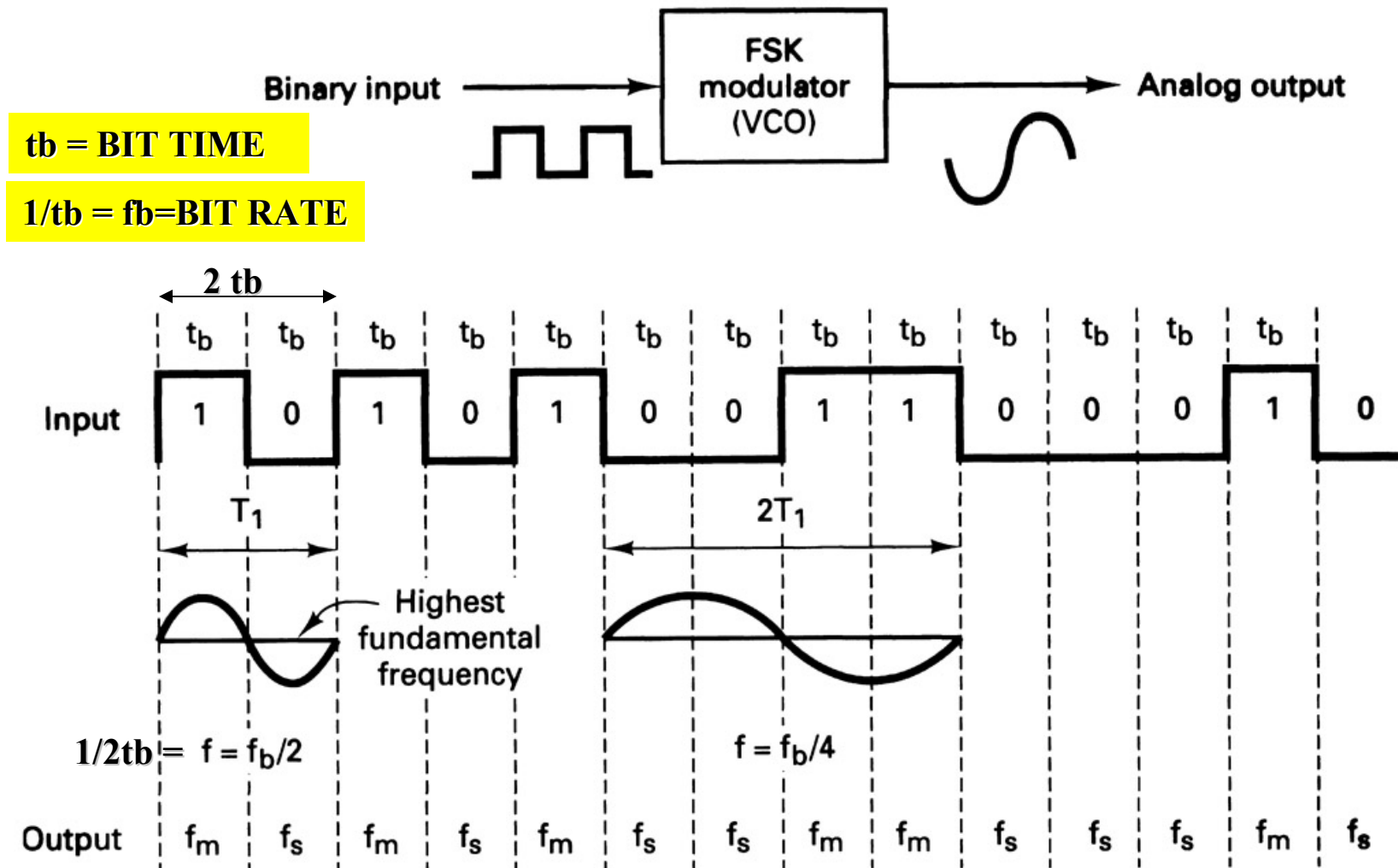


**LOGICAL 0
(SPACE)**

$$\Delta_f = \frac{f_m - f_s}{2}$$

**LOGICAL 1
(MARK)**

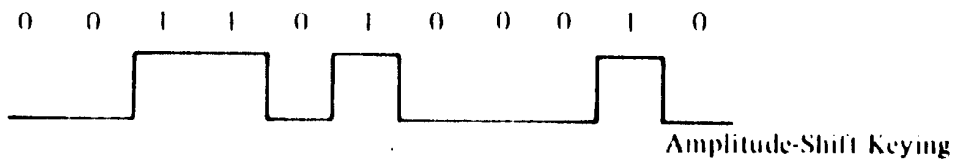
FREQUENCY SHIFT KEYING (FSK, BFSK)



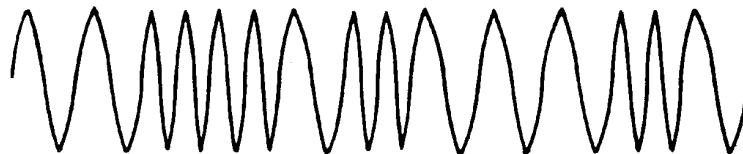
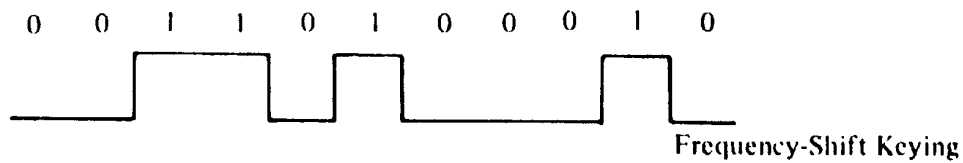
FREQUENCY SHIFT KEYING (FSK, BFSK)

- VỚI BFSK, TỐC ĐỘ NGÕ RA BẰNG TỐC ĐỘ NGÕ VÀO (TẦN SỐ NGÕ RA THAY ĐỔI MỖI LẦN MỨC LOGIC NGÕ VÀO THAY ĐỔI)
- VỚI BFSK, TỐC ĐỘ BIT BẰNG VỚI TỐC ĐỘ BAUD (A SIGNAL SYMBOL = A BIT)
- BỘ ĐIỀU CHẾ FSK THƯỜNG LÀ 1 VCO VỚI 1 TẦN SỐ TRUNG TÂM:

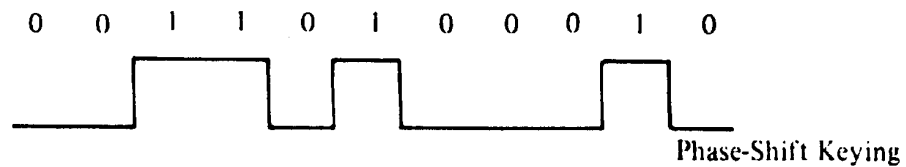
$$f_{osc} = \frac{f_m - f_s}{2} \quad \left. \begin{array}{l} \text{'1' input : } f_{osc} \rightarrow f_m \\ \text{'0' input : } f_{osc} \rightarrow f_s \end{array} \right\}$$



BASK

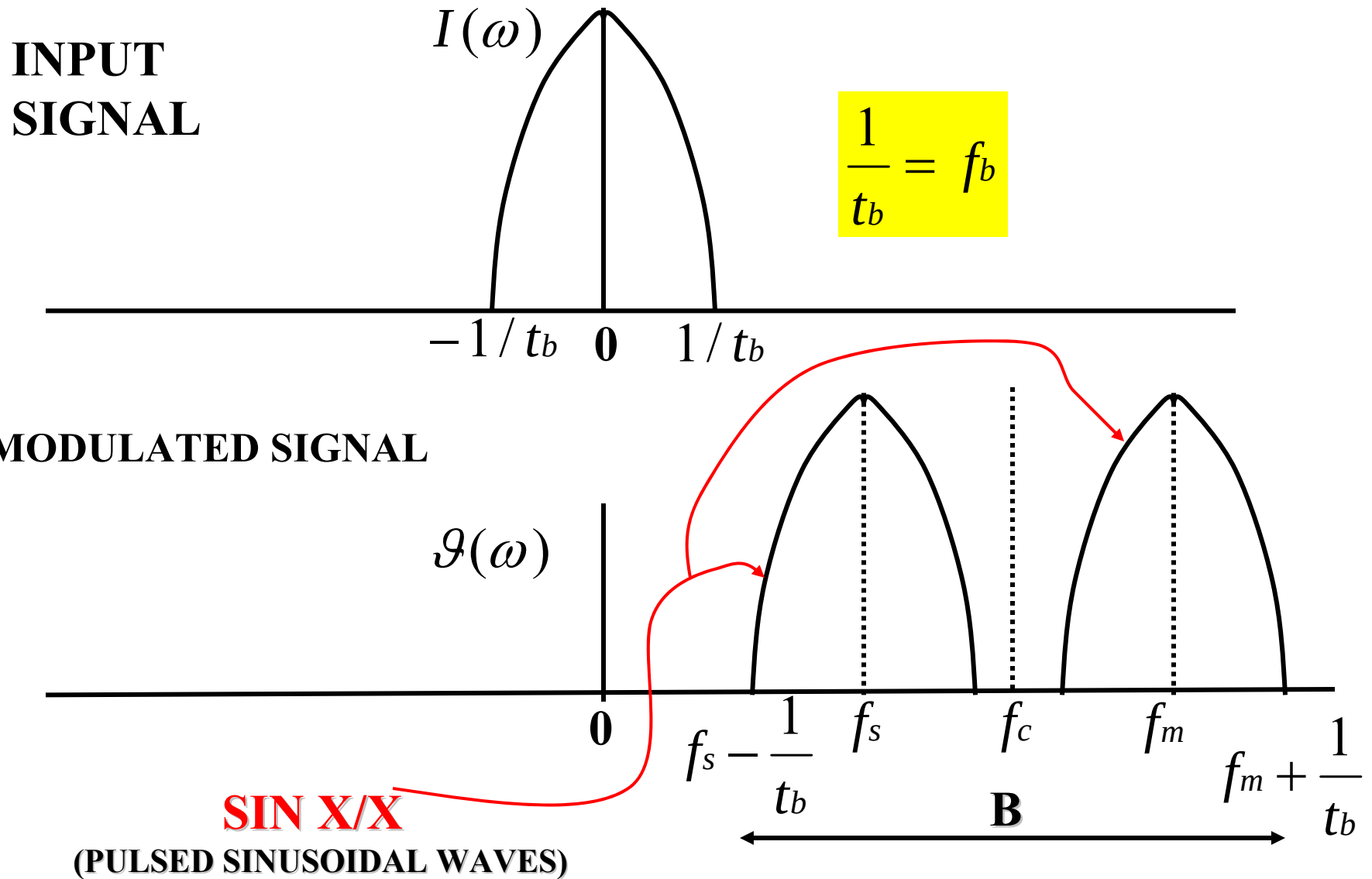


BFSK



BPSK

FREQUENCY SHIFT KEYING (FSK, BFSK)



FREQUENCY SHIFT KEYING (FSK, BFSK)

$$B = (f_m + f_b) - (f_s - f_b)$$

$$B = (f_m - f_s) + 2 f_b$$

$$B = 2\Delta f + 2 f_b$$

$$B = 2(\Delta f + f_b)$$

BẢNG THÔNG TỐI THIỂU CỦA TÍN HIỆU FSK:

$$B = 2(\Delta f + f_b)$$

BFSK - MODULATION INDEX

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_a} \quad f_a = \frac{1}{2 t_b} = \frac{f_b}{2} \quad \beta = \frac{2 \Delta f}{f_b}$$

THE REPETITION RATE

$$\therefore \beta = \frac{2 \Delta f}{f_b} = \frac{f_m - f_s}{f_b}$$

**SEPERATION IN
MARK AND SPACE
FREQUENCIES**

- $\beta = 1; \frac{f_m - f_s}{f_b} = 1 \Rightarrow f_m - f_s = f_b$
 - $\beta = .5; \frac{f_m - f_s}{f_b} = .5 \Rightarrow f_m - f_s = \frac{f_b}{2}$
 - $\beta = 2; \frac{f_m - f_s}{f_b} = 2 \Rightarrow f_m - f_s = 2 f_b$
-

FREQUENCY SHIFT KEYING (FSK, BFSK)

- **HỆ SỐ ĐIỀU CHẾ:**

$$h = \frac{\Delta f}{f_a} = \frac{\frac{|f_m - f_s|}{2}}{\frac{f_b}{2}} = \frac{|f_m - f_s|}{f_b}$$

- **WIDE-BAND FSK:**

$$f_m - f_s > f_b$$

- **NARROW-BAND FSK:**

$$f_m - f_s < f_b$$

FSK EXAMPLE

CHO TÍN HIỆU FSK VỚI MARK FREQUENCY LÀ 51 kHz, SPACE FREQUENCY LÀ 49 kHz, VÀ TỐC ĐỘ BIT NGÕ VÀO LÀ 2 Kbps:

- **ĐỘ LỆCH TẦN ĐỈNH**

$$\Delta f = \frac{f_m - f_s}{2} \quad \Delta f = \frac{51 \text{ kHz} - 49 \text{ kHz}}{2} = 1 \text{ kHz}$$

- **BĂNG THÔNG TỐI THIỂU**

$$B = 2(\Delta f + f_b) \quad B = 2(1 \text{ kHz} + 2 \text{ kHz}) = 6 \text{ kHz}$$

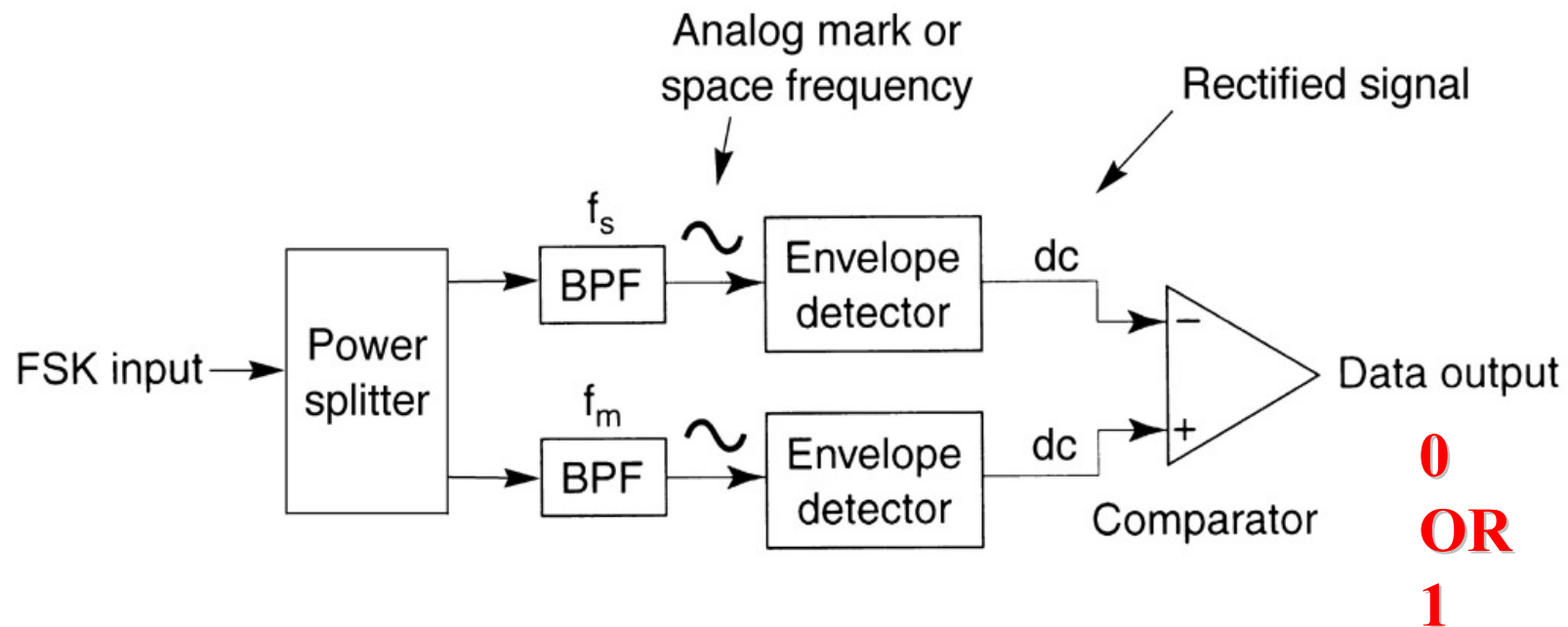
- **TỐC ĐỘ BAUD**

WITH BFSK, THE BIT RATE EQUALS THE BAUD RATE

BAUD RATE = 2 kbps

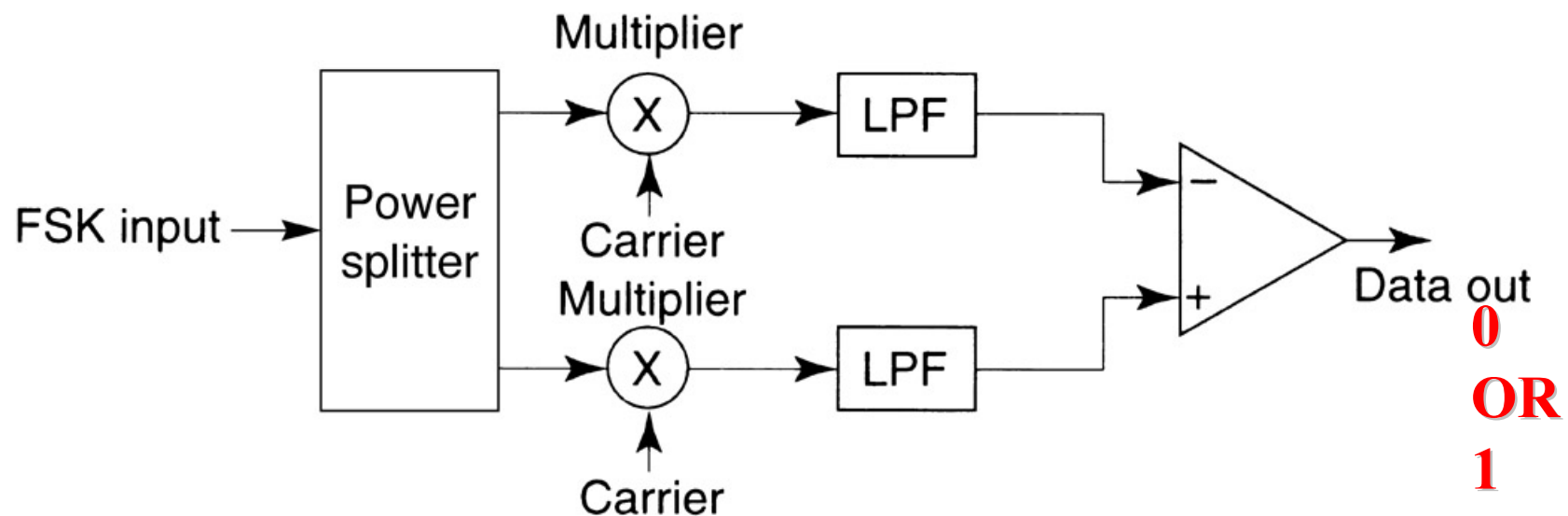
NONCOHERENT FSK RECEIVER

**KHÔNG CÓ TẦN SỐ ĐƯỢC THÊM VÀO TRONG QUÁ TRÌNH GIẢI ĐIỀU CHẾ
ĐỂ ĐỒNG BỘ CẢ VỀ PHA, TẦN SỐ HAY CẢ HAI VỚI TÍN HIỆU VÀO FSK**



COHERENT FSK RECEIVER

TÍN HIỆU VÀO FSK ĐƯỢC NHÂN VỚI SÓNG MANG ĐƯỢC KHÔI PHỤC CHÍNH XÁC VỀ TẦN SỐ VÀ PHA NHƯ CỦA BỘ TRUYỀN

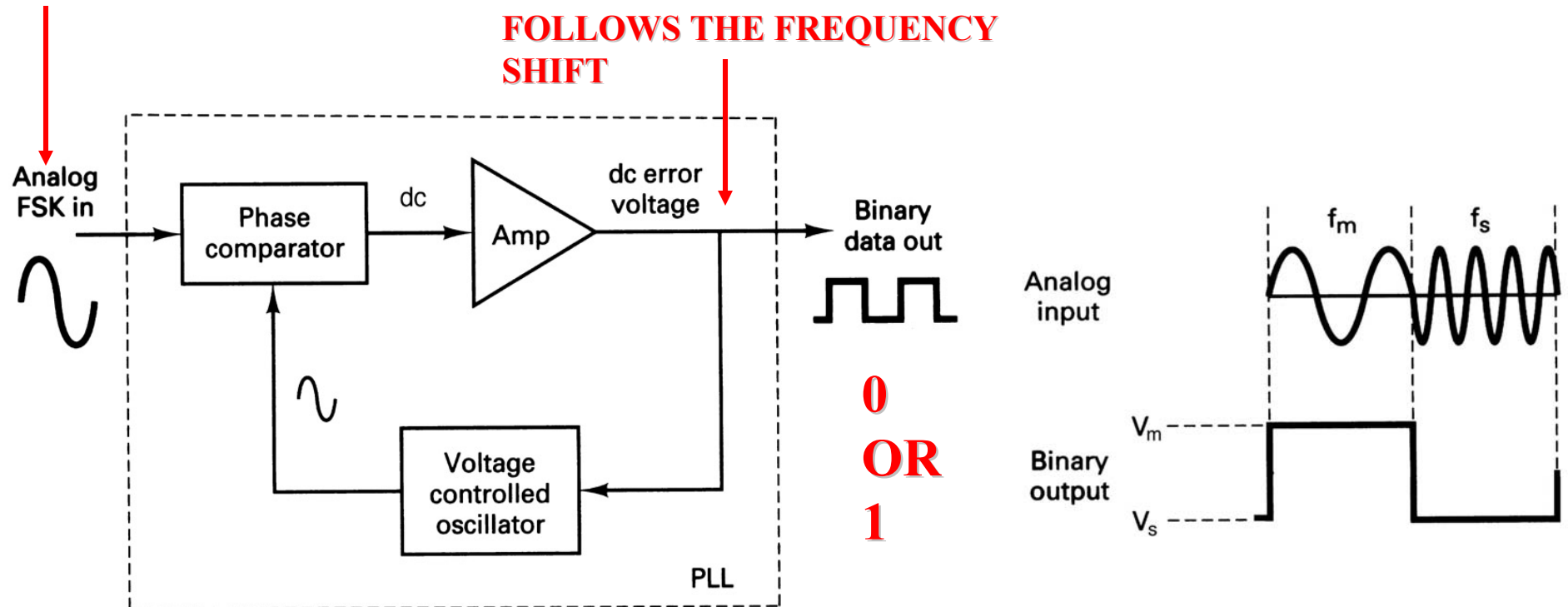


HIỆM KHI SỬ DỤNG KỸ THUẬT: LÀ KHÔNG THỰC TẾ ĐỂ TÁI TẠO MỘT CÁI LOCAL REFERENCE CÓ THỂ LIÊN KẾT CẢ MARK AND SPACE FREQUENCIES

PLL-BASED FSK RECEIVER

**FREQUENCY VARIES
BETWEEN MARK AND SPACE
FREQUENCIES**

**FOLLOWS THE FREQUENCY
SHIFT**



$$f_{osc} = \frac{f_m - f_s}{2}$$

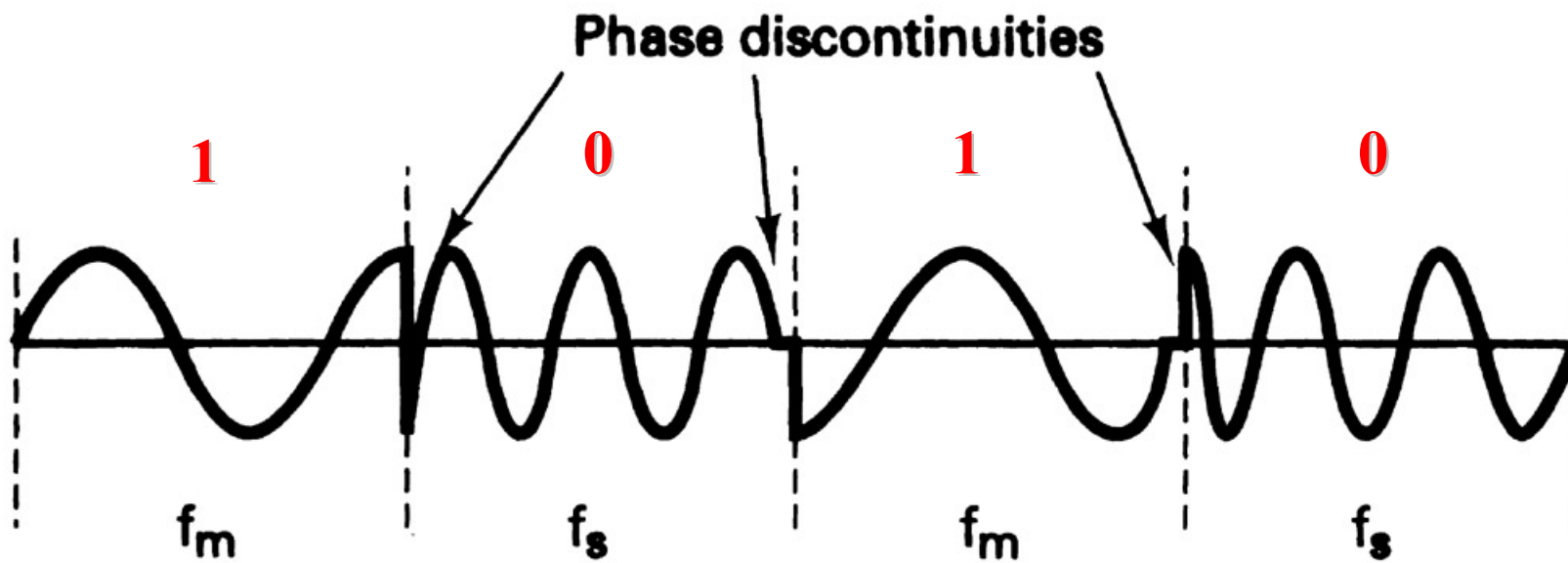
CONTINUOUS -PHASE (CP-FSK)

- CP-FSK IS BFSK VỚI MARK AND SPACE FREQUENCIES ĐƯỢC ĐỒNG BỘ TỐC ĐỘ BIT NHỊ PHÂN NGÕ VÀO
- f_m, f_s ĐƯỢC CHỌN SAO CHO CHÚNG PHÂN BIỆT VỚI TẦN SỐ TRUNG TÂM BẰNG SỐ LẼ LẦN CỦA $\frac{1}{2}$ TỐC ĐỘ BIT

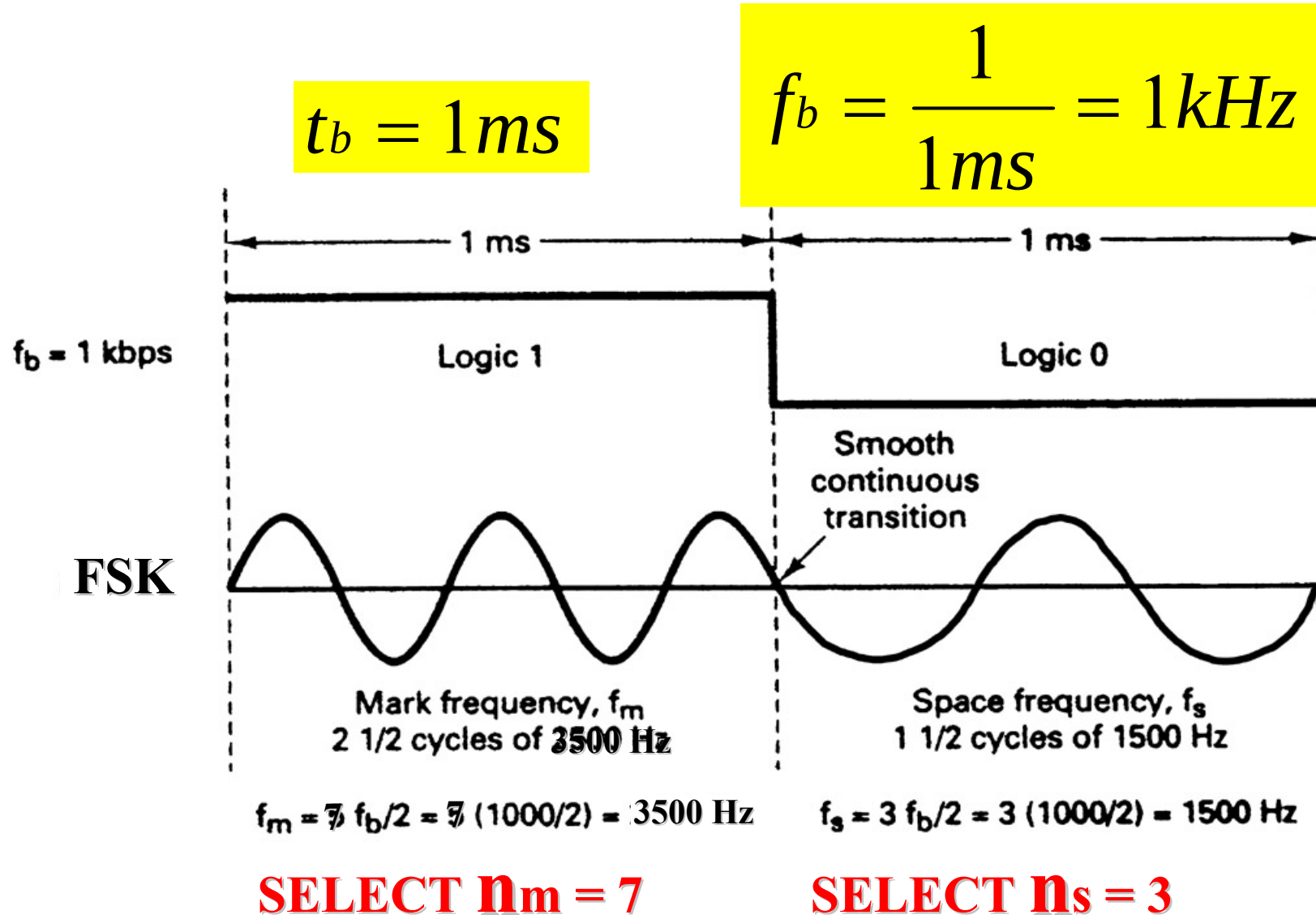
$$f_m = n_m \left[\frac{f_b}{2} \right] \quad f_s = n_s \left[\frac{f_b}{2} \right] \quad \begin{cases} n_m \text{ odd} ; n_s \text{ odd} \\ n_m \neq n_s \end{cases}$$

- ĐIỀU NÀY BẢO ĐẢM SỰ CHUYỂN PHA SUÔN SẼ Ở TÍN HIỆU NGÕ RA KHI THAY ĐỔI GIỮA 2 TẦN SỐ

NON-CONTINUOUS FSK WAVEFORM EXAMPLE



CONTINUOUS-PHASE FSK WAVEFORM EXAMPLE



CONTINUOUS-PHASE FSK WAVEFORM

IN THE CP-FSK EXAMPLE:

$$f_b = 1000 \text{ Hz} ; n_m = 7 ; n_s = 3$$

$$\therefore n_m - n_s = 4$$

and

$$f_m = 3500 \text{ Hz} ; f_s = 1500 \text{ Hz}$$

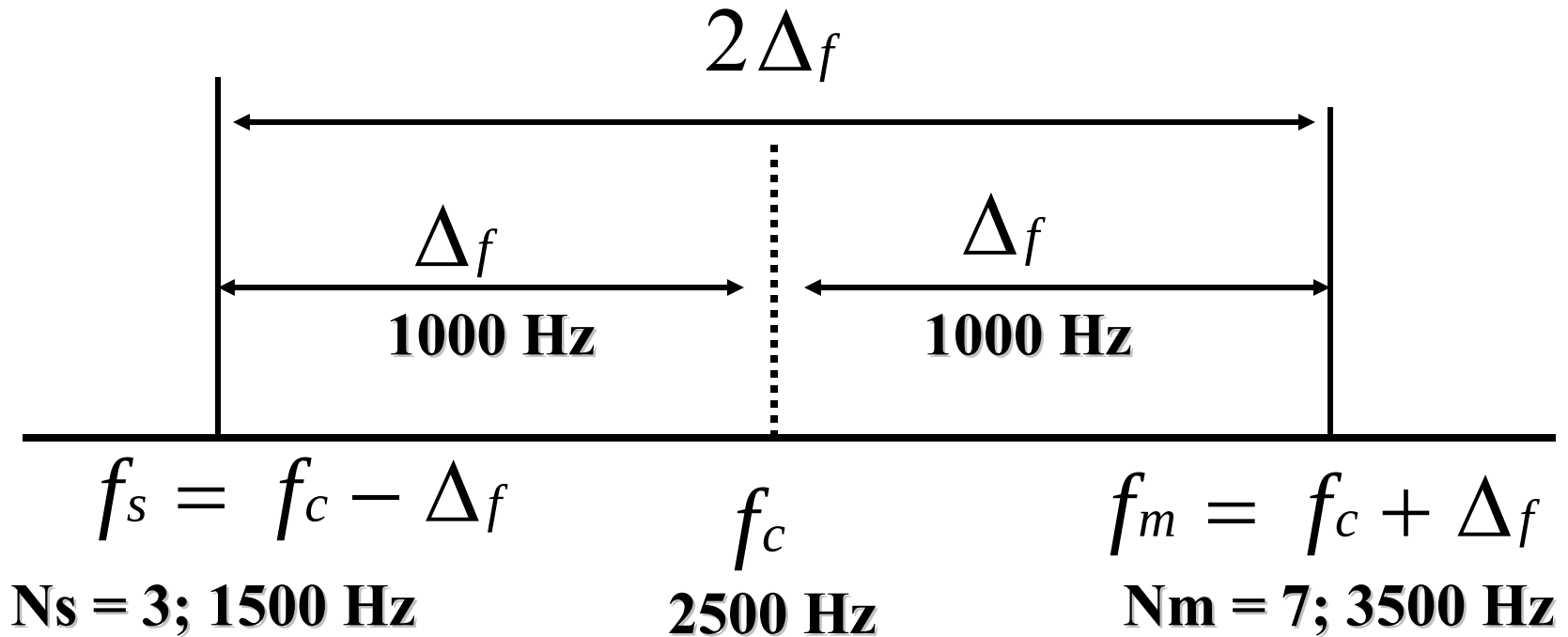
$$\therefore f_m - f_s = 2000 \text{ Hz} = 2 f_b \quad (\beta = 2)$$

$$\Delta f = \frac{f_m - f_s}{2} = \frac{2000}{2} = 1000 \text{ Hz}$$

$$f_{osc} = f_m - \Delta f = f_s + \Delta f = 2500 \text{ Hz}$$

CONTINUOUS FSK - (CP-FSK)

$$f_b = 1000 \text{ Hz}$$



**LOGICAL 0
(SPACE)**

$$\Delta f = \frac{f_m - f_s}{2}$$

**LOGICAL 1
(MARK)**

MINIMUM CP-FSK - MSK

PHÂN BIỆT TỐI THIỂU CỦA MARK AND SPACE

FREQUENCIES XẢY RA KHI $n_m = n_s + 2$

$$f_m = (n_s + 2) \frac{f_b}{2}; \quad f_s = n_s \frac{f_b}{2}$$

$$\therefore f_m - f_s = 2 \frac{f_b}{2} = f_b$$

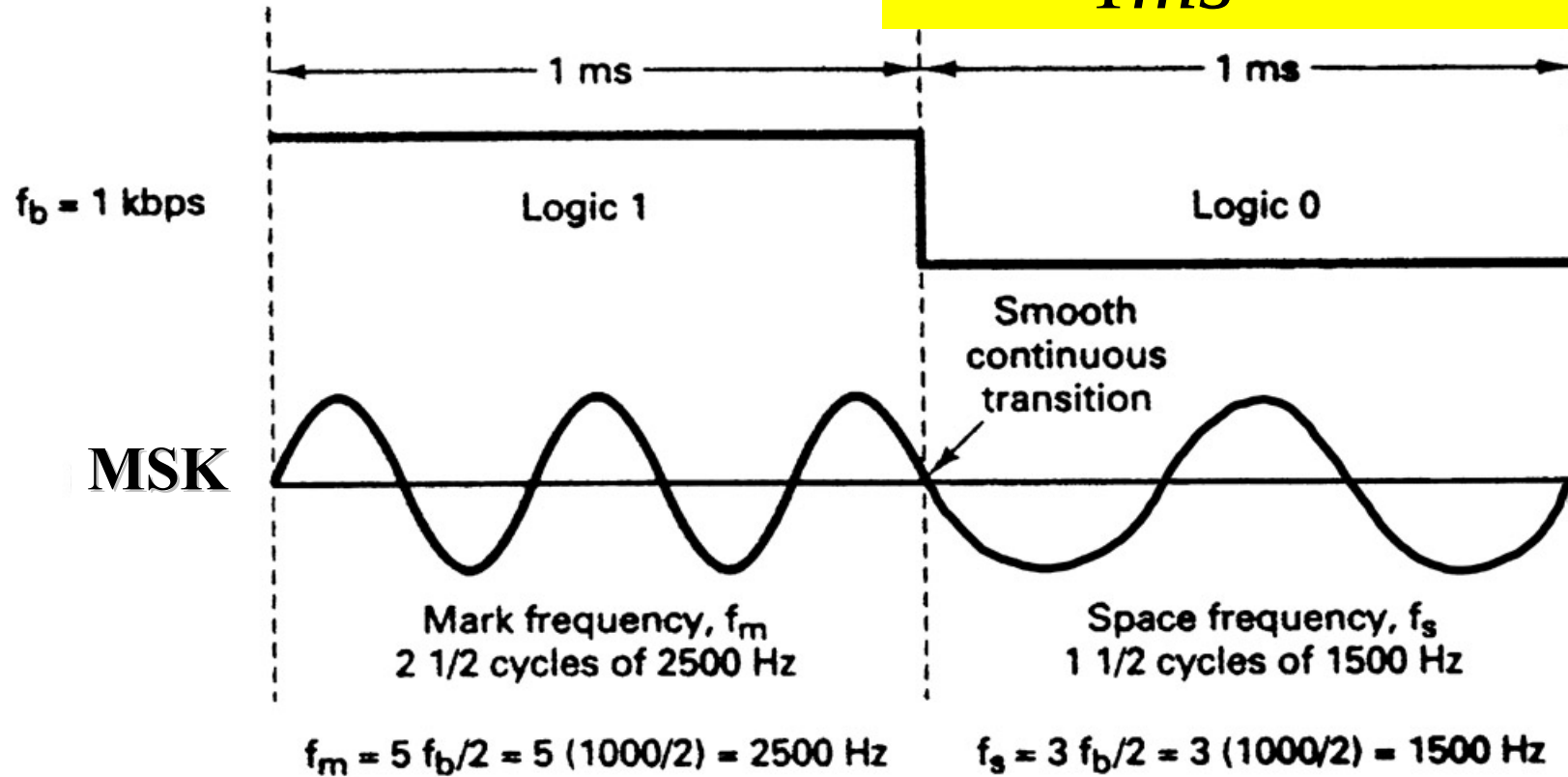
HỆ SỐ ĐIỀU CHẾ LÀ 1 VÀ CHÚNG TA GỌI MSK NÀY

$$f_m - f_s = f_b \Rightarrow \beta = 1$$

CONTINUOUS-PHASE MSK WAVEFORM

$$t_b = 1\text{ms}$$

$$f_b = \frac{1}{1\text{ms}} = 1\text{kHz}$$



SELECT $n = 5$

SELECT $n = 3$

**Table 1. Bell 103 and CCITT V.21
Frequency Characteristics**

Data	Originate Mode		Answer Mode	
	Transmit	Receive	Transmit	Receive

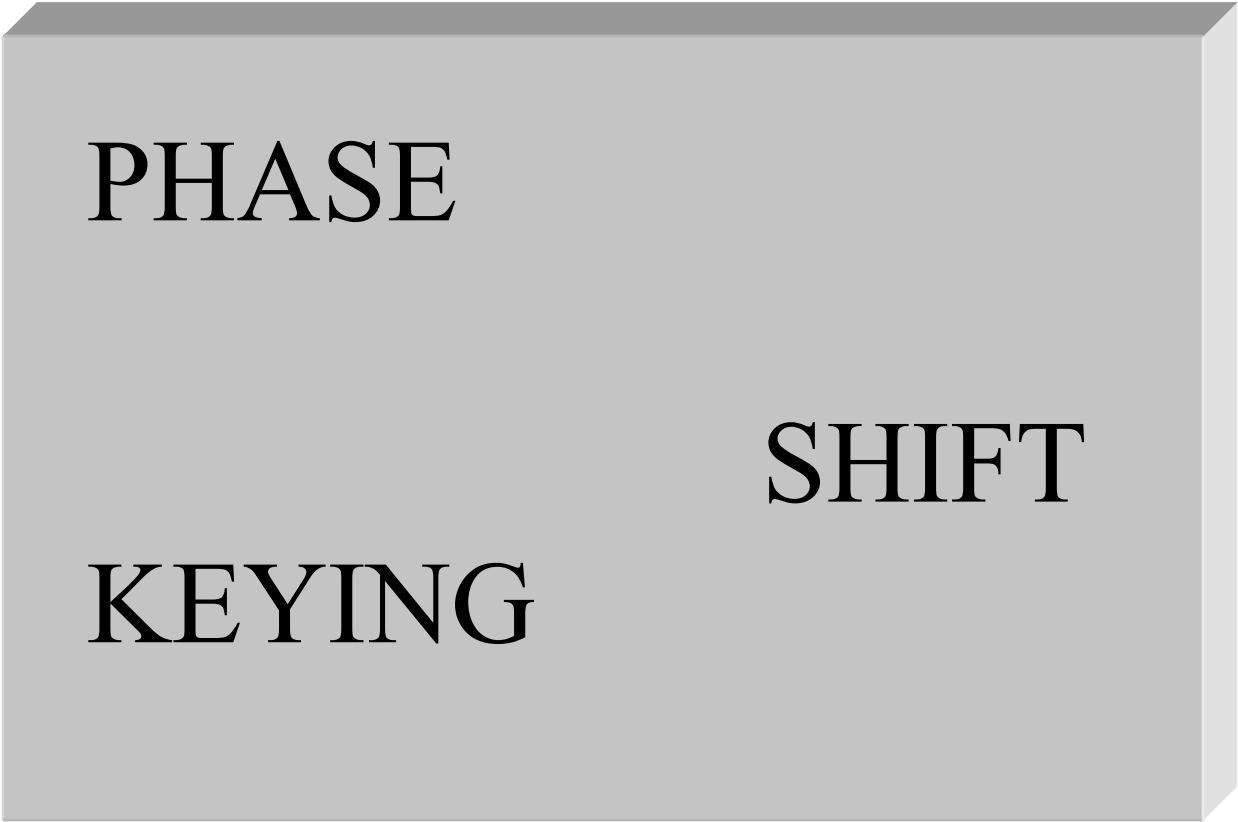
Bell 103 (MC145443B)

Space	1070 Hz	2025 Hz	2025 Hz	1070 Hz
Mark	1270 Hz	2225 Hz	2225 Hz	1270 Hz

CCITT V.21 (MC145442B)

Space	1180 Hz	1850 Hz	1850 Hz	1180 Hz
Mark	980 Hz	1650 Hz	1650 Hz	980 Hz

NOTE: Actual frequencies may be ± 5 Hz assuming 3.579545 MHz crystal is used.



PHASE

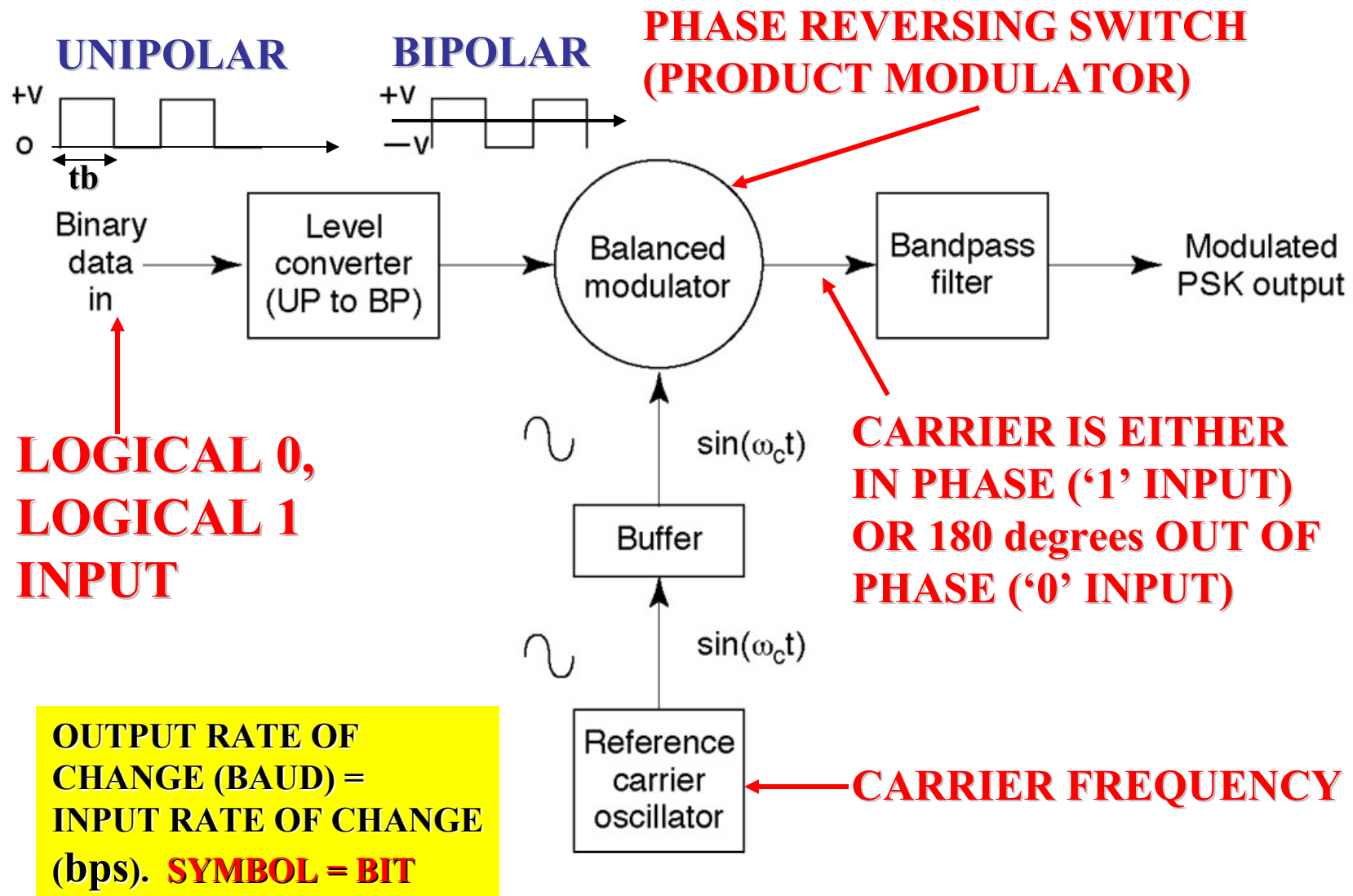
SHIFT

KEYING

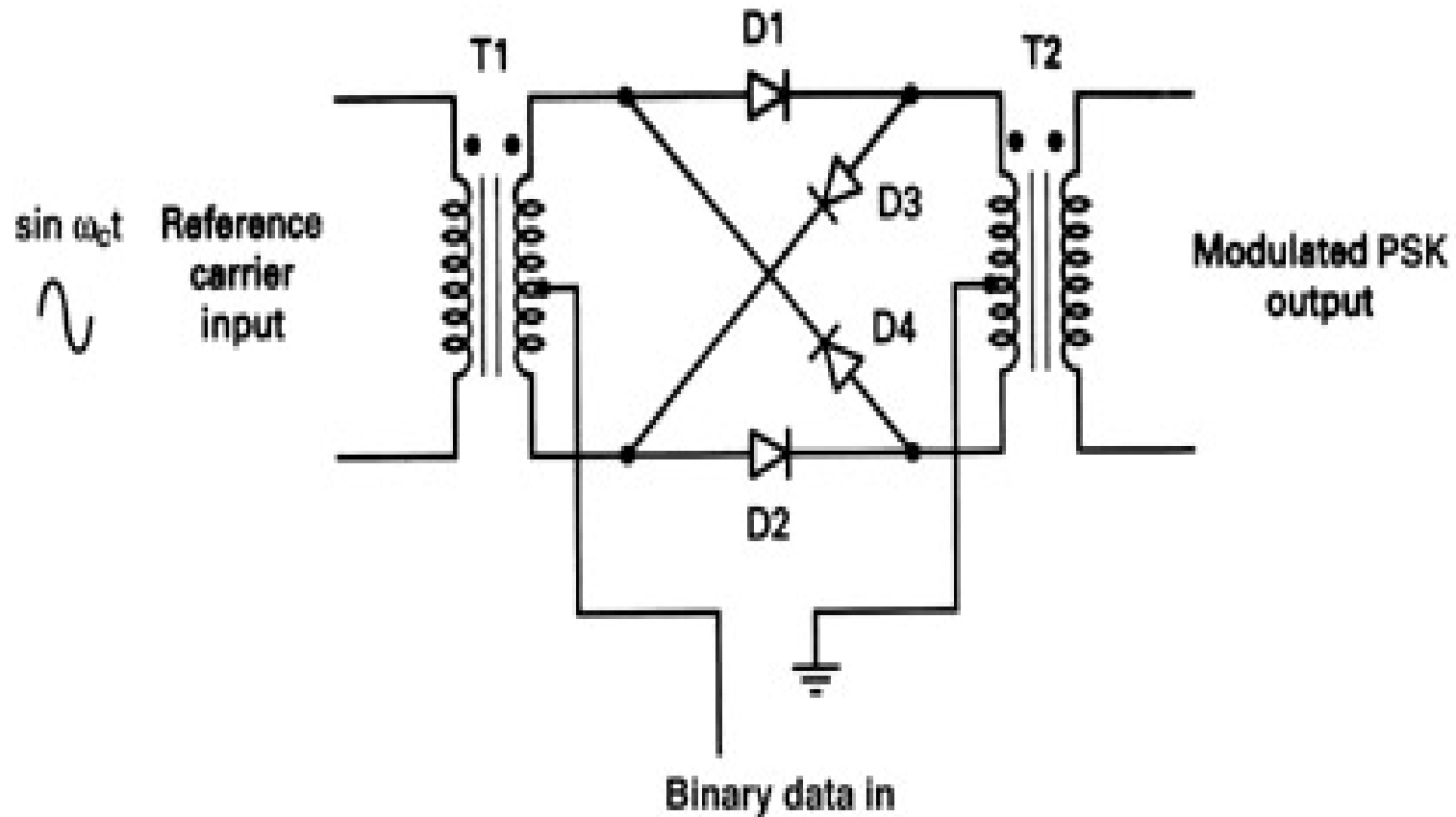
PHASE SHIFT KEYING (PSK, BPSK)

- CŨNG ĐƯỢC GỌI LÀ PHASE REVERSAL KEYING (PRK) VÀ BIPHASE MODULATION
- BPSK THÌ TƯƠNG TỰ NHƯ PM (BIÊN ĐỘ VÀ TẦN SỐ KHÔNG ĐỔI) NGOẠI TRỪ TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ LÀ NHỊ PHÂN (PHÂN BIỆT GIỮA 2 MỨC RIÊNG BIỆT)
- VỚI BPSK 2 PHA NGÕ RA CÓ THỂ TẠO BỞI 1 TẦN SỐ SÓNG MANG. PHA CỦA TÍN HIỆU SÓNG MANG NGÕ RA LỆCH NHAU 180^0 ĐỂ BIỂU DIỄN MỨC LOGIC 0 VÀ 1
- BPSK LÀ 1 DẠNG CỦA DSB-SC

BPSK TRANSMITTER

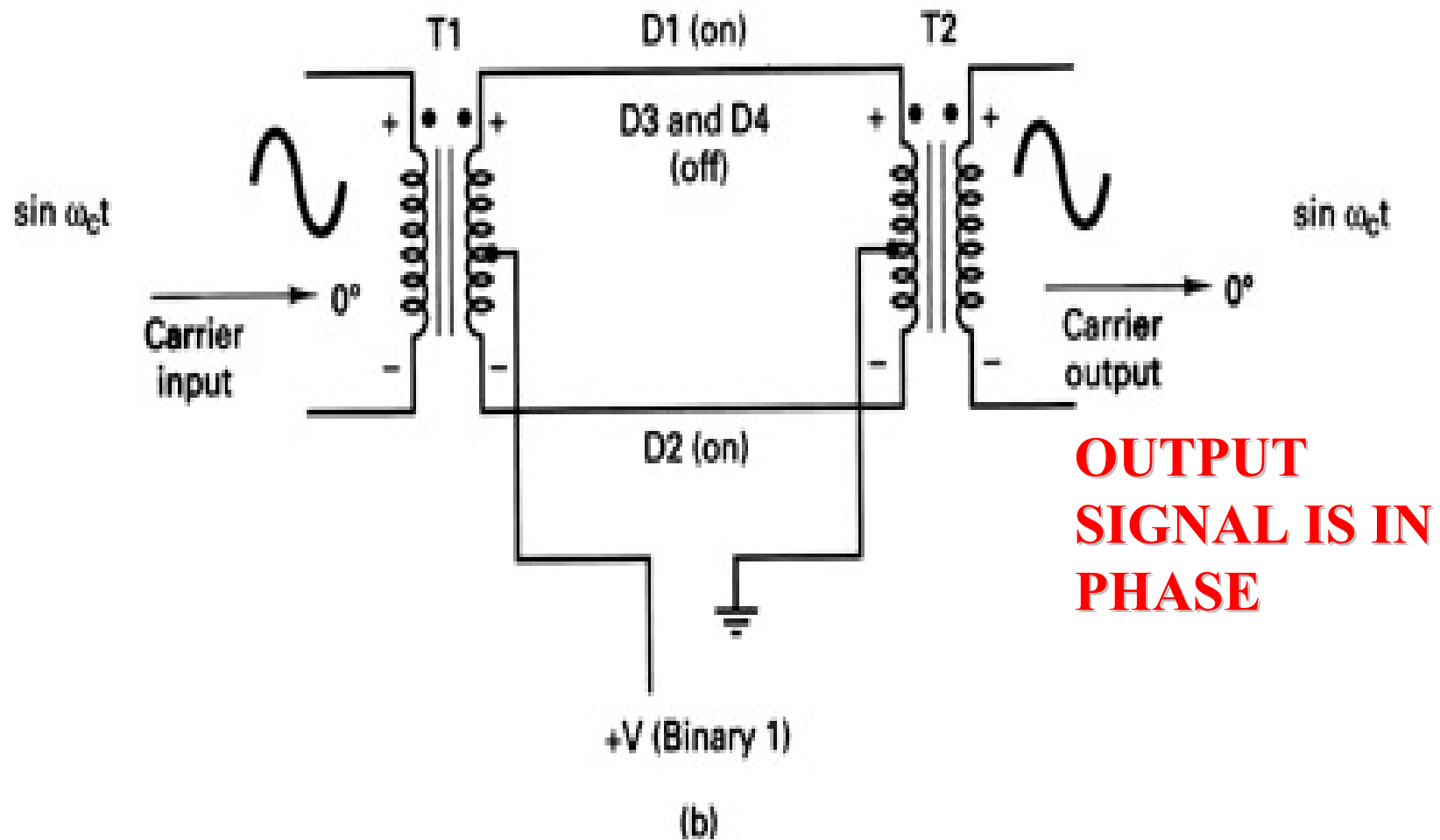


BPSK BALANCED RING MODULATOR

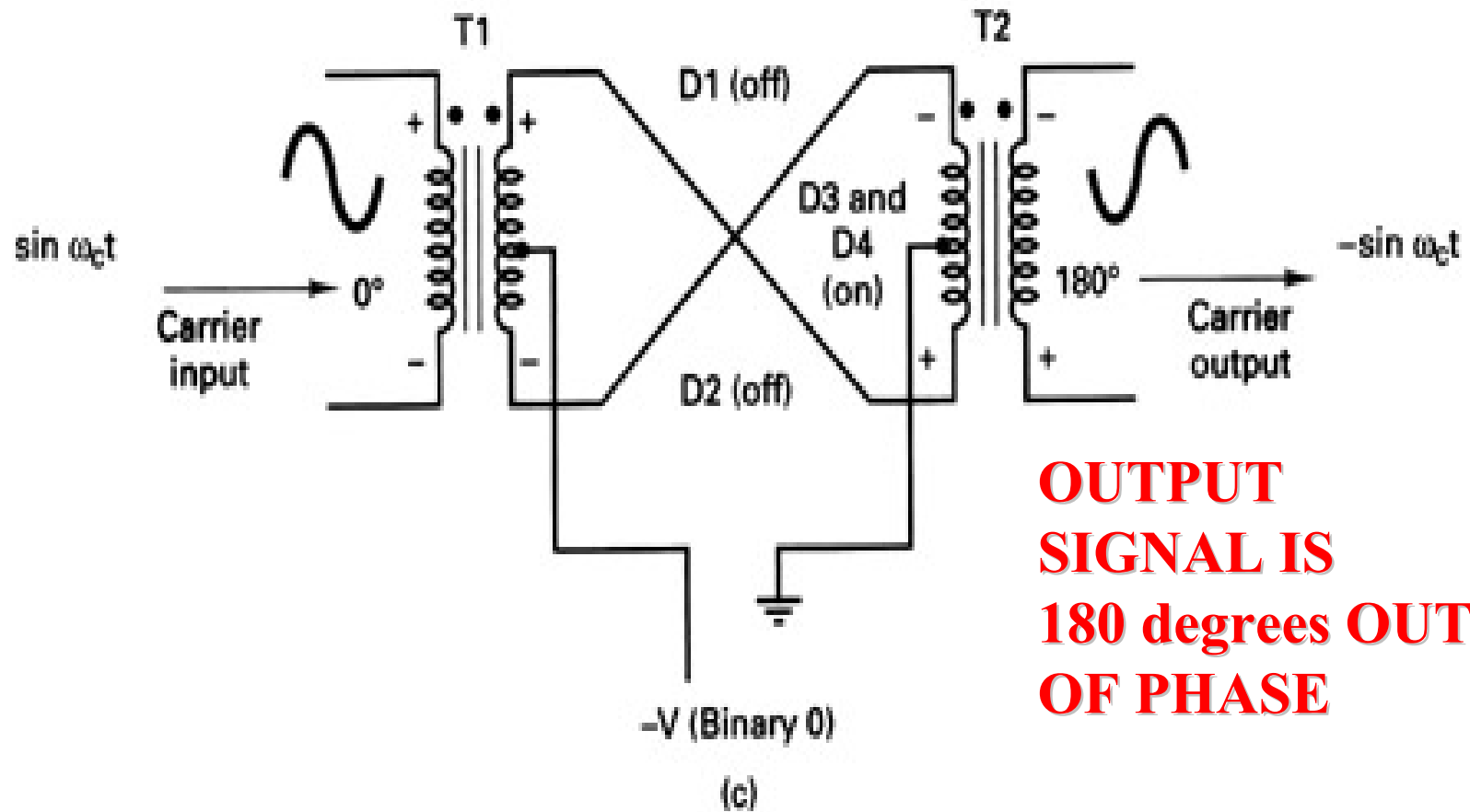


**DIGITAL VOLTAGE INPUT >>> PEAK CARRIER VOLTAGE
IN ORDER TO CONTROL D1-D4 DIODE STATES**

BPSK BALANCED RING MODULATOR LOGICAL 1 INPUT



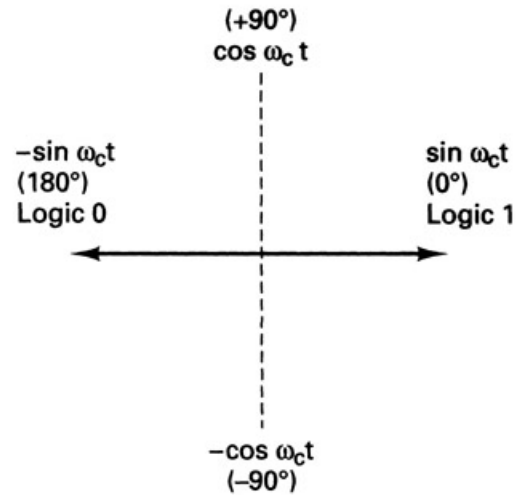
BPSK BALANCED RING MODULATOR LOGICAL 0 INPUT



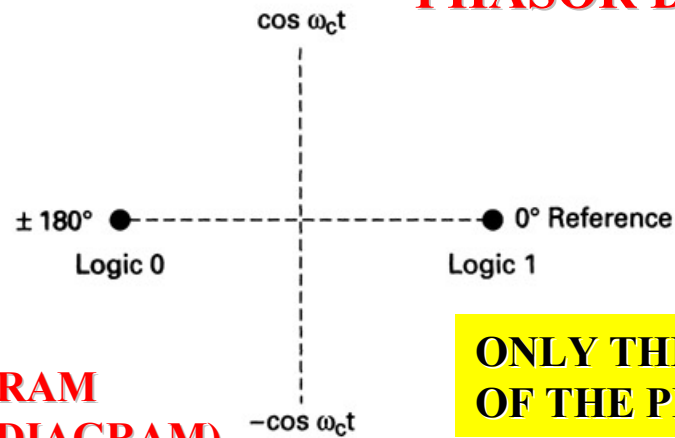
BPSK BALANCED RING MODULATOR

Binary input	Output phase
Logic 0	180°
Logic 1	0°

TRUTH TABLE



PHASOR DIAGRAM



**CONSTELLATION DIAGRAM
(SIGNAL STATE-SPACE DIAGRAM)**

**ONLY THE RELATIVE PEAKS
OF THE PHASORS ARE SHOWN**

BPSK GENERATION

$$v_{psk}(t) = v_m(t) [\sin(2\pi f_c t)]$$

$f_c \equiv$ **REFERENCE CARRIER FREQUENCY**

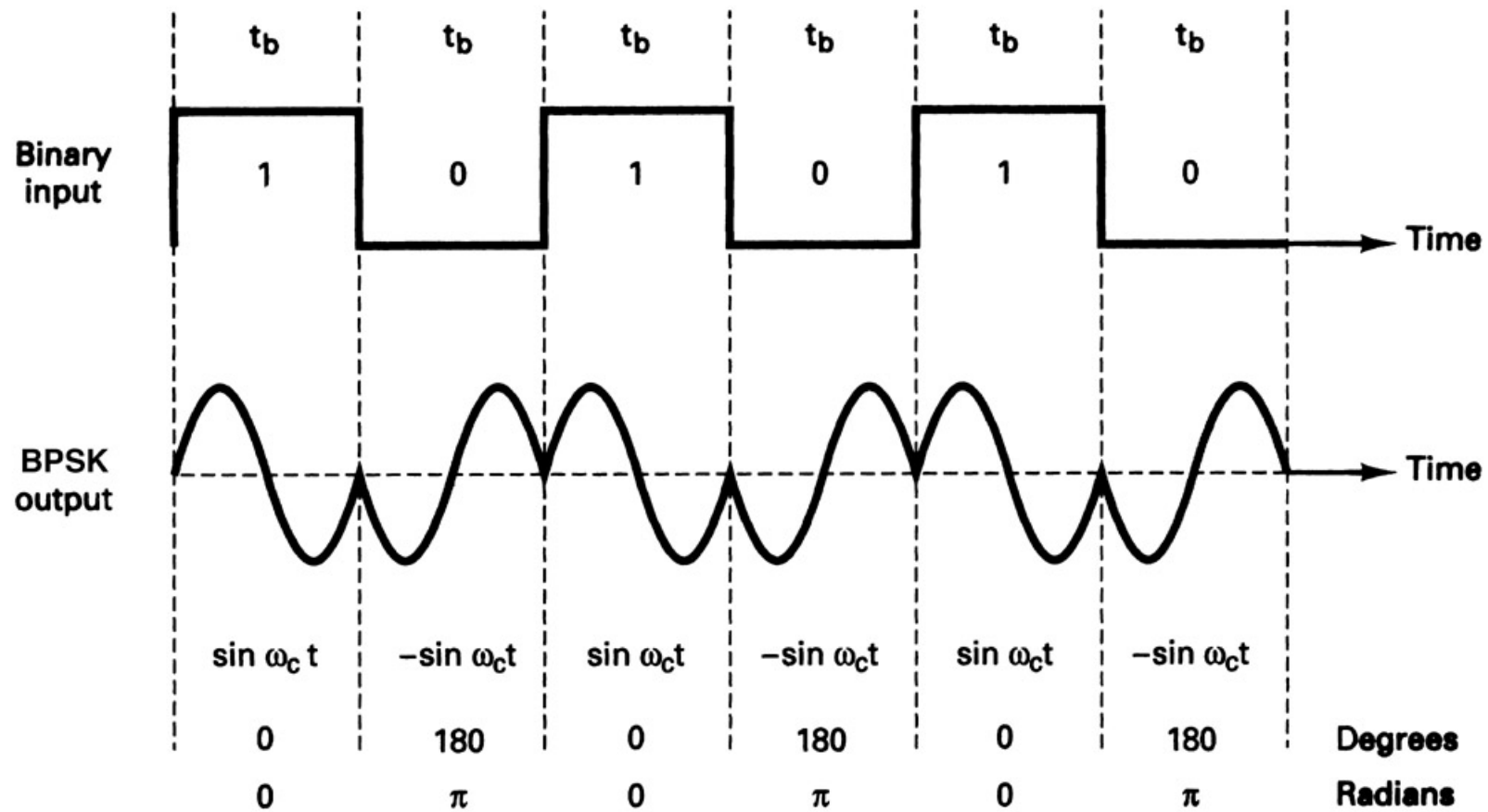
$v_m(t) \equiv$ **INPUT BINARY SIGNAL**

**NORMALIZED
INPUT SIGNAL
(UNIPOLAR TO
BIPOLAR SIGNAL)**

$$v_m(t) = \begin{cases} +1 V = \text{logical } 1 \\ -1 V = \text{logical } 0 \end{cases}$$

$$v_{psk}(t) = \begin{cases} +\sin \omega_c t ; \text{logical } 1 \text{ input} & \text{IN PHASE} \\ -\sin \omega_c t ; \text{logical } 0 \text{ input} & \text{OUT OF PHASE} \end{cases}$$

BPSK MODULATOR OUTPUT SIGNAL



BANDWIDTH CONSIDERATION OF BPSK

$$v_{psk}(t) = [\sin(2\pi f_c t)] [\sin(2\pi f_a t)]$$

$f_c \equiv$ **REFERENCE CARRIER FREQUENCY**

$$f_a = \frac{1}{2t_b} = \frac{f_b}{2} \equiv \text{REPETITION RATE (FUNDAMENTAL FREQUENCY OF BINARY INPUT)}$$

IT IS 1/2 THE BIT RATE

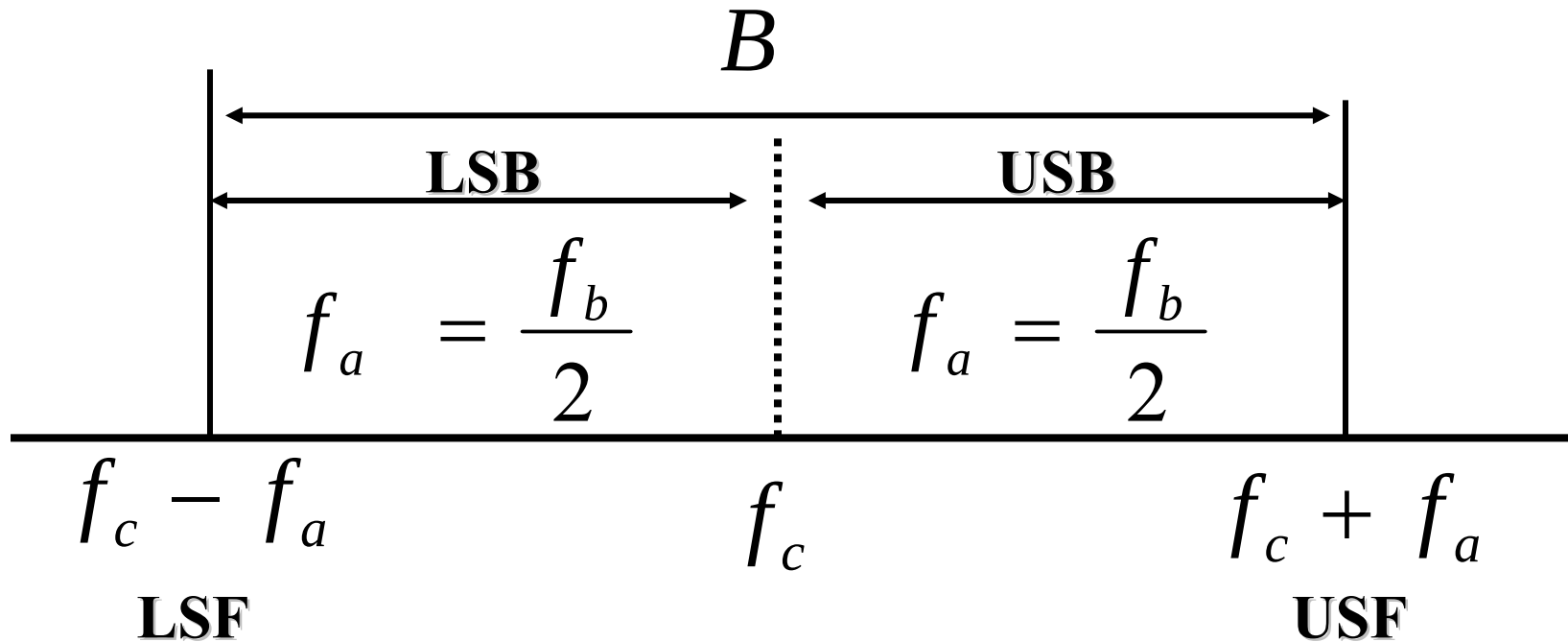
$$(\sin X)(\sin Y) = \frac{1}{2} \cos(X - Y) - \frac{1}{2} \cos(X + Y)$$

$$v_{psk}(t) = \frac{1}{2} \cos[2\pi(f_c - f_a)t] - \frac{1}{2} \cos[2\pi(f_c + f_a)t]$$

LOWER SIDE FREQUENCY

UPPER SIDE FREQUENCY

BANDWIDTH CONSIDERATION OF BPSK



DSB-SC MODULATION

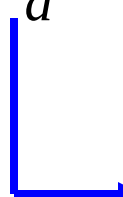
$$B = 2 f_a = 2 \frac{f_b}{2} = f_b$$

EXAMPLE

FOR A BPSK MODULATOR WITH A CARRIER FREQUENCY OF 70 MHz AND AN INPUT BIT RATE OF 10 Mbps, DETERMINE a) THE LSF b) USF c) B d) BAUD RATE

$$f_c = 70 \text{ MHz} \quad f_b = 10 \text{ MHz}$$

$$f_a = \frac{f_b}{2}; \quad f_b = 2 f_a$$

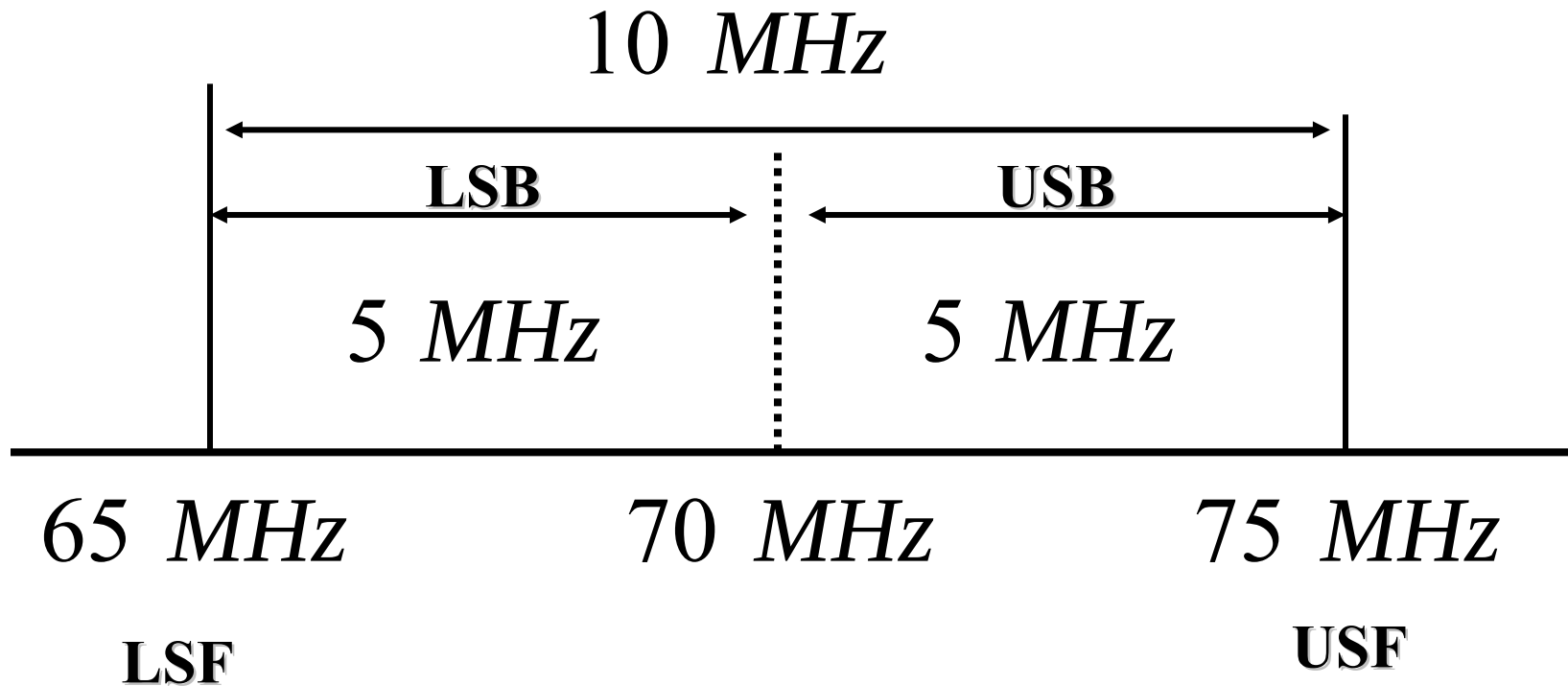

$$f_a = \frac{10 \text{ MHz}}{2} = 5 \text{ MHz}$$

$$LSF = f_c - f_a = 70 - 5 = 65 \text{ MHz}$$

$$USF = f_c + f_a = 70 + 5 = 75 \text{ MHz}$$

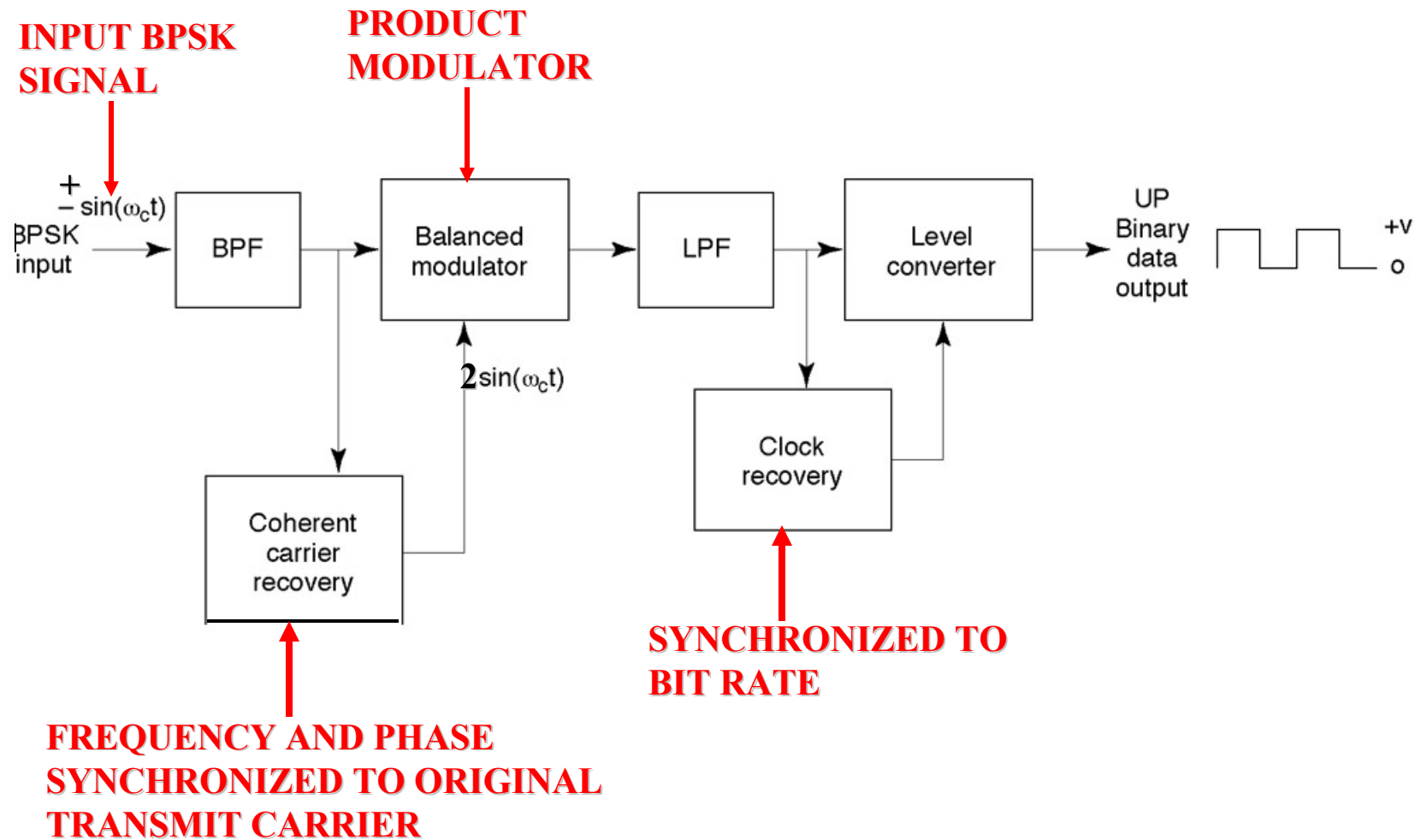
$$B = f_b = 10 \text{ MHz}$$

EXAMPLE



BAUD RATE = BIT RATE = 10 MEGABAUD

BPSK RECEIVER



BPSK DETECTION

$$V_{\text{mod}}(t) = 2v_m(t)(\sin \omega_c t)$$

LOGICAL 1: $v_m(t) = + \sin \omega_c t$

$$V_{\text{mod}}(t) = 2(\sin \omega_c t)(\sin \omega_c t) = 2 \sin^2 \omega_c t$$

$$V_{\text{mod}}(t) = 2 \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t \right] \quad \sin^2 X = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2X$$

$$V_{\text{mod}}(t) = 1 - \cos 2\omega_c t$$

BLOCKED BY LPF

$$V_{\text{out}}(t) = 1V \quad \text{LOGICAL 1:}$$

BPSK DETECTION

$$v_{\text{mod}}(t) = 2v_m(t)(\sin \omega_c t)$$

LOGICAL 0: $v_m(t) = -\sin \omega_c t$

$$v_{\text{mod}}(t) = 2(-\sin \omega_c t)(\sin \omega_c t) = -2 \sin^2 \omega_c t$$

$$v_{\text{mod}}(t) = -2 \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t \right] \quad \sin^2 X = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2X$$

$$v_{\text{mod}}(t) = -1 + \cos 2\omega_c t$$

BLOCKED BY LPF

$$v_{\text{out}}(t) = -1V \quad \text{LOGICAL 0}$$

M-ARY ENCODING

- **M LÀ MỘT SỐ THẬP PHÂN BIỂU DIỄN SỐ LƯỢNG KẾT HỢP CÓ THỂ CHO 1 SỐ BIT NHỊ PHÂN CHO TRƯỚC (N)**
- **ĐIỀU CHẾ SỐ BFSK VÀ BPSK MÃ HÓA 1 BIT ĐƠN VÀ CÓ THỂ CÓ 2 CÁCH KẾT HỢP Ở NGÕ (N = 1, 0 AND 1 INPUTS)**
- **EXAMPLE: HỆ THỐNG PSK VỚI 4 PHA NGÕ RA LÀ HỆ THỐNG M-ARY VỚI M = 4**
- **BINARY LÀ M-ARY VỚI M = 2**
- **BPSK: M = 2, N = 1**

M-ARY ENCODING: M & N RELATIONSHIP

TỔNG QUÁT

$$M = 2^N$$

$$N = \log_2 M$$

VỚI BFSK/BPSK, 1 BIT ĐƯỢC MÃ HÓA:

$$N = 1$$

$$M = 2$$

EXAMPLE:

**NẾU NGÕ VÀO BAO GỒM 2 BIT, ĐƯỢC MÃ HÓA VỚI
NHAU VÀ SAU ĐÓ ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ CÙNG 1 SÓNG
MANG, THÌ: $N = 2$, $M = 4$**

MINIMUM M-ARY REQUIRED BANDWIDTH

$$B = \frac{f_b}{\log_2 M} = \frac{f_b}{N}$$

N LÀ SỐ LƯỢNG BIT NRZ MÃ HÓA

QUATERNARY PHASE SHIFT KEYING (QPSK)

- CŨNG ĐƯỢC GỌI LÀ QUADRATURE PSK
- MỘT DẠNG KHÁC CỦA PM
- QPSK LÀ 1 KỸ THUẬT MÃ HÓA M-ARY VỚI $M = 4$
- VỚI QPSK, 4 PHA NGÕ RA ĐƯỢC THỰC HIỆN VỚI 1 SÓNG MANG
- $N = 2$ (2 BITS) VÌ:

$$N = \log_2 M \quad \Rightarrow \quad 2 = \log_2 4$$

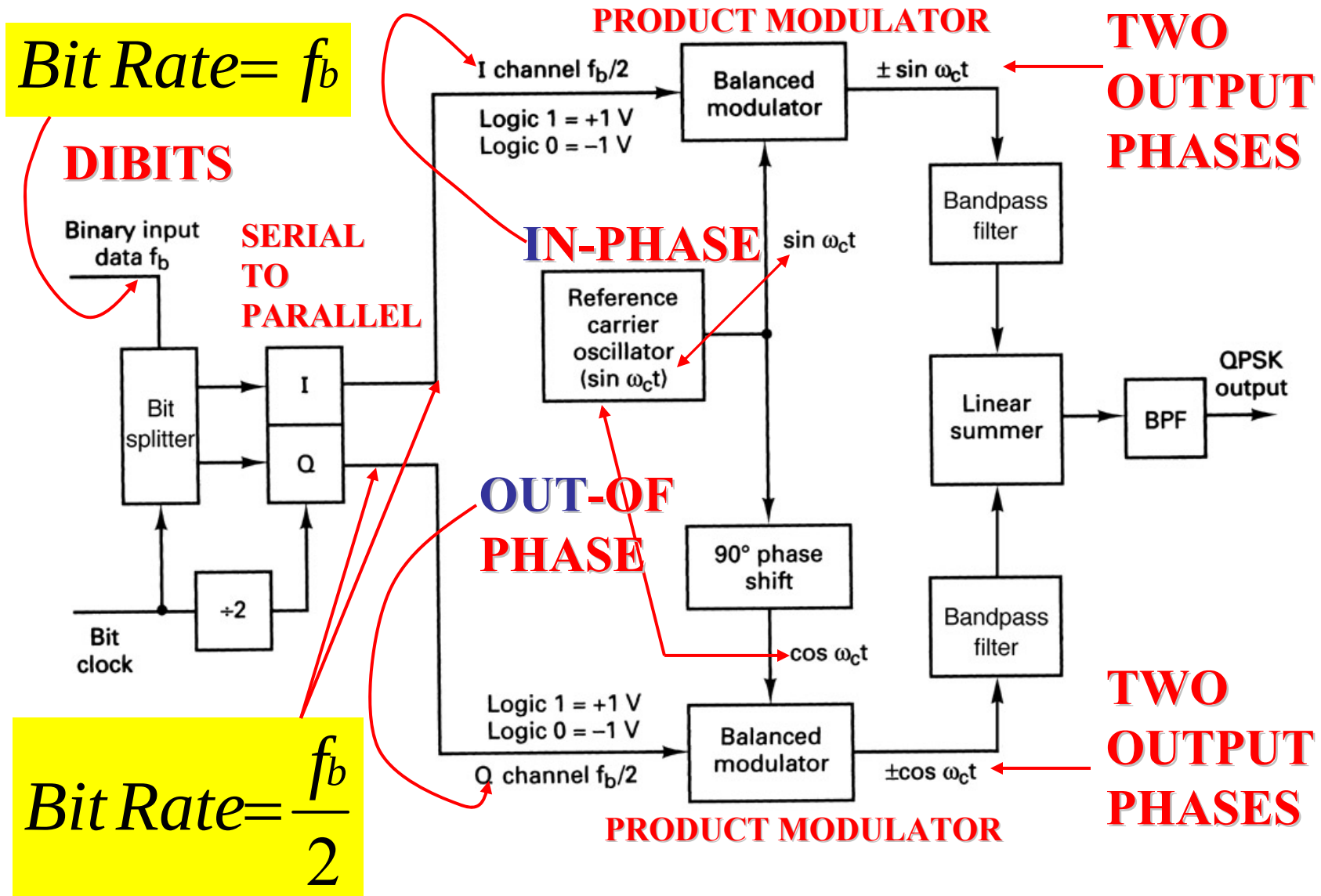
QUATERNARY PHASE SHIFT KEYING (QPSK)

- DỮ LIỆU NHỊ PHÂN NGỒ VÀO ĐƯỢC KẾT HỢP THÀNH NHÓM 2 BIT GỌI LÀ **DIBITS**
- **DIBIT CODE**: 00 = PHASE 1, 01 = PHASE 2, 10 = PHASE 3, 11 = PHASE 4
- 1 SYMBOL = 1 PHASE = 2 BITS


$$\text{BAUD RATE} = 1/2 \text{ BIT RATE}$$

(SYMBOLS PER SEC) (BITS PER SEC)

QPSK MODULATOR



9/12/2010

QPSK GENERATION: I CHANNEL OUTPUT PHASES

$$v_{qpsk}(t) = v_m(t) [\sin(2\pi f_c t)]$$

$f_c \equiv$ REFERENCE CARRIER FREQUENCY

$v_m(t) \equiv$ INPUT BINARY SIGNAL

**NORMALIZED
INPUT SIGNAL
(UNIPOLAR TO
BIPOLAR SIGNAL)**

$$v_m(t) = \begin{cases} +1 V = \text{logical } 1 \\ -1 V = \text{logical } 0 \end{cases}$$

$$v_{qpsk}(t) = \begin{cases} +\sin \omega_c t ; \text{logical } 1 \text{ input} & \text{IN PHASE} \\ -\sin \omega_c t ; \text{logical } 0 \text{ input} & \text{OUT OF PHASE} \end{cases}$$

QPSK GENERATION: Q CHANNEL OUTPUT PHASES

$$v_{qpsk}(t) = v_m(t) [\cos(2\pi f_c t)]$$

$f_c \equiv$ REFERENCE CARRIER FREQUENCY

$v_m(t) \equiv$ INPUT BINARY SIGNAL

**NORMALIZED
INPUT SIGNAL
(UNIPOLAR TO
BIPOLAR SIGNAL)**

$$v_m(t) = \begin{cases} +1 V = \text{logical } 1 \\ -1 V = \text{logical } 0 \end{cases}$$

$$v_{qpsk}(t) = \begin{cases} +\cos \omega_c t ; \text{logical } 1 \text{ input } \textbf{IN PHASE} \\ -\cos \omega_c t ; \text{logical } 0 \text{ input } \textbf{OUT OF PHASE} \end{cases}$$

QPSK GENERATION: OUTPUT PHASES

DIBIT

CODE	Q CHANNEL	I CHANNEL	SUMMER OUTPUT
0 0	$-\cos(2\pi f_c t)$	$-\sin(2\pi f_c t)$	$-\cos(2\pi f_c t) - \sin(2\pi f_c t)$
0 1	$-\cos(2\pi f_c t)$	$+\sin(2\pi f_c t)$	$-\cos(2\pi f_c t) + \sin(2\pi f_c t)$
1 0	$+\cos(2\pi f_c t)$	$-\sin(2\pi f_c t)$	$+\cos(2\pi f_c t) - \sin(2\pi f_c t)$
1 1	$+\cos(2\pi f_c t)$	$+\sin(2\pi f_c t)$	$+\cos(2\pi f_c t) + \sin(2\pi f_c t)$

QPSK GENERATION: OUTPUT PHASES

DIBIT CODE

$$00 - \cos(2\pi f_{ct}) - \sin(2\pi f_{ct}) = \sqrt{2} \sin(2\pi f_{ct} - 135^\circ)$$

PROOF:

$$\sin(X - Y) = \sin X \cos Y - \cos X \sin Y$$

$$\sqrt{2} \sin(2\pi f_{ct} - 135^\circ) =$$

$$\sqrt{2} \sin(2\pi f_{ct}) \cos(135) - \sqrt{2} \cos(2\pi f_{ct}) \sin(135) =$$

$$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \sin(2\pi f_{ct}) - \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_{ct}) =$$

$$-\sin(2\pi f_{ct}) - \cos(2\pi f_{ct})$$

00 ==> -135 degrees

QPSK GENERATION: OUTPUT PHASES

DIBIT CODE

$$01 \quad -\cos(2\pi f_{ct}) + \sin(2\pi f_{ct}) = \sqrt{2} \sin(2\pi f_{ct} - 45^\circ)$$

PROOF:

$$\sin(X - Y) = \sin X \cos Y - \cos X \sin Y$$

$$\sqrt{2} \sin(2\pi f_{ct} - 45^\circ) =$$

$$\sqrt{2} \sin(2\pi f_{ct}) \cos(45) - \sqrt{2} \cos(2\pi f_{ct}) \sin(45) =$$

$$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \sin(2\pi f_{ct}) - \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_{ct}) =$$

$$\sin(2\pi f_{ct}) - \cos(2\pi f_{ct})$$

01 ==> -45 degrees

QPSK GENERATION: OUTPUT PHASES

DIBIT CODE

$$1 \ 0 \quad \cos(2\pi f_{ct}) - \sin(2\pi f_{ct}) = \sqrt{2} \sin(2\pi f_{ct} + 135^\circ)$$

PROOF:

$$\sin(X + Y) = \sin X \cos Y + \cos X \sin Y$$

$$\sqrt{2} \sin(2\pi f_{ct} + 135^\circ) =$$

$$\sqrt{2} \sin(2\pi f_{ct}) \cos(135) + \sqrt{2} \cos(2\pi f_{ct}) \sin(135) =$$

$$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \sin(2\pi f_{ct}) + \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_{ct}) =$$

$$-\sin(2\pi f_{ct}) + \cos(2\pi f_{ct})$$

1 0 ==> +135 degrees

QPSK GENERATION: OUTPUT PHASES

DIBIT CODE

$$1 \ 1 \quad \cos(2\pi f_{ct}) + \sin(2\pi f_{ct}) = \sqrt{2} \sin(2\pi f_{ct} + 45^\circ)$$

PROOF:

$$\sin(X + Y) = \sin X \cos Y + \cos X \sin Y$$

$$\sqrt{2} \sin(2\pi f_{ct} + 45^\circ) =$$

$$\sqrt{2} \sin(2\pi f_{ct}) \cos(45) + \sqrt{2} \cos(2\pi f_{ct}) \sin(45) =$$

$$+ \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \sin(2\pi f_{ct}) + \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_{ct}) =$$

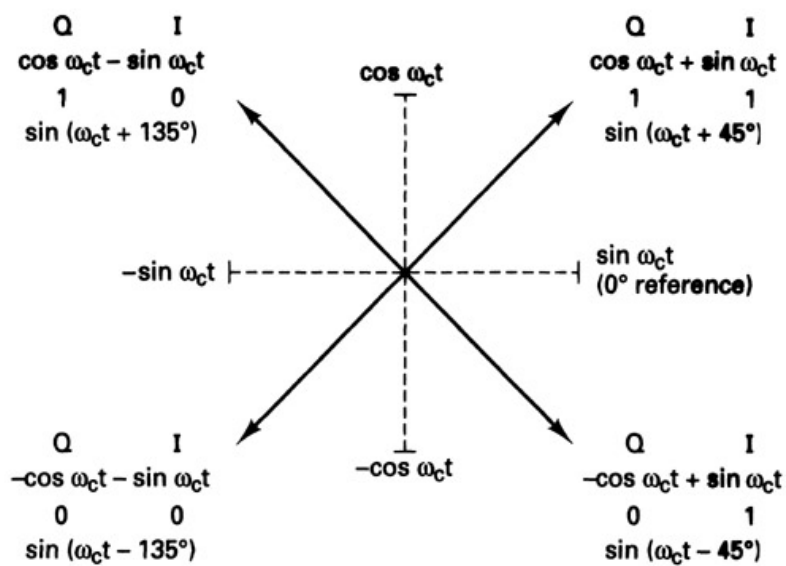
$$+ \sin(2\pi f_{ct}) + \cos(2\pi f_{ct})$$

1 1 ==> +45 degrees

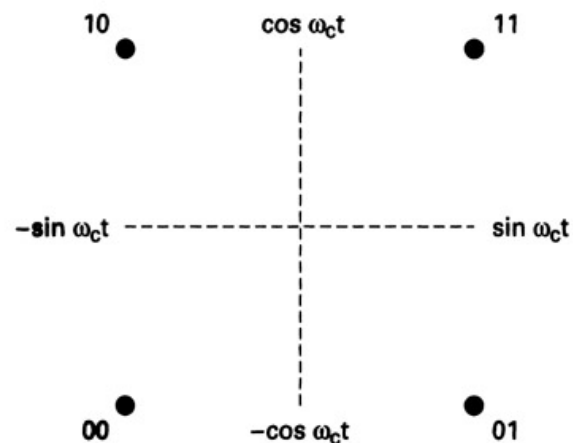
QPSK GENERATION: OUTPUT PHASES

Binary input		QPSK output phase
Q	I	
0	0	-135°
0	1	-45°
1	0	$+135^\circ$
1	1	$+45^\circ$

(a)

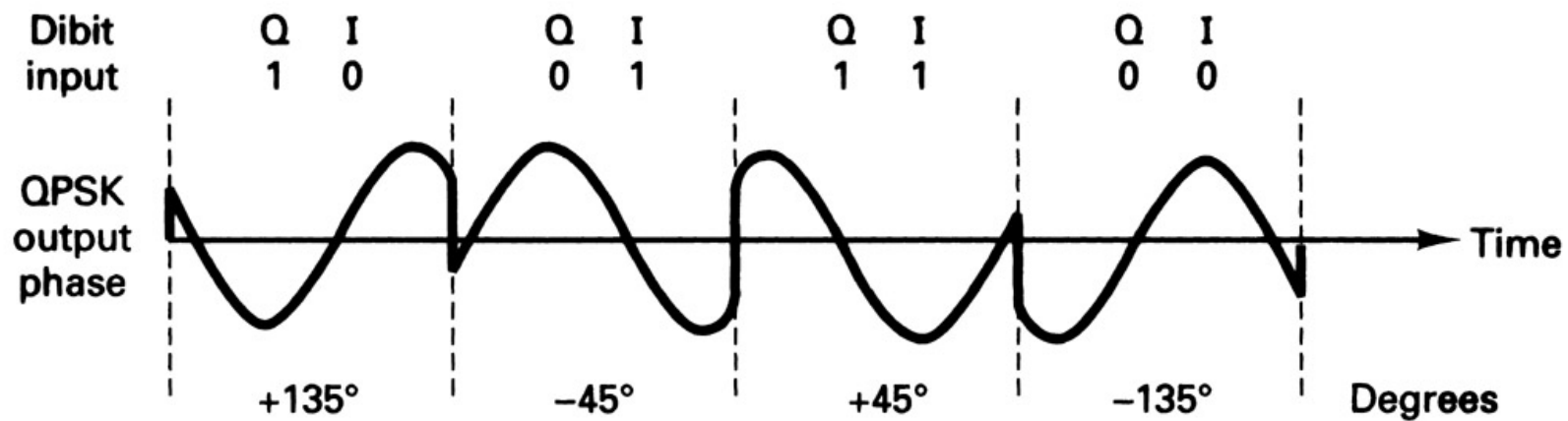


(b)



(c)

QPSK GENERATION: OUTPUT PHASES



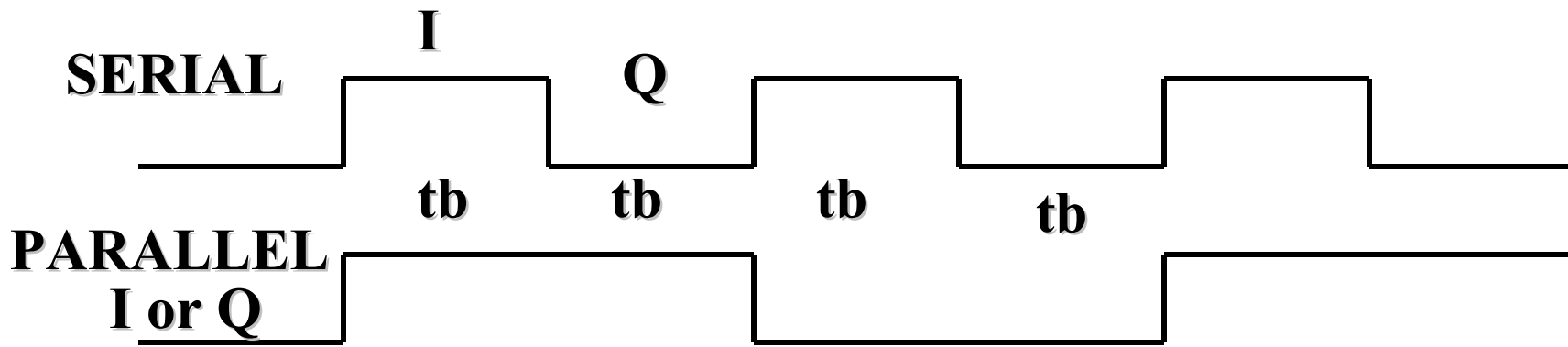
OUTPUT PHASE VERSUS TIME FOR QPSK MODULATOR

QPSK GENERATION: OUTPUT PHASES

VỚI QPSK, MỘT TRONG 4 KHẢ NĂNG NGÕ RA PHASORS CÓ CÙNG BIÊN ĐỘ.

VÌ THẾ, THÔNG TIN NHỊ PHÂN PHẢI ĐƯỢC MÃ HÓA HOÀN TOÀN TRONG PHA CỦA TÍN HIỆU NGÕ RA

QPSK GENERATION



BIT RATE BEFORE SPLITTER = $\frac{1}{t_b} = f_b$
(SERIAL)

REPETITION RATE BEFORE SPLITTER $f_r = \frac{1}{2t_b} = \frac{f_b}{2}$
(SERIAL)

BIT RATE AFTER SPLITTER = $\frac{1}{2t_b} = \frac{f_b}{2}$
(PARALLEL)

REPETITION RATE AFTER SPLITTER $f_r = \frac{1}{4t_b} = \frac{f_b}{4}$
(PARALLEL)

BANDWIDTH CONSIDERATION OF QPSK

$$v_{qpsk}(t) = [\sin(2\pi f_c t)] [\sin(2\pi f_r t)]$$

$f_c \equiv$ **REFERENCE CARRIER FREQUENCY**

$$f_r = \frac{f_b}{4}$$

**REPETITION RATE (FUNDAMENTAL
FREQUENCY OF I or Q CHANNEL BITS)
IT IS 1/4 THE BIT RATE**

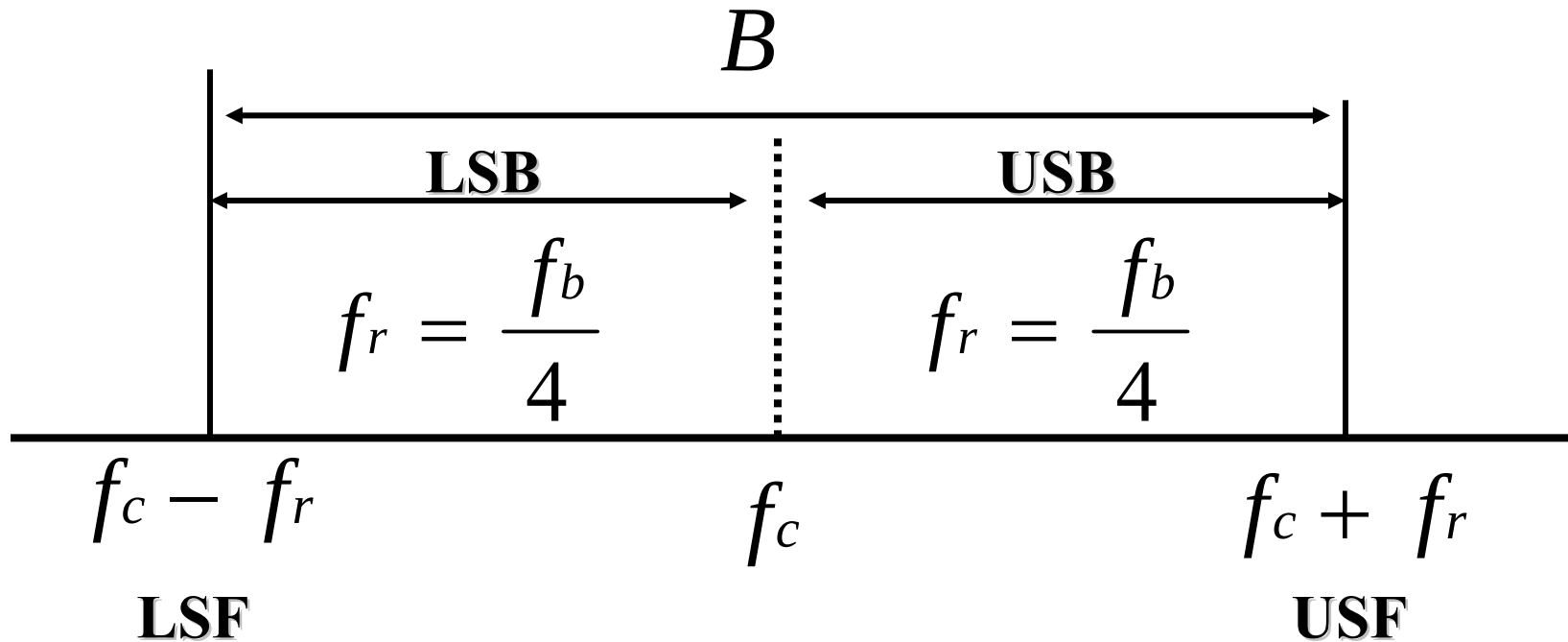
$$(\sin X)(\sin Y) = \frac{1}{2} \cos(X - Y) - \frac{1}{2} \cos(X + Y)$$

$$v_{psk}(t) = \frac{1}{2} \cos[2\pi(f_c - f_r)t] - \frac{1}{2} \cos[2\pi(f_c + f_r)t]$$

LOWER SIDE FREQUENCY

UPPER SIDE FREQUENCY

BANDWIDTH CONSIDERATION OF BPSK



DSB-SC MODULATION

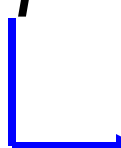
$$B = 2 f_r = 2 \frac{f_b}{4} = \frac{f_b}{2}$$

EXAMPLE

**VỚI BỘ ĐIỀU CHẾ QPSK VỚI TẦN SỐ SÓNG MANG
LÀ 70 MHz VÀ TỐC ĐỘ BIT NGÕ VÀO LÀ 10 Mbps,
XÁC ĐỊNH a) THE LSF b) USF c) B d) BAUD RATE**

$$f_c = 70 \text{ MHz} \quad f_b = 10 \text{ MHz}$$

$$f_r = \frac{f_b}{4}; \quad f_b = 4 f_r$$

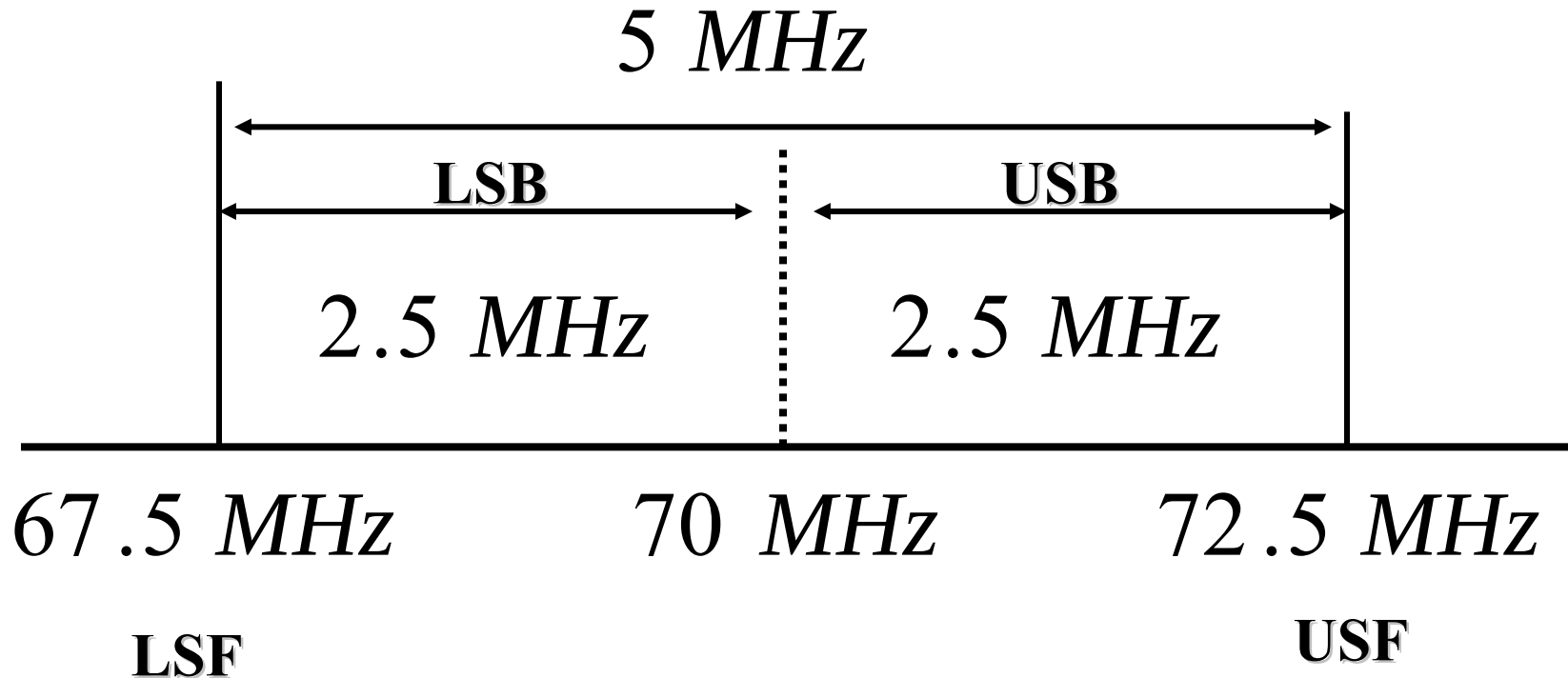

$$f_r = \frac{10 \text{ MHz}}{4} = 2.5 \text{ MHz}$$

$$LSF = f_c - f_r = 70 - 2.5 = 67.5 \text{ MHz}$$

$$USF = f_c + f_r = 70 + 2.5 = 72.5 \text{ MHz}$$

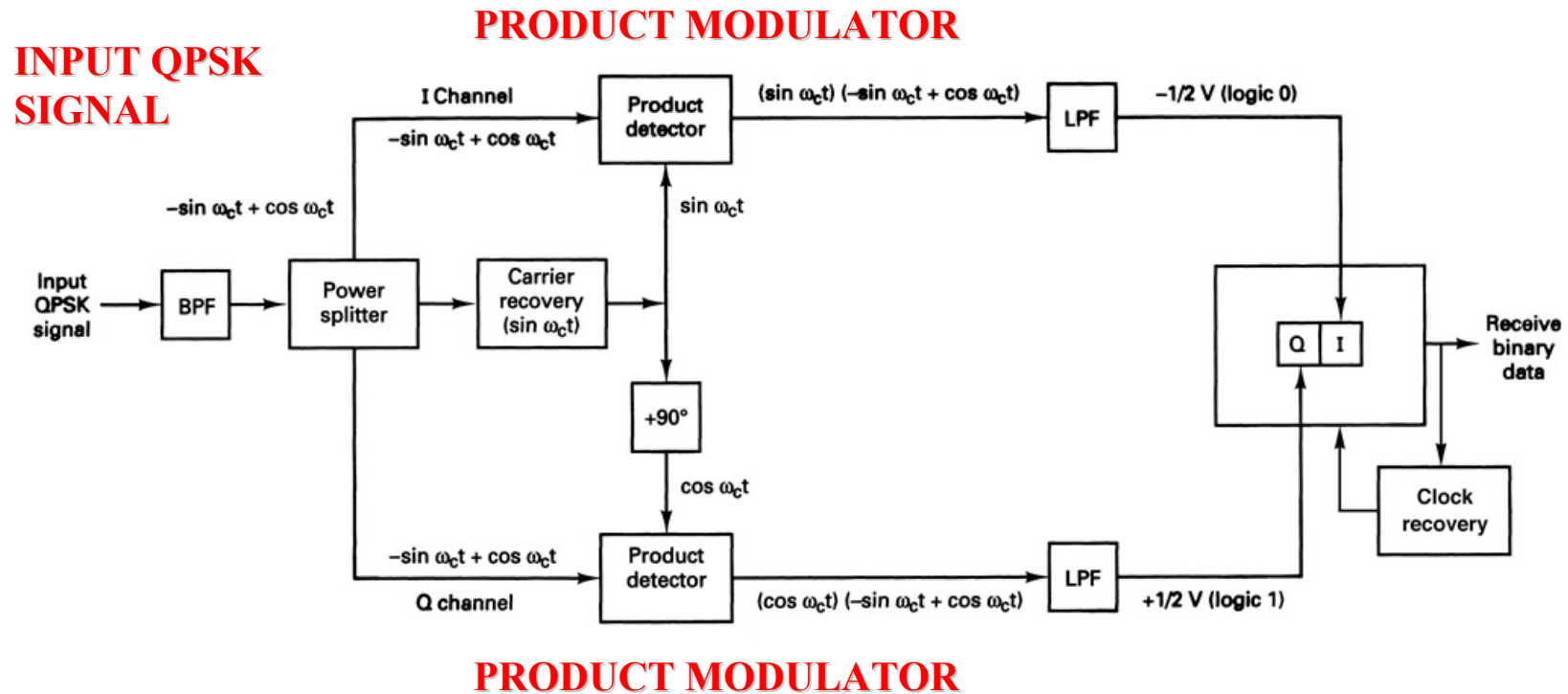
$$B = \frac{f_b}{2} = 5 \text{ MHz}$$

EXAMPLE



BAUD RATE = 1/2 BIT RATE = 5 MEGABAUD

QPSK RECEIVER



QPSK DETECTION

$$I = 2v_m(t)(\sin \omega_c t)$$

LOGICAL 0: $v_m(t) = +\cos(2\pi f_c t) - \sin(2\pi f_c t)$

$$I = 2[\cos \omega_c t - \sin \omega_c t](\sin \omega_c t)$$

$$I = 2[\cos \omega_c t \sin \omega_c t - \sin^2 \omega_c t]$$

$$I = -(1 - \cos 2\omega_c t) + \sin(\omega_c + \omega_c)t + \sin(\omega_c - \omega_c)t$$

$$I = -1 + \cos 2\omega_c t + \sin 2\omega_c t$$

LOGICAL 0

BLOCKED BY LPF

QPSK DETECTION

$$Q = 2v_m(t)(\cos \omega_c t)$$

LOGICAL 1: $v_m(t) = +\cos(2\pi f_c t) - \sin(2\pi f_c t)$

$$Q = 2[\cos \omega_c t - \sin \omega_c t](\cos \omega_c t)$$

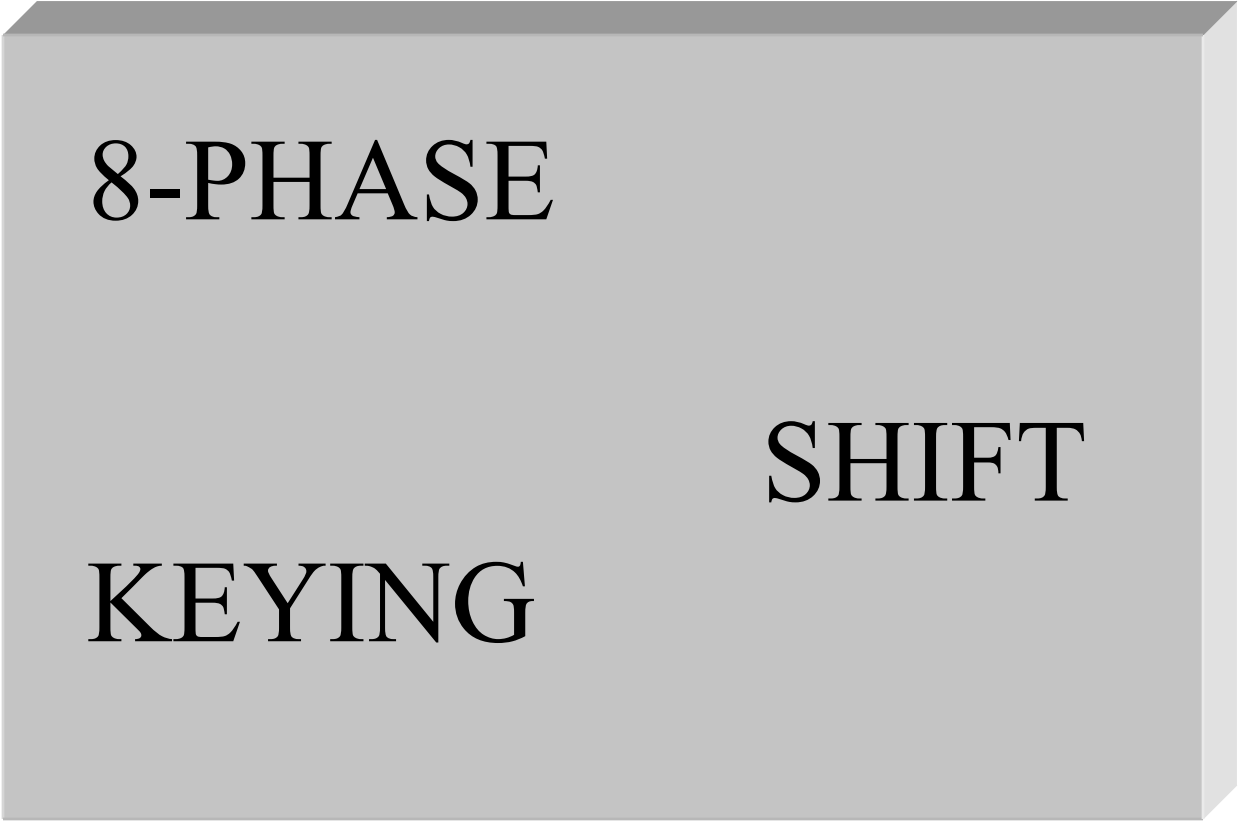
$$Q = 2[\cos^2 \omega_c t - \sin \omega_c t \cos \omega_c t]$$

$$Q = (1 + \cos 2\omega_c t) - \sin(\omega_c + \omega_c)t - \sin(\omega_c - \omega_c)t$$

$$Q = 1 + \cos 2\omega_c t - \sin 2\omega_c t$$

LOGICAL 1

BLOCKED BY LPF



8-PHASE

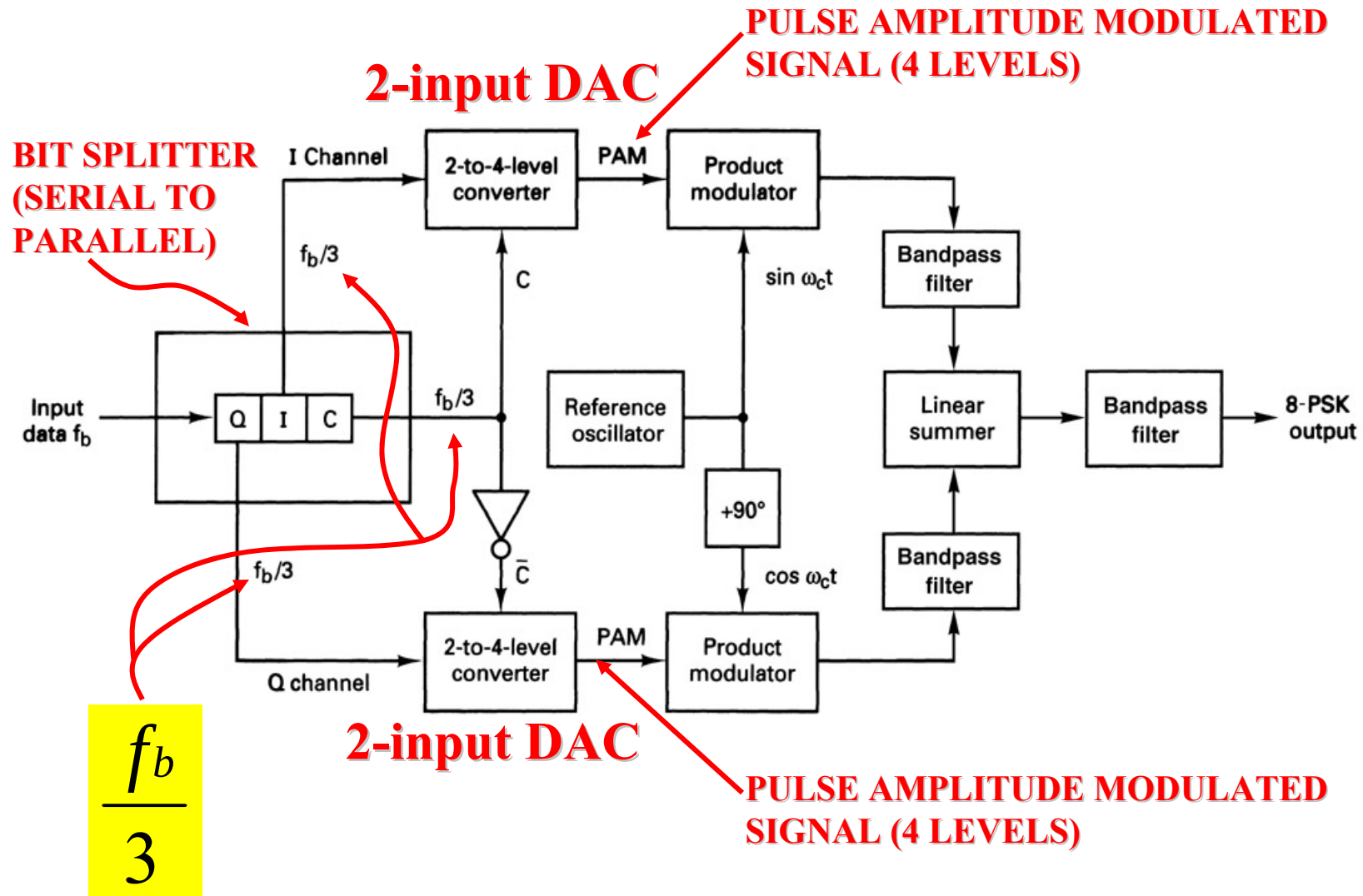
SHIFT

KEYING

EIGHT PHASE SHIFT KEYING (8-PSK)

- DẠNG MÃ M-ARY VỚI $M = 8$, $N = 3$
 - 8 PHA NGÕ RA CÓ THỂ CÓ
 - DỮ LIỆU NGÕ VÀO NHỊ PHÂN KẾT HỢP THÀNH NHÓM 3 BIT ($N = 3$) GỌI LÀ **TRIBITS**
 - **TRIBIT CODE**: 000 = PHASE 1, 001 = PHASE 2, 010 = PHASE 3
011 = PHASE 4, 100 = PHASE 5, 101 = PHASE 6
110 = PHASE 7, 111 = PHASE 8
 - 1 SYMBOL = 1 PHASE = 3 BITS
- BAUD RATE = 1/3 BIT RATE**
(SYMBOLS PER SEC) (BITS PER SEC)
- 

8-PSK MODULATOR



8-PSK MODULATOR

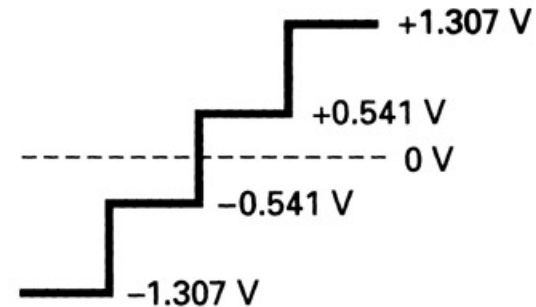
I CHANNEL TRUTH TABLE

I	C	Output
0	0	-0.541 V
0	1	-1.307 V
1	0	+0.541 V
1	1	+1.307 V

Q CHANNEL TRUTH TABLE

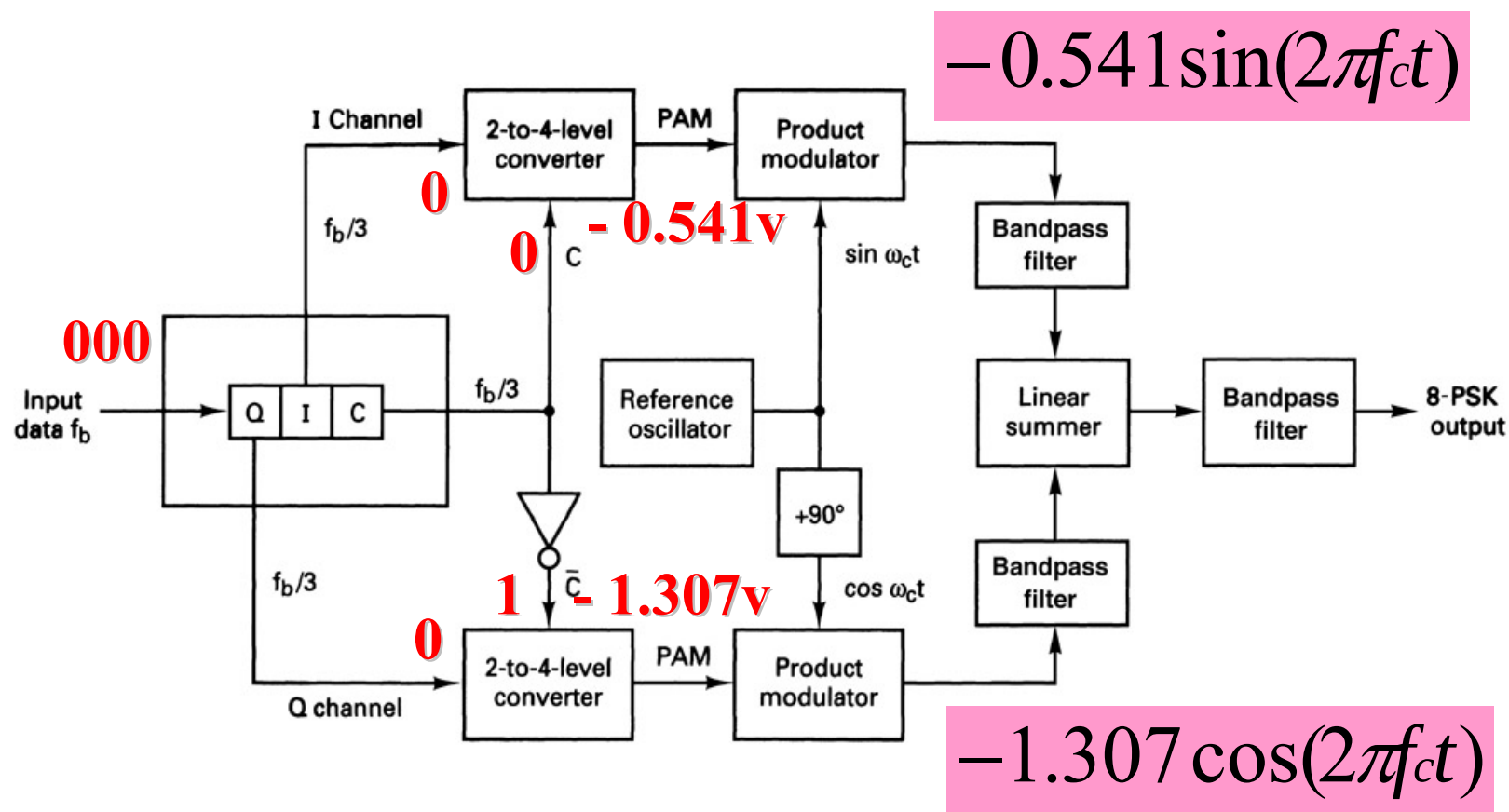
Q	$\bar{C}$	Output
0	1	-1.307 V
0	0	-0.541 V
1	1	+1.307 V
1	0	+0.541 V

PAM SIGNAL (4 LEVELS)



- **I, Q DETERMINE POLARITY; 0 = - , 1 = +**
- **$C, \bar{C}$ DETERMINE THE LEVEL; 1 = 1.307v, 0 = 0.541v**
- **2 LEVELS + 2 POLARITIES GIVE 4 CONDITIONS**

8-PSK GENERATION: TRIBIT = 000



NOTE: BECAUSE $C, \bar{C}$ NOT THE SAME, I-CHANNEL PAM WILL NEVER EQUAL Q-CHANNEL PAM

8-PSK GENERATION: OUTPUT PHASES

TRIBIT CODE: 000

$$-0.541 \sin(\omega_{ct}) - 1.307 \cos(\omega_{ct}) = 1.41 \sin(\omega_{ct} - 112.5^\circ)$$

PROOF: $\sin(X - Y) = \sin X \cos Y - \cos X \sin Y$

$$1.41 \sin(2\pi f_{ct} - 112.5^\circ) =$$

$$1.41 \sin(2\pi f_{ct}) \cos(112.5) - 1.41 \cos(2\pi f_{ct}) \sin(112.5) =$$

$$1.41(-.383) \sin(2\pi f_{ct}) - 1.41(.924) \cos(2\pi f_{ct}) =$$

$$-0.541 \sin(2\pi f_{ct}) - 1.307 \cos(2\pi f_{ct})$$

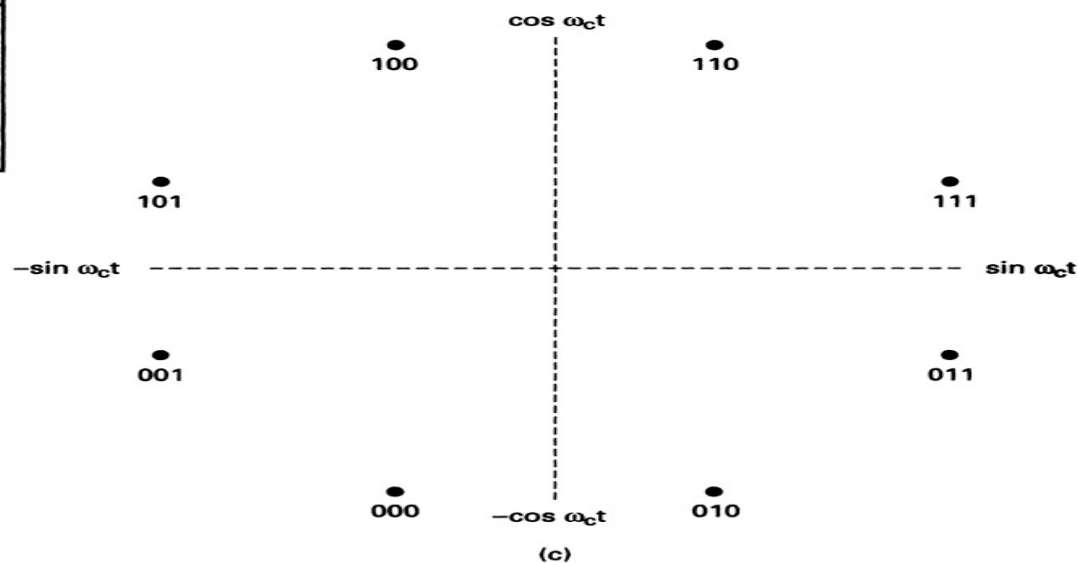
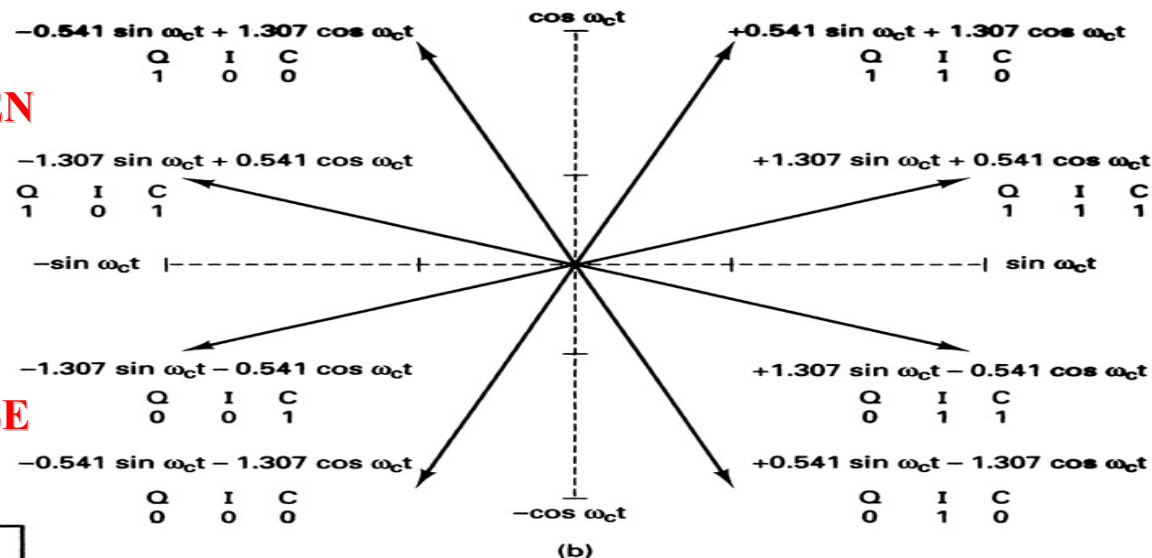
0 0 0 ==> -112.5 degrees

8-PSK GENERATION: OUTPUT PHASES

TRIBIT CODE BETWEEN
ADJACENT PHASES
FOLLOWS THE
GRAYCODE
(RESULTS IN ONLY
A SINGLE BIT ERROR
FOR UNDESIRED PHASE
SHIFTS)

Binary input			8-PSK output phase
Q	I	C	
0	0	0	-112.5°
0	0	1	-157.5°
0	1	0	-67.5°
0	1	1	-22.5°
1	0	0	+112.5°
1	0	1	+157.5°
1	1	0	+67.5°
1	1	1	+22.5°

(a)



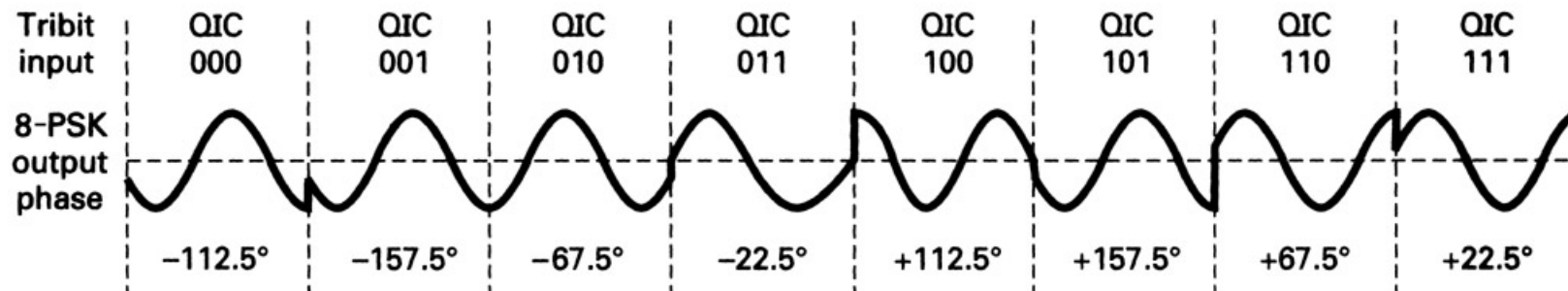
8-PSK GENERATION: OUTPUT PHASES

- **VỚI QPSK: 4 PHA NGÕ RA (+45, +135, -45, -135) PHÂN BIỆT GIỮA CÁC PHASOR LIÊN KÈ LÀ $360/4 = 90$ degrees.**
- **VỚI 8-PSK: 8 PHA NGÕ RA. PHÂN BIỆT GIỮA CÁC PHA LÀ $360/8 = 45$ degrees. MỘT TÍN HIỆU 8-PSK CÓ THỂ CHỊU SỰ DỊCH PHA +/- 22.5 degrees TRONG QUÁ TRÌNH TRUYỀN VÀ VẪN GIỮ TÍNH TOÀN VỆ.**

8-PSK GENERATION: OUTPUT PHASES

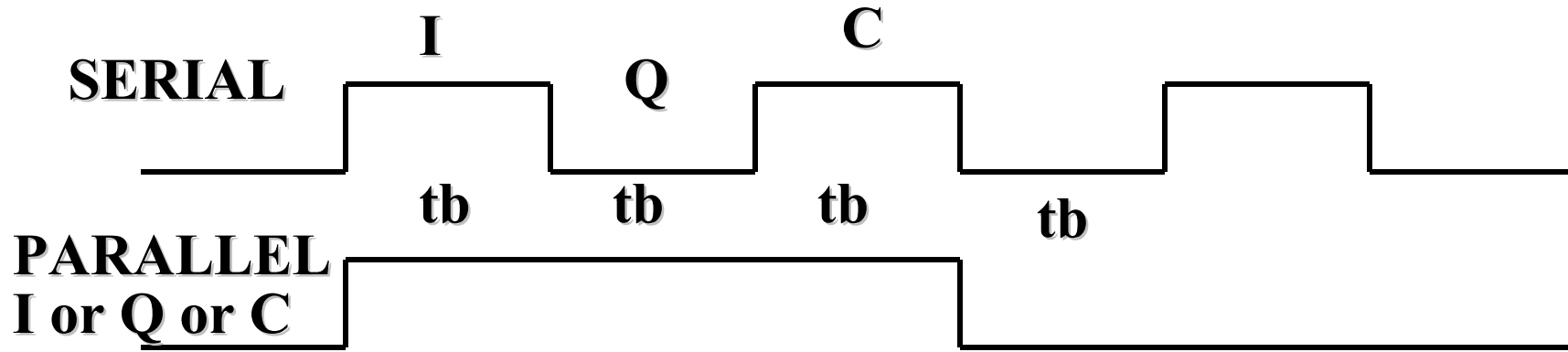
- **VỚI 8-PSK, MỖI PHASOR CÓ BIÊN ĐỘ BẰNG NHAU (1.41v)**
- **THÔNG TIN MÃ TRIBIT CHỈ ĐƯỢC CHỨA TRONG PHA CỦA TÍN HIỆU**

8-PSK GENERATION: OUTPUT PHASES



OUTPUT PHASE VERSUS TIME FOR 8-PSK MODULATOR

BANDWIDTH CONSIDERATION OF 8-PSK



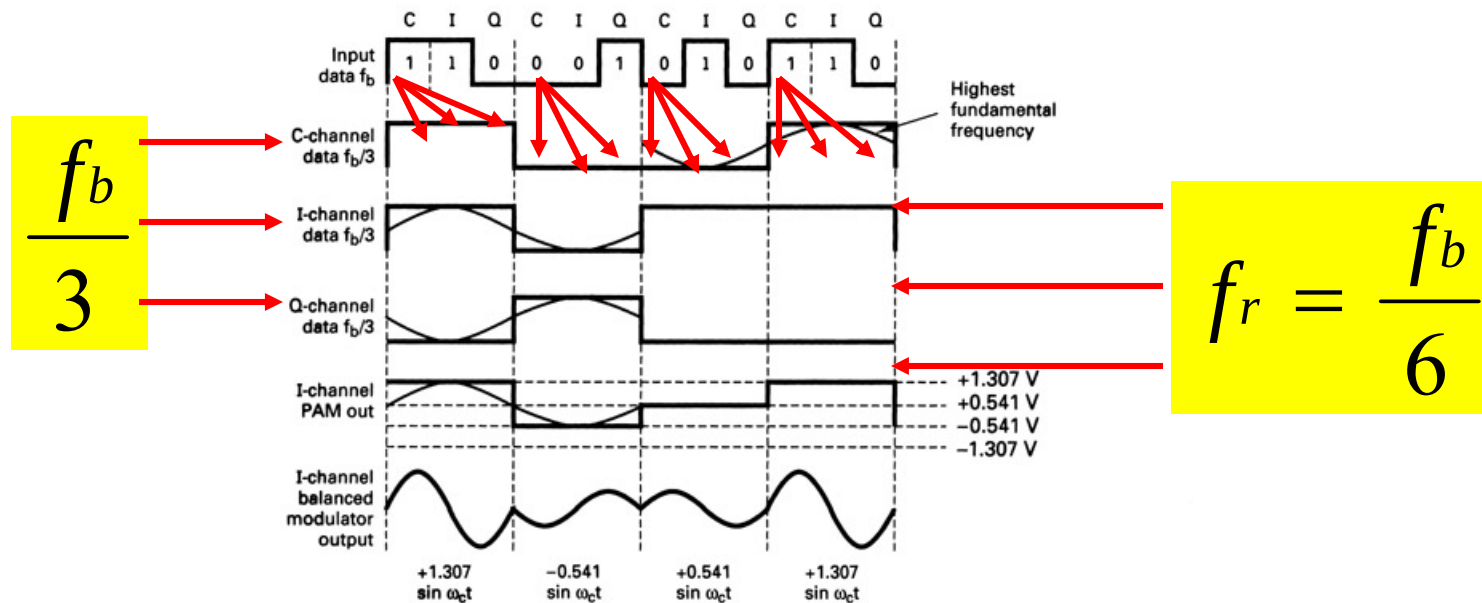
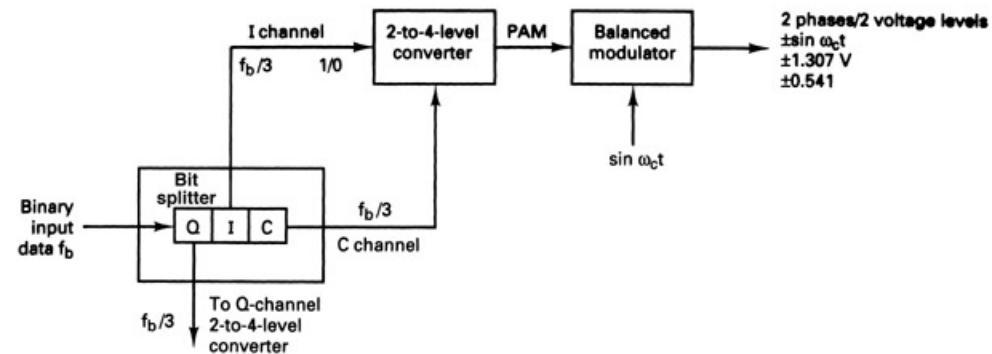
BIT RATE BEFORE SPLITTER = (SERIAL) $\frac{1}{t_b} = f_b$

REPETITION RATE BEFORE SPLITTER (SERIAL) $f_r = \frac{1}{2t_b} = \frac{f_b}{2}$

BIT RATE AFTER SPLITTER = (PARALLEL) $\frac{1}{3t_b} = \frac{f_b}{3}$

REPETITION RATE AFTER SPLITTER (PARALLEL) $f_r = \frac{1}{2(3)t_b} = \frac{f_b}{6}$ 90

BANDWIDTH CONSIDERATION OF 8-PSK



8-PSK GENERATION: BAUD RATE

- **VỚI 8-PSK, CÓ 1 THAY ĐỔI PHA TẠI NGÕ RA MỖI 3 BIT VÀO.**

(A GROUP OF THREE BITS = 1 PHASE = 1 SYMBOL)

VÌ THẾ, THE BAUD RATE = 1/3 BIT RATE = $\frac{f_b}{3}$

BANDWIDTH CONSIDERATION OF 8-PSK

$$v_{8\text{ psk}}(t) = [\sin(2\pi f_c t)] [X \sin(2\pi f_r t)]$$

$f_c \equiv$ **REFERENCE CARRIER FREQUENCY**

X = +/- 1.307 OR +/- 0.541

$f_r = \frac{f_b}{6}$ **REPETITION RATE (FUNDAMENTAL
FREQUENCY OF I or Q or C CHANNEL BITS)
IT IS 1/6 THE BIT RATE**

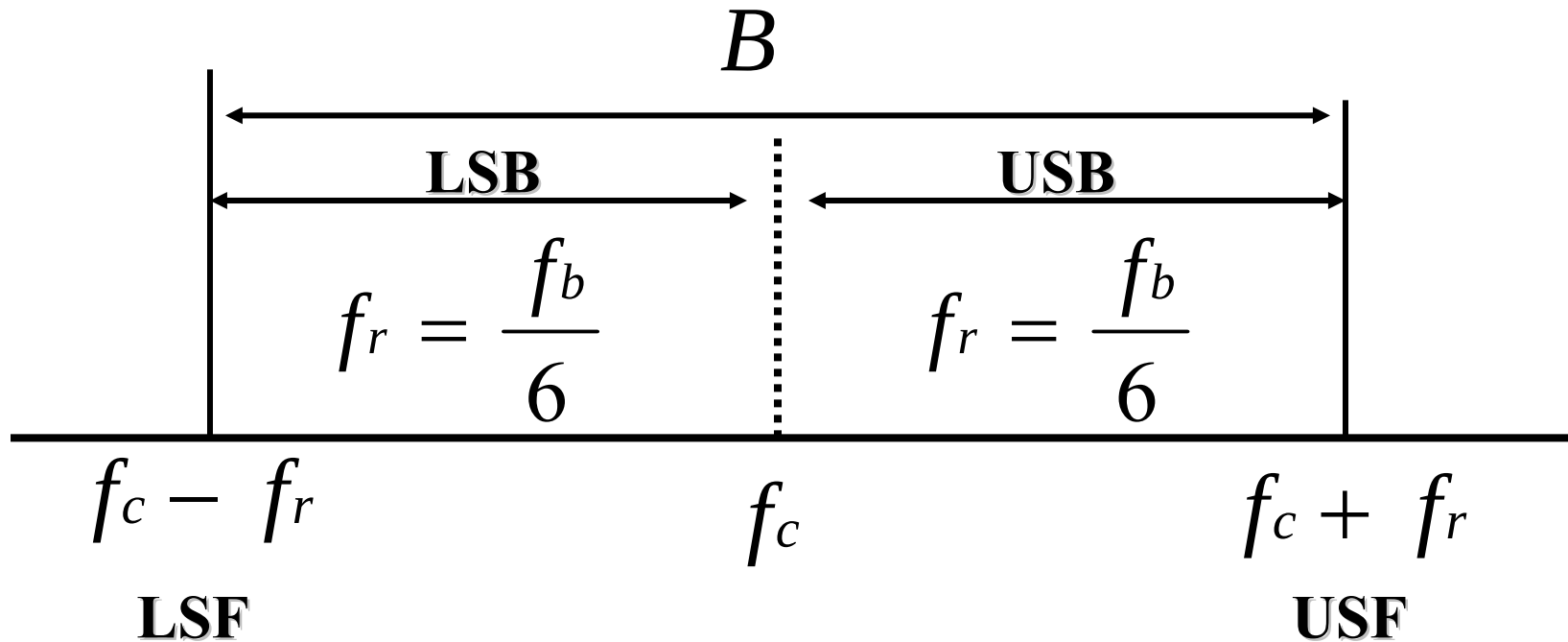
$$(\sin X)(\sin Y) = \frac{1}{2} \cos(X - Y) - \frac{1}{2} \cos(X + Y)$$

$$v_{psk}(t) = \frac{X}{2} \cos[2\pi(f_c - f_r)t] - \frac{X}{2} \cos[2\pi(f_c + f_r)t]$$

LOWER SIDE FREQUENCY

UPPER SIDE FREQUENCY

BANDWIDTH CONSIDERATION OF 8-PSK



DSB-SC MODULATION

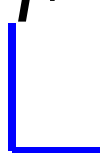
$$B = 2 f_r = 2 \frac{f_b}{6} = \frac{f_b}{3}$$

EXAMPLE

VỚI BỘ ĐIỀU CHẾ CÓ TẦN SỐ SÓNG MANG LÀ 70 MHz
VÀ TỐC ĐỘ BIT NGÕ VÀO LÀ 10 Mbps,
XÁC ĐỊNH a) THE LSF b) USF c) B d) BAUD RATE

$$f_c = 70 \text{ MHz} \quad f_b = 10 \text{ MHz}$$

$$f_r = \frac{f_b}{6}; \quad f_b = 6 f_r$$

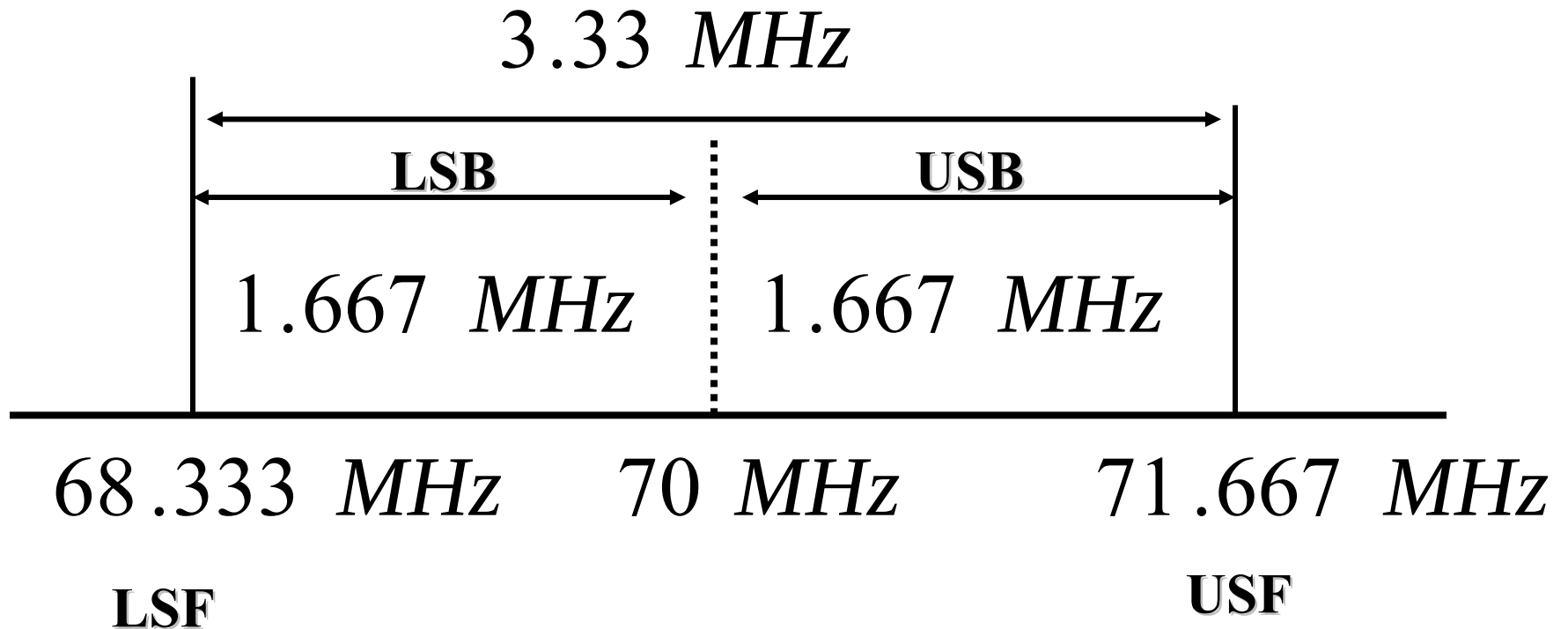

$$f_r = \frac{10 \text{ MHz}}{6} = 1.667 \text{ MHz}$$

$$LSF = f_c - f_r = 70 - 1.667 = 68.333 \text{ MHz}$$

$$USF = f_c + f_r = 70 + 1.667 = 71.667 \text{ MHz}$$

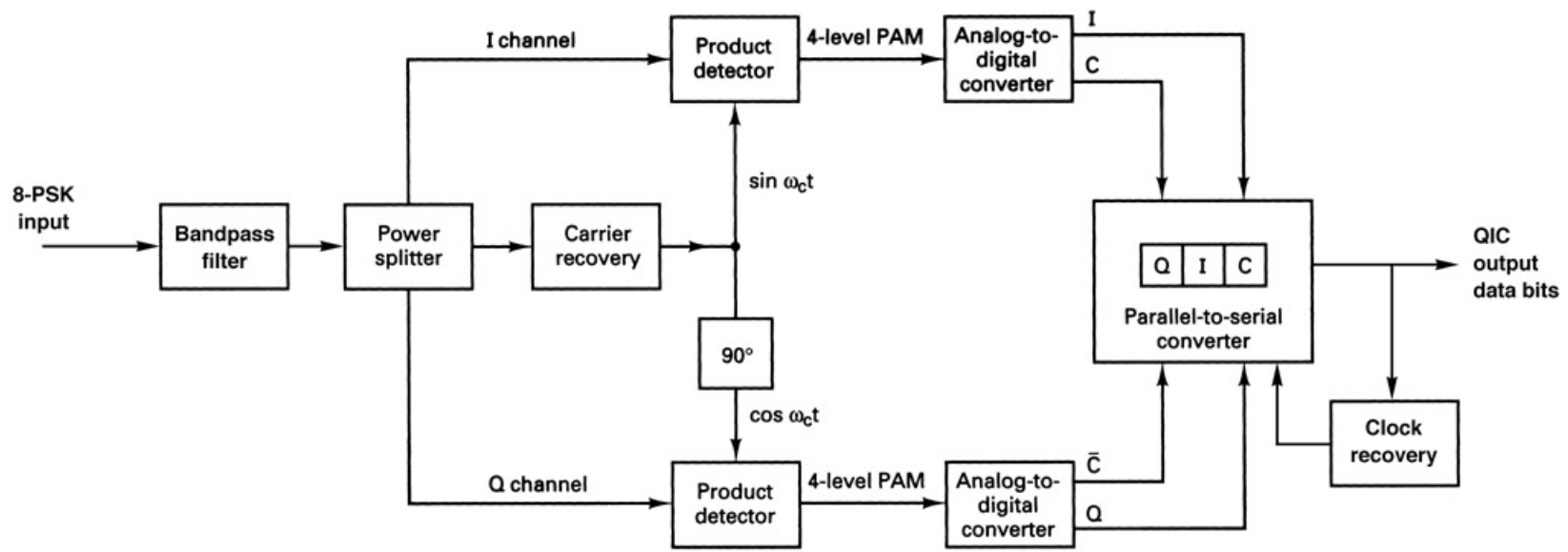
$$B = \frac{f_b}{3} = 3.33 \text{ MHz}$$

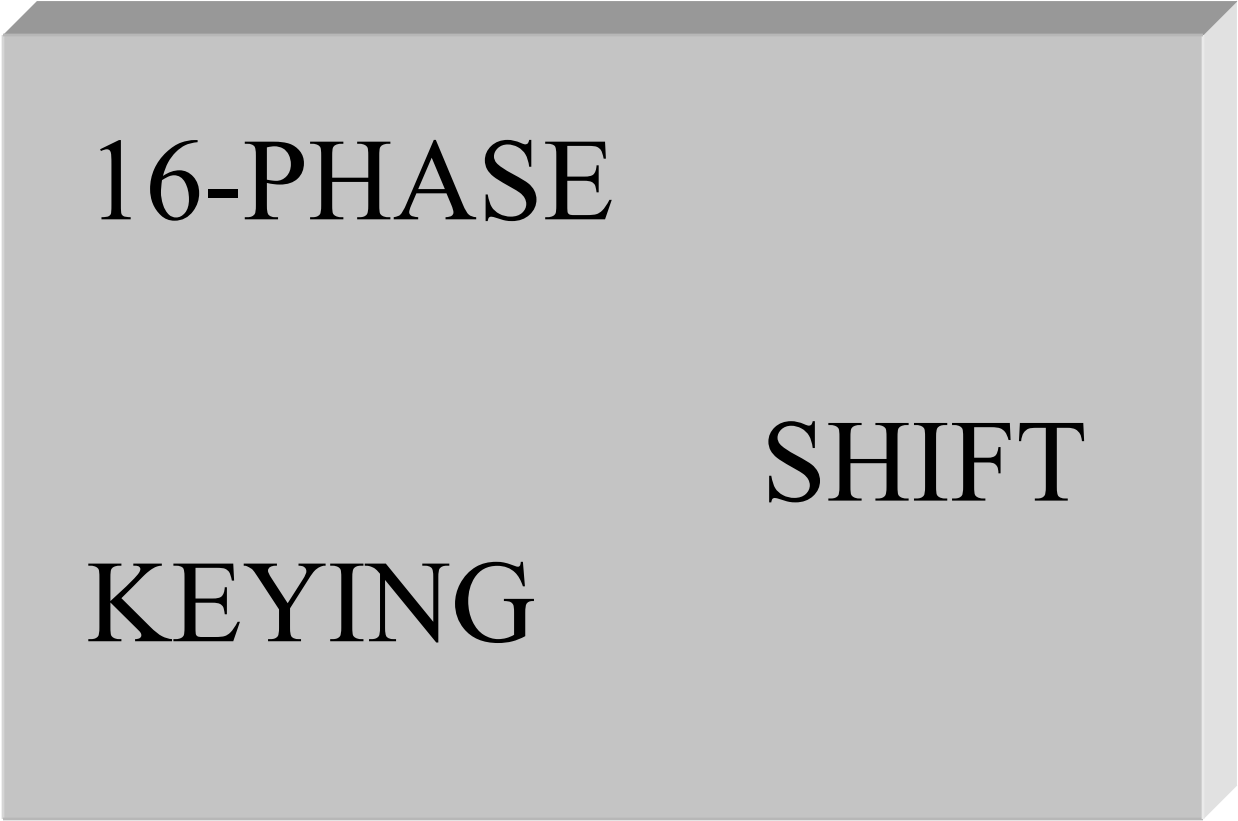
EXAMPLE



BAUD RATE = 1/3 BIT RATE = 3.33 MEGABAUD

8-PSK RECEIVER





16-PHASE

SHIFT

KEYING

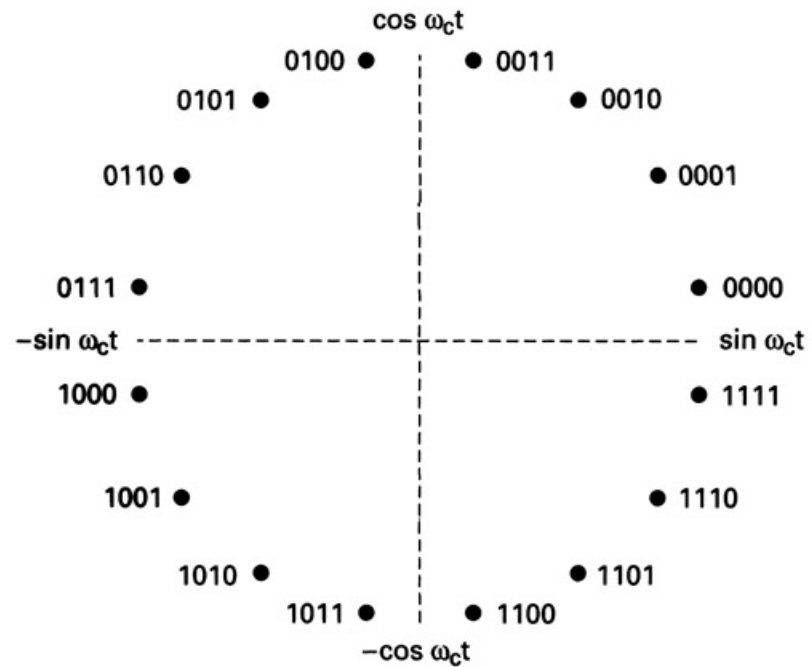
SIXTEEN PHASE SHIFT KEYING (16-PSK)

- DẠNG MÃ HÓA M-ARY VỚI $M = 16$, $N = 4$
 - 16 PHA TÍN HIỆU NGÕ RA
 - DỮ LIỆU NHỊ PHÂN NGÕ VÀO ĐƯỢC NHÓM THÀNH NHÓM 4 BIT ($N = 4$) GỌI LÀ **QUADBITS**
 - **QUADBIT** CODE: 0000 = PHASE 1 1111 = PHASE 16,
 - 1 SYMBOL = 1 PHASE = 4 BITS
- BAUD RATE** = $1/4$ **BIT RATE**
(SYMBOLS PER SEC) (BITS PER SEC)
- VỚI 16-PSK, CÁC GÓC PHA ĐƯỢC PHÂN BIỆT LÀ $360/16 = 22.5$ degrees. ĐỂ CÓ THỂ GIỮ TOÀN VẸN, DỊCH PHA max = ± 11.25 degrees

16-PSK GENERATION: OUTPUT PHASES

Bit code	Phase	Bit code	Phase
0000	11.25°	1000	191.25°
0001	33.75°	1001	213.75°
0010	56.25°	1010	236.25°
0011	78.75°	1011	258.75°
0100	101.25°	1100	281.25°
0101	123.75°	1101	303.75°
0110	146.25°	1110	326.25°
0111	168.75°	1111	348.75°

(a)



(b)

Digital Communications

QAM

QUADRATURE

AMPLITUDE

MODULATION

QAM

QAM

QAM

QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION(QAM)

QAM là dạng điều chế số mà thông tin được chứa cả trong biên độ và pha của sóng mang được truyền.

EIGHT QAM (8-QAM)

- Dạng mã hóa *M-ary* với $M = 8$ (symbols), $N = 3$ (bits)
- Có 4 pha ngõ ra với 2 biên độ (không giống 8-PSK, 8 pha với cùng biên độ)
- Dữ liệu nhị phân ngõ vào được nhóm thành group 3 bit gọi là **TRIBITS**
- **TRIBIT** code: 000 = PHASE 1 & AMPLITUDE 1
001 = PHASE 1 & AMPLITUDE 2
010 = PHASE 2 & AMPLITUDE 1
011 = PHASE 2 & AMPLITUDE 2

etc.....

EIGHT QAM (8-QAM)

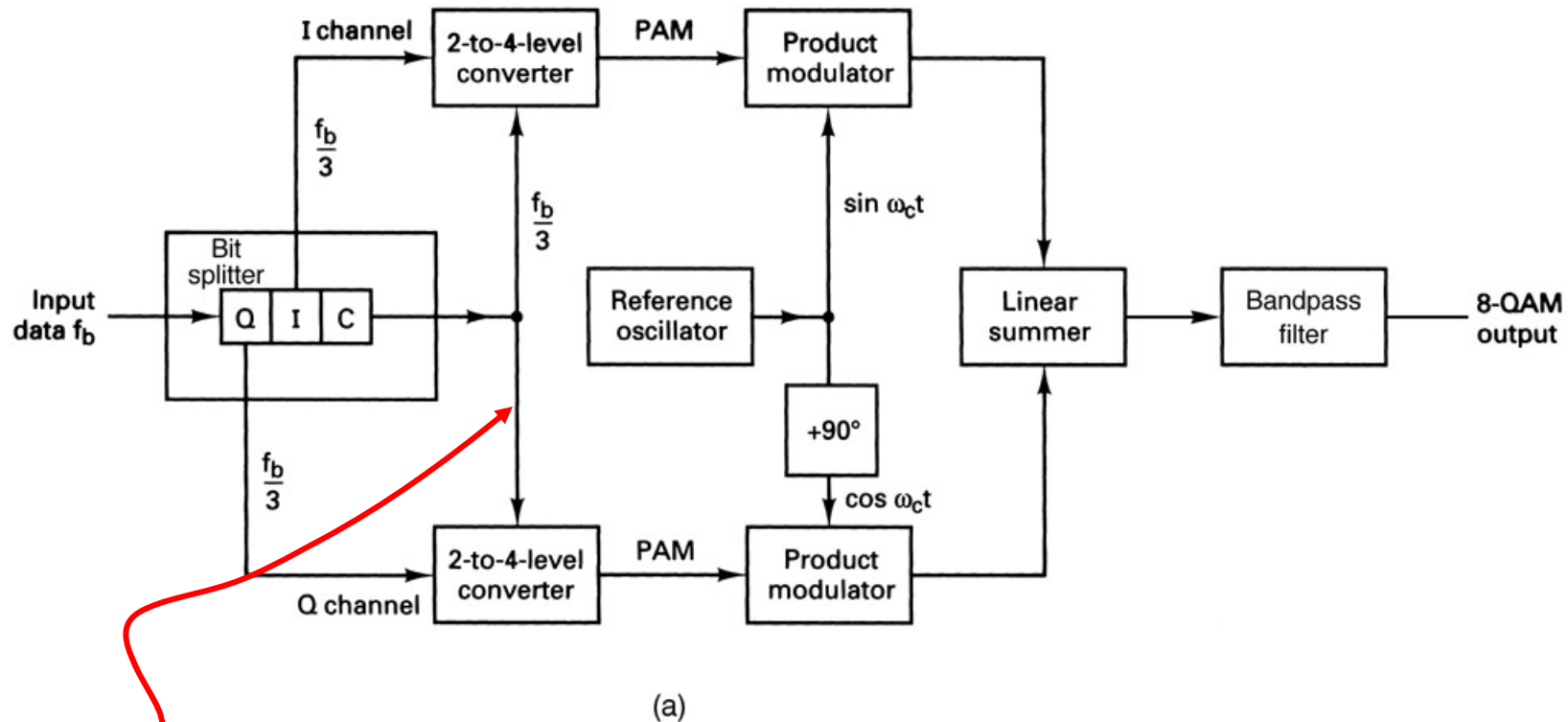
1 SYMBOL = 1 PHASE = 3 BITS

BAUD RATE = 1/3 BIT RATE
(Symbols /sec) (bits/sec)



EIGHT QAM (8-QAM) MODULATOR

- I, Q XÁC ĐỊNH DẤU; 0 = - , 1 = +
- C XÁC ĐỊNH BIÊN ĐỘ (BIÊN ĐỘ CỦA I CHANNEL PAM = BIÊN ĐỘ CỦA Q CHANNEL PAM)

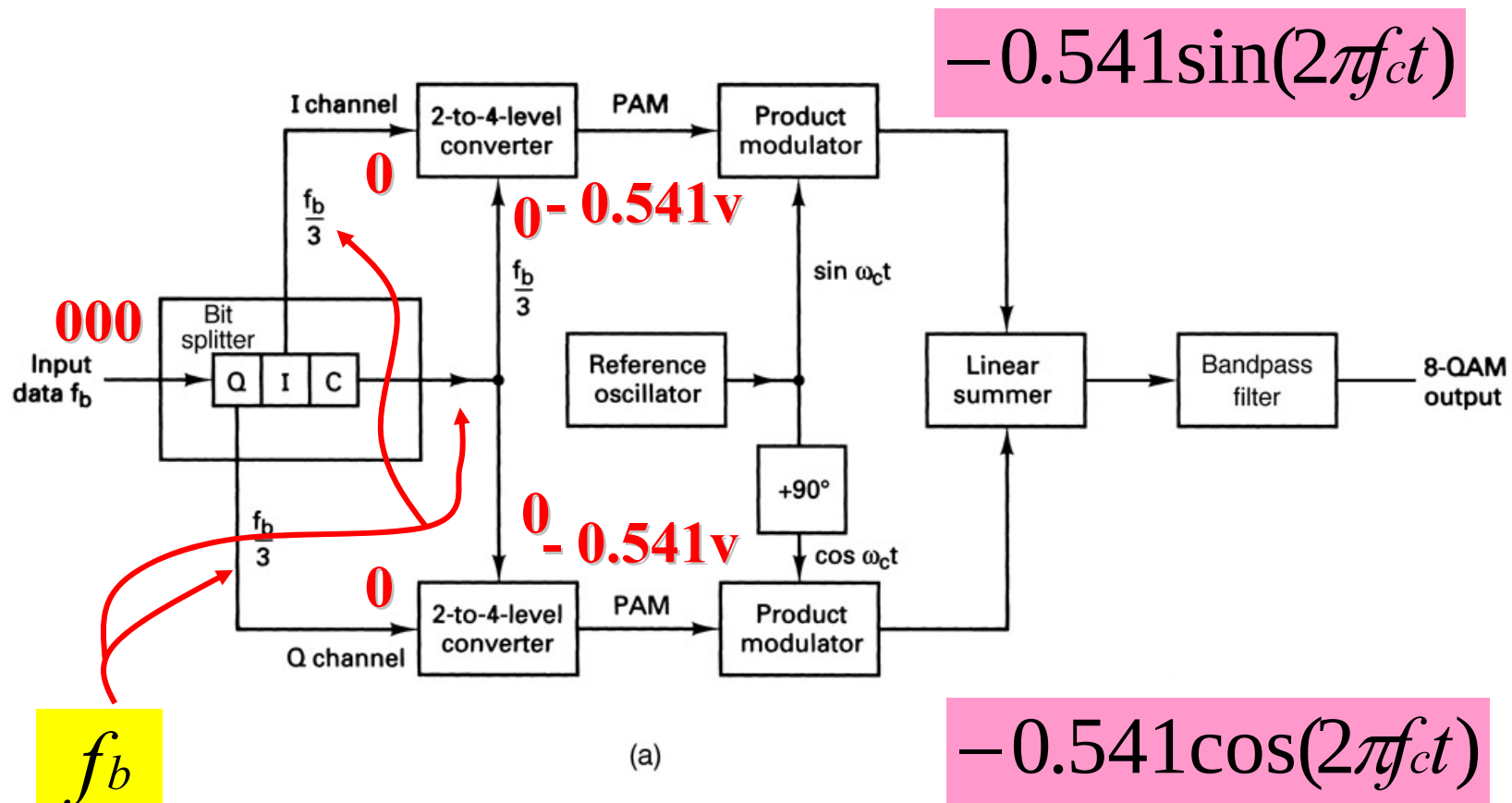


NO INVERTER AS IN 8-PSK

EIGHT QAM (8-QAM)

I/Q	C	Output
0	0	-0.541 V
0	1	-1.307 V
1	0	+0.541 V
1	1	+1.307 V

8-QAM generation: TRIBIT = 000



Magnitude of I channel PAM = Magnitude of Q channel

8-QAM generation: Output phases

TRIBIT code: 000

$$-0.541 \sin(\omega_{ct}) - 0.541 \cos(\omega_{ct}) = 0.765 \sin(\omega_{ct} - 135^\circ)$$

Proof: $\sin(X - Y) = \sin X \cos Y - \cos X \sin Y$

$$0.765 \sin(2\pi f_{ct} - 135^\circ) =$$

$$0.765 \sin(2\pi f_{ct}) \cos(135) - 0.765 \cos(2\pi f_{ct}) \sin(135) =$$

$$0.765(-.707) \sin(2\pi f_{ct}) - 0.765(.707) \cos(2\pi f_{ct}) =$$

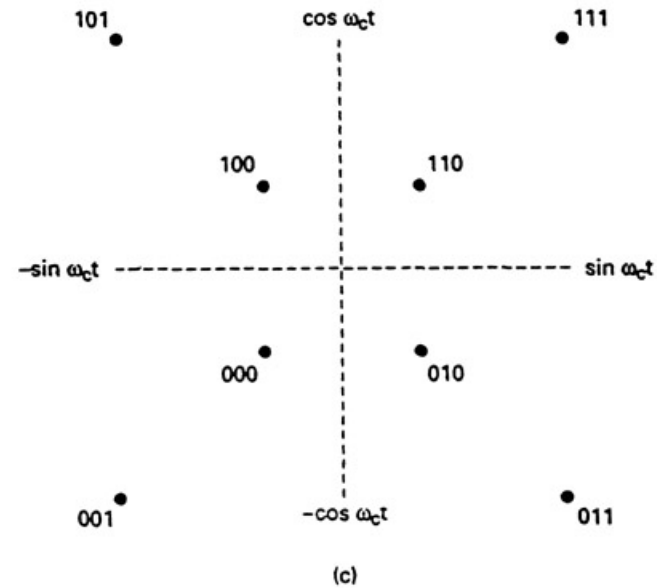
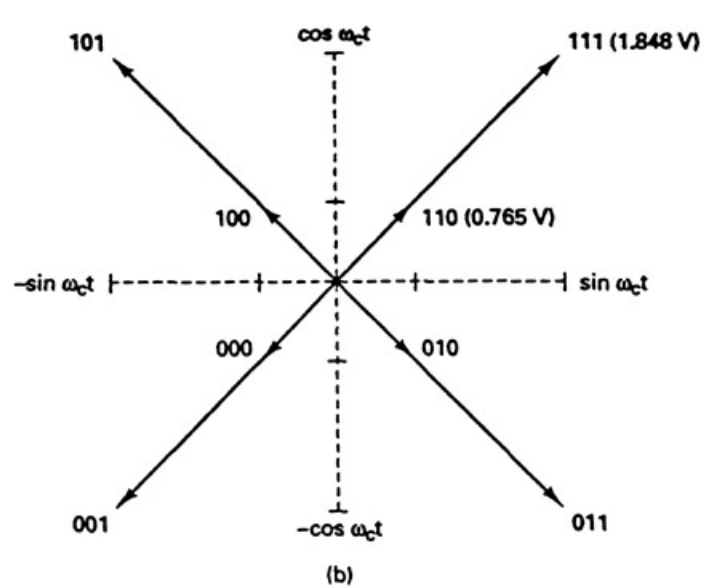
$$-0.541 \sin(2\pi f_{ct}) - 0.541 \cos(2\pi f_{ct})$$

**0 0 0 ==> -135 degrees
0.765 V**

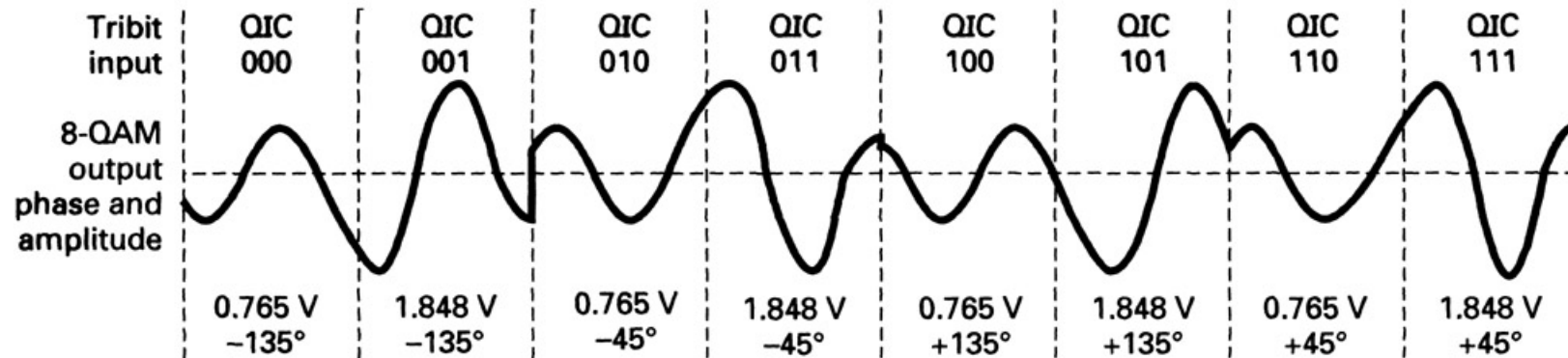
8-QAM generation: Output phases

Binary input			8-QAM output	
Q	I	C	Amplitude	Phase
0	0	0	0.765 V	-135°
0	0	1	1.848 V	-135°
0	1	0	0.765 V	-45°
0	1	1	1.848 V	-45°
1	0	0	0.765 V	+135°
1	0	1	1.848 V	+135°
1	1	0	0.765 V	+45°
1	1	1	1.848 V	+45°

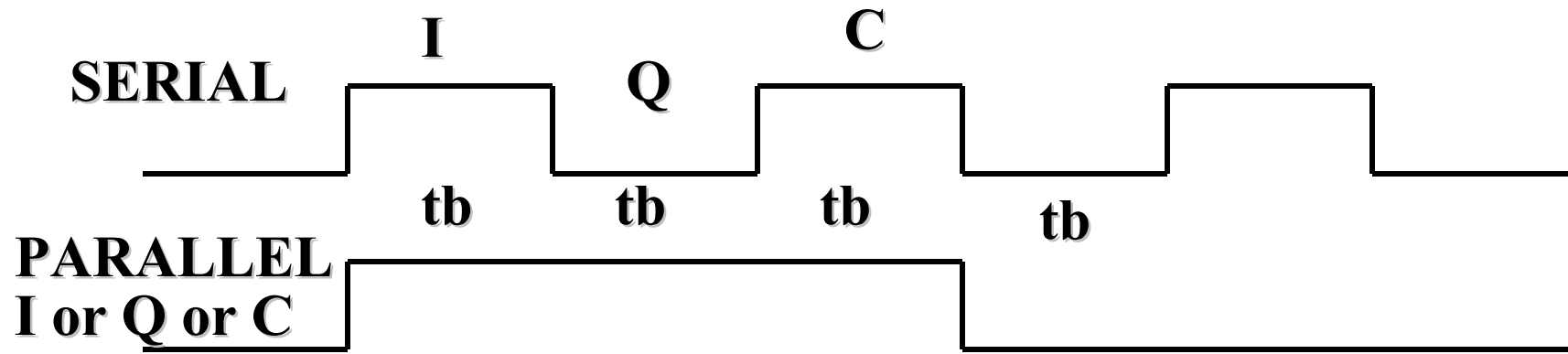
(a)



8-QAM generation: Output phases



Bandwidth consideration of 8-QAM



Bit rate before splitter =
(SERIAL)

$$\frac{1}{t_b} = f_b$$

Repetition rate before splitter
(SERIAL)

$$f_r = \frac{1}{2t_b} = \frac{f_b}{2}$$

Bit rate after splitter =
(PARALLEL)

$$\frac{1}{3t_b} = \frac{f_b}{3}$$

Repetition rate after spliier
(PARALLEL)

$$f_r = \frac{1}{2(3)t_b} = \frac{f_b}{6}$$

8-QAM generation: BAUD RATE

- **Với 8-QAM, có 1 thay đổi về pha tại ngõ ra ứng với 1 symbol dữ liệu ngõ vào.**

(A group of three bits = 1 phase = 1 Symbol)

VÌ THẾ, THE BAUD RATE = 1/3 BIT RATE = $\frac{f_b}{3}$

BANDWIDTH CONSIDERATION OF 8-QAM

$$v_{8psk}(t) = [\sin(2\pi f_c t)] [X \sin(2\pi f_r t)]$$

$f_c \equiv$ Reference carrier frequency

$X = \pm 1.307$ OR ± 0.541

$f_r = \frac{f_b}{6}$ REPETITION RATE (FUNDAMENTAL
FREQUENCY OF I or Q or C CHANNEL BITS)
IT IS 1/6 THE BIT RATE

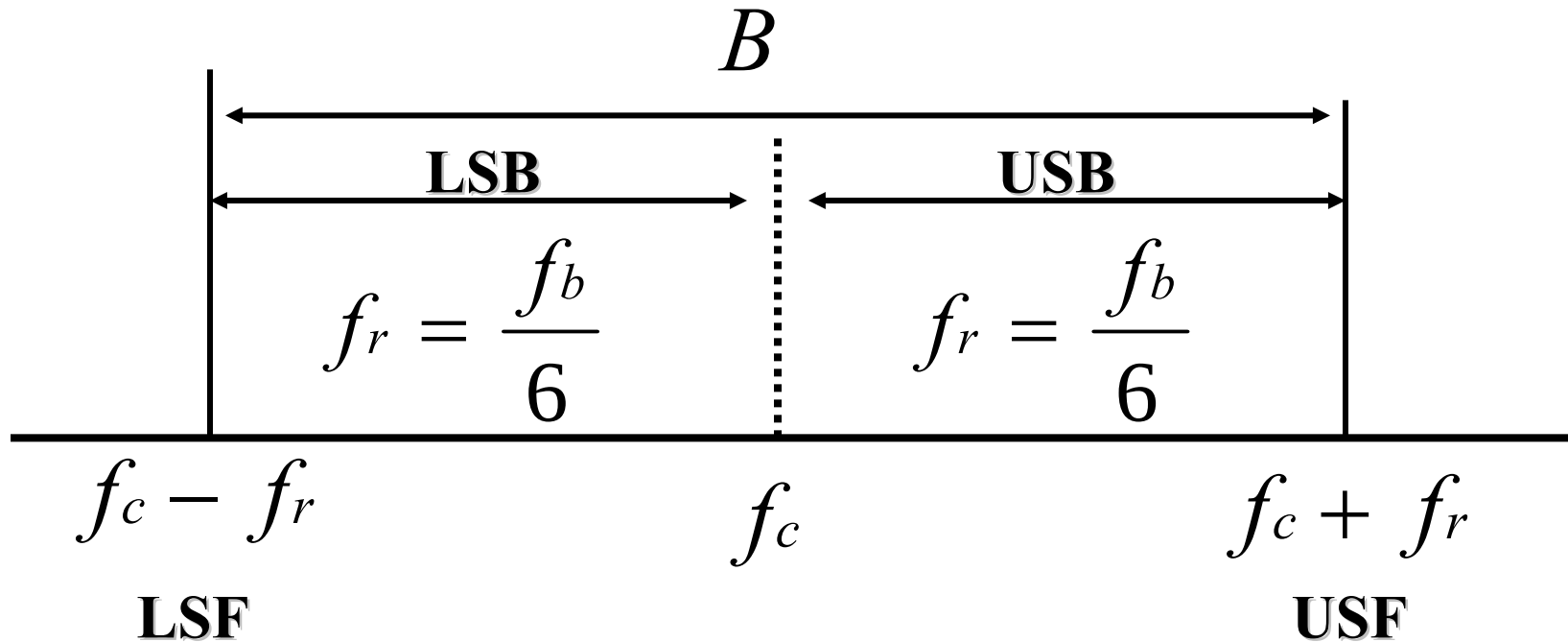
$$(\sin X)(\sin Y) = \frac{1}{2} \cos(X - Y) - \frac{1}{2} \cos(X + Y)$$

$$v_{psk}(t) = \frac{X}{2} \cos[2\pi(f_c - f_r)t] - \frac{X}{2} \cos[2\pi(f_c + f_r)t]$$

LOWER SIDE FREQUENCY

UPPER SIDE FREQUENCY

BANDWIDTH CONSIDERATION OF 8-QAM



DSB-SC MODULATION

$$B = 2 f_r = 2 \frac{f_b}{6} = \frac{f_b}{3}$$

SIXTEEN QAM (16-QAM)

- DẠNG MÃ HOAS M-ARY VỚI $M = 16$, $N = 4$
- 16 KHẢ NĂNG MẪU NGÕ RA
 - 8 PHA VỚI CÙNG BIÊN ĐỘ
 - +
 - 4 PHASES VỚI 2 BIÊN ĐỘ MỖI LOẠI ($4 \times 2 = 8$)

16 OUTPUT SYMBOLS

- DỮ LIỆU NHỊ PHÂN NGÕ VÀO ĐƯỢC KẾT HỢP THÀNH NHÓM 4 BIT ($N = 4$) GỌI LÀ **QUADBITS**

SIXTEEN QAM (16-QAM)

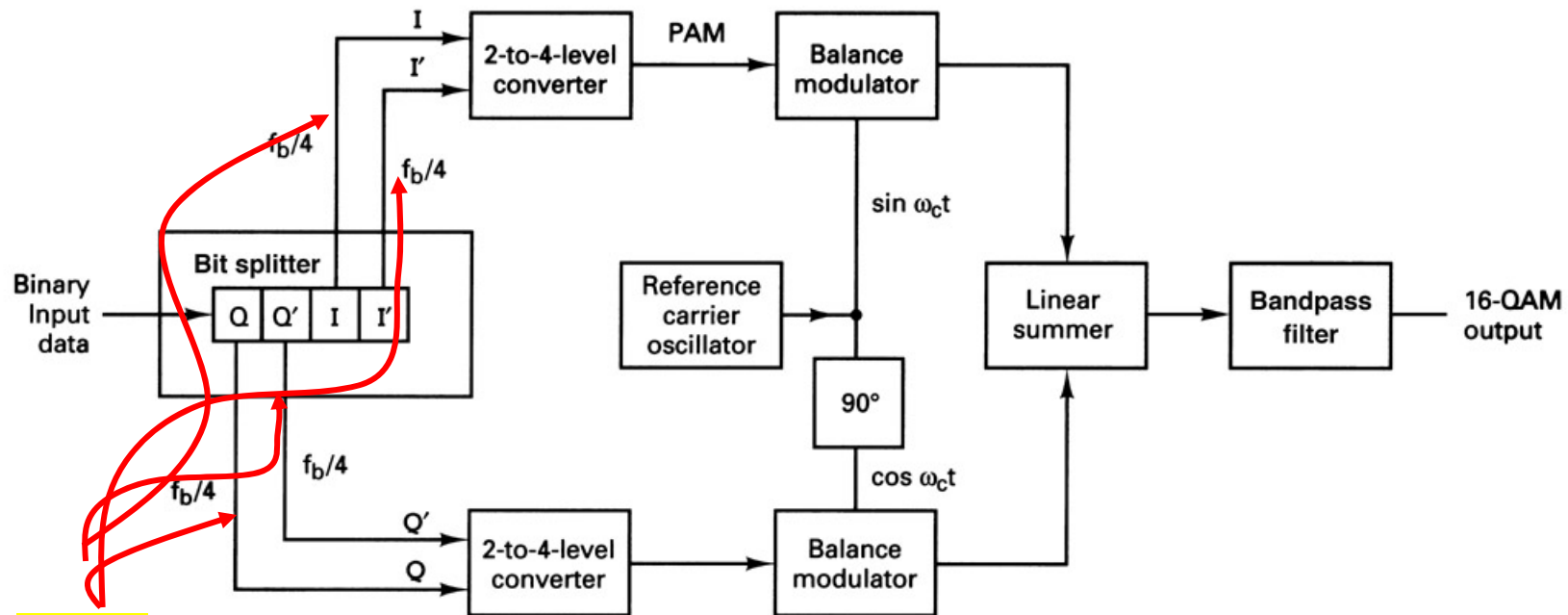
1 SYMBOL = 1 PHASE = 4 BITS

BAUD RATE = 1/4 BIT RATE
(SYMBOLS PER SEC) (BITS PER SEC)



SIXTEEN QAM (16-QAM) MODULATOR

- **I, Q DETERMINE POLARITY; 0 = -, 1 = +**
- **I', Q' DETERMINE MAGNITUDE**



$$\frac{f_b}{4}$$

SIXTEEN QAM (16-QAM)

TWO POLARITIES AND TWO MAGNITUDES ARE POSSIBLE AT THE OUTPUT OF EACH 2-TO-4 LEVEL CONVERTER

I	I'	Output
0	0	-0.22 V
0	1	-0.821 V
1	0	+0.22 V
1	1	+0.821 V

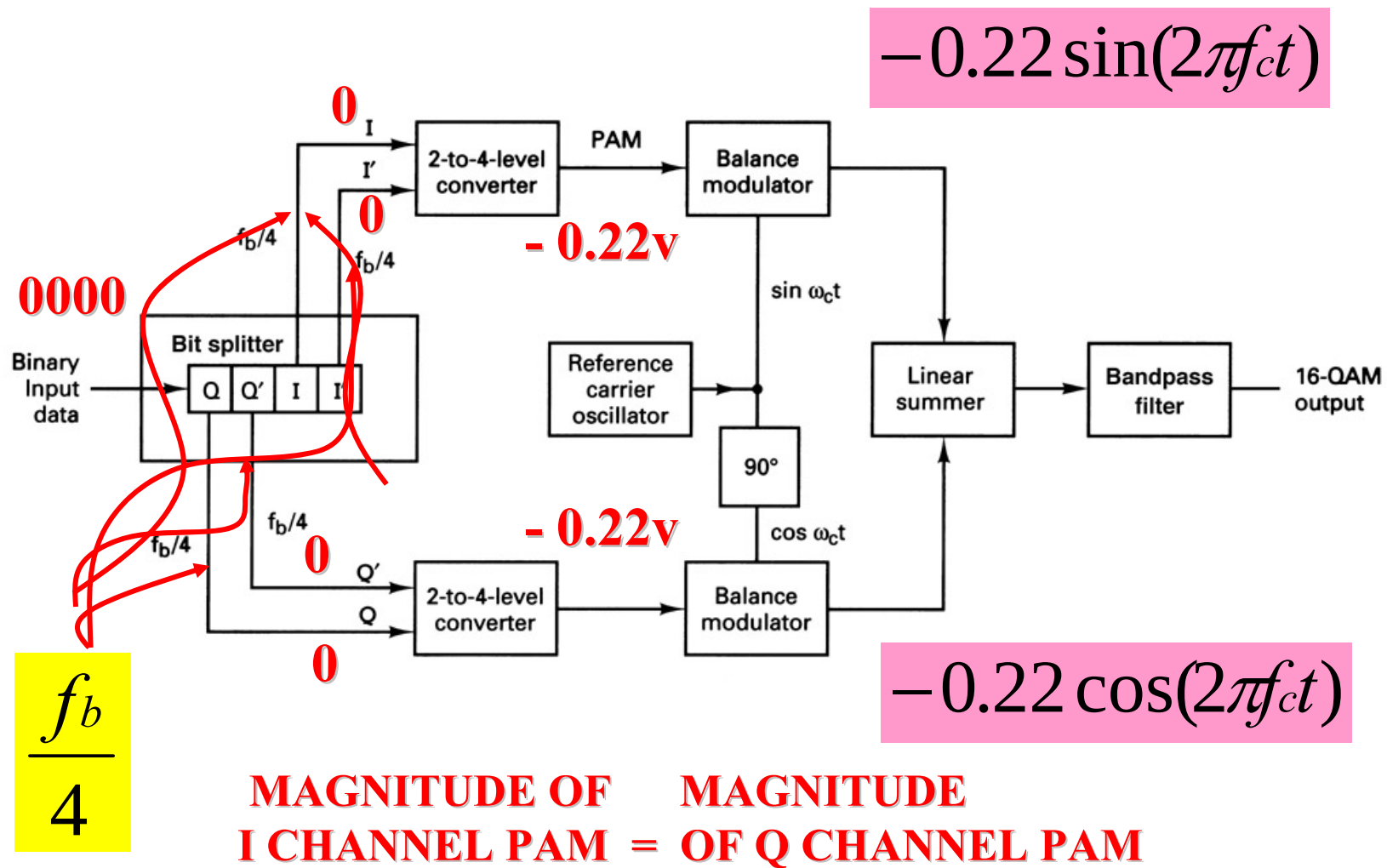
(a)

Q	Q'	Output
0	0	-0.22 V
0	1	-0.821 V
1	0	+0.22 V
1	1	+0.821 V

(b)

FOUR OUTPUTS ARE POSSIBLE FOR EACH PRODUCT MODULATOR.

16-QAM GENERATION: QUADBIT = 0000



16-QAM GENERATION: OUTPUT PHASES

QUADBIT CODE: 0000

$$-0.22 \sin(\omega_{ct}) - 0.22 \cos(\omega_{ct}) = 0.311 \sin(\omega_{ct} - 135^\circ)$$

PROOF: $\sin(X - Y) = \sin X \cos Y - \cos X \sin Y$

$$0.765 \sin(2\pi f_{ct} - 135^\circ) =$$

$$0.311 \sin(2\pi f_{ct}) \cos(135) - 0.311 \cos(2\pi f_{ct}) \sin(135) =$$

$$0.311(-.707) \sin(2\pi f_{ct}) - 0.311(.707) \cos(2\pi f_{ct}) =$$

$$-0.22 \sin(2\pi f_{ct}) - 0.22 \cos(2\pi f_{ct})$$

**0 0 0 0 ==> -135 degrees
0.311 V**

16-QAM GENERATION: OUTPUT PHASES

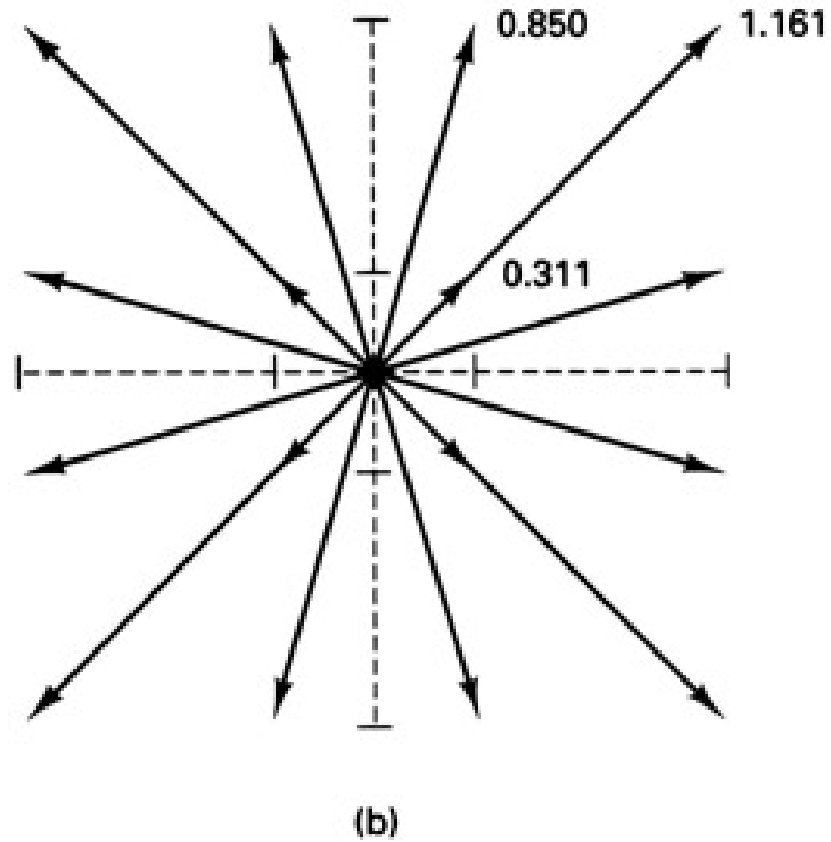
Binary input				16-QAM output	
Q	Q'	I	I'		
0	0	0	0	0.311 V	-135°
0	0	0	1	0.850 V	-165°
0	0	1	0	0.311 V	-45°
0	0	1	1	0.850 V	-15°
0	1	0	0	0.850 V	-105°
0	1	0	1	1.161 V	-135°
0	1	1	0	0.850 V	-75°
0	1	1	1	1.161 V	-45°
1	0	0	0	0.311 V	135°
1	0	0	1	0.850 V	165°
1	0	1	0	0.311 V	45°
1	0	1	1	0.850 V	15°
1	1	0	0	0.850 V	105°
1	1	0	1	1.161 V	135°
1	1	1	0	0.850 V	75°
1	1	1	1	1.161 V	45°

**8 PHASES WITH
SAME AMPLITUDE**

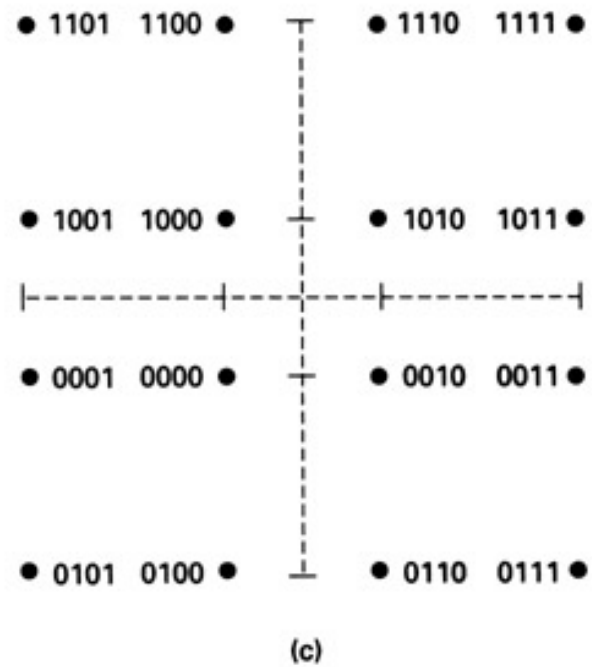
(a)

**4 PHASES WITH
2 AMPLITUDES EACH**

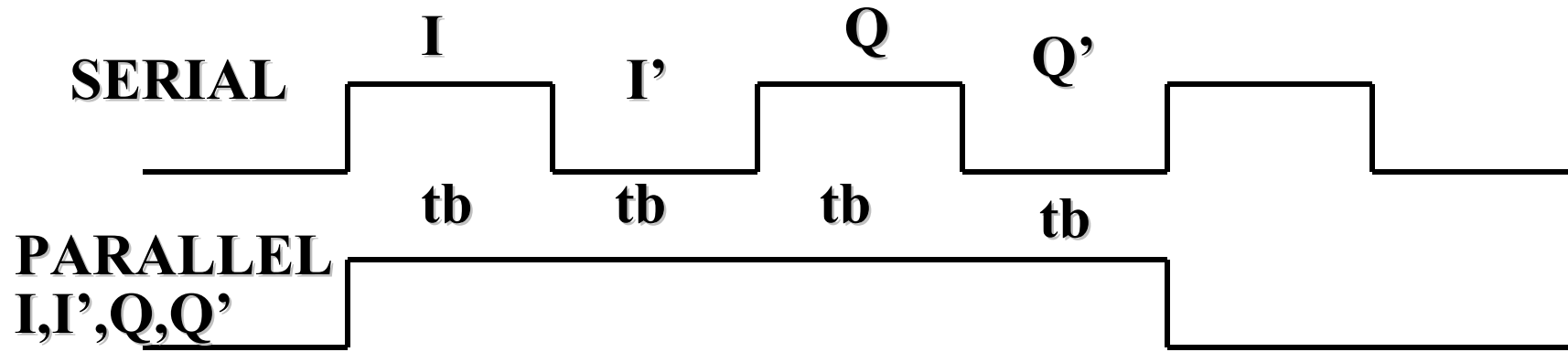
16-QAM GENERATION: OUTPUT PHASES



16-QAM GENERATION: OUTPUT PHASES



BANDWIDTH CONSIDERATION OF 16-QAM



$$\text{BIT RATE BEFORE SPLITTER} = \frac{1}{t_b} = f_b$$

(SERIAL)

$$\text{REPETITION RATE BEFORE SPLITTER} = f_r = \frac{1}{2t_b} = \frac{f_b}{2}$$

(SERIAL)

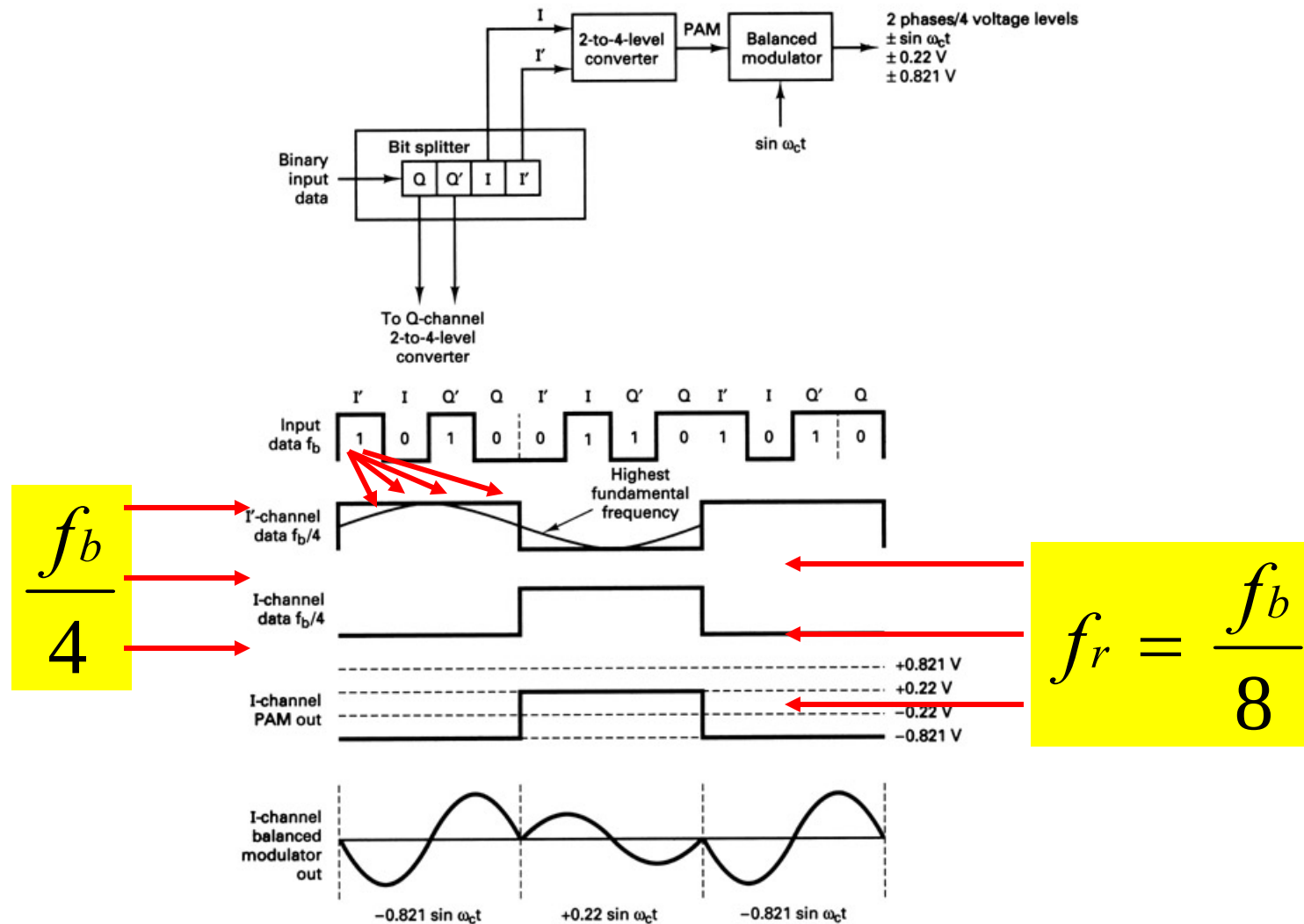
$$\text{BIT RATE AFTER SPLITTER} = \frac{1}{4t_b} = \frac{f_b}{4}$$

(PARALLEL)

$$\text{REPETITION RATE AFTER SPLITTER} = f_r = \frac{1}{2(4)t_b} = \frac{f_b}{8}$$

(PARALLEL)

BANDWIDTH CONSIDERATION OF 16-QAM



16-QAM GENERATION: BAUD RATE

- Với 16-QAM, có 1 thay đổi về pha tại ngõ ra mỗi 4 bit dữ liệu

OUTPUT FOR EVERY FOUR DATA INPUT BITS.

(A group of 4 bits = 1 phase = 1 symbol)

VÌ THẾ, THE BAUD RATE = 1/4 BIT RATE = $\frac{f_b}{4}$

BANDWIDTH CONSIDERATION OF 16-QAM

$$v_{8psk}(t) = [\sin(2\pi f_c t)] [X \sin(2\pi f_r t)]$$

$f_c \equiv$ REFERENCE CARRIER FREQUENCY

$X = +/- 0.22$ OR $+/- 0.821$

$f_r = \frac{f_b}{8}$ REPETITION RATE (FUNDAMENTAL
FREQUENCY OF I or I' or Q or Q' CHANNEL BITS)
IT IS 1/8 THE BIT RATE

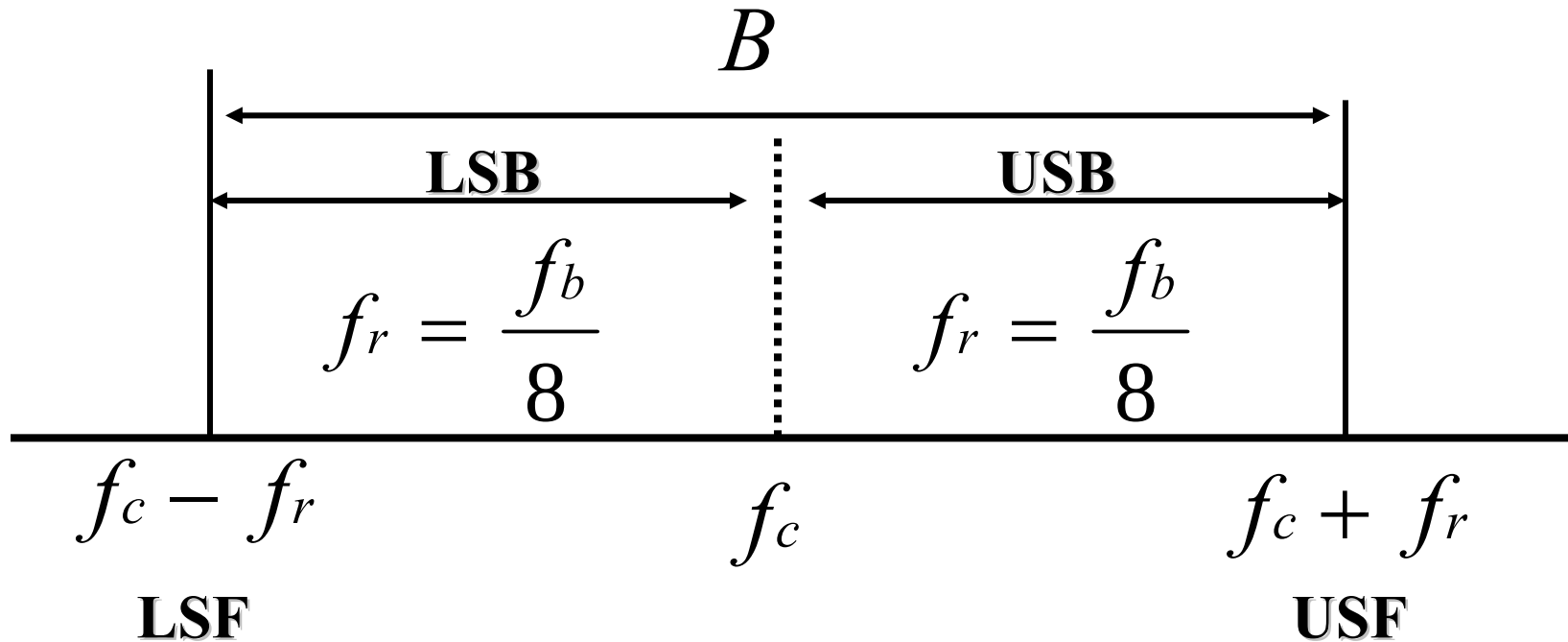
$$(\sin X)(\sin Y) = \frac{1}{2} \cos(X - Y) - \frac{1}{2} \cos(X + Y)$$

$$v_{psk}(t) = \frac{X}{2} \cos[2\pi(f_c - f_r)t] - \frac{X}{2} \cos[2\pi(f_c + f_r)t]$$

LOWER SIDE FREQUENCY

UPPER SIDE FREQUENCY

BANDWIDTH CONSIDERATION OF 16-QAM



DSB-SC MODULATION

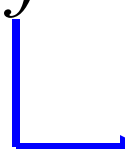
$$B = 2 f_r = 2 \frac{f_b}{8} = \frac{f_b}{4}$$

EXAMPLE

**VỚI BỘ ĐIỀU CHẾ 16-QAM CÓ TẦN SỐ SÓNG MANG LÀ 70 MHz VÀ TỐC ĐỘ BIT LÀ 10 Mbps,
XÁC ĐỊNH a) THE LSF b) USF c) B d) BAUD RATE**

$$f_c = 70 \text{ MHz} \quad f_b = 10 \text{ MHz}$$

$$f_r = \frac{f_b}{8}; \quad f_b = 8 f_r$$

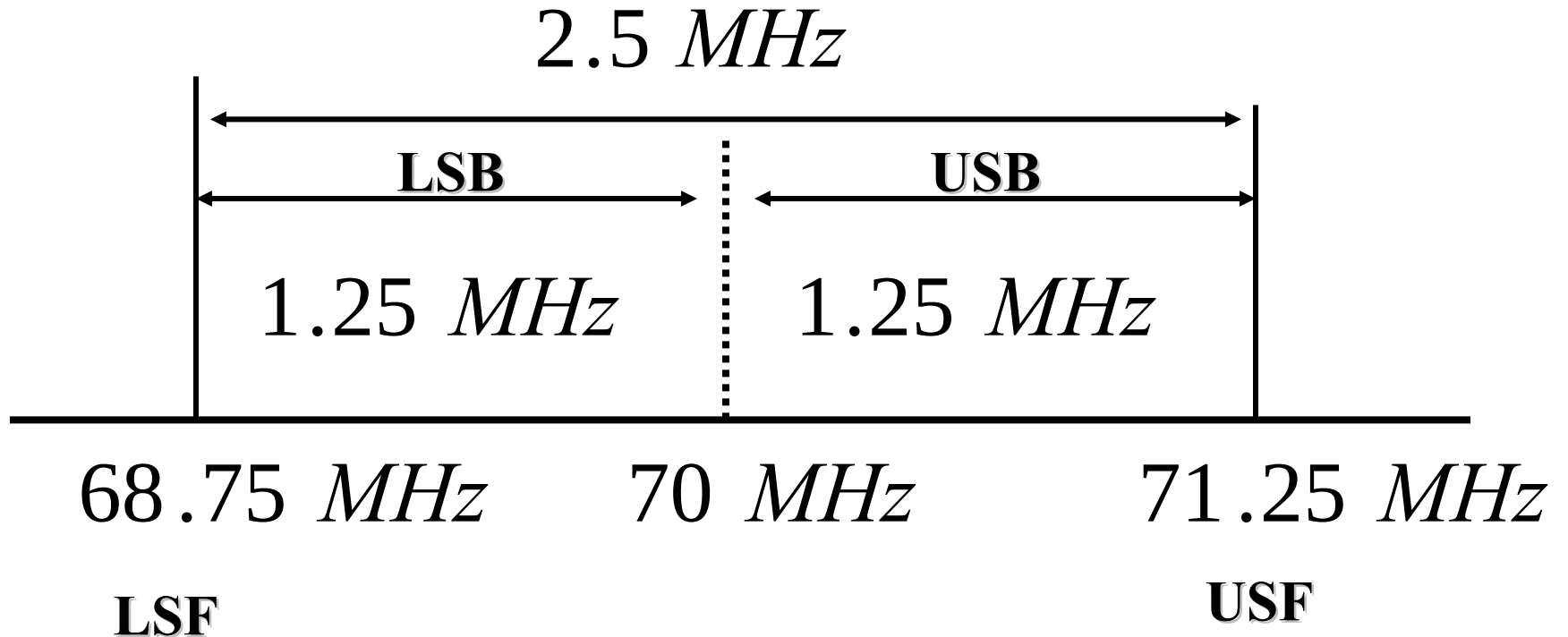

$$f_r = \frac{10 \text{ MHz}}{8} = 1.25 \text{ MHz}$$

$$LSF = f_c - f_r = 70 - 1.25 = 68.75 \text{ MHz}$$

$$USF = f_c + f_r = 70 + 1.25 = 71.25 \text{ MHz}$$

$$B = \frac{f_b}{4} = 2.5 \text{ MHz}$$

EXAMPLE



BAUD RATE = 1/4 BIT RATE = 2.5 MEGABAUD

BANDWIDTH EFFICIENCY

- **USED TO COMPARE THE PERFORMANCE OF ONE DIGITAL TECHNIQUE TO ANOTHER**

$$BW \text{ EFFICIENCY} = \frac{TRANSMISSION \text{ RATE}(bps)}{MINIMUM \text{ BANDWIDTH}(Hz)}$$

$$BW \text{ EFFICIENCY} = \frac{bits}{cycle}$$

BANDWIDTH EFFICIENCY

- **BPSK: BW EFFICIENCY = 10 Mbps/10 MHz = 1 bit/cycle**
- **QPSK: BW EFFICIENCY = 10 Mbps/5 MHz = 2 bit/cycle**
- **8-PSK: BW EFFICIENCY = 10 Mbps/3.33 MHz = 3 bit/cycle**
8-QAM:
- **16-PSK: BW EFFICIENCY = 10 Mbps/2.5 MHz = 4 bit/cycle**
16-QAM:
- **BPSK IS THE LEAST EFFICIENT**
- **16-PSK/QAM ARE THE MOST EFFICIENT
(USES 1/4 BW USED IN BPSK). 16-QAM HAS A BETTER
PHASE SEPARATION**

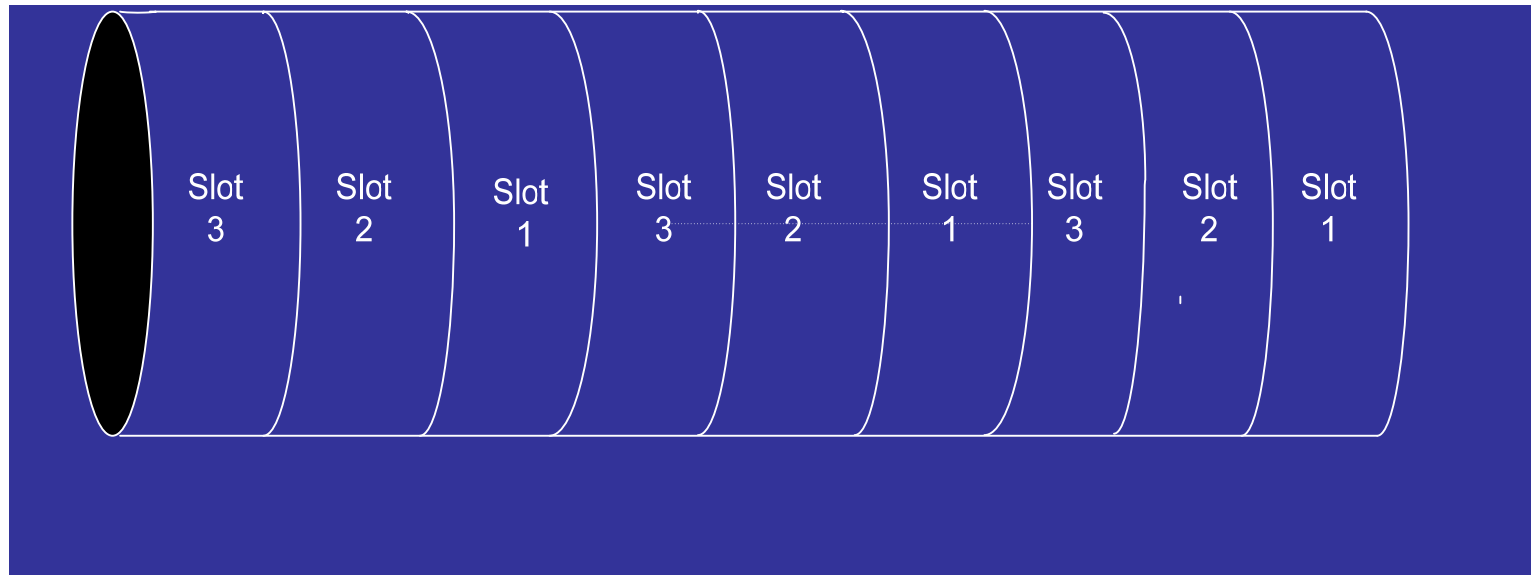
Multiplexing

Giới thiệu

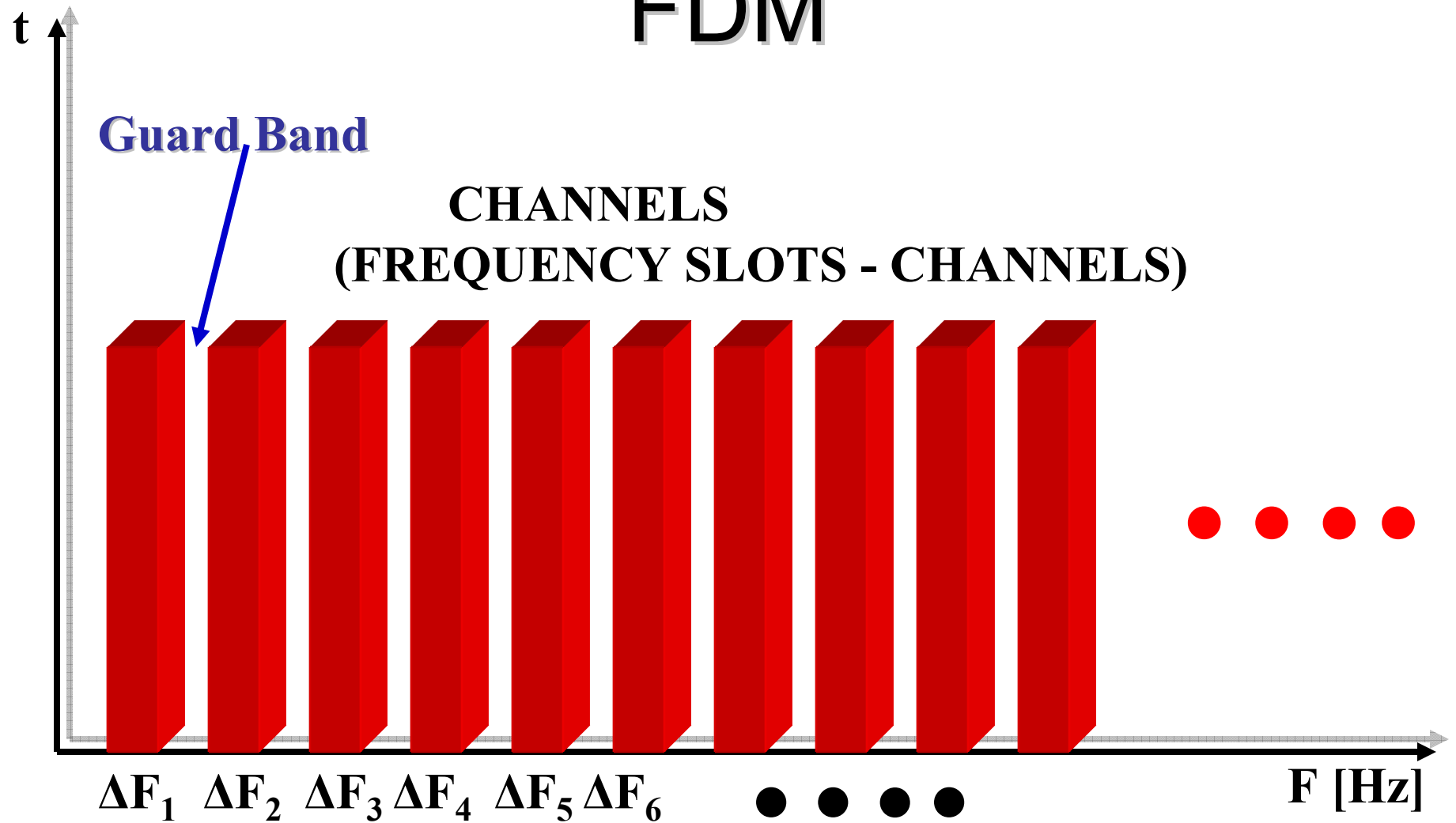
- Ghép kênh là sự truyền dẫn thông tin từ nhiều nguồn đến nhiều đích thông qua cùng một môi trường truyền
- Môi trường truyền: dây kim loại đôi, cáp xoắn, hệ thống cao tần vi sóng mặt đất, hệ thống vi sóng vệ tinh, cáp quang
- 4 phương pháp thông dụng:
 - Ghép kênh phân chia theo thời gian - Time-division multiplexing (TDM)
 - Ghép kênh phân chia theo tần số - Frequency-division multiplexing (FDM)
 - Ghép kênh phân chia theo mã - Code-division multiplexing (CDM)
 - Ghép kênh phân chia theo bước sóng - Wavelength-division multiplexing (WDM)

FDM and TDM

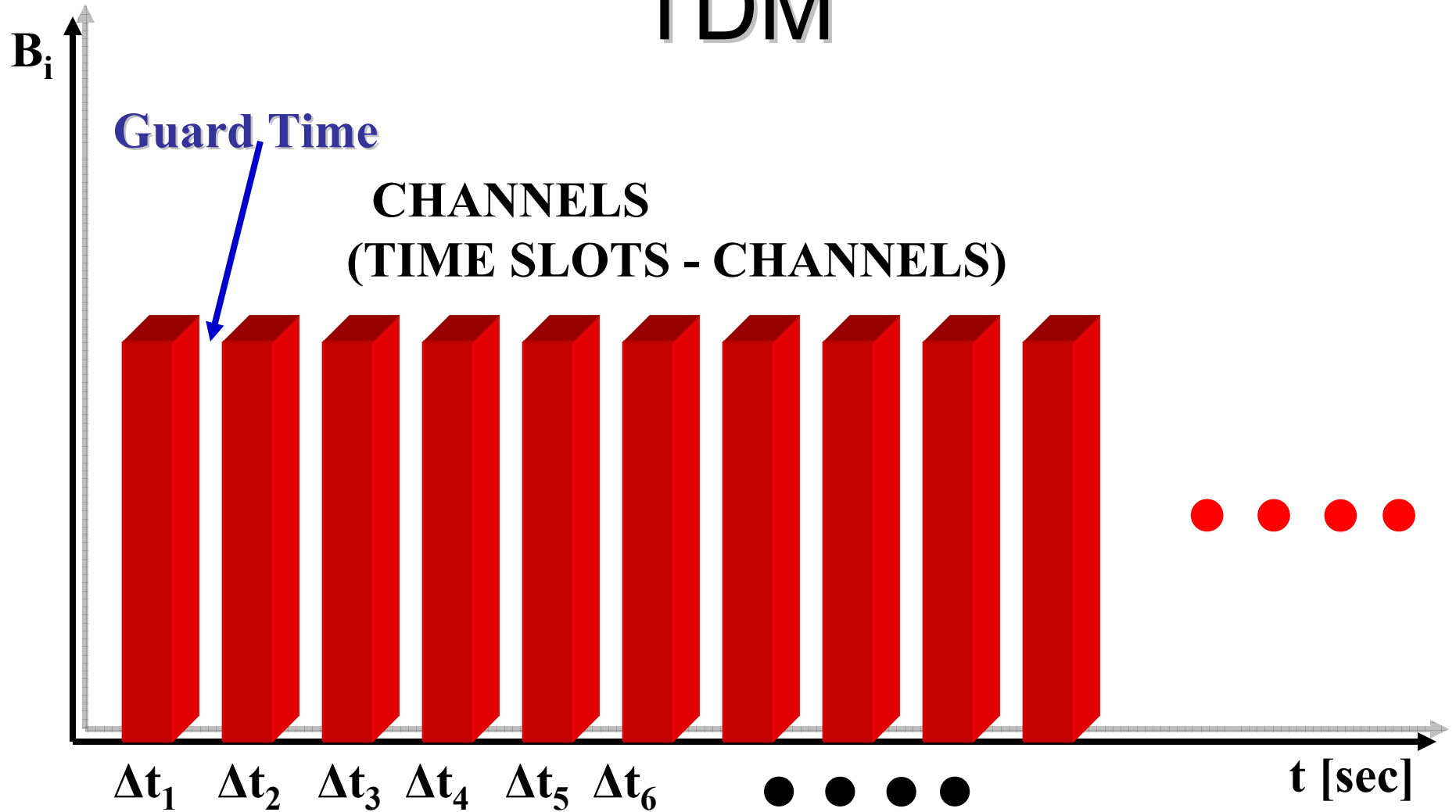
- Cả hai phương pháp đều chia dung lượng truyền thành nhiều slot



FDM



TDM



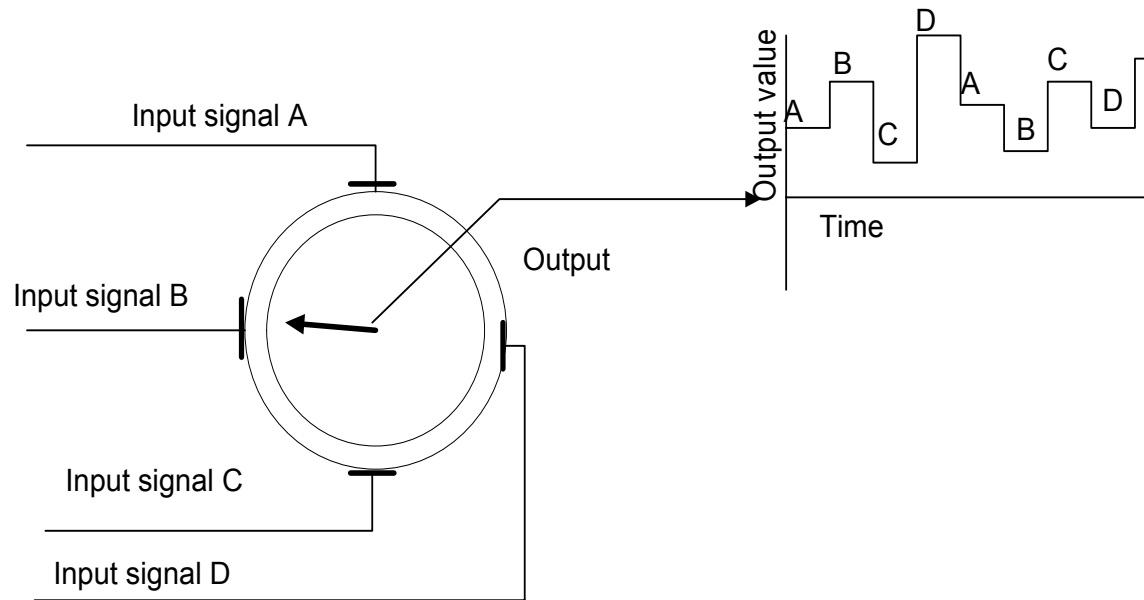
Time-Division Multiplexing

- Truyền dẫn từ nhiều nguồn được đan xen trong miền thời gian
- PCM là dạng thông dụng của điều chế dùng với TDM(**PCM-TDM System**)
- Trong hệ thống PCM-TDM, 2 hay nhiều kênh thoại được lấy mẫu, chuyển đổi sang mã PCM và sau đó được ghép kênh theo thời gian trên 1 môi trường truyền duy nhất

Time-Division Multiplexing

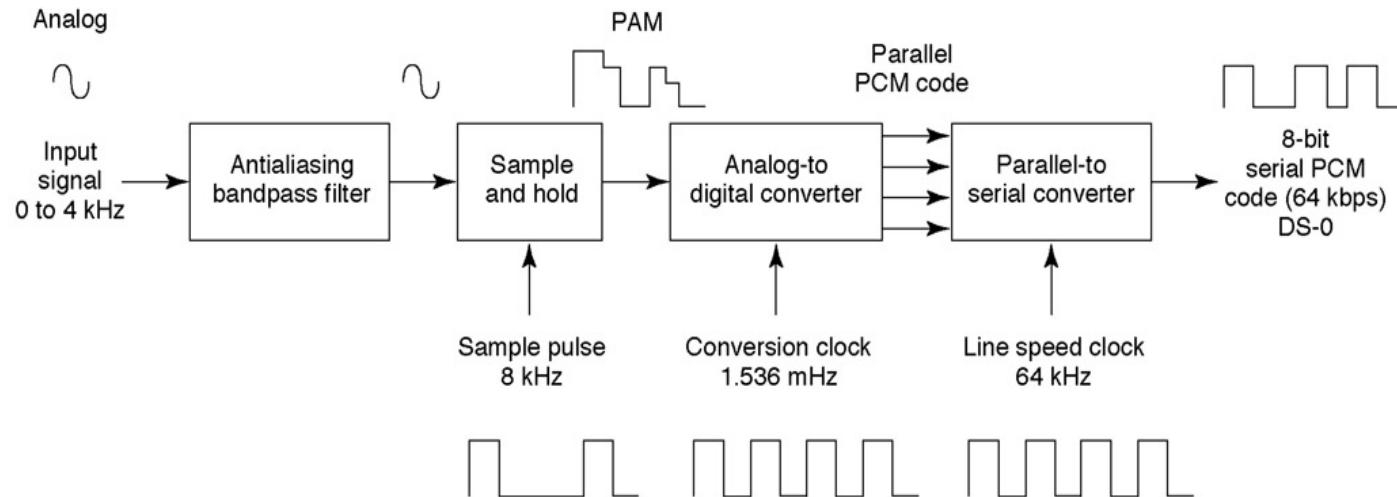
- Trong TDM, mỗi thiết bị nguồn chiếm một băng thông truyền con với mỗi khe thời gian (time slot)
- Cuối cùng, trở lại nguồn đầu tiên và quá trình tiếp tục

Time-Division Multiplexing



Time-Division Multiplexing

- Sơ đồ khối cơ bản bắt đầu với kênh DS-0

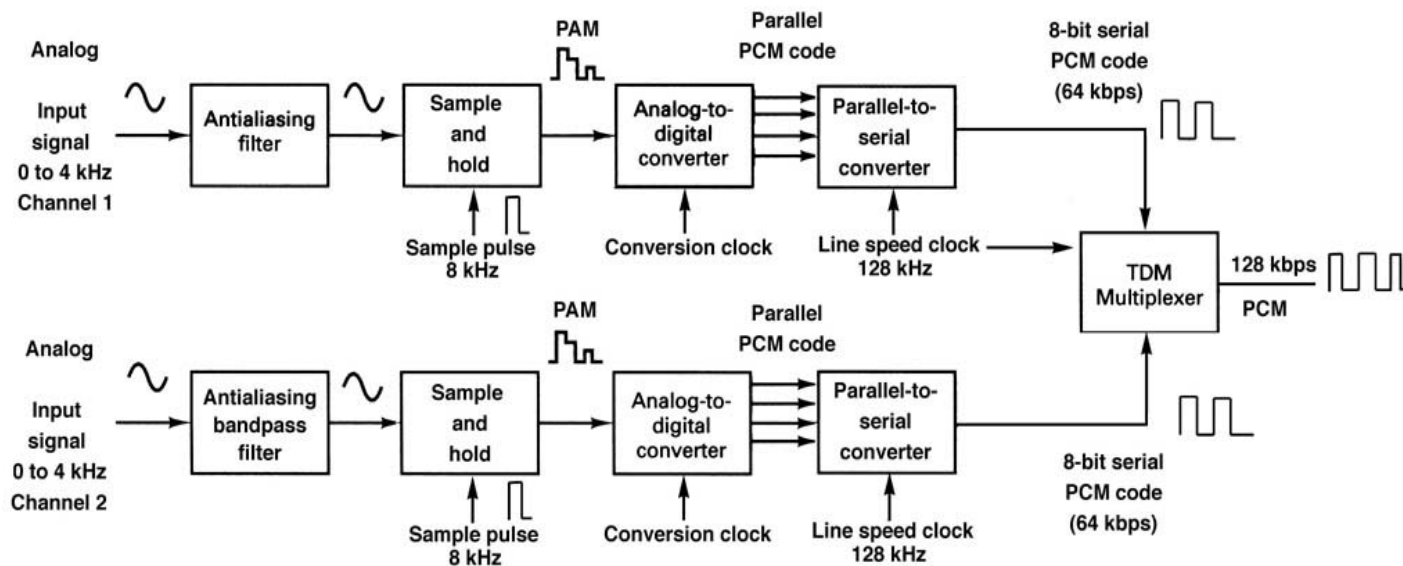


- Tốc độ bit ngõ ra:

$$\frac{8000 \text{ samples}}{\text{sec}} \times \frac{8 \text{ bits}}{\text{sample}} = 64 \text{ kbps}$$

Time-Division Multiplexing

- Hệ thống PCM-TDM gồm 2 kênh DS-0



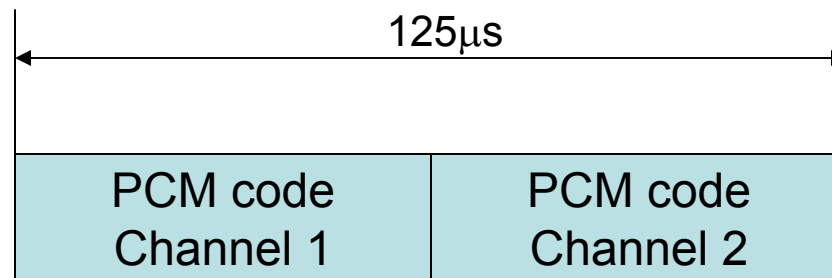
- Kênh 1 và 2 được lần lượt chọn và kết nối với bộ ghép kênh ngõ ra
- Frame thời gian là thời gian để truyền 1 mẫu từ mỗi kênh

$$\frac{1}{f_s} = \frac{1}{8000} = 125 \mu s$$

Time-Division Multiplexing

- Mã PCM của mỗi kênh chiếm một khe thời gian cố định trong frame TDM
- Hệ thống 2 kênh:
- Tốc độ truyền (bandwidth) tại ngõ ra bộ ghép kênh là

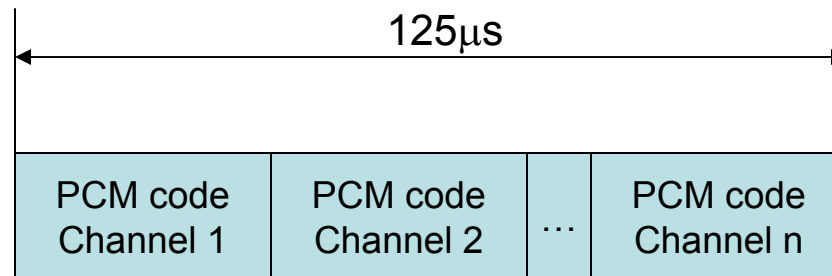
$$\frac{2 \text{ channels}}{\text{frame}} \times \frac{8000 \text{ samples}}{\text{sec}} \times \frac{8 \text{ bits}}{\text{sample}} = 128 \text{ kbps}$$



Time-Division Multiplexing

- Hệ thống n kênh:
- Tốc độ truyền (bandwidth) tại ngõ ra bộ ghép kênh là

$$\frac{n \text{ channels}}{\text{frame}} \times \frac{8000 \text{ samples}}{\text{sec}} \times \frac{8 \text{ bits}}{\text{sample}} = n * 64 \text{ kbps}$$

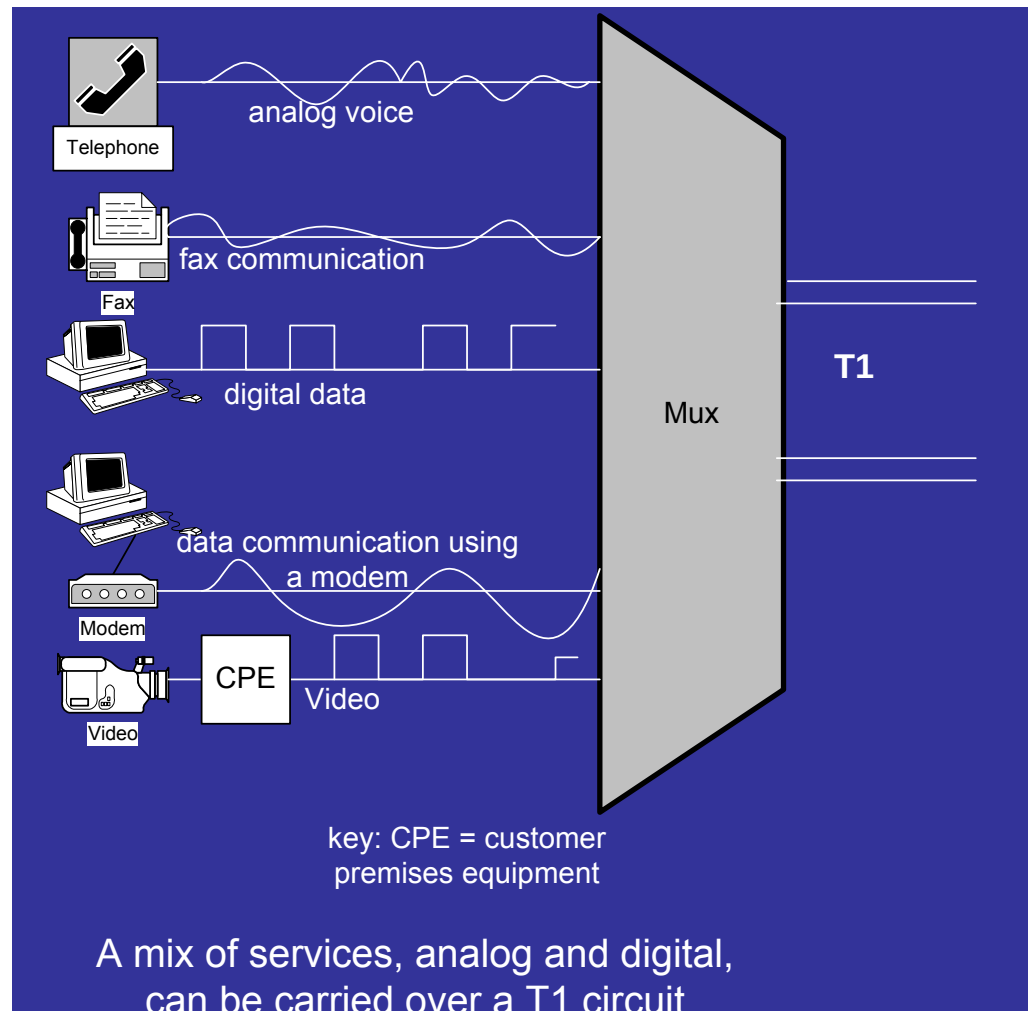


Ex: $n = 32 \rightarrow 256 \text{ Bits/frame}$, $B = 2.048 \text{ Mbps}$, $\text{CLOCK} = 2.048 \text{ MHz}$

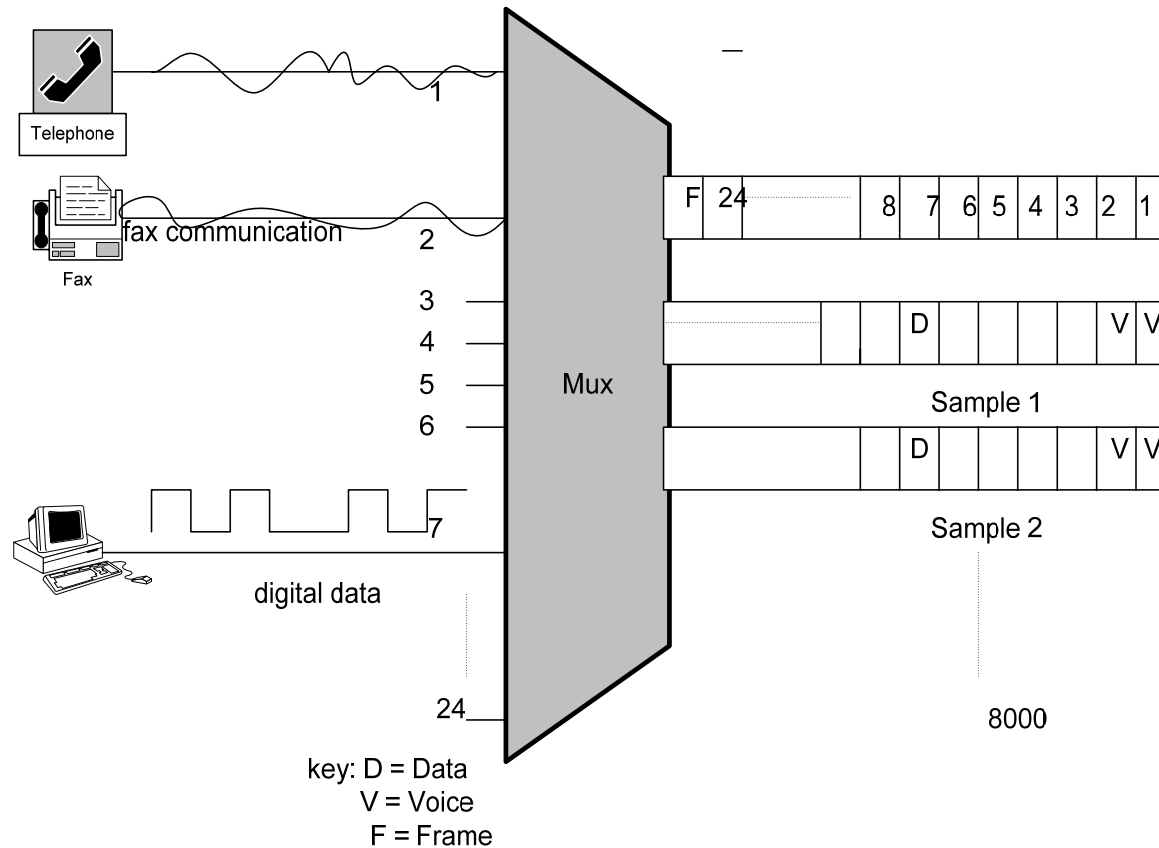
Digital Carrier System

- DSC là một hệ thống truyền thông sử dụng xung số, nhiều hơn là các tín hiệu tương tự, để mã hóa thông tin.
- The Bell system (AT&T) Hệ thống sóng mang T1 là chuẩn thoại của Bắc Mỹ và được công nhận bởi **CCITT (ITU-T) - G.733**
- Sóng mang T1 sử dụng PCM-TDM. Nó ghép 24 kênh thoại thành 1 frame. Mỗi frame phân biệt bởi **Framing bit**
- The 24-channel multiplexed bits, now a 1st level digital signal (**DS-1**), are processed by a T1 line driver

Digital Carrier System



Digital Carrier System



Digital Carrier System

one frame

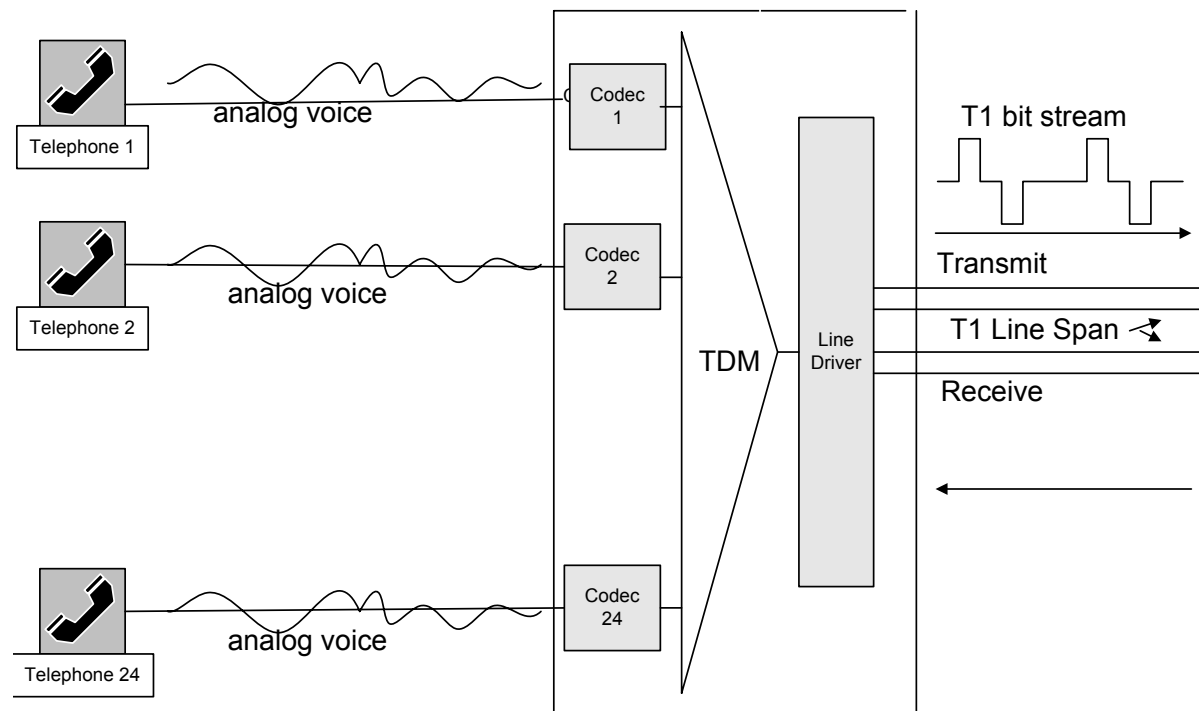
PCM

PCM

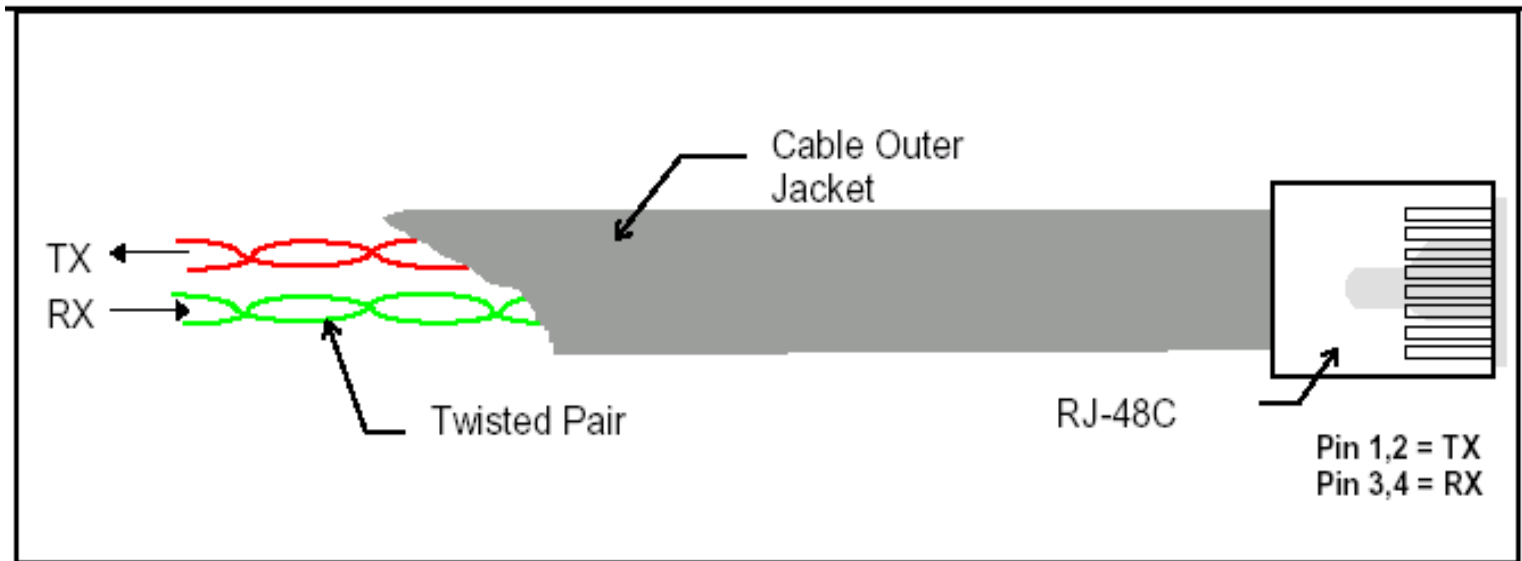
PCM

PCM

f



T1 physical layout



- T1 được làm từ 2 cặp dây đồng. Các cặp dây được dùng với cấu hình full duplex với 1 cặp dùng để truyền và cặp khác để nhận thông tin. Customer Premises Equipment (CPE) typically terminate a T1 with a RJ-48C jack

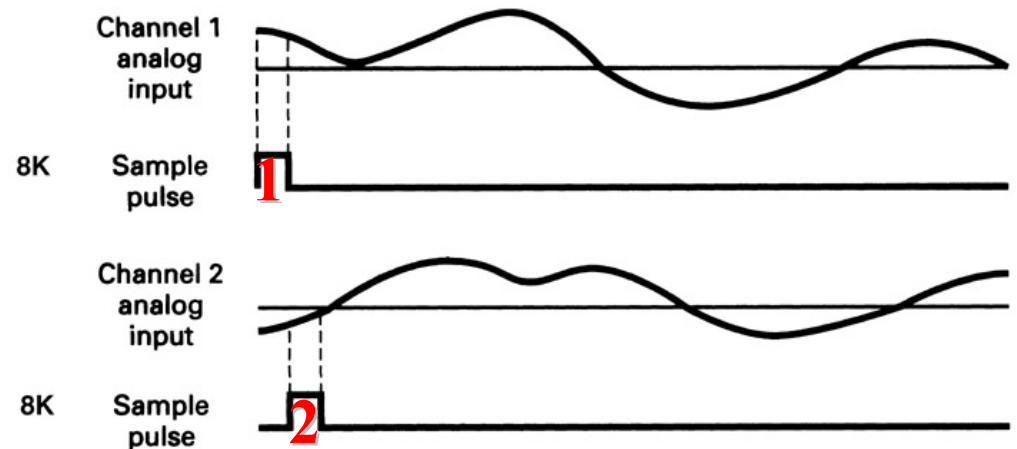
Digital Carrier System

- Mỗi kênh chứa 8 bit mã PCM và lấy mẫu 8000 lần/giây
- Tốc độ truyền:

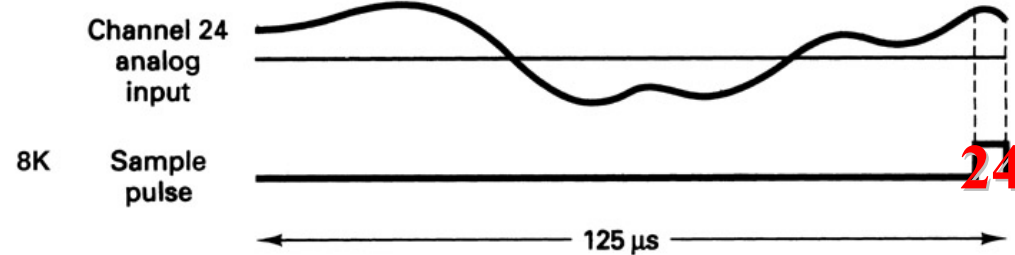
$$\frac{24 \text{ channels}}{\text{frame}} \times \frac{8 \text{ bits}}{\text{sample}} = 192 \text{ bits per frame}$$

$$\frac{192 \text{ bits}}{\text{frame}} \times \frac{8000 \text{ frames}}{\text{sec}} = 1536 \text{ kbps} = 1.536 \text{ Mbps}$$

Digital Carrier System

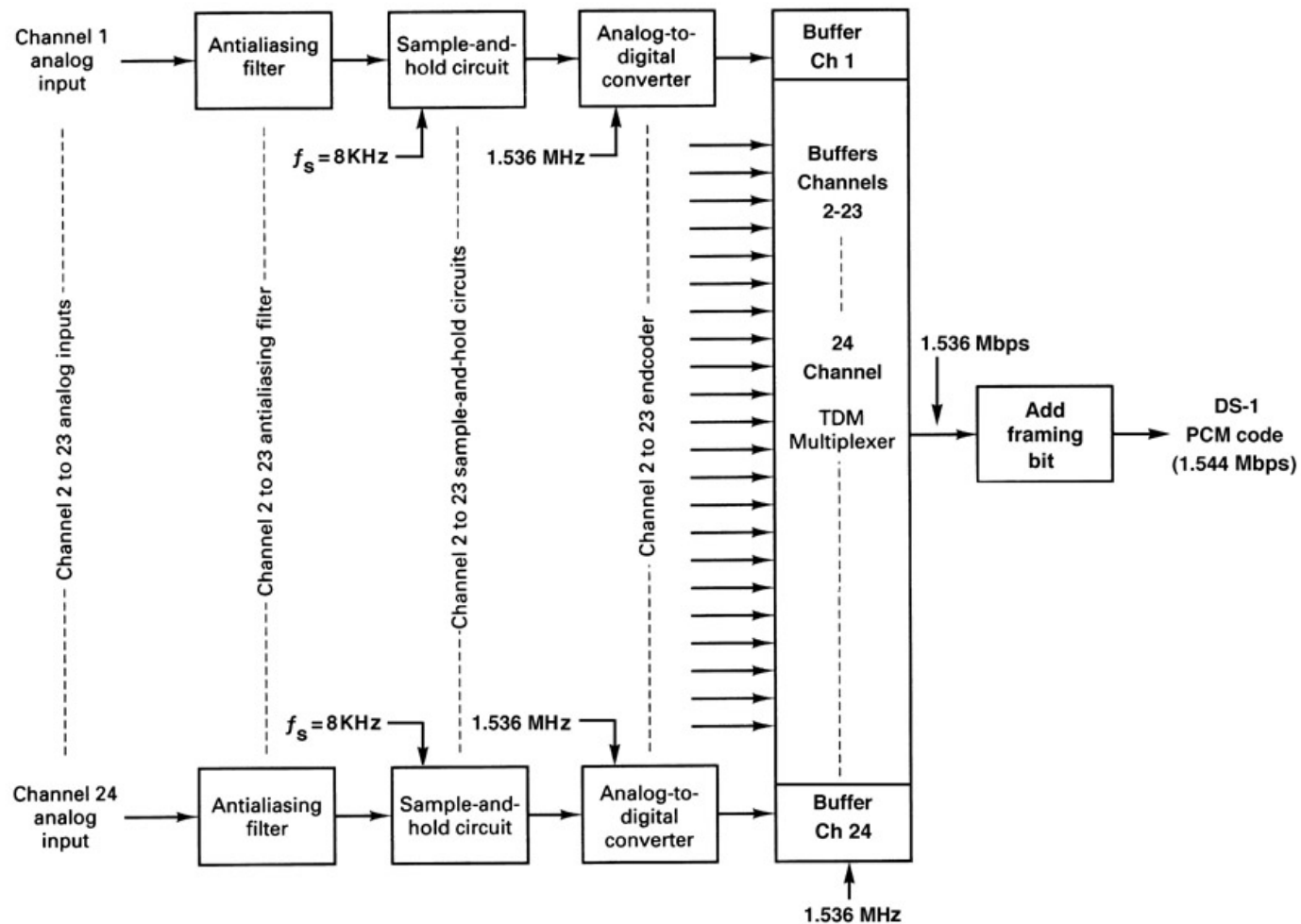


**MỖI KÊNH ĐƯỢC LẤY MẪU MỘT LẦN TRONG
1 FRAME NHƯNG KHÔNG CÙNG THỜI GIAN**



(b)

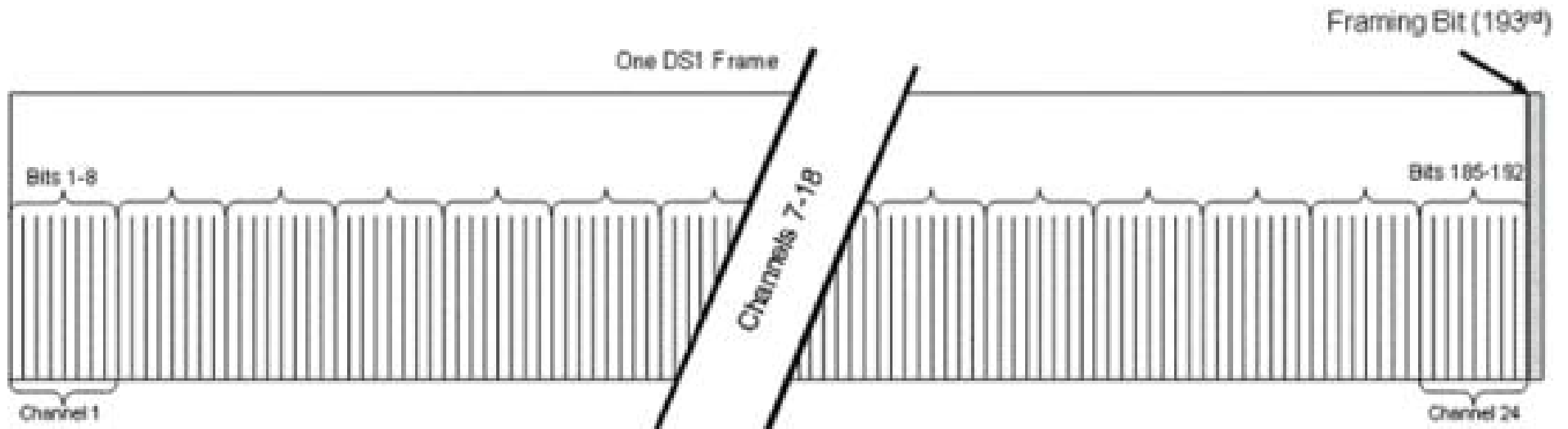
Digital Carrier System



Frame synchronization

- Một bit (**framing bit**) được thêm vào phía trước tín hiệu truyền mỗi frame
- Bit này xuất hiện 1 lần mỗi frame (**8 Kbps rate**) và được lấy lại tại đầu thu
- Các bit framing được tập hợp tại đầu thu (**framing channel**) được dùng để duy trì frame và đồng bộ mẫu giữa bộ truyền và bộ thu
- Tập hợp các bit framing từ 1 mã để đầu thu hiểu (multiframe alignment-later)

Frame synchronization



Frame synchronization

- 1 frame chứa: $192+1=193$ bits
- Có 8000 framing bits mỗi giây
- Tốc độ đường truyền của hệ thống số T1 là:

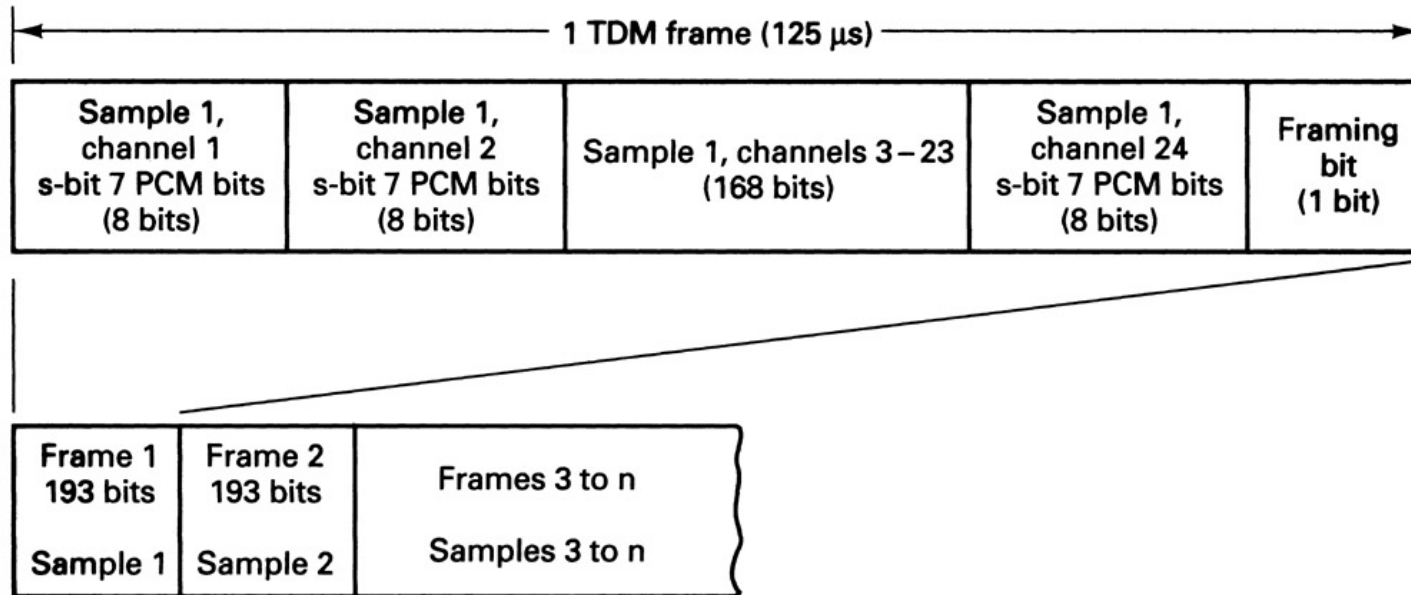
$$\frac{193 \text{ bits}}{\text{frame}} \times \frac{8000 \text{ frames}}{\text{second}} = 1.544 \text{ Mbps}$$

$$= 1.536 \text{ Mbps} + 8000 \text{ bits} = 1.544 \text{ Mbps}$$

D1-type channel banks

- D1 framing (T1 early version)
- Mỗi kênh sử dụng LSB gọi là **S-bit** (bit tín hiệu → **inband signaling**) (7 bits cho thoại, 1 bit cho tín hiệu)
- S-bit được dùng cho: FLASH-HOOK, ON-HOOK, OFF-HOOK, DIAL PULSING, RINGING,
- **Tốc độ kênh tín hiệu = 8 Kbps** (BW waste)
thoại = 56 kbps (voice quality suffers)
128 bước lượng tử vs. 256 (with 8 bits)
- Framing bit pattern = 1 0 1 0 1 0 1 0 1
(POOR) (NO SF, NO ESF)

D1-type channel banks



D4-type channel banks

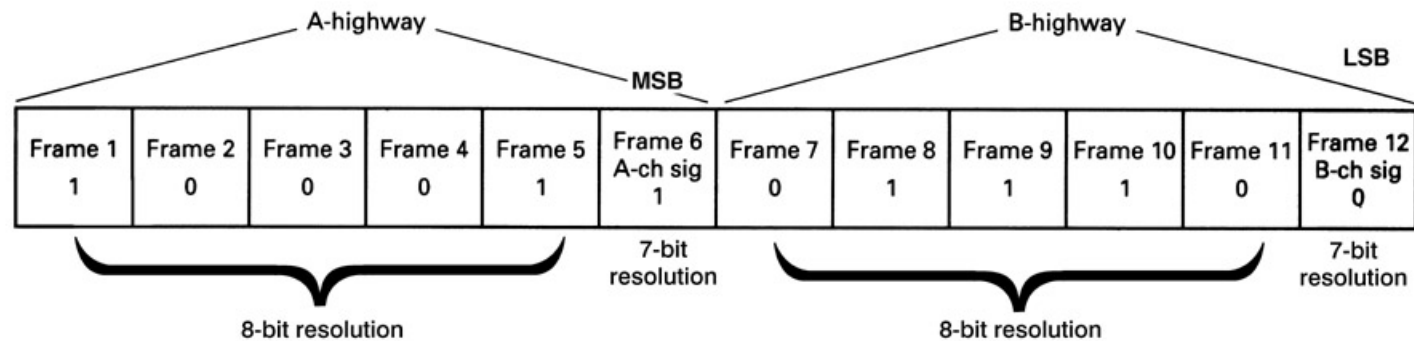
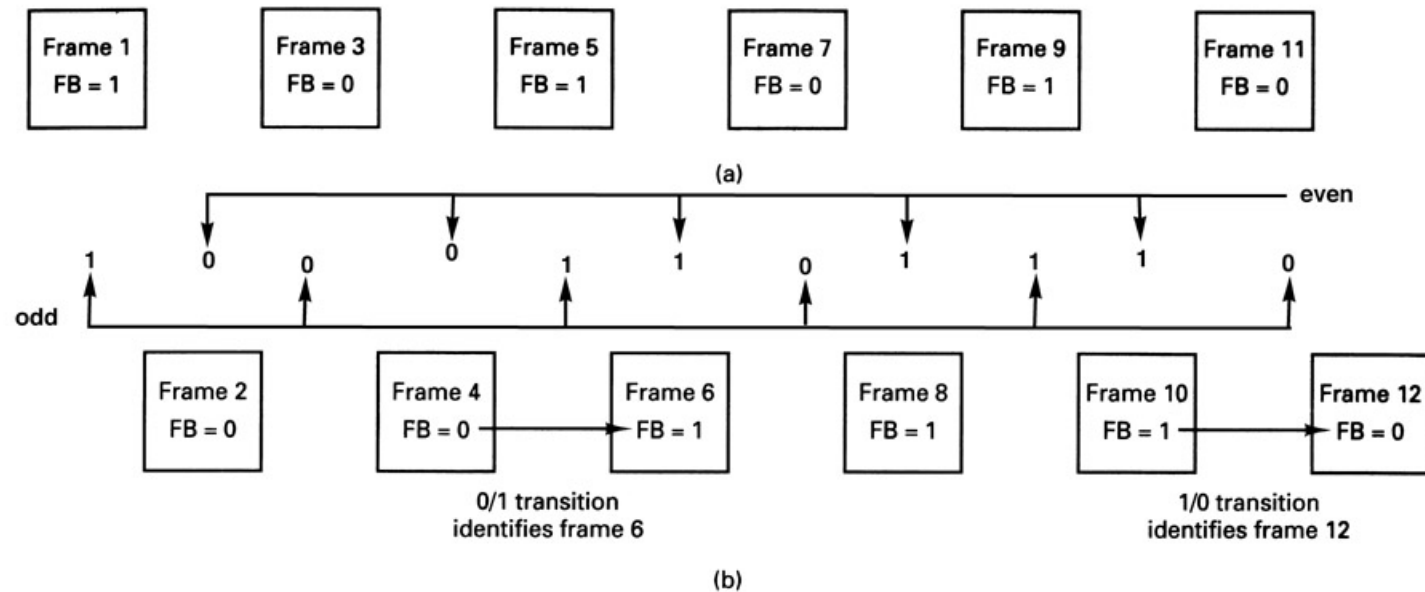
Phương pháp cơ bản được sử dụng ban đầu với mạng T1.

- D4 framing:
- **Robbed-bit signaling** introduced:
 - 5 out of 6 frames có độ phân giải 8 bit (64 Kbps). 1 out của mỗi 6 frame có độ phân giải 7 bit ($8000 \times 1/6 = 1.333$ Kbps)
 - S-BIT = LSB
- **Superframe format** devised:
 - 12 frame liên tiếp mỗi superframe (SF)
 - Các frame được đánh số
 - S-bit chỉ trên frame thứ 6 (**A-bit**) và 12 (**B-bit**) của mỗi kênh PCM
 - Sử dụng 2 bit, có 4 trạng thái tín hiệu có thể qua trong mỗi chiều (direction)

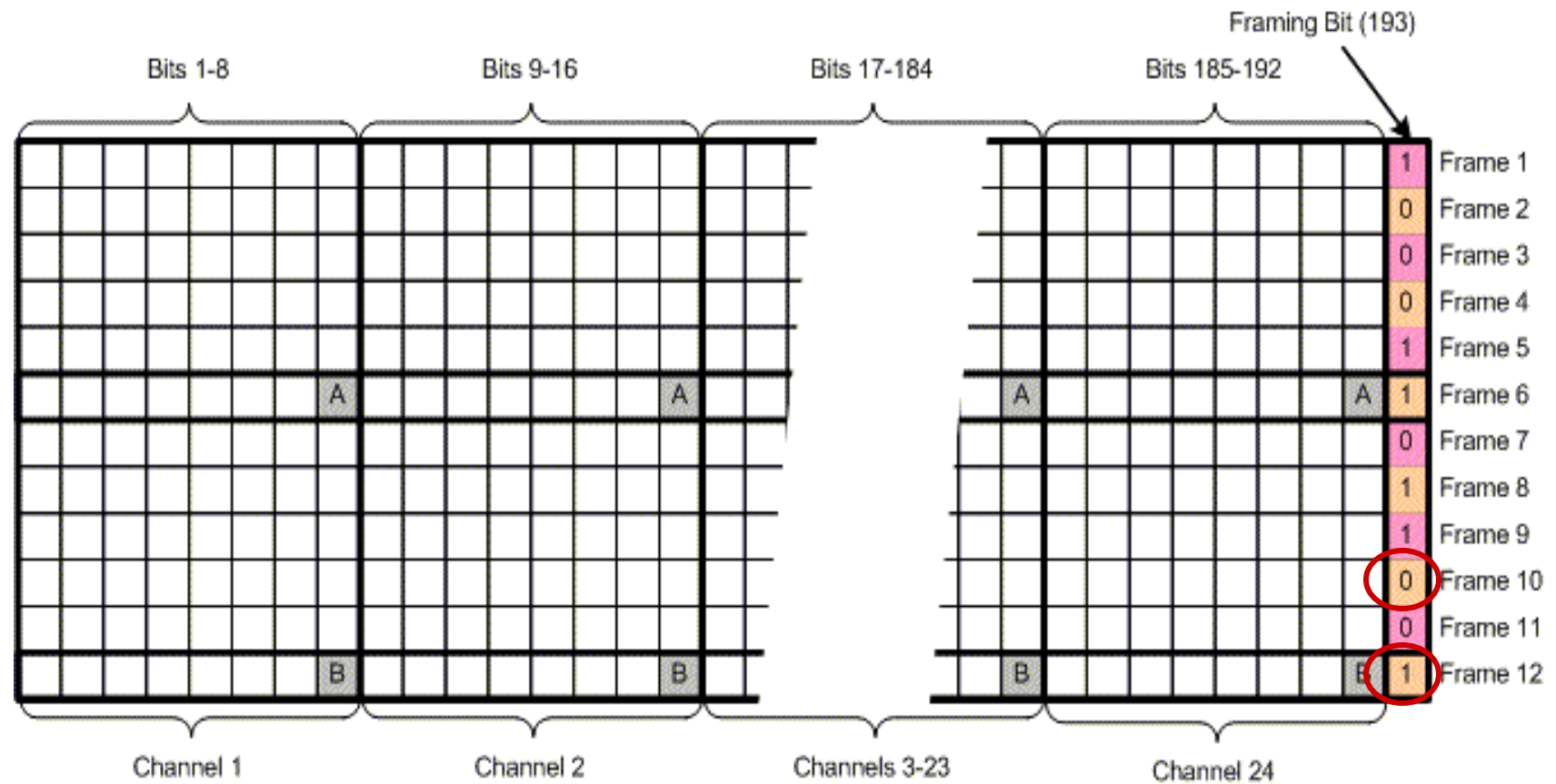
D4-type channel banks

- D4 framing:
 - Frames 1-6 được gọi là **A-HIGHWAY**
 - Frame 6 là frame tín hiệu kênh A (LSB)
 - Frame 7 – 12 được gọi là **B-HIGHWAY**
 - Frame 12 là frame tín hiệu kênh B(LSB)
 - Framing bit sequence:
 - Frame lẻ: 1 0 1 0 1 0, dùng cho frame và đồng bộ mẫu
 - Frame chẵn: 0 0 1 1 1 0, dùng để xác định frame tín hiệu kênh A và kênh B (6 và 12)
 - 1 bit trong frame 12 cho thấy sự mất của sự liên kết nhiều frame

Superframe format



Superframe format

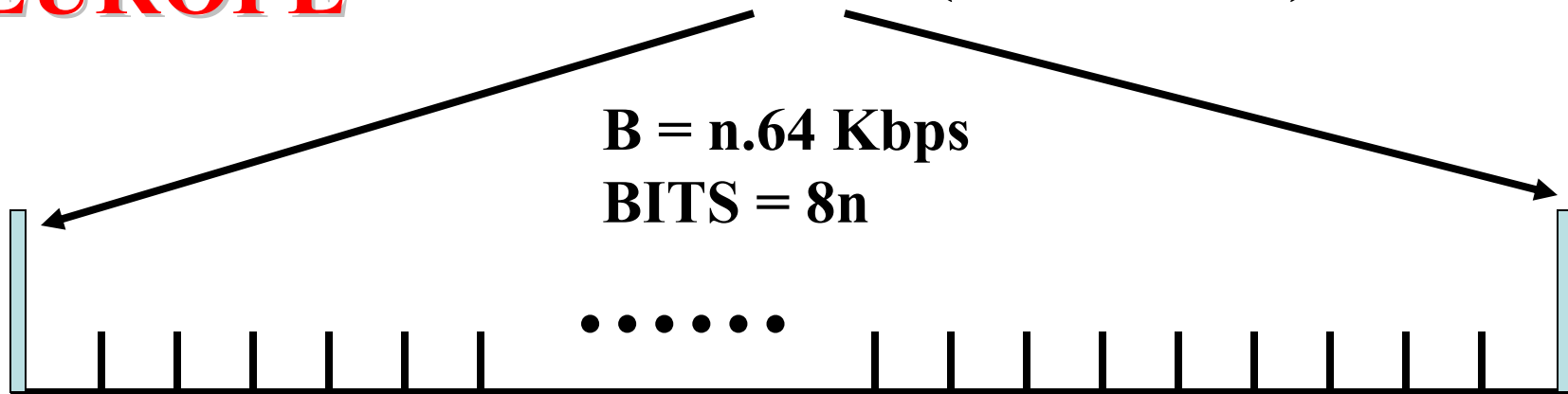


- X = Signal frame alignment bits: 101010
- X = Terminal frame alignment bits: 001101
- X = Robbed-bit signaling (CAS) channel

E1 Carrier System

EUROPE

32 TIME SLOTS (CHANNELS)



SYSTEM CLOCK:

$$\frac{n \text{ channels}}{\text{frame}} \times \frac{8 \text{ bits}}{\text{channel}} \times \frac{8000 \text{ frames}}{\text{second}}$$

EXAMPLE: $n = 32$; $B = 2.048 \text{ Mbps}$

BITS = 256 BITS, CLOCK = 2.048 MHz

E1 Carrier System

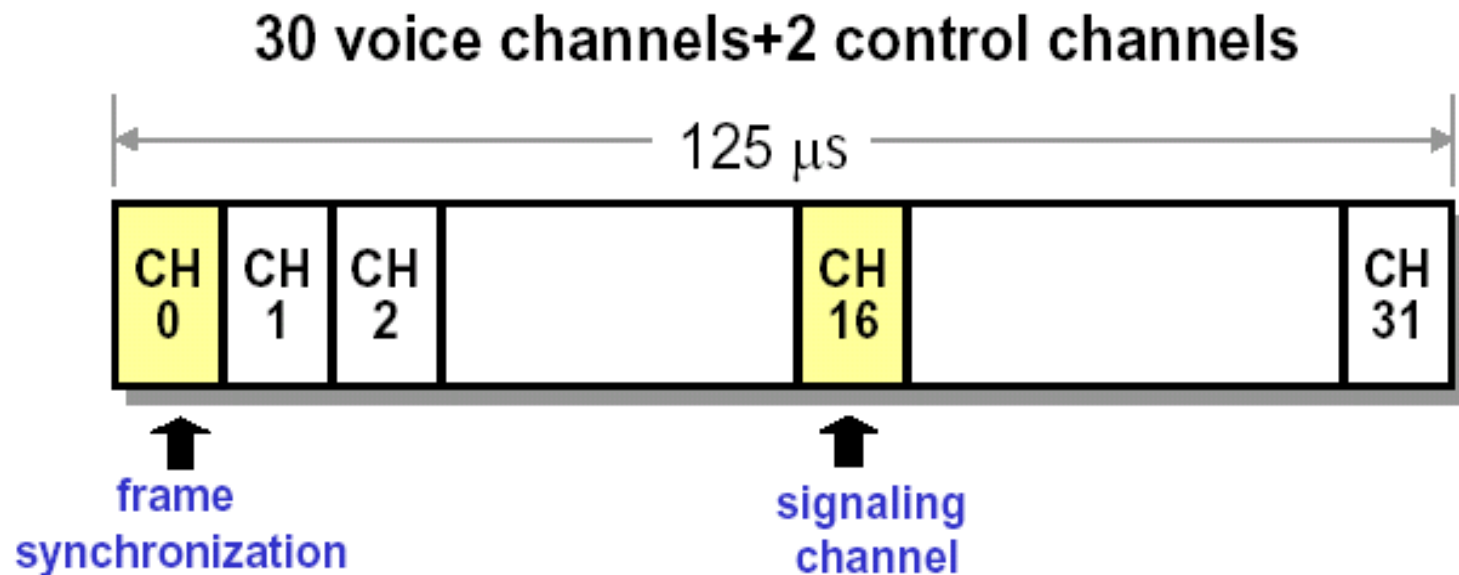
- Ngoài Bắc Mỹ và Nhật Bản, E1 được sử dụng rộng rãi.
- E1 có tốc độ dữ liệu là 2048 Mbps
- Hệ thống có 32 kênh 8 bit được gửi trong frame 256 bit
- Hai kênh được dùng cho báo hiệu và 30 kênh dùng cho dữ liệu



Không hỗ trợ Bit Robbing như trong T1 để Báo hiệu

E1 Carrier System

- E1 frame

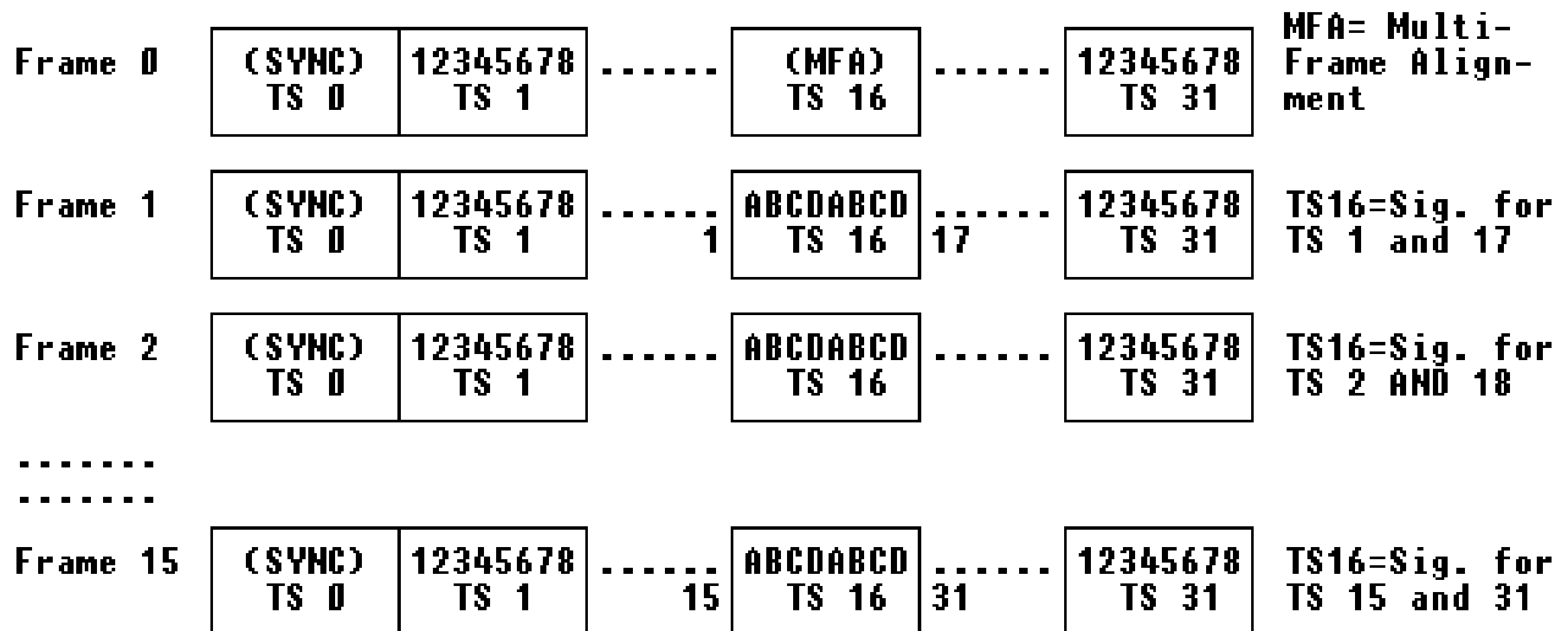


E1 bit rate : $(32 \times 8 \text{ bit}) / 125 \mu\text{s} = 2.048 \text{ Mbps}$

E1 Carrier System

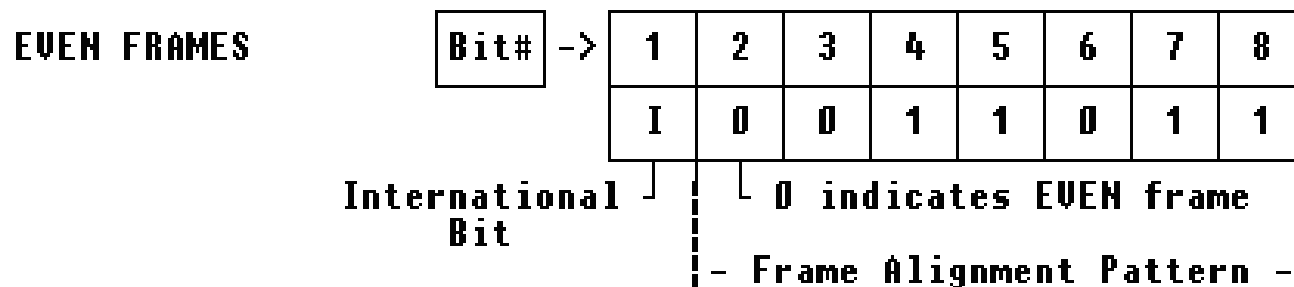
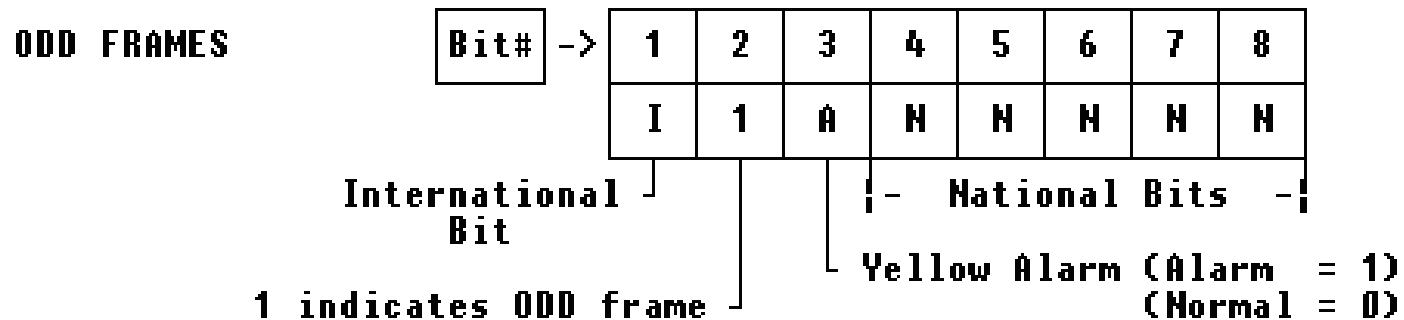
- 1 frame có 32 TS (0-31), a multiframe gồm of 16 frames (0-15)
- TS0 is used for:
 - Đồng bộ
 - Báo hiệu truyền (alarm transport)
 - International carrier use
- TS16 dùng để truyền thông tin CAS (Channel Associated Signaling)

E1 Carrier System



E1 Carrier System

- TS0 operation
 - Normal operation (without CRC-4 checksum, Cyclic Redundancy Check):



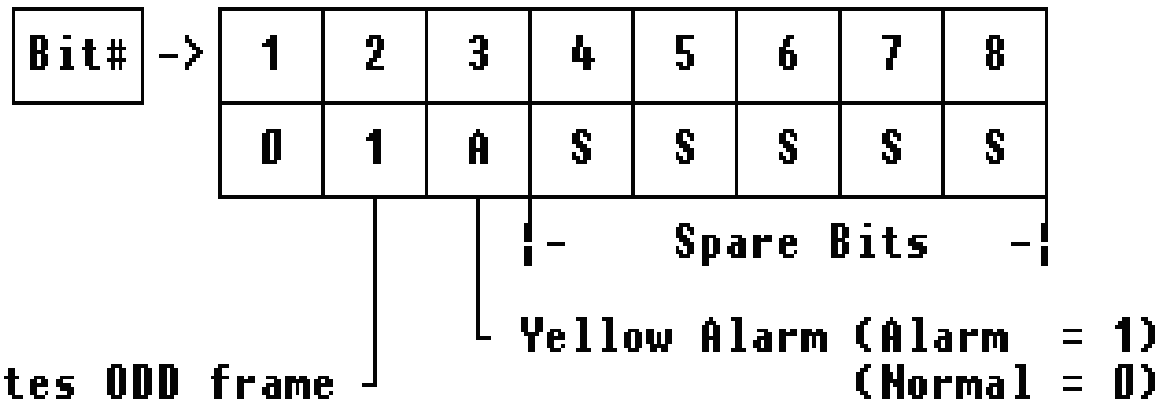
E1 Carrier System

- TS0 operation
 - Optional operation (with CRC-4 checksum):
 - 4 bit CRC được sử dụng
 - CRC bits trong Frame 0, 2, 4, 6 cung cấp dò lỗi cho submultiframe được truyền/nhận phía trước (Frame 0-7)
 - CRC bits trong Frame 8, 10, 12, 14 cung cấp dò lỗi cho submultiframe được truyền/nhận phía trước (Frame 8-15)

E1 Carrier System

- TS0 trong frames lẻ:

ODD FRAMES



- TS0 in the frames chẵn:

E1 Carrier System

EVEN FRAMES

FRAME #0

Bit# ->	1	2	3	4	5	6	7	8
	C1	0	0	1	1	0	1	1
CRC 4 bit	0 indicates EVEN frame							
	- Frame Alignment Pattern -							

EVEN FRAMES

FRAME #2

Bit# ->	1	2	3	4	5	6	7	8
	C2	0	0	1	1	0	1	1
CRC-4 bit	0 indicates EVEN frame							
	- Frame Alignment Pattern -							

EVEN FRAMES

FRAME #4

Bit# ->	1	2	3	4	5	6	7	8
	C3	0	0	1	1	0	1	1
CRC 4 bit	0 indicates EVEN frame							
	- Frame Alignment Pattern -							

EVEN FRAMES

FRAME #6

Bit# ->	1	2	3	4	5	6	7	8
	C4	0	0	1	1	0	1	1
CRC-4 bit	0 indicates EVEN frame							
	- Frame Alignment Pattern -							

E1 Carrier System

EVEN FRAMES

FRAME #8

Bit# ->	1	2	3	4	5	6	7	8
	C1	0	0	1	1	0	1	1
CRC 4 bit	0 indicates EVEN frame							
	- Frame Alignment Pattern -							

EVEN FRAMES

FRAME #10

Bit# ->	1	2	3	4	5	6	7	8
	C2	0	0	1	1	0	1	1
CRC-4 bit	0 indicates EVEN frame							
	- Frame Alignment Pattern -							

EVEN FRAMES

FRAME #12

Bit# ->	1	2	3	4	5	6	7	8
	C3	0	0	1	1	0	1	1
CRC 4 bit	0 indicates EVEN frame							
	- Frame Alignment Pattern -							

EVEN FRAMES

FRAME #14

Bit# ->	1	2	3	4	5	6	7	8
	C4	0	0	1	1	0	1	1
CRC-4 bit	0 indicates EVEN frame							
	- Frame Alignment Pattern -							

E1 Carrier System

- TS16 operation
 - CCS (Common Channel Signaling) được dùng, TS16 có thể được sử dụng như là kênh thông tin
 - CAS được sử dụng:
 - TS16 of Frame 0: Multiframe Alignment signal

Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4	Bit 5	Bit 6	Bit 7	Bit 8
0	0	0	0	X	Y	X	X

X= Spare bits, set to 1 if not used

Y= Yellow Bits (Loss of Multiframe Alignment Signal) (0 = Normal, 1= Loss of MFAS)

E1 Carrier System

- TS16 of Frames 1-15: Signaling bits

	Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4	Bit 5	Bit 6	Bit 7	Bit 8
Frame 1	Ch1-A	Ch1-B	X	X	Ch17-A	Ch17-B	X	X

	Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4	Bit 5	Bit 6	Bit 7	Bit 8
Frame 2	Ch2-A	Ch2-B	X	X	Ch18-A	Ch18-B	X	X

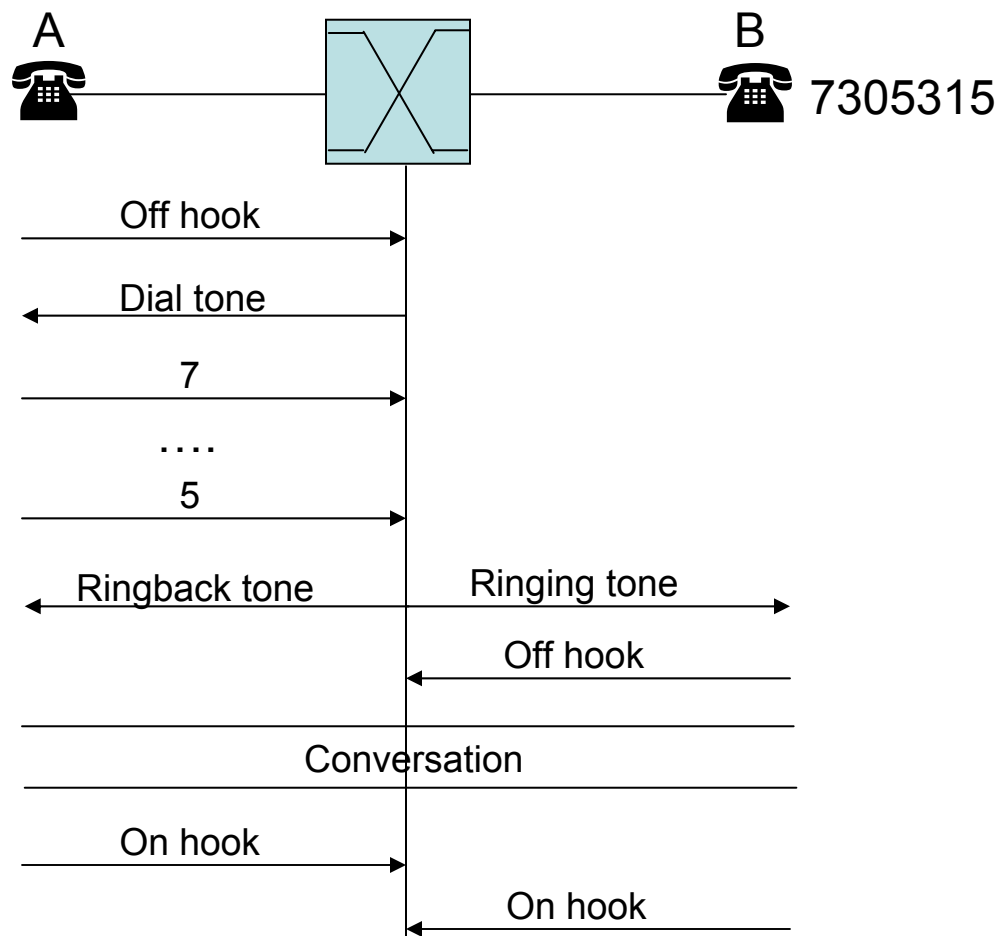
	Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4	Bit 5	Bit 6	Bit 7	Bit 8
Frame 3	Ch3-A	Ch3-B	X	X	Ch19-A	Ch19-B	X	X

	Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4	Bit 5	Bit 6	Bit 7	Bit 8
Frame 15	Ch15-A	Ch15-B	X	x	Ch31-A	Ch31-B	X	X

9/12/2010

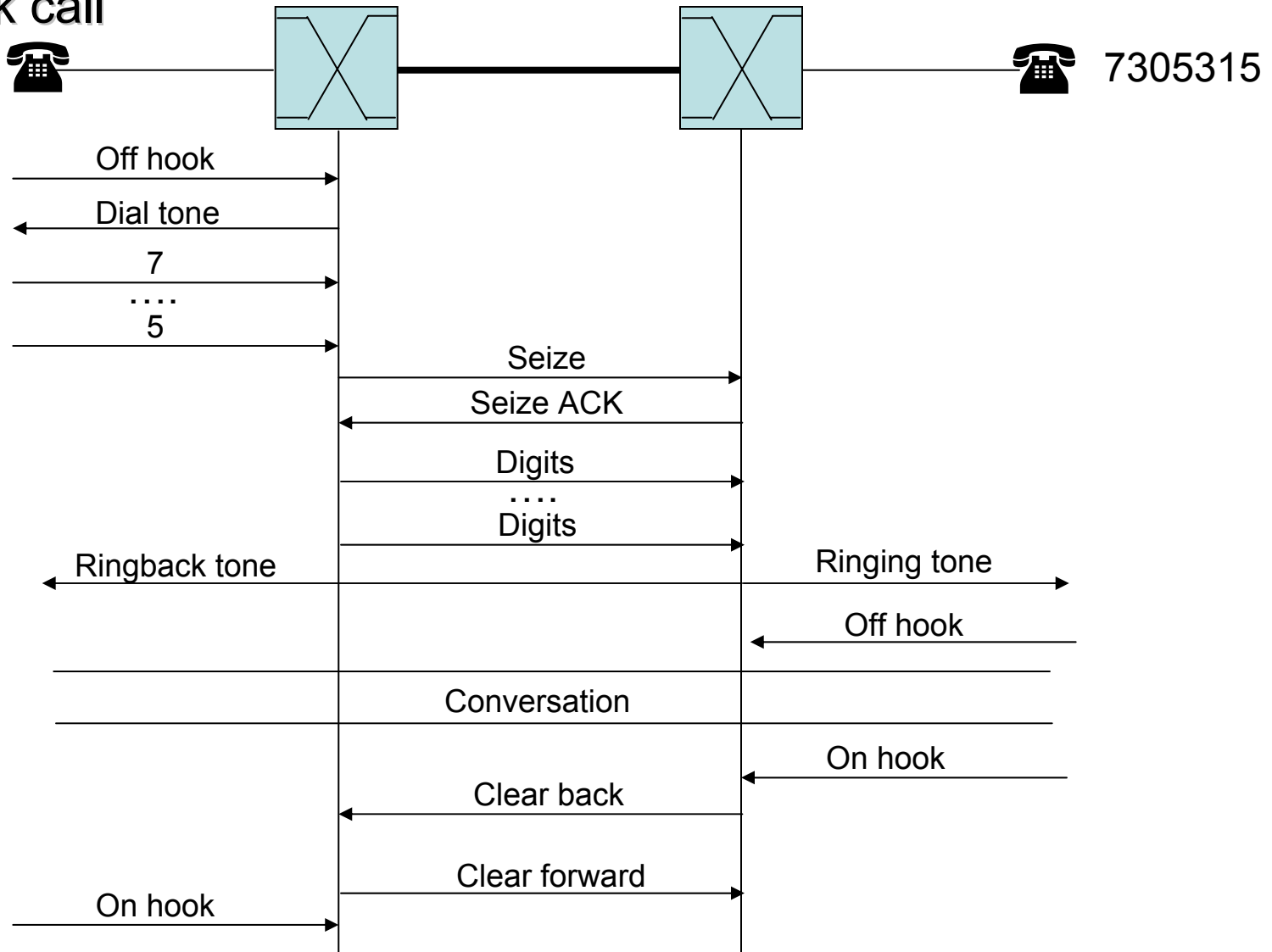
What is Signaling?

- Xem xét quy trình thiết lập kết nối
- Cuộc gọi nội bộ:



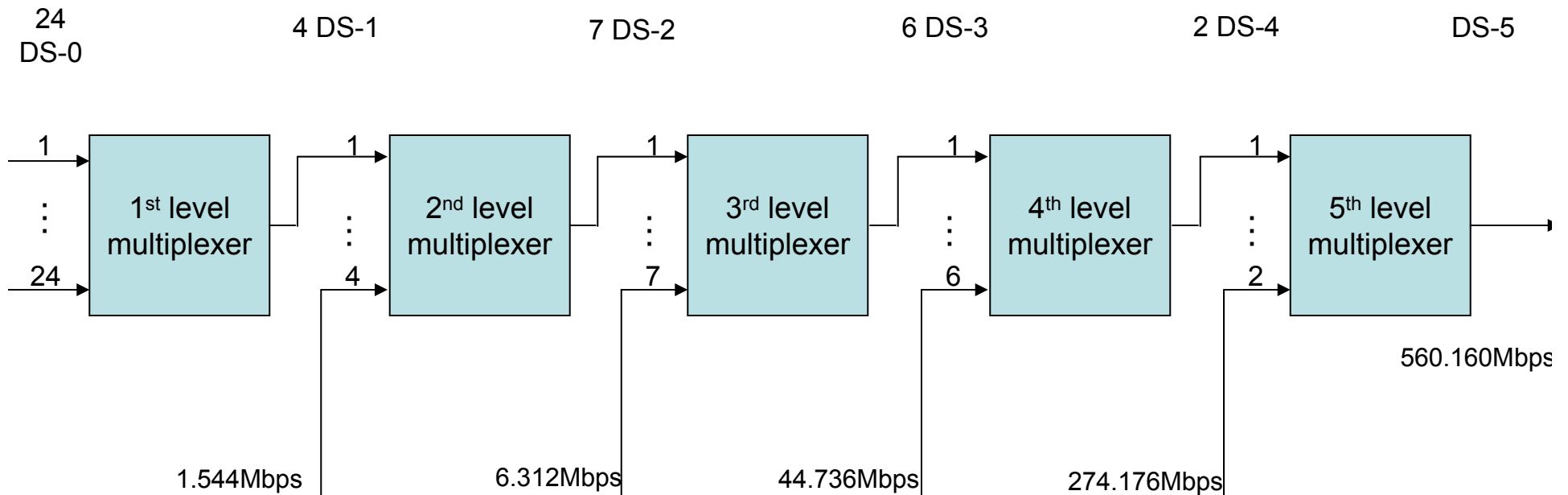
What is Signaling?

- Trunk call



TDM Hierarchy

- North America and Japan standards (AT&T)



TDM Hierarchy

- TDM standards for North America

Digital Signal Number	Bit rate, R (Mbps)	No of 64kbps PCM channels	Transmission media used
DS-0	0.064	1	Wire pairs
DS-1	1.544	24	Wire pairs
DS-2	6.312	96	Wire pairs, fiber
DS-3	44.736	672	Coax., radio, fiber
DS-4	274.176	4032	Coax., fiber
DS-4E	139.264	2016	Coax., radio, fiber
DS-5	560.160	8064	Coax., fiber

TDM Hierarchy

- Europe standards

