บทที่ 2
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 การสื่อสารข้อมูล [1]

หัวใจหลักของการส่งผ่านข้อมูลที่สำคัญประการหนึ่งในการสื่อสาร คือ การกล้ำสัญญาณ (Modulation) เพื่อจะทำให้การสื่อสารสามารถ ใช้สัญญาณที่เดินทางผ่านตัวกลางชนิดใดชนิดหนึ่งในการนำพาข้อมูลจากภาคส่งไปยังภาครับได้ โดยผู้ส่งสารต้องทำการกล้ำสัญญาณกับข้อมูลที่ต้องการส่ง และทางผู้รับสารต้องการถอดสัญญาณกลับ (Demodulation) เพื่อเอาข้อมูลออกมาจากสัญญาณที่ผู้ส่งสารนั้นส่งมา

2.2 การกล้ำสัญญาณ (Modulation) [2]

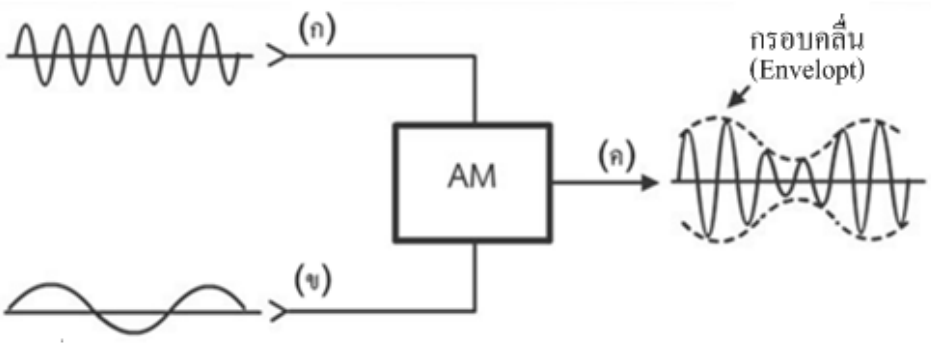
การจะส่งสัญญาณข่าวสารหรือข้อมูลผ่านช่องทางการสื่อสารจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องอาศัยสัญญาณความถี่สูงช่วยพาสัญญาณเหล่านั้นให้เคลื่อนย้ายจากที่หนึ่งไปยังอีกที่หนึ่งขบวนการหรือขั้นต้อนในการเปลี่ยนรูปสัญญาณไฟฟ้าดังกล่าวเราเรียกว่าการกล้ำสัญญาณ (Modulation) สัญญาณไฟฟ้าซึ่งมีความถี่สูงและคงที่ รวมทั้งมีแอมปลิจูดสูงด้วยนั้นเราเรียกว่าสัญญาณพาห์ (Signal Carrier) อุปกรณ์สำหรับกล้ำสัญญาณ (Modulator) จะสร้างสัญญาณพาห์และรวมเข้ากับสัญญาณข้อมูลก่อนที่จะส่งผ่านสื่อกลางไปยังอีกจุดหนึ่งที่อยู่ไกลออกไปได้และเมื่อถึงปลายทางก็จะมีอุปกรณ์ซึ่งทำหน้าที่แยกสัญญาณพาห์ออกให้เหลือเพียงสัญญาณข้อมูลเราเรียกวิธีการแยกสัญญาณนี้ว่าการถอดสัญญาณ (Demodulation) การกล้ำสัญญาณเป็นเรื่องที่สำคัญมากในการสื่อสารข้อมูลการเลือกวิธีการกล้ำสัญญาณและการถอดสัญญาณที่เหมาะสมจะช่วยให้ท่านทำการส่งข้อมูลข่าวสารได้อย่างมีประสิทธิภาพ

สัญญาณที่ใช้ในการกล้ำสัญญาณจะอยู่ในภาพของคลื่น ดังนั้นการเปลี่ยนลักษณะของสัญญาณคือการเปลี่ยนลักษณะของคลื่น โดยสามารถเปลี่ยนสิ่งต่างๆ ได้ดังต่อไปนี้

1. ขนาด (Amplitude)
2. ความถี่ (Frequency)
3. เฟส (Phase)

2.3 การกล้ำสัญญาณเชิงข่าวสาร (Amplitude Modulation) [2]

การกล้ำสัญญาณแบบ AM นั้น เราใช้สัญญาณข่าวสาร กล้ำสัญญาณลงบนสัญญาณพาห์ เพื่อเปลี่ยนคุณสมบัติทาง (ขนาดของคลื่นพาห์ ดังภาพที่ 2.1 เราใช้สัญญาณพาห์ ดังภาพที่ 2.1 (ก) ผสมกับสัญญาณข่าวสาร ดังภาพที่ 2.1 (ข) ลงในวงจรนอนลิเนียร์ (Nonlinear) เช่น ใช้ไดโอดหรือทรานซิสเตอร์โดยให้มีจุดทำงานอยู่ในบริเวณที่ไม่เป็นลิเนียร์ ในอุปกรณ์แบบนอนลิเนียร์จะทำให้เกิดสัญญาณ AM ดังภาพที่ 2.1 (ค) จะสังเกตว่าสัญญาณพาห์ซึ่งถูกกล้ำสัญญาณแล้วขนาดเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณข่าวสาร สัญญาณข่าวสารที่ปนอยู่ในสัญญาณ AM จะเป็นกรอบคลื่น (Envelope) บนและล่าง ดังเช่นภาพที่ 2.2 (ก) เป็นสัญญาณข่าวสารที่มีขนาดขนาดหนึ่ง โดยภาพที่ 2.2 (ข) คือสัญญาณ AM ที่มีสัญญาณข่าวสารขนาดเล็กลงดังภาพที่ 2.2 (ค) สัญญาณ AM ที่เกิดขึ้นก็จะมีกรอบ (การเปลี่ยนแปลงทางขนาด) เล็กลงด้วย ดังภาพที่ 2.2 (ง)

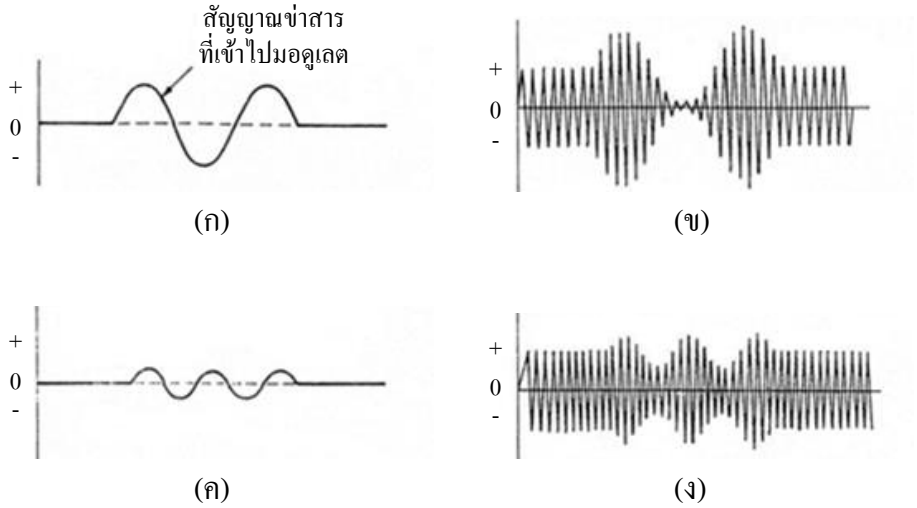


ภาพที่ 2.1 การกล้ำสัญญาณทางข่าวสารโดยใช้อุปกรณ์นอนลิเนียร์

(ก) สัญญาณคลื่นพาห์

(ข) สัญญาณข่าวสาร

(ค) สัญญาณ AM



ภาพที่ 2.2 การใช้สัญญาณข่าวสารที่มีขนาดมากและน้อยเพื่อมอดดูเลตบนคลื่นพาห์

(ก) สัญญาณข่าวสารที่ปนอยู่ในสัญญาณ AM

(ข) เสัญญาณข่าวสาร

(ค) สัญญาณ AM ที่มีสัญญาณข่าวสารขนาดเล็กลง

(ง) สัญญาณ AM ที่เกิดขึ้นมีกรอบเล็กลง

2.4 การกล้ำสัญญาณแบบสมดุลย์ (Balanced Modulator) [3]

Balanced Modulator คือ วงจร Amplitude Modulation ที่มี Supressed Carrier ประกอบด้วย Lower Sideband และ Upper Sideband เพื่อให้ได้สัญญาณเพียงพอที่จะเพิ่ม Carrier Signal และ Modulating Signal

วงจร AM แบบเดิมนั้นก็ยังคงสร้างคลื่นพาห์ตลอดเวลา ซึ่งสิ้นเปลืองพลังงาน เพื่อจะแก้ปัญหาที่กล่าวไปข้างต้นนี้ จึงมีการปรับปรุงการกล้ำสัญญาณเชิงขนาดเพื่อไม่ให้สิ้นเปลืองพลังงานไปกับคลื่นพาห์โดยเปล่าประโยชน์ ซึ่งเรียกว่าการกล้ำสัญญาณเชิงขนาดชนิดดับเบิ้ลไซด์แบนด์ซัพเพรสแคเรียร์ (Double Sideband Suppressed Carrier Modulation: DSBSC)

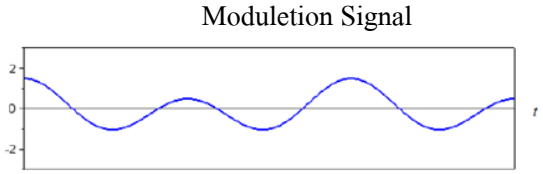
2.4.1 สัญญาณ DSBSC ในโดเมนเวล้า (DSBSC Time-Domain Description) [4]

เราสามารถเขียนสัญญาณ DSBSC ในโดเมนเวลาได้ดังสมการ (2.2) โดย $c(t)$ คือคลื่นพาห์ในสมการ

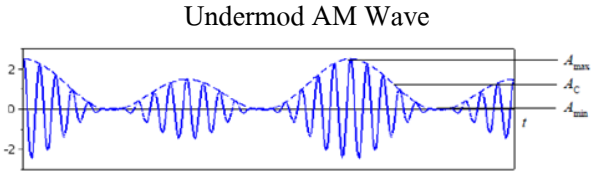
$$c(t) = A_c\cos(2\pi f_c t) \tag{2.1}$$

$$\begin{aligned} s(t) &= \mathrm{c(t)m(t)} \\ &= A_c\cos(2\pi f_c \mathrm{t})\mathrm{m(t)} \end{aligned} \tag{2.2}$$

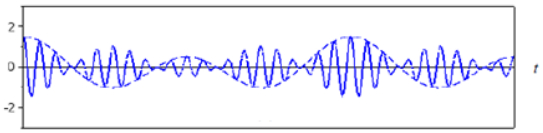
ลักษณะของสัญญาณ DSBSC ที่แตกต่างจาก AM คือรูปคลื่นกล้ำสัญญาณจะมีการกลับเฟสเมื่อขนาดของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ผ่านค่าศูนย์ ดังแสดงในภาพที่ 2.3(ค) เราจะเห็นได้ว่าเอ็นเวลลอปของการกล้ำสัญญาณ DSBSC ในภาพที่ 2.3(ค) จะแตกต่างจากรูปสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ในภาพที่ 2.3(ก) และด้วยสาเหตุนี้เองทำให้การกู้คืนสัญญาณข่าวสารจากคลื่นที่ถูกกล้ำ DSBSC จึงมีความยุ่งยากมากกว่าการกล้ำสัญญาณแบบ AM ธรรมดา



(ก)



(ข)



(ค)

ภาพที่ 2.3 แสดงการกล้ำสัญญาณเชิงขนาด

(ก) คลื่นสัญญาณข่าวสาร

(ข) คลื่น AM เมื่อ $|k_a m(t)| \leq 1$

(ค) คลื่น AM เมื่อ $|k_a m(t)| > 1$

ภาพที่ 2.3 แสดงถึงภาพสัญญาณข้อมูลเบสแบนด์ และสัญญาณคลื่นที่ถูกกล้ำ AM จากสมการ (2.3) สามารถพิจารณาค่าสมการในส่วนหน้าว่าเป็นส่วนเอ็นเวลล็อป (Envelope) ของสัญญาณ AM ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการ (2.4)

$$s(t) = A_c[1 + k_c m(t)]\cos(2\pi f_c t) \quad (2.3)$$

$$a(t) = A_c|1 + k_a m(t)| \quad (2.4)$$

จากสมการเอ็นเวลล็อปมีกรณีพิจารณาอยู่ 2 กรณี ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าขนาดของข้อมูลข่าวสาร $k_a m(t)$ เทียบกับขนาดของคลื่นพาห์ที่ถูกทำนอร์มอลไลซ์ให้มีค่าเท่ากับ 1 กรณีที่ 1 เป็นกรณีการกล้ำสัญญาณเชิงขนาด โดยทั่วไปในกรณีนี้จะทำให้ค่าเอ็นเวลล็อป (a(t)) ในสมการ (2.4) เป็นค่าบวกเสมอ

$$|k_a m(t)| \leq 1 \quad (2.5)$$

กรณีที่ 2 เป็นกรณีที่เกิดการกล้ำสัญญาณเกิน (Over Modulation)

$$|k_a m(t)| > 1 \quad (2.6)$$

ในกรณีนี้จะทำให้ค่าเอ็นเวลล็อป $a(t)$ ในสมการ (2.4) เป็นค่าลบ ดังแสดงในภาพที่ 2.3(ค) เมื่อเกิดการกล้ำสัญญาณเกิน สัญญาณคลื่นที่ถูกกล้ำ $s(t)$ จะเกิดการกลับเฟส ณ จุดที่ $m(t) = -1$ และจะทำให้วงจรเอ็นเวลล็อปดีเท็กเตอร์ (Envelope Detector) ซึ่งเป็นวงจรดีมอดูเลเตอร์สัญญาณ AM อย่างง่ายไม่สามารถใช้ได้ จำเป็นต้องใช้วงจรดีมอดูเลเตอร์ที่ยุ่งยากมากขึ้นกว่าเช่น Two-Quadrant Multiplier มาใช้เป็นต้น

จากภาพที่ 2.3(ข) เราสามารถหาค่าปริมาณการกล้ำสัญญาณ (Percent Modulation) ได้จากสมการ (2.7)

$$\%\, modulation = \frac{A_{max} - A_{min}}{2A_c} \times 100$$

$$= \frac{\max[k_a m(t)] - \min[k_a m(t)]}{2} \times 100 \quad (2.7)$$

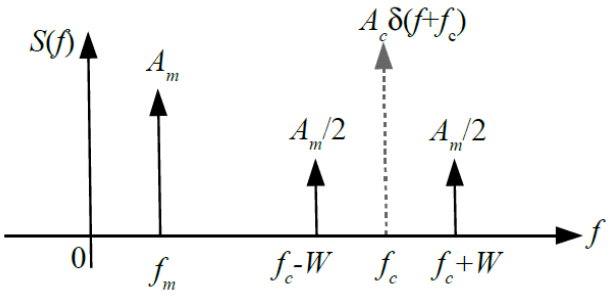
โดย A_{max} คือค่าสูงสุดของค่าเอ็นเวลล็อป $a(t)$ A_{min} คือค่าต่ำสุดของค่าเอ็นเวลล็อป $a(t)$ Ac คือค่าแรงดันเมื่อยังไม่มีการกล้ำสัญญาณ (i.e. $k_a m(t) = 0$) การกล้ำสัญญาณเชิงขนาด โดยปกติค่าเปอร์เซนต์การกล้ำสัญญาณจะมีค่าไม่เกิน 100% แต่หากมีค่าเกินนี้ เราจะเรียกว่าเกิดการกล้ำสัญญาณเกิน

2.4.2 สัญญาณ DSBSC ในโดเมนความถี่ (DSBSC Frequency-Ddomain Description)

การกล้ำสัญญาณ AM แบบ DSBSC จะสามารถเข้าใจได้ง่ายขึ้นหากพิจารณาในโดเมนความถี่ ตามชื่อของการกล้ำสัญญาณ คือการซัพเพรสแคเรียร์ (Suppressed Carrier) นั่นคือการตัด หรือละทิ้งคลื่นพาห์ออกไปโดยไม่ต้องทำการส่ง ซึ่งจะเห็นชัดเมื่อทำการพล็อตสเป็กตรัมของสัญญาณการกล้ำสัญญาณ DSBSC โดยในขั้นแรกต้องทำการแปลงฟูเรียร์ของคลื่นที่ถูกกล้ำ DSBSC ในสมการ (2.2) ให้อยู่ในโดเมนความถี่ เราจะได้

$$S(f) = \frac{1}{2} \cdot A_c[M(f - f_c) + M(f - f_c)]$$

โดย $S(f)$ คือผลการแปลงฟูเรียร์ของคลื่นที่ถูกกล้ำ DSBSC และ $M(f)$ คือผลการแปลงฟูเรียร์ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ และหากสัญญาณข่าวสารมีแบนด์วิทอยู่ในช่วง 0 – B Hz จะสามารถพล็อตสเป็กตรัมของคลื่นที่ถูกกล้ำ DSBSC ได้ดังภาพที่ 2.4 โดยในภาพจะเห็นว่าสเป็กตรัมของคลื่นที่ถูกกล้ำ DSBSC จะมีทั้งสองด้านนับจากตำแหน่งของคลื่นพาห์ โดยในภาพสเป็กตรัมที่แสดงโดยเส้นประ จะถูกตัดออก หรือจะพูดให้ถูกต้องคือ ไม่มีสเป็กตรัมนี้เกิดขึ้นจากการกล้ำสัญญาณแบบ DSBSC นั่นเอง สำหรับแบนด์วิทในการส่งผ่านคลื่นที่ถูกกล้ำ DSBSC จะมีค่าเท่ากับคลื่น AM คือสองเท่าของแบนด์วิท ของข้อมูลข่าวสาร



ภาพที่ 2.4 แสดงสเป็กตรัมของคลื่นที่ถูกกล้ำ DSBSC

2.4.3 การสร้างคลื่นสัญญาณ DSBSC (Generation Of DSBSC Waves)

จากสมการ (2.2) เราจะพบว่าการสร้างคลื่น DSBSC จะใช้การคูณกันของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ และคลื่นพาห์ $c(t)$ ซึ่งการคูณกันนี้สามารถทำได้โดยใช้วงจรเรียกว่า โปรดักมอดูเลเตอร์ (Product modulator) หรือมัลติไพเออร์มอดูเลเตอร์ (Multiplier Modulator) ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรโปรดักมอดูเลเตอร์สองชนิดคือ บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balance Modulator) และริงมอดูเลเตอร์

(Ring Modulator) วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balance Modulator) จะใช้วงจรมอดูเลเตอร์เชิงขนาด (AM Modulator) สองชุดมาต่อกันดังแสดงในภาพที่ 2.5 ในกรณีนี้เราจะสมมติให้วงจรมอดูเลเตอร์เชิงขนาดทั้งสองวงจรมีคุณสมบัติเหมือนกันเพียงแต่ได้รับสัญญาณข่าวสารที่ต่างเฟสกัน π rad. และจากสมการการกล้ำสัญญาณเชิงขนาดในสมการ (2.4) นำมาแทนค่าในวงจรใหม่นี้ เราจะได้เอาท์พุทจากวงจรบาลานซ์มอดูเลตดังสมการ (2.8)

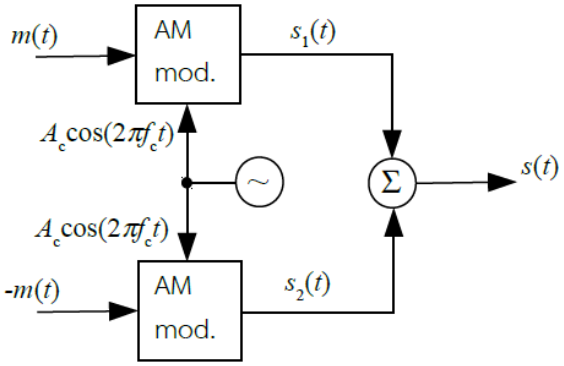
$$s(t) = A_c[1 + k_c m(t)]\cos(2\pi f_c t) \tag{2.3}$$

$$s_1(t) = A_c[1 + k_c m(t)]\cos(2\pi f_c t)$$

และ $$s_2(t) = A_c[1 + k_c m(t)]\cos(2\pi f_c t)$$

จาก $$s(t) = s_1(t) - s_2(t) \quad \text{นั่นคือ}$$

$$s(t) = 2k_a A_c \cos(2\pi f_c t) m(t) \tag{2.8}$$



ภาพที่ 2.5 แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

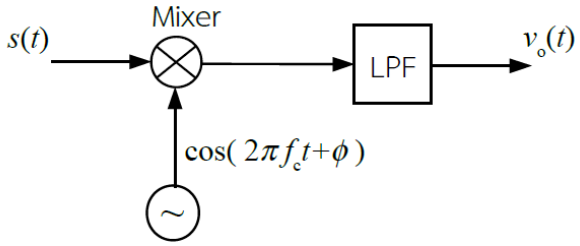
2.4.4 การกู้คืนการกล้ำสัญญาณคลื่น DSBSC แบบโคฮีเรนท์ดีเทคชั่น

คลื่น DSBSC ไม่สามารถใช้เอ็นเวลลอปดีเทคเตอร์ในการกู้คืนการกล้ำสัญญาณสัญญาณได้ เพราะเอ็นเวลลอปของคลื่น DSBSC ไม่ได้แปรผันตามสัญญาณข่าวสารโดยตรง จึงต้องใช้วงจรพิเศษในการกู้คืนการกล้ำสัญญาณในวงจรนี้สัญญาณข่าวสาร $m(t)$จะถูกกู้คืนจากคลื่น DSBSC $s(t)$โดยการคูณคลื่น $s(t)$ ด้วยคลื่นโคซายน์ที่ผลิตขึ้นจากฝั่งวงจรรับ และนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอีกครั้งดังภาพที่ 2.6 โดยเราสมมติให้ความถี่และเฟสของออสซิเลเตอร์ในฝั่งวงจรรับซิงโครไนส์ (Synchronized) กับความถี่ของคลื่นพาห์ $c(t)$ หรือเรียกอีกอย่างว่าออสซิเลเตอร์ในฝั่งวงจรรับโคฮีเรนท์ (Coherent) กับคลื่นพาห์ $c(t)$ ของคลื่น DSBSC $s(t)$ นั่นเอง เราสามารถแสดงการกู้คืนการกล้ำสัญญาณคลื่น DSBSC ได้ดังสมการ (2.9)

$$s_1(t) = A_c[1 + k_c m(t)]\cos(2\pi f_c t)$$

จากสมการคณิตศาสตร์ $\cos\alpha \cdot cos\beta = \frac{1}{2}[\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$

$$\begin{aligned} \text{v(t)} &= \cos(2\pi f_c t) \cdot s(t) \\ &= A_c \cos(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t)m(t) \\ &= \frac{1}{2}A_c \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_c t) + \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_c t)]m(t) \\ &= \tfrac{1}{2}A_c m(t) + \tfrac{1}{2}A_c \cos(4\pi f_c t)m(t) \end{aligned} \quad (2.9)$$



ภาพที่ 2.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรกู้คืนการกล้ำสัญญาณ DSBSC แบบโคฮีแรนท์ดีเท็กชั่น

ในกรณีทั่วไปแล้วเฟสของออสซิเลเตอร์ในฝั่งตัวรับจะไม่ตรงกับเฟสของคลื่นพาห์ $c(t)$ ของ DSBSC เราจึงทำการคำนวณหาผลเนื่องจากเฟสที่แตกต่างกันของคลื่นทั้งสองดังนี้ โดยให้ ø คือเฟสที่แตกต่าง

$$\begin{aligned} \text{v(t)} &= \cos(2\pi f_c t + \emptyset) \cdot s(t) \\ &= A_c \cos(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t + \emptyset)m(t) \\ &= \frac{1}{2}A_c \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_c t + \emptyset) + \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_c t + \emptyset)]m(t) \\ &= \tfrac{1}{2}A_c cos\emptyset m(t) + \tfrac{1}{2}A_c \cos(4\pi f_c t + \emptyset)m(t) \end{aligned} \quad (2.10)$$

จากสมการ (2.9) และ (2.10) จะพบว่าเราสามารถขจัดเทอมที่ไม่ต้องการออกไปได้โดยการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เนื่องจากในเทอมที่กล่าวมานั้นจะมีค่าความถี่สูงกว่าความถี่ข่าวสารอยู่สองเท่า นั่นคือเราจะได้คลื่นข่าวสารจากสมการ (2.9) และ (2.10) ดังนี้

$$v_o(t) = \tfrac{1}{2}A_c m(t) \qquad \text{กรณีเฟสตรงกัน} \quad (2.11)$$

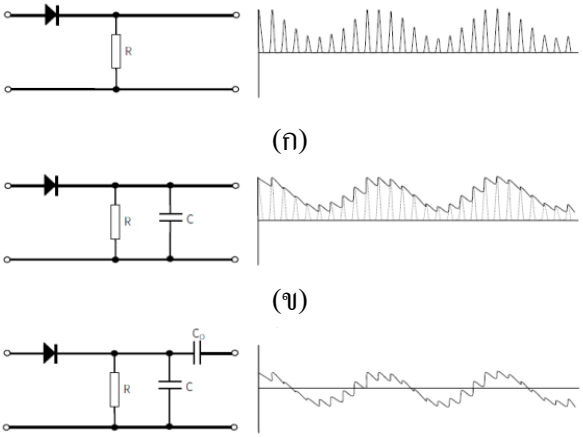
และ $$v_o(t) = \tfrac{1}{2}A_c cos\emptyset m(t) \qquad \text{กรณีเฟสต่างกัน } \emptyset \quad (2.12)$$

เราจะพบว่าเมื่อเฟสต่างกันจะมีผลทำให้แอมปลิจูดของสัญญาณ $v_o(t)$ ลดลงด้วยอัตรา $cos\emptyset$ ซึ่งขึ้นอยู่กับความต่างเฟส โดยหาก $\emptyset = 0$ นั่นคือเฟสตรงกัน ค่าแอมปลิจูดเอาท์พุทของ $v_o(t)$ จะมีค่าสูงสุด แต่หาก $\emptyset = \pm\pi/2$ ค่าเอาท์พุทจะได้ต่ำสุดเท่ากับศูนย์ ผลอีกประการหนึ่งคือหากความต่างเฟส หรือความผิดพลาดของเฟสนี้ มีค่าคงที่ตลอดเวลา ก็จะไม่มีผลใดๆกับรูปคลื่นสัญญาณของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ที่กู้คืนกลับมา นอกจากการลดทอนของขนาดแอมปลิจูดเท่านั้น แต่หากความต่างเฟสไม่คงที่ มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา t อันเนื่องมาจากผลของช่องทางการสื่อสาร (Communication Channel) หรือผลกระทบอื่นๆ ก็จะทำให้ตัวคูณ $cos\emptyset$ ไม่คงที่ และผลที่ได้คือรูปคลื่นสัญญาณที่กู้คืนกลับมาจะไม่ได้รูปลักษณะเดิม มีการลดทอนไม่เท่ากันในแต่ละช่วงเวลา t จากผลอันนี้เองวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบโคฮีเรนท์ จึงจำเป็นจะต้องทำให้ความถี่ และเฟสของออสซิเลเตอร์ในวงจรด้านรับ ซิงโครไนส์ หรือโคฮีเรนท์ กับคลื่นพาห์ให้ได้ ซึ่งก็จำเป็นต้องเพิ่มความยุ่งยากให้กับวงจรนั่นเอง

2.5 ตัวตรวจจับไดโอด (Diode Detectors) [5]

จากการผสมสัญญาณแบ DSB-LC ที่ลักษณะสัญญาณที่ผสมแล้วเหมือนกับว่ามีสัญญาณข่าวสารลอยอยู่บนจุดยอดของคลื่นพาห์ จึงสามารถใช้วงจรแบบง่ายๆประกอบด้วยไดโอดและ RC ในการแยกสัญญาณข่าวสารออกจากคลื่นพาห์ได้ ดังภาพที่ 2.7 จึงเป็นที่มาของชื่อเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์หรือไดโอดดีเทคเตอร์ ด้วยคุณสมบัติของไดโอดที่ยอมให้กระแสไหลผ่านทางเดียว จึงทำหน้าที่ตัดสัญญาณที่ผสมแล้วในด้านลบออก เหลือแต่สัญญาณด้านบวก ดังภาพที่ 2.7(ก) ส่วน RC ประกอบเป็นวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่าน โดยปกติแล้วความถี่ของสัญญาณข่าวสารที่ต้องการกับความถี่คลื่นพาห์จะแตกต่างกันมาก การใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ RC นี้จึงเป็นไปได้ที่จะตัดความถี่คลื่นพาห์ออกโดยได้ความถี่ของสัญญาณข่าวสารครบถ้วนอยู่ ดังภาพที่ 2.7(ข) เนื่องจากไดโอดผ่านสัญญาณเฉพาะด้านบวกทำให้สัญญาณที่ได้นี้มีส่วนประกอบแรงดันกระแสตรงอยู่ CO ถูกเพิ่มเข้ามาเพื่อตัดส่วนที่เป็นกระแสตรงออกไปได้เป็นสัญญาณ ดังภาพที่ 2.7(ค)

อย่างไรก็ตามถ้าค่า RC ที่ใช้มีค่ามากหรือน้อยเกินไปก็จะทำให้สัญญาณข่าวสารที่ได้มีความถี่คลื่นพาห์ปะปนอยู่หรือได้ความถี่ไม่ครบถ้วน ค่าผลคูณของ R และ C หรือที่เรียกว่า ค่า Time Constant :TC ในวงจร ถ้ามีค่าน้อยเกินไปจะทำให้มีส่วนของสัญญาณคลื่นพาห์หลงเหลืออยู่มากในขณะที่ถ้าค่า TC มากเกินไป จะทำให้เกิดความเพี้ยนของสัญญาณข่าวสารที่ได้ โดยสัญญาณข่าวสารส่วนที่เป็นความถี่สูงหรือการเปลี่ยนแปลงเร็วจะหายไป ดังภาพที่ 2.8

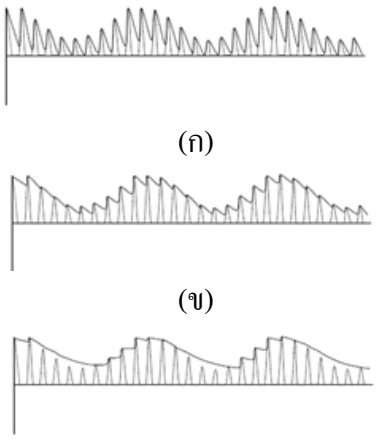


ภาพที่ 2.7 วงจรเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์ หรือ ไดโอดดีเทคเตอร์

(ก) คุณสมบัติของไดโอดทำหน้าที่ตัดสัญญาณด้านลบออก

(ข) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ RC ตัดความถี่คลื่นพาห์ออก

(ค) ให้สัญญาณที่มีส่วนประกอบแรงดันกระแสตรงอยู่



ภาพที่ 2.8 สัญญาณที่ได้จากวงจรเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์ ที่ค่า TC ต่างกัน

(ก) ค่า TC น้อยเกินไป

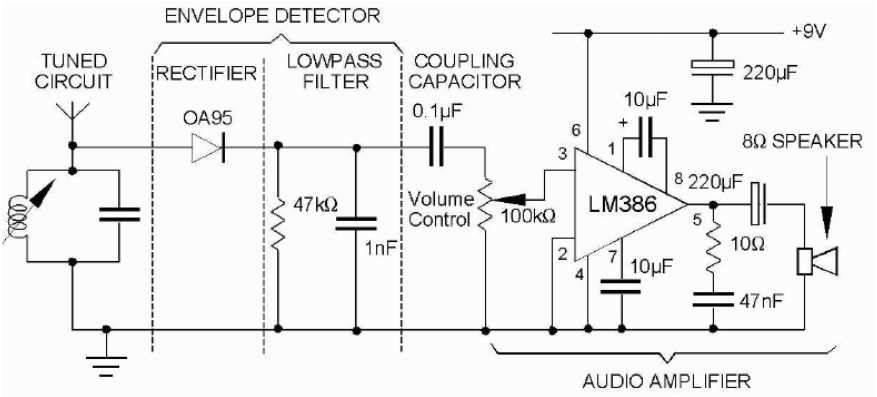
(ข) ค่า TC เหมาะสม

(ค) ค่า TC มากเกินไป

จากภาพที่ 2.8 สามารถอธิบายได้ด้วยกระบวนการอัดและคายประจุ ของตัวเก็บประจุ (C) ได้ คือ จังหวะที่มีสัญญาณผ่านไดโอดมาจะอัดประจุเข้าตัวเก็บประจุ C ขณะที่ไม่มีสัญญาณผ่านตัว

ไดโอดมา ตัวเก็บประจุก็จะคายประจุให้กับตัวต้านทาน R โดยถ้าค่า R, C น้อย การอัดและคายประจุจะเกิดขึ้นในเวลาอันสั้น จะทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันตามพัลส์ความถี่ของคลื่นพาห์ แต่ถ้าค่า R, C มากไปการอัดและคายประจุจะใช้เวลานานซึ่งอาจไม่ทันกับการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข่าวสาร ทำให้รู้ปสัญญาณที่ได้เพี้ยนไป ค่า TC ที่เหมาะสมนั้นจะพิจารณาจากสัญญาณที่ได้มีค่าความเพี้ยนจากสัญญาณข่าวสารเดิมมากน้อยเพียงใด วัดเป็นเปอร์เซ็นต์กำลังของความถี่ที่ไม่ต้องการที่ปี นอยู่เรียกว่า Percent of Total Harmonic Distortion :%T.H.D. ในกรณีของไดโอดดีเทคเตอร์นี้จะมีค่า %T.H.D. ค่อนข้างมากถึงแม้จะใช้ค่า TC ที่เหมาะสมก็ยังอาจทำให้ได้สัญญาณที่มีความเพี้ยนอยู่ แต่ก็พอยอมรับได้ในการกระจายเสียงระบบ AM ทั่วไป

ตัวอย่างของวงจรเครื่องรับวิทยุระบบ AM อย่างง่าย ดังภาพที่ 2.9 เป็นเครื่องรับที่รับสัญญาณจากสายอากาศผ่านวงจรจูนเลือกความถี่ แล้วจึงใช้เอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์แยกสัญญาณข่าวสารออกมาป้อนเข้าวงจรขยายเสียงออกลำโพง



ภาพที่ 2.9 ตัวอย่างวงจรเครื่องรับวิทยุระบบ AM ที่ใช้เอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์

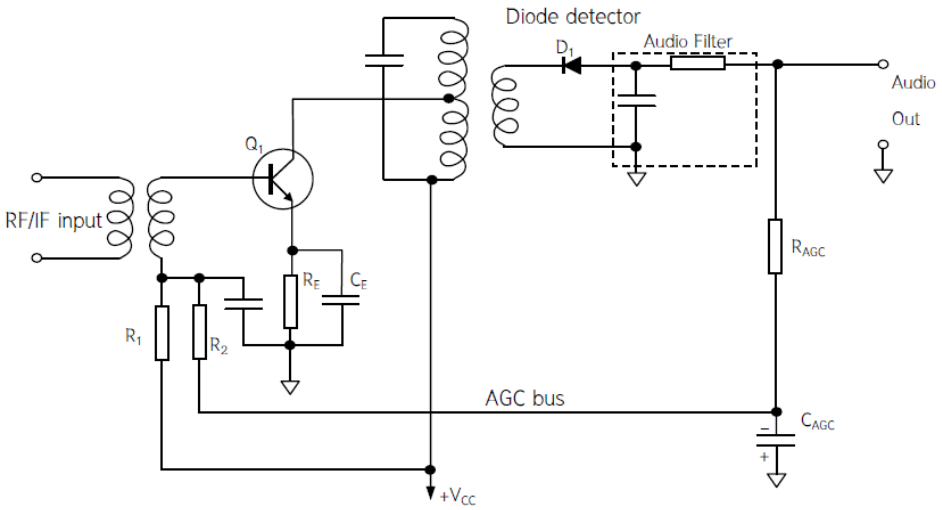
สำหรับวงจรนี้สัญญาณที่รับได้ต้องมีขนาดสูงมากพอ ที่จะผ่านวงจรเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์ได้ เนื่องจากส่วนของวงจรดีเทคเตอร์ที่เป็นอุปกรณ์ประเภทเฉื่อย (Passive Element) ไม่มีการขยายสัญญาณมีแต่การสูญเสียในวงจร ดังนั้นจึงต้องการกำลังที่สูงมากพอ อาจทำได้โดยการเพิ่มวงจรขยายก่อนที่จะป้อนให้กับวงจรดีเทคเตอร์ และยังต้องคำนึงถึงลักษณะสมบัติของไดโอดที่จะนำมาใช้ด้วยที่ขนาดสัญญาณต่ำๆ จะเกิดความเพี้ยน รวมถึงอาจไปกระทบของวงจรเลือกความถี่ทำให้ค่า Q ลดลงได้ รวมทั้งวิธีการดีเทคสัญญาณโดยใช้ไดโอดหรือเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์นี้ จะใช้ได้กับกรณีสัญญาณที่ผสมมาแบบ DSB-LC เท่านั้น ถ้าเป็นการผสมสัญญาณแบบอื่นต้องใช้การดีเทคแบบผลคูณในหัวข้อถัดไปอย่างไรก็ตามก็เป็นวงจรที่ง่าย สามารถจัดการกับสัญญาณที่มีขนาดสูง

ได้ดี มีประสิทธิภาพสูงความเพี้ยนพอยอมรับได้ในการสื่อสารระบบ AM ทั่วไป นอกจากนี้สัญญาณที่ได้ยังสามารถนำไปใช้สำหรับการปรับอัตราขยายอัตโนมัติได้ในคราวเดียวกัน

2.6 การปรับอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control : AGC) [5]

จากความสำคัญของการขยายสัญญาณเพื่อให้สัญญาณที่รับได้มีขนาดสูงพอที่จะจัดการได้ดังได้กล่าวไปแล้วนั้น ถ้าหากสัญญาณที่รับได้ของแต่ละสถานีมีขนาดไม่เท่ากัน ปัญหาจะเกิดขึ้นถ้าไม่มีการปรับอัตราขยายตาม กล่าวคือ ขณะที่รับสัญญาณจากสถานีที่มีขนาดสัญญาณต่ำ อัตราขยายของวงจรขยายก็จะต้องมีค่าสูงเพียงพอที่จะรับสัญญาณได้ชัดเจน แต่เมื่อปรับไปรับสัญญาณจากสถานีที่มีขนาดสัญญาณสูงสัญญาณที่รับได้ในกรณีสัญญาณข่าวสารก็จะดังเกินไป ในทางกลับกันถ้ารับสัญญาณจากสถานีที่มีสัญญาณแรงอยู่แล้วปรับไปรับสถานีที่มีสัญญาณต่ำก็อาจไม่ได้ยินเลย ซึ่งโดยปกติสัญญาณจากสถานีต่างๆ ที่มาถึงเครื่องรับจะมีขนาดที่แตกต่างกันอยู่แล้วถึงแม้จะส่งด้วยกำลังส่งที่เท่ากันก็ตามเนื่องจากระยะทางจากแต่ละสถานีถึงเครื่องรับต่างกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีของการส่งกระจายเสียงระบบ AM จะมีผลต่อขนาดสัญญาณมากกว่าระบบ FM

วงจรขยายที่ใช้ในเครื่องรับจึงต้องมีการปรับอัตราการขยายโดยอัตโนมัติไปตามขนาดสัญญาณที่รับได้ กล่าวคือถ้าสัญญาณที่รับได้มีขนาดต่ำก็จะปรับอัตราขยายให้สูงขึ้น แต่เมื่อปรับไปรับสถานีที่มีสัญญาณแรงก็จะลดอัตราขยายลง โดยการป้อนกลับสัญญาณขนาดที่รับได้ไปควบคุมอัตราขยายของวงจรขยายโดยอัตโนมัติ เรียกวงจรที่ทำหน้าที่นี้ว่า Automatic Gain Control : AGC หลักการทำงานคือการดีเทคสัญญาณโดยใช้ไดโอดแล้วนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านให้ได้ค่าแรงดันกระแสตรงซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยที่แทนความแรงของสัญญาณ นำแรงดันกระแสตรงที่ได้นี้ไปป้อนกลับให้วงจรขยาย ถ้าสัญญาณที่รับได้มีขนาดสูง แรงดันกระแสตรงที่ได้จากการดีเทคสัญญาณจะมีค่าติดลบมาก ส่งผลให้ไปลดอัตราขยายของวงจรขยายลงในขณะที่สัญญาณที่รับได้มีขนาดต่ำแรงดันกระแสตรงที่ได้จะมีค่าติดลบน้อย ก็จะไม่ทำให้อัตราขยายลดลง จะทำให้ขนาดสัญญาณหลังจากการขยายที่ได้จากสถานีที่มีความแรงต่ำและความแรงสูง ไม่แตกต่างกันการปรับความดังของเสียงก็จะขึ้นอยู่กับเฉพาะการปรับวงจรขยายเสียงตามต้องการเท่านั้นจะไม่เปลี่ยนไปเมื่อมีการเปลี่ยนสถานีรับ ตัวอย่างวงจรการปรับอัตราขยายอัตโนมัติของวงจรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์ ดังภาพที่ 2.10



ภาพที่ 2.10 ตัวอย่างของวงจรปรับอัตราขยายอัตโนมัติ (AGC)

ด้วยลักษณะการผสมสัญญาณแบบ AM ที่ขนาดของคลื่นพาห์มีการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณข่าวสารอยู่แล้ว ในการดีเทคสัญญาณเพื่อปรับอัตราขยายนั้นส่วนที่ทำหน้าที่กรองความถี่ให้ได้แรงดันกระแสตรงที่เป็นค่าเฉลี่ยของสัญญาณจะต้องตัดความถี่ของสัญญาณข่าวสารออกให้หมด ไม่เช่นนั้นอัตราขยายก็จะกระเพิ่มตามความถี่ของสัญญาณข่าวสารนั้น และ CAGC จะต่อร่วมกันเพื่อทำหน้าที่ดังกล่าว

2.7 การกล้ำสัญญาณแบบความถี่ (Freguency Modulator : FM) [4]

ความสัมพันธ์ของการกล้ำสัญญาณในแต่ละชนิดนั้นแสดงให้เห็นในสมการทั่วไปของการกล้ำสัญญาณดังสมการ (2.13) สำหรับหลักการพื้นฐานของการกล้ำสัญญาณเชิงความถี่คือ ความถี่ของคลื่นพาห์ $c(t)$ จะเปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงขนาดของคลื่นสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ดังภาพที่ 2.11 การเปลี่ยนแปลงดังกล่าวนำมา เขียนในรูปสมการทางคณิตศาสตร์ได้ ดังสมการ (2.14)

$$V_c(t) = A_c \cos\theta = A_c \cos(\omega_c t + \omega_c) \quad (2.13)$$

$$\delta\omega \propto m(t)$$

หรือ

$$\delta\omega_c = k_f\, m(t)\, \omega_c \quad (2.14)$$

โดย k_f คือเซนซิติวิตี้ความถี่ต่อแรงดัน (Frequency Sensitivity) ซึ่งมีหน่วยคือ Hz/V หรือ $rad/(s \cdot V)$ ส่วน δω คือปริมาณการเปลี่ยนแปลงของความถี่ หรือความถี่เชิงมุม ตามคลื่นข่าวสาร $m(t)$ ที่เกิดการเปลี่ยนแปลง และมีผลทำให้ความถี่คลื่นพาห์ในขณะหนึ่งๆ (Instantaneous Carrier Frequency, ω_i) นั้นเบี่ยงเบน (Deviate) ไปจากความถี่คลื่นพาห์ที่ยังไม่ได้ถูกกล้ำสัญญาณ ωc นั่นคือ

$$\omega_i \propto \omega_c + \delta\omega \tag{2.15}$$

จากการกล้ำสัญญาณในสมการ (2.13) เราแทนมุมเฟส θ ด้วยมุมเฟสที่มีการเปลี่ยนแปลงในขณะหนึ่งๆ คือ θ_i เพื่อคำนวณหาคลื่นที่ถูกกล้ำที่เกิดจากผลของการเบี่ยงเบนความถี่

$$s_{FM}(t) = A_c \cos\theta_i \tag{2.16}$$

จากสมการพื้นฐาน ความถี่คืออัตราการเปลี่ยนแปลงมุมเฟส ($\omega i = d\theta i / dt$) ดังนั้นหากเราต้องการหาค่า θ_i จึงต้องอินทิเกรตความถี่ นั่นคือ

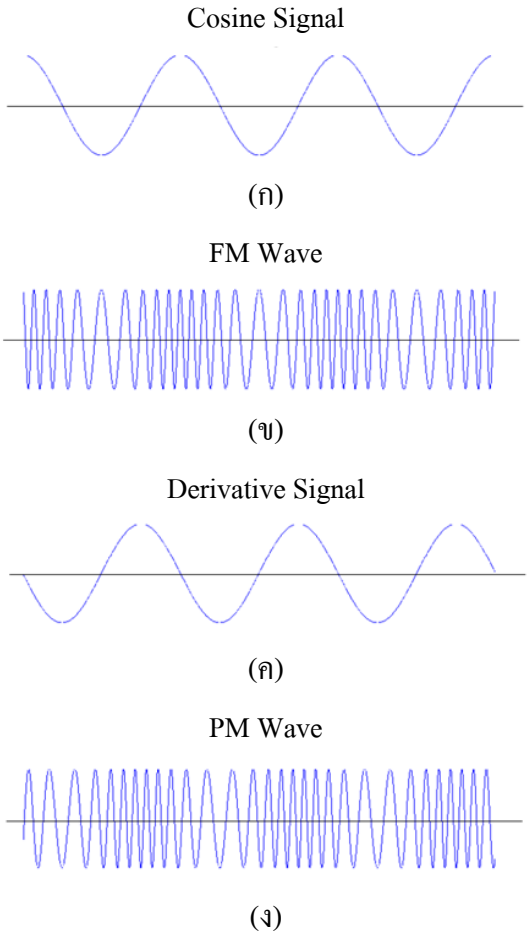
$$\theta_i = \int \omega_i \, dt \tag{2.17}$$

ทำการอินทิเกรตจากศูนย์ถึงเวลา t ที่สนใจ เราจะได้

$$\begin{aligned}
\int_0^{\theta i} d\,\theta_i &= \int_0^t \omega_i \, dt \\
\theta_i &= \int_0^t (\omega_c + \delta\omega) dt \\
&= \int_0^t (\omega_c + k_f m(t)) dt \\
&= \int_0^t \omega_c \, dt + \int_0^t k_f m(t) dt \\
\theta_i &= \omega_c t + k_f \int_0^t m(t) dt
\end{aligned} \tag{2.18}$$

แทนสมการ (2.18) ในสมการ (2.16) $s_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + k_f \int_0^t m(t) dt$ (2.19)

สมการ (2.19) ที่ได้นี้คือสมการทั่วไปของการกล้ำสัญญาณเชิงความถี่ โดยใช้ได้กับทุกรูปคลื่นสัญญาณ



ภาพที่ 2.11 แสดงคลื่นที่ถูกกล้ำ FM และ PM

(ก) คลื่นสัญญาณข่าวสาร m(t)

(ข) คลื่นที่ถูกกล้ำ FM

(ค) เดริเวทีฟคลื่นสัญญาณข่าวสาร m(t)

(ง) คลื่นที่ถูกกล้ำ PM

2.8 การถอดสัญญาณแบบความถี่ (Freguency Demodulator) [4]

ในการกล้ำสัญญาณเชิงความถี่นั้นความถี่ของคลื่นพาห์จะเบี่ยงเบนตามค่าสัญญาณข่าวสารที่เข้ามา นั่นคือ

$$\delta\omega \propto m(t) \tag{2.20}$$

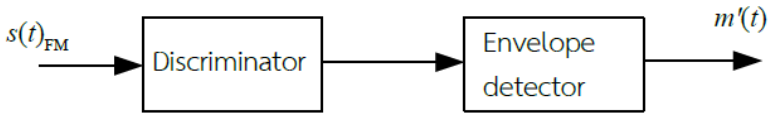
ซึ่งการกู้คืนการกล้ำสัญญาณคลื่น FM ก็จะทำในขั้นตอนย้อนกลับ นั่นคือจะให้แรงดันเอาท์พุท ($V_0(t)$) เปลี่ยนแปลงตามความถี่ที่รับเข้ามาดังสมการ (2.21)

$$v_0\,(t) \propto \delta\omega \qquad (2.21)$$

โดยมีตัวแปรที่สำคัญในการสร้างวงจรดีมอดูเลเตอร์อยู่ 3 ตัวแปรคือ ความเป็นเชิงเส้น (Linearity) ขอบเขตที่เบี่ยงเบน (Range) และเซนซิติวิตี้การตอบสนองความถี่ต่อแรงดัน (Sensitivity) วงจรสำหรับกู้คืนการกล้ำสัญญาณคลื่น FM จะต้องมีคุณสมบัติที่ดีในตัวแปรทั้งสามนี้ ซึ่งมีวงจรจำนวนมาก แต่ทั้งนี้จะได้แสดงตัวอย่างของวงจรกู้คืนการกล้ำสัญญาณคลื่น FM เพียงบางส่วนต่อไป

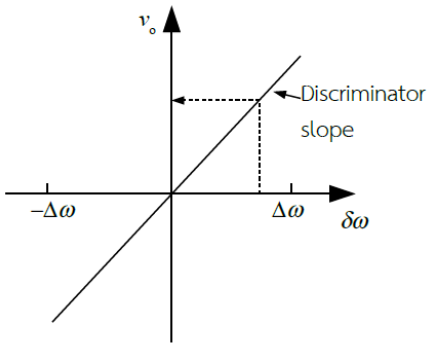
2.8.1 ดิสคริมิเนเตอร์ (Discriminator)

ในวงจรกู้คืนการกล้ำสัญญาณคลื่น FM นั้น หลายๆวงจรมีหลักการพื้นฐานอยู่สองขั้นตอนคือ ขั้นตอนแรก ทำการเปลี่ยนแปลงคลื่น FM ให้อยู่ในรูปของ AM จากนั้นจึงใช้วงจรเอ็นเวลล็อปดีเทคเตอร์ในการกู้คืนสัญญาณข่าวสารจากคลื่น AM อีกครั้งหนึ่ง ดังภาพที่ 2.12



ภาพที่ 2.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการกู้คืนการกล้ำสัญญาณ FM โดยการใช้ดิสคริมิเนเตอร์

ขั้นตอนแรกของวงจรดังภาพที่ 2.12 วงจรที่ทำหน้าที่แปลงคลื่น FM ให้อยู่ในรูปของ AM นั้น เรียกว่า วงจรดิสคริมิเนเตอร์ (Discriminator) ที่มีลักษณะคือจะให้อัตราการขยายของสัญญาณที่ความถี่ต่างกันไม่เท่ากัน ดังภาพที่ 2.13



ภาพที่ 2.13 แสดงกราฟคุณสมบัติดิสคริมิเนเตอร์

2.9 การกล้ำสัญญาณแบบพัลส์ (Pulse Modulator) [4]

การสื่อสารด้วยสัญญาณดิจิตอล มีข้อได้เปรียบวิธีการเก่าซึ่งเป็นการสื่อสารด้วยสัญญาณต่อเนื่องหรืออุปมานอยู่ด้วยกันหลายข้อ ไม่ว่าจะเป็นเรื่องของสมรรถนะ ความครอบคลุมหลากหลายและความปลอดภัยของข้อมูล อย่างไรก็ตามธรรมชาติของสัญญาณที่ใช้กันไม่ว่าจะเป็นสัญญาณข่าวสารหรือสัญญาณภาพ หรือสัญญาณที่แสดงการเปลี่ยนแปลงทางกายภาพอื่นๆ จะเป็นสัญญาณที่ต่อเนื่อง หรือสัญญาณอุปมานนั่นเอง การแปลงจากสัญญาณอุปมานเป็นสัญญาณเชิงเลขหรือสัญญาณดิจิตอลจึงมีความจำเป็น และขบวนการแปลงนี้ก็เรียกว่า การแปลงจากสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจตอล (Analog To Digital Conversion, ADC, A/D) ซึ่งบางทีก็เรียกว่าการมอดูเลตด้วยพัลส์ (Digital Pulse Modulation) ซึ่งมีสองเทคนิคหลักที่ใช้กัน คือ การมอดูเลตแบบเข้ารหัสพัลส์ หรือพีซีเอ็ม (Pulse Code Modulation, PCM) และ การมอดูเลตแบบเดลต้า (Delta Modulation) การมอดูเลตแบบเข้ารหัสพัลส์ จะประกอบด้วยสามขั้นตอนคือ ขั้นตอนการสุ่มสัญญาณ (Sampling) ขั้นตอนการจัดระดับสัญญาณ (Quantizing) และขั้นตอนการเข้ารหัส (Coding) ดังภาพที่ 2.14

ภาพที่ 2.14 กระบวนการของการมอดูเลตโดยการเข้ารหัสพัลส์

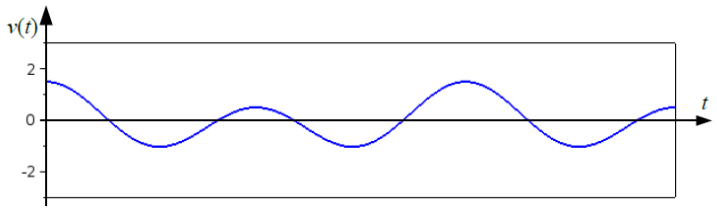
2.9.1 การมอดูเลตพัลส์แอมปลิจูด (Pulse Amplitude Modulation, PAM)

กระบวนการในการแปลงสัญญาณแอนะล็อกให้เป็นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นพัลส์ โดยที่ขนาดแอมปลิจูดของพัลส์จะเป็นตัวบอกลักษณะของสัญญาณแอนะล็อกที่ถูกแปลง สามารถกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าการมอดูเลตพัลส์แอมปลิจูด คือ ขั้นตอนในการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลในส่วนการสุ่มสัญญาณ ซึ่งนิยมใช้ในทางปฏิบัติ ส่วนการแปลงสัญญาณจากดิจิทัลกลับไปเป็นแอนะล็อกนั้น สามารถแปลงกลับไปได้โดยใช้ค่าสุ่มตัวอย่างสัญญาณ (Sample Values) ที่ได้และซิ้งค์ออโทโกนอลฟังก์ชั่น (Sinc Orthogonal Function : (sin x)/x)

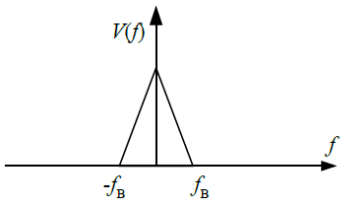
วัตถุประสงค์ของการมอดูเลตพัลส์แอมปลิจูดนั้นคือการสร้างสัญญาณพัลส์ที่สามารถแสดงแทนสัญญาณแอนะล็อกได้ โดยที่จะต้องสามารถแปลงไปและสร้างกลับคืนได้โดยยังคงสภาพข้อมูลแอนะล็อกเดิมได้ ข้อด้อยจากการที่เราใช้สัญญาณที่มีลักษณะเป็นพัลส์นั้นทำให้แบนด์วิท

(Bandwidth) ของสัญญาณ PAM มีค่ามากกว่าสัญญาณแอนะล็อกเดิมมาก แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติสัญญาณพัลส์นั้นเหมาะสมสำหรับระบบดิจิทัลมากกว่าและจากทฤษฎีสุ่มตัวอย่าง (Sampling Theorem) เพื่อให้สัญญาณพัลส์ที่สร้างขึ้นมีข้อมูลข่าวสารของสัญญาณแอนะล็อกครบถ้วนจำเป็นจะต้องมีความถี่ในการสุ่มตัวอย่างมากกว่าหรือเท่ากับสองเท่าของสัญญาณแอนะล็อก ($f_s \geq 2B$; B คือ ความถี่สูงสุดของสัญญาณแอนะล็อก) ตามทฤษฎีสุ่มตัวอย่างของไนควิสต์ (Nyquist's Sampling Theorem) นั่นคืออัตราการสุ่มตัวอย่างหรือพัลส์เรต (Pulse Rate : f_s) ของ PAM ต้องมีค่าอย่างน้อยเท่ากับไนควิสต์เรต (Nyquist Rate)

การมอดูเลตพัลส์แอมปลิจูดสามารถทำได้ 2 วิธี คือ เนเจอรัลแซมปลิ้ง (Natural Sampling) และอินสแตนเทเนียสแซมปลิ้ง (Instantaneous Sampling) ความแตกต่างของการสุ่มตัวอย่างทั้งสองนั้นสังเกตุได้โดยง่ายที่ด้านบนของรูปคลื่นพัลส์ในโดเมนเวลา สำหรับอินสแตนเทเนียสแซมปลิ้งด้านบนของรูปคลื่นจะเรียบเสมอกัน ส่วนเนเจอรัลแซมปลิ้งนั้นจะไม่เสมอกัน โดยมีลักษณะแปรเปลี่ยนตามค่าอินพุตจากสัญญาณแอนะล็อก ดังภาพที่ 2.15 และภาพที่ 2.16 อินสแตนเทเนียสแซมปลิ้งจะเหมาะสำหรับการนำไปแปลงต่อเป็นสัญญาณชนิดพัลส์โค้ดมอดูเลชั่น (Pulse Code Modulation : PCM) แต่ว่าหากมองในด้านความยากง่ายในการสร้างสัญญาณ เนเจอรัลแซมปลิ้งจะสร้างขึ้นง่ายกว่า



(ก)

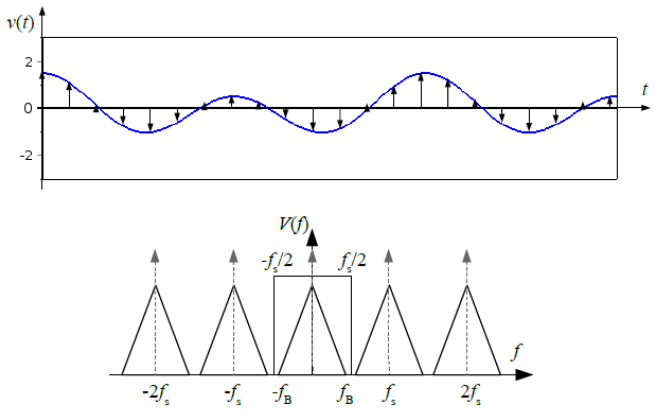


(ข)

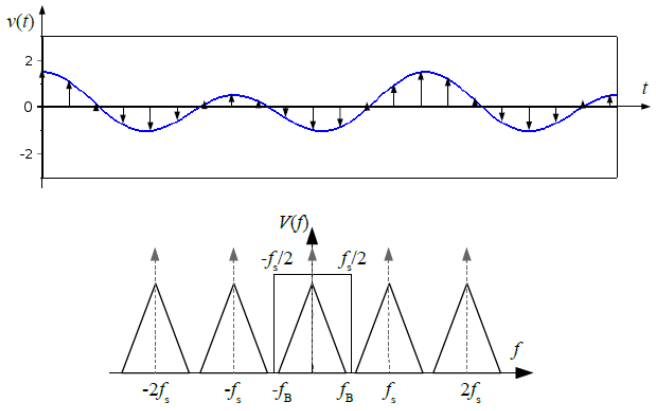
ภาพที่ 2.15 การมอดูเลตพัลส์แอมปลิจูดแบบส่วนเนเจอรัลแซมปลิ้ง

(ก) แสดงรูปคลื่น

(ข) สเป็กตรัมของสัญญาณ



(ก)



(ข)

ภาพที่ 2.16 แสดงการสุ่มตัวอย่างและสเป็กตรัมของภาพที่ 2.15

(ก) $f_s > 2f_m$

(ข) $f_s < 2f_m$

2.9.1.1 เนเจอรัลแซมปลิ้ง (Natural Sampling)

กำหนดให้ $v(t)$ คือสัญญาณแอนะล็อกที่มีแบนด์วิทไม่เกิน B Hz ความถี่สูงสุด f_m Hz และสัญญาณ PAM ที่ได้จากเนเจอรัลแซมปลิ้งคือ

$$v_s(t) = v(t) \cdot s(t) \tag{2.22}$$

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \pi\left(\frac{t-nTs}{t}\right) \tag{2.23}$$

โดย $s(t)$ คือรูปคลื่นสัญญาณสวิตชิ่งสี่เหลี่ยม ซึ่งมีค่า $v_s = 1/T_s \geq 2f_m$

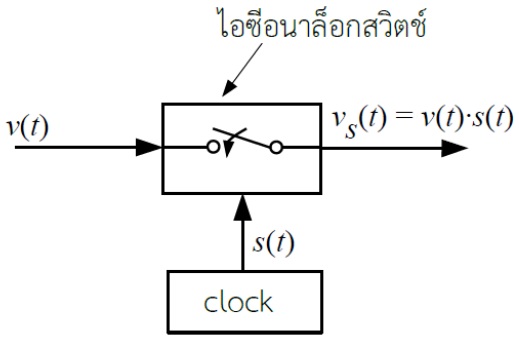
สเป็กตรัมของ สัญญาณเนเจอรัลแซมเปิ้ล PAM คือ

$$V_s\,(\,f\,) = F\,[v_s(t)] = d\sum_{n=-\infty}^{\infty}\left(\frac{t-nTs}{t}\right)\pi \qquad (2.24)$$

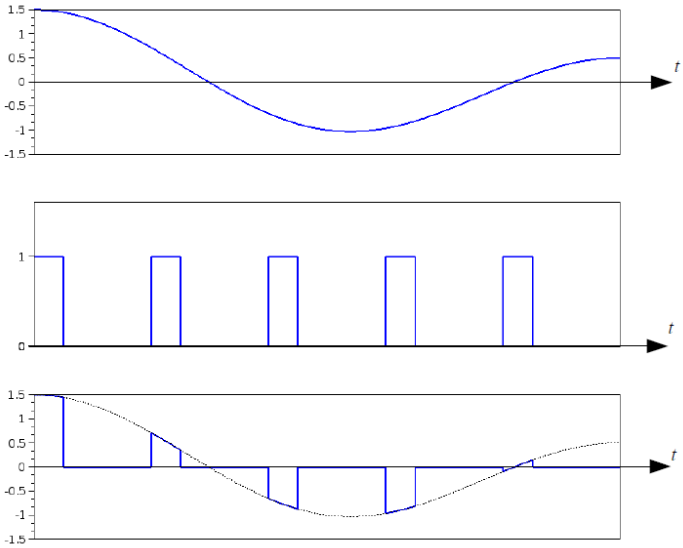
โดย f_s=1/T_s, ω_s=2πf_s, ω_c ค่ารายคาบ (duty cycle) ของ s(t) คือ d = t/T_s, V(f) = F [v(t)] คือสเป็กตรัมของรูปคลื่นสัญญาณแอนะล็อก (Original Unsampled Waveform)

สัญญาณเนเจอรัลแซมปลิ้ง PAM สามารถสร้างขึ้นได้ง่ายโดยการใช้แอนะล็อกสวิทช์ในการสุ่มสัญญาณข้อมูลตามจังหวะสัญญาณนาฬิกา (Clock) ที่กำหนด ดังภาพที่ 2.16 แสดงถึงวงจรการสร้างสัญญาณเนเจอรัลแซมปลิ้ง PAM โดยสัญญาณที่ได้จากวงจรนี้ ดังภาพที่ 2.17

ทางด้านภาครับสัญญาณสามารถแปลงสัญญาณ PAM กลับเป็นสัญญาณแอนะล็อกได้ง่ายโดยใช้เพียงฟิลเตอร์กรองความถี่ต่ำ (Low-Pass Filter) เท่านั้น ค่าความถี่คัตออฟของฟิลเตอร์อยู่ที่ f_m< f_{cutoff} < f_s - f_m ในทางทฤษฎีนั้น รูปสัญญาณที่ได้กลับมาจากการผ่านฟิลเตอร์กรองความถี่ต่ำจะมีลักษณะเหมือนกันกับรูปสัญญาณอินพุทแอนะล็อก อาจมีเพียงค่าแอมปลิจูด (d) ที่แตกต่างบ้าง สเปกตรัมของสัญญาณแอนะล็อกอินพุทจะไม่ซ้อนทับกันหากค่าสุ่ม ตัวอย่าง $f_s \geq 2f_m$ แต่หาก f_s< $2f_m$จะเกิดการซ้อนทับกันของสเปกตรัมในช่วงฮาร์โมนิกต่างๆ หรือเกิดอะไลซิ่งนั่นเอง และจะมีผลต่อการแปลงสัญญาณกลับทำให้ไม่สามารถสร้างสัญญาณเดิมกลับคืนมาได้ เราสามารถลดการเกิดอะไลซิ่งนี้ ได้โดยการกรองเอาเฉพาะสัญญาณในช่วงแบนด์วิทที่ต้องการก่อนป้อนเข้าสู่ PAM



ภาพที่ 2.17 แสดงวงจรการสร้างสัญญาณเนเจอรัลแซมปลิ้ง PAM



ภาพที่ 2.18 แสดงสัญญาณ PAM ชนิดเนเจอรัลแซมปลิ้ง

2.9.1.2 อินสแตนเทเนียสแซมปลิ้ง (Instantaneous Sampling)

สัญญาณที่ได้จากอินสแตนเทเนียสแซมปลิ้งจะมีด้านบนของรูปคลื่นพัลส์เรียบดังภาพที่ 2.19 ถ้า $v(t)$ คือสัญญาณแอนะล็อกมีค่าแถบความถี่ (Band Limited) B Hz ความถี่สูงสุด f_m Hz สัญญาณอินสแตนเทเนียสแซมเปิ้ล PAM สามารถแทนได้โดย

$$v_s(\mathrm{t}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v\,(nTs) \cdot |h(t - nT_s \tag{2.25}$$

โดย h(t) แสดงลักษณะของสัญญาณพัลส์สุ่ม (Sampling-Pulse Shape) โดยค่าคลื่นพัลส์ที่ด้านบนเรียบ สามารถแสดงได้โดย

$$h(\mathrm{t}) = \pi\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1, & |t| > \tau/2 \\ 0, & |t| > \tau/2 \end{cases} \tag{2.26}$$

โดย $\tau \leq T_s = 1/f_s$ และ $f_s \geq 2f_m$

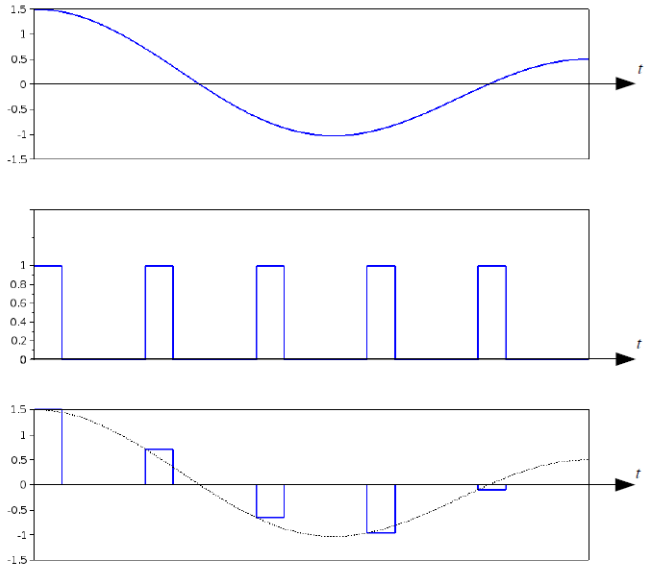
ค่าสเปกตรัมของสัญญาณ PAM ที่มีด้านบนเรียบ คือ

$$v_S(\mathrm{t}) = \frac{1}{T_s} H(f)\ \sum_{n=-\infty}^{\infty} v\,(f - nf_s) \tag{2.27}$$

เมื่อ

$$H(f) = F[h(t)] = \tau \frac{1}{T_s} \tag{2.28}$$

สัญญาณอินสแตนเทเนียสแซมปลิ้ง PAM นั้น ค่า $v(t)$ แซมเปิ้ลที่ $t = (nTs)$โดยค่า $v(nTs)$ แสดงถึงขนาดแอมปลิจูดของรูปคลื่นพัลส์ดังภาพที่ 2.19(c) วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่นำมาใช้ในการสร้างสัญญาณ PAM ชนิดนี้ คือ วงจรแซมเปิ้ลแอนโฮลด์ (Sample-And-Hold Circuit)



ภาพที่ 2.19 แสดงสัญญาณ PAM ชนิดอินสแตนเทเนียสแซมปลิ้ง

การแปลงสัญญาณ PAM ชนิดนี้กลับเป็นสัญญาณเดิม สามารถใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low-Pass Filter) ได้แต่ว่าสัญญาณที่แปลงกลับจะไม่สมบูรณ์เนื่องจากการสูญเสียสัญญาณในความถี่สูงบางส่วนอันมีสาเหตุจากรูปพัลส์สัญญาณ PAM ที่มีลักษณะด้านบนเรียบนั่นเอง (เมื่อแปลงสัญญาณสี่เหลี่ยมจากโดเมนเวลาไปยังโดเมนความถี่ จะพบว่ามีสเป็กตรัมกระจายอยู่ทุกๆแถบความถี่) หากค่าความสูญเสียมีผลต่อระบบมากอาจจะต้องใช้อีคัวไลเซชั่นฟิลเตอร์ (Equalization Filter) ในการเพิ่มอัตราการขยายสัญญาณในบางความถี่ เช่นที่ความถี่สูงบางช่วง

การส่งสัญญาณ PAM ทั้งสองชนิดผ่านช่องทางการสื่อสารนั้น ต้องการแบนด์วิท ของช่องทางการสื่อสารสูงมาก เนื่องจากพัลส์สี่เหลี่ยมแคบๆของ PAM มีค่าแถบสเปกตรัมกว้างมาก มากกว่าแถบสเปกตรัมของสัญญาณอินพุทแอนะล็อกมาก รวมถึงการทนต่อสัญญาณรบกวนเช่นน้อยส์ (Noise) ลดลงกว่าการส่งสัญญาณแอนะล็อกโดยตรง ดังนั้น PAM จึงไม่เหมาะสำหรับการส่งสัญญาณระยะไกล หากต้องการจะส่งสัญญาณในระยะไกล จำเป็นจะต้องมีการแปลงสัญญาณให้อยู่ในรูปแบบที่เหมาะสมกับช่องทางการส่งนั้นๆเสียก่อน โดยขั้นตอนถัดไปในการแปลงสัญญาณดิจิทัลต่อจาก PAM คือการแปลงไปอยู่ในรูปการมอดูเลตเชิงรหัสพัลส์ (Pulse Code Modulation : PCM)

2.10 การรวมสัญญาณ (Multiplexing) [4]

การเพิ่มประสิทธิภาพในการสื่อสารข้อมูลนั้น สามารถทำได้โดยการทำมัลติเพล็ก (Multiplexing) การมัลติเพล็กจะเป็นการรวมข้อมูลข่าวสารหลายๆ ข้อมูลแล้วส่งไปในช่องทางการสื่อสารอันเดียวกัน การมัลติเพล็กมี 3 วิธีคือ การมัลติเพล็กเชิงความถี่ (Frequency-Division Multiplexing : FDM) การมัลติเพล็กเชิงเวลา (Time-Division Multiplexing : TDM) และการมัลติเพล็กเชิงรหัส (Code-Division Multiplexing : CDM) และในการสื่อสารใยแสงยังมีการมัลติเพล็กเชิงความยาวคลื่นด้วย (Wavelength-Division Multiplexing : WDM)

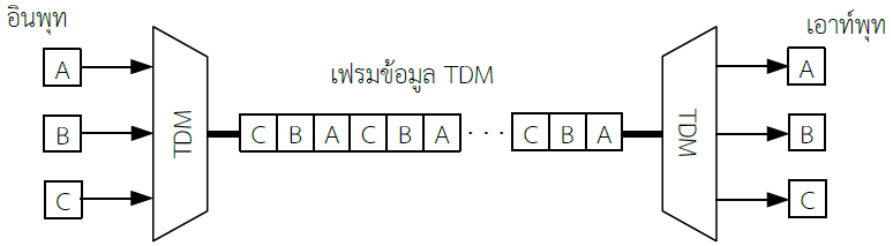
2.10.1 การมัลติเพล็กด้วยการแบ่งเวลา (Time-Division Multiplexing)

หลักการของการมัลติเพล็กด้วยการแบ่งเวลาคือการทำการสุ่มข้อมูลจากหลายแหล่งข้อมูลสลับกันเป็นช่วงๆ เพื่อส่งผ่านไปยังช่องทางการสื่อสารอันเดียวกัน ภาพที่ 2.20 แสดงถึงการทำงานของ TDM PCM โดยมีอินพุทจากแหล่งข้อมูลแอนะล็อก 3 แหล่ง ขั้นแรกคือการสุ่มข้อมูลจากแต่ละแหล่งให้อยู่ในรูป PAM โดยความกว้างของ TDM PAM พัลส์คือ $T_s/3 = 1/3f_s$ และความกว้างของ TDM PCM พัลส์คือ $T_s/(3n)$ โดย n คือ จำนวนบิตที่ใช้สำหรับการเข้า รหัสพัลส์ PCM ส่วน $f_s = 1T_s$ คือ ความถี่ของการหมุนของคอมมิวเตเตอร์ (Commutator) เพื่อใช้ในการสุ่มตัวอย่างข้อมูลแอนะล็อก f_s จำเป็นต้องมีความถี่มากกว่าอัตราความถี่ไนควิสต์ของแหล่งข้อมูลที่มีแบนด์วิทของข้อมูลสูงสุดทางด้านรับสัญญาณ คอมมิวเตเตอร์ด้านรับจำเป็นต้องมีอัตราการสุ่มตัวอย่างที่สัมพันธ์กันกับคอมมิวเตเตอร์ทางด้านส่ง ซึ่งก็คือจำเป็นต้องซิงโครไนส์ (Synchronize) กันนั่นเอง เช่นหากสัญญาณแอนะล็อกถูกสุ่มตัวอย่างทางด้านส่งทางด้านซ้ายทางช่องทางที่ 1 ทางด้านรับก็จะมีสัญญาณนี้ออกมาทางช่องทางที่ 1 ด้วยเช่นเดียวกัน เราเรียกการส่งสัญญาณที่สัมพันธ์กันอย่างนี้ว่าเฟรมซิงโครไนส์ (Frame Synchronize) หลังจากได้สัญญาณกลับมา ตัวรับก็จะผ่านสัญญาณไปยังฟิลเตอร์กรองความถี่ต่ำเพื่อสร้างสัญญาณแอนะล็อกกลับคืนมา การลดทอนในการมัลติเพล็กด้วยการแบ่งเวลาที่มีผลมากคือ การเกิดอินเตอร์ซิมโบลอินเตอร์เฟียแรนซ์ (Inter-Symbol Interference : ISI) ที่มีสาเหตุมาจากฟิลเตอร์ในช่องทางการสื่อสารที่ไม่ดีพอ ทำให้สัญญาณ PCM จากช่องทางการสื่อสารหนึ่งมารบกวนช่องทางการสื่อสารอื่นๆ หรือเรียกอีกอย่างว่าการเกิดครอสทอร์ก (Crosstalk)

2.10.2 เฟรมซิงโครไนส์เซชั่น (Frame Synchronization)

ส่วนสำคัญที่สุดอย่างหนึ่งของการมัลติเพล็กซ์ด้วยการแบ่งเวลา คือการซิงโครไนซ์เฟรม

เพื่อให้ข้อมูลแอนะล็อกจากหลายแหล่งที่แบ่งเป็นช่วงๆตามเวลาการสุ่ม สามารถสร้างกลับคืนมาได้ถูกต้องสมบูรณ์ เช่นถ้าหากการซิงโครไนซ์เฟรมผิดพลาด สัญญาณจากแหล่งข้อมูลที่ 1 อาจจะไปปะปนทางด้านรับกับแหล่งข้อมูลที่ 2 หรือแหล่งอื่นๆ ทำให้สัญญาณที่จะถูกสร้างกลับมาผิดเพี้ยนไปจากที่ส่ง การซิงโครไนซ์เฟรมอาจใช้การส่งสัญญาณซิ้งค์จากตัวส่งไปยังตัวรับ โดยสามารถส่งโดยแยกช่องทางการสื่อสารกันกับข้อมูล หรือส่งร่วมกันไปกับช่องทางสื่อสารข้อมูลเลยก็ได้ ซึ่งในวิธีหลังนี้จะมีข้อดีกว่าคือจะไม่ต้องเปลืองช่องทางสื่อสารเพิ่มเติมไปจากช่องทางส่งข้อมูล โดยทั่วไปซิ้งค์เวิร์ด (Syncword) จะถูกส่งร่วมไปกับข้อมูลในส่วนแรกของแต่ละเฟรม และซิ้งค์เวิร์ด $s = (s_1, s_2, \ldots . s_k)$ จะมีคุณสมบัติเฉพาะโดยอาจนำ ซูโดแรนดอมไบนารี่ซีเควนซ์ (Pseudo Random Binary Sequence : PN Code) มาประยุกต์ใช้ได้ เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ออโตคอริเรชั่น ($R_s(k)$) ของซีเควนซ์ที่ให้ค่าสูงสุดที่ ($R_s(0)$) และที่ตำแหน่ง k อื่นๆ มีค่าต่ำ เราสามารถนำหลักการนี้ไปสร้างวงจรซิงโครไนส์เฟรมได้ ทุกครั้งที่ซิ้งค์เวิร์ดทำออโต้คอรีเรชั่น (ด้วย Coincident Detector) แล้วได้ค่าแอมปลิจูดออกมาสูง ก็จะได้สัญญาณเฟรมซิ้งค์ออกมาด้วยนั่นเอง



ภาพที่ 2.20 แสดงระบบ TDM ชนิด 3 ช่องอินพุท

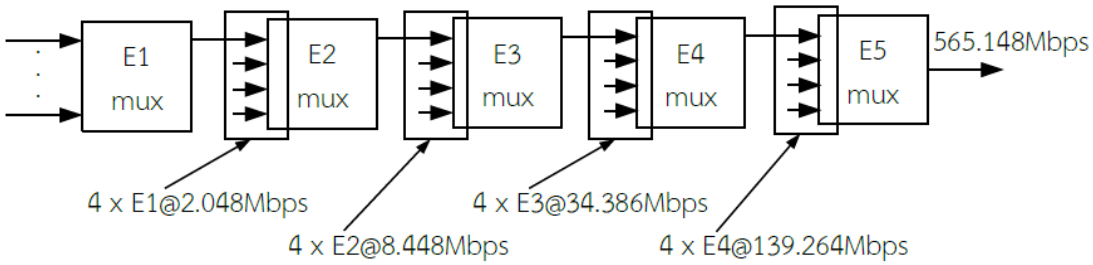
2.10.3 ลำดับโครงสร้างขั้นของ TDM (TDM Hierachy)

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา (TDM) สามารถแบ่งตามการใช้งานได้ 2 ประเภท คือใช้ในระบบคอมพิวเตอร์ เพื่อสื่อสารที่ความเร็วสูง โดยมีค่าอัตราการสื่อสารมาตรฐานคือ 1.2, 2.4, 3.6, 4.8, 7.2, 9.6, 14.4, 19.2, 28.8,33.6, 56 kbps และสูงถึง 10 และ 100 Mbps ในระบบเนตเวอร์ก อีกประเภทของ TDM ถูกนำไปใช้ในระบบสื่อสารทางไกลผ่านเนตเวอร์กที่มีความเร็วในการสื่อสารข้อมูลสูง ในระบบนี้มีใช้แพร่หลายอยู่สองมาตรฐาน มาตรฐานแรกกำหนดโดย CCITT-ITU ใช้กันอย่างกว้างขวางทั่วโลก อีกมาตรฐานพัฒนาโดย AT&T ดังภาพที่ 2.21 และภาพที่ 2.22 ตามลำดับ ส่วนตารางที่ 2.1 และ 2.2 แสดงถึงข้อมูลอัตราการส่ง จำนวนช่องเสียงและตัวกลางในการสื่อสารของ TDM ในลำดับโครงสร้างขั้นต่างๆ การสื่อสารในระบบ TDM นี้ไม่ได้สามารถส่งสัญญาณข่าวสารเท่านั้นระบบสามารถส่งสัญญาณจากคอมพิวเตอร์ที่เป็นดิจิทัล หรือสัญญาณโทรทัศน์ก็ได้ เช่น T3

ใช้ส่งสัญญาณโทรทัศน์แอนะล็อกที่อัตราการส่ง 44.73 Mbps ได้ สำหรับสายสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารมีหลากหลายชนิด โดยที่อัตราการสื่อสารต่ำก็สามารถใช้สายชนิดคู่ตีเกลียว ส่วนที่อัตราการส่งสูงขึ้นก็ใช้สายโคแอกเชียล คลื่นความถี่วิทยุ หรือสายใยแก้วนำแสง เป็นต้น

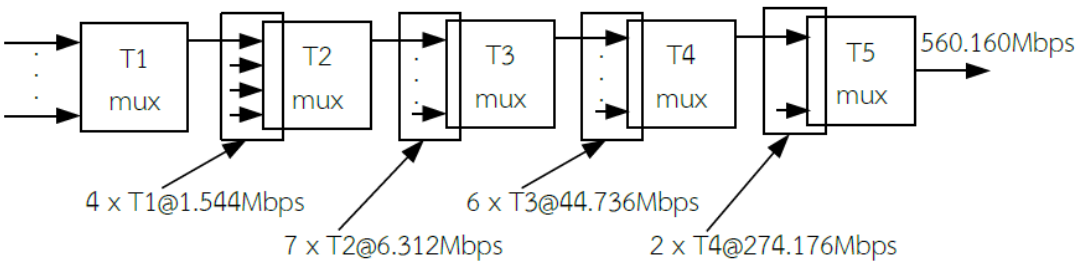
สายใยแก้วนำแสงสามารถสื่อสารด้วยอัตราการสื่อสารสูงมาก จึงมีการพัฒนาระบบ TDM ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น เรียกว่า SONET (Synchronous Optical Network) ซึ่งพัฒนาโดย Bell Core (Bell Communications Research) ในปี 1985 และกลายเป็นมาตรฐานของ CCITT ในปี 1989 มาตรฐาน SONET ดังตารางที่ 2.3 สัญญาณใน SONET เป็นการมอดูเลตทางแสงโดยการใช้การเปิดและปิดแสง ตามสัญญาณทางไฟฟ้าที่ต่างระดับสัญญาณ สัญญาณทางแสง OC-1 มีอัตราการสื่อสารเท่ากับ 51.84 Mbps เทียบเท่ากับสัญญาณทางไฟฟ้าSTS-1 (Synchronous Transport Signal-Level 1)

อินพุทสัญญาณดิจิทัล 64 kbps จำนวน 30 ช่อง



ภาพที่ 2.21 แสดงโครงสร้างขั้น TDM ตามมาตรฐาน CCITT

อินพุทสัญญาณดิจิทัล 64 kbps จำนวน 24 ช่อง



ภาพที่ 2.22 แสดงโครงสร้างขั้น TDM ตามมาตรฐานอเมริกาเหนือ

ตารางที่ 2.1 TDM Standards ตามมาตรฐาน CCITT

System	Bit Rate, R (Mbps)	No. Of 64 kbps PCM VF Channels
E1	2.048	30
E2	8.448	120
E3	34.386	480
E4	139.264	1920
E5	565.148	7680

ตารางที่ 2.2 Specifications For T-Carrier Baseband Digital Transmission Systems

System	Bit Rate, R (Mbps)	System Capacity		Linecode
		Voice Channels	TV	
T1	1.544	24	-	Bipolar RZ
T1C	3.152	48	-	Bipolar RZ
T1D	3.152	48	-	Duobinary NRZ
T1G	6.443	96	-	4-level NRZ
T2	6.312	96	-	B6ZS RZ
T3	44.736	672	1	B3ZS RZ
T4	274.176	4032	6	Polar NRZ
T5	560.160	8064	12	Polar NRZ

ตารางที่ 2.3 SONET Signal Hierarchy

OC Level	Line Rate (Mbps)	Equivalent Number Of		
		DS-3s	DS-1s	DS-0s
OC-1	51.84	1	28	672
OC-3	155.52	3	84	2016
OC-9	466.56	9	252	6048
OC-12	622.08	12	336	8064
OC-18	933.12	18	504	12096
OC-24	1244.16	24	672	16128
OC-36	1866.24	36	1008	24192
OC-48	2488.32	48	1344	32256