

## บทที่ 5

### ระบบสื่อสารเชิงดิจิทัลขั้นแนะนำ

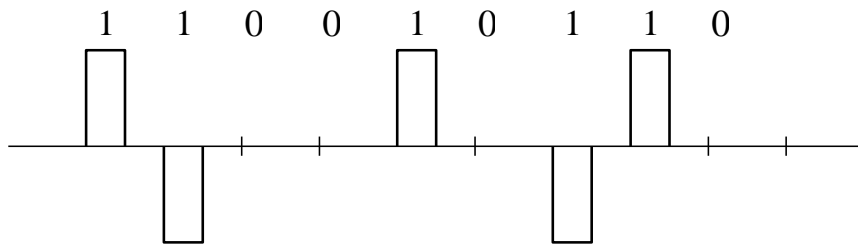
ระบบสื่อสารในปัจจุบันได้ค่อยๆเปลี่ยนจากระบบสื่อสารเชิงอนาล็อกมาเป็นระบบสื่อสารเชิงดิจิทัล ซึ่งระบบสื่อสารเชิงดิจิทัลมีข้อดีเหนือกว่าระบบสื่อสารเชิงอนาล็อกหลายประการ เช่น

1. ระบบสื่อสารเชิงดิจิทัลมีประสิทธิภาพในการป้องกันสัญญาณรบกวนในช่องสื่อสารได้ดีกว่าระบบอนาล็อก
2. ข้อมูลดิจิทัลที่ส่งไปในช่องสื่อสาร โดยเฉพาะการสื่อสารระยะทางไกลๆ เมื่อรูปร่างเริ่มผิดเพี้ยนไป สามารถทำให้รูปร่างสัญญาณกลับมาเหมือนเดิมได้ โดยใช้ตัวสร้างซ้ำ (regenerative repeater) ซึ่งไม่สามารถทำได้ในระบบอนาล็อก
3. การสร้างอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์มีความยืดหยุ่นมากกว่าระบบอนาล็อก เพราะสามารถนำเอาไมโครโปรเซสเซอร์ ไมโครคอนโทรลเลอร์ หรือเทคนิคต่างๆของเทคโนโลยี VLSI มาใช้ในการสร้างอุปกรณ์ได้ดีและสะดวกกว่า
4. ระบบสื่อสารเชิงดิจิทัลสามารถทำให้ได้อัตราความผิดพลาดของการตรวจจับสัญญาณที่เครื่องรับให้มีค่าน้อยมากๆได้โดยผ่านเทคนิคของการเข้ารหัสและถอดรหัส นอกจากนี้แล้วข้อมูลดิจิทัลยังสามารถที่จะใส่รหัสป้องกันการบุกรุกของข้อมูลได้อีกด้วย โดยผ่านเทคนิคการเข้ารหัสความปลอดภัยของข้อมูล (encryption)
5. การรวมสัญญาณดิจิทัลหลายๆสัญญาณในระบบมัลติเพล็กซ์ สามารถทำได้ง่ายกว่าและมีประสิทธิภาพมากกว่าในระบบอนาล็อก
6. การแลกเปลี่ยนระหว่าง SNR และแบนด์วิธ (SNR exchange) มีประสิทธิภาพมากกว่าระบบอนาล็อก

โดยทั่วไปแล้วสารทที่จะแทนสัญญาณดิจิทัลก็ระดับก็ได้ ถ้ากลุ่มของข้อมูลดิจิทัลมีอยู่  $M$  ระดับ เรียกระบบสื่อสารเชิงดิจิทัลนั้นว่า  $M$ -ary communication ซึ่งจะกล่าวโดยย่อๆ ในช่วงหลังๆของบทนี้ ในที่นี้จะเน้นระบบสื่อสารเชิงดิจิทัลแบบ 2 ระดับหรือระบบสื่อสารแบบไบนารี นั่นคือใช้ 2 สัญลักษณ์ คือ 0 และ 1 เท่านั้นในการแทนข้อมูลดิจิทัล และเรียก binary digit โดยย่อๆว่า บิต (bit) ข้อมูลดิจิทัลสามารถมาได้จากหลายๆชนิดของแหล่งกำเนิด เช่น จากคอมพิวเตอร์ จาก digital facsimile ข้อมูลดิจิทัลจะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้าในรูปของพัลส์ทางไฟฟ้า (electrical pulses) ก่อนส่งผ่านช่องสื่อสาร การแปลงให้เป็นพัลส์ทางไฟฟ้าสามารถที่จะทำได้หลายวิธี เรียกกรรมวิธีการแปลงว่า การเข้ารหัสสายของสัญญาณ (line coding) ซึ่งเปรียบเสมือนเป็นตัวเชื่อมระหว่างข้อมูลดิจิทัลและช่องสื่อสาร รูปแบบของการเข้ารหัสสายก็จะมีหลายรูปแบบ แต่ละแบบก็จะมีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันไป แต่ทุกรูปแบบมี

จุดประสงค์หลักคล้ายๆกัน เช่น ความพยายามที่จะปรับให้สเปกตรัมของสัญญาณดิจิทัลให้ตรงกับคุณลักษณะของช่องสื่อสารให้มากที่สุด เท่าที่จะทำได้

ตัวสร้างซ้ำ (repeater) จะถูกวางอยู่ระหว่างทางของช่องสื่อสาร เป็นช่วงๆ เพื่อทำหน้าที่สร้างสัญญาณดิจิทัลให้กลับมาอีกรอบเหมือนเดิมหลังจากถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนทำให้สัญญาณมีรูปร่างผิดเพี้ยนไป ซึ่งเรื่องของ timing ที่ตัวสร้างซ้ำจะต้องมีความแม่นยำถูกต้อง เพื่อให้การตรวจจับสัญญาณก่อนที่จะสร้างแต่ละช่วงบิตใหม่ไม่มีความผิดพลาด รูปที่ 5.1 แสดงตัวอย่างหนึ่งของสัญญาณดิจิทัล



รูปที่ 5.1 สัญญาณไปโพลาไรซ์

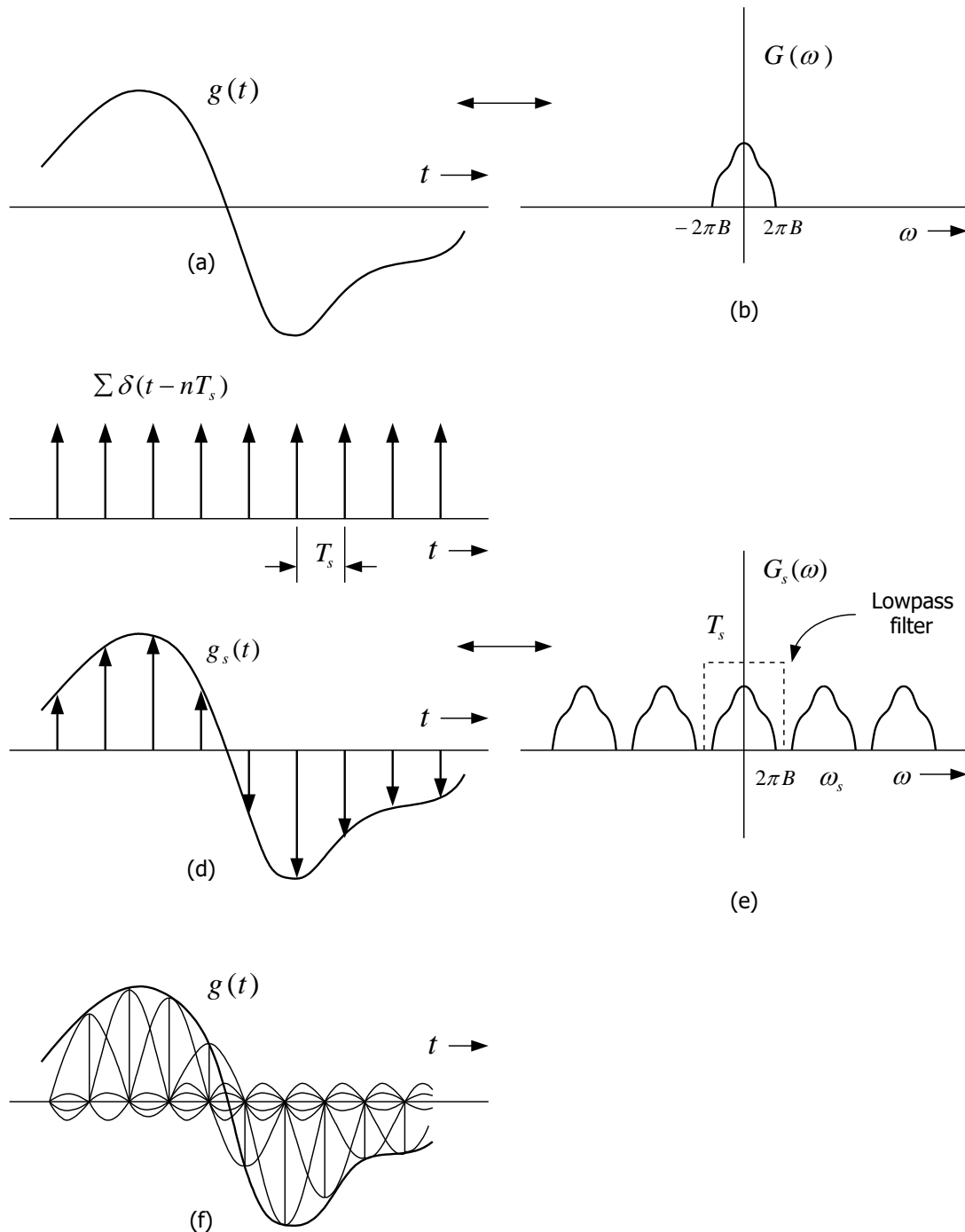
## 5.1 การแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงเทคนิคการแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลที่ใช้บ่อย 2 วิธีคือ การเข้ารหัสพัลส์ (pulse code modulation, PCM) และเดลต้ามอดูเลชัน (delta modulation, DM) ก่อนที่จะเข้าไปในรายละเอียดของ PCM และ DM ทฤษฎีที่จะต้องรู้คือ ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง (sampling theorem) และการมัลติเพล็กซ์ทางเวลา (time division multiplexing, TDM) ซึ่งมีดังนี้ คือ

### 5.1.1 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง

ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่างกล่าวว่า “สัญญาณที่มีแบนด์จำกัดที่  $B$  Hz สามารถที่จะแทนด้วยกลุ่มตัวอย่างของมัน โดยที่แต่ละตัวอย่างมีระยะห่างเท่าๆกันและระยะห่างระหว่างตัวอย่างจะต้องไม่เกิน  $1/2B$  วินาที” นั่นหมายความว่าสัญญาณที่มีแบนด์วิท  $B$  Hz สามารถที่จะถูกสร้างจากกลุ่มตัวอย่างของมันเองที่ได้จากการสุ่มด้วยความเร็วไม่น้อยกว่า  $2B$  ตัวอย่างต่อวินาที

เพื่อที่จะพิสูจน์ทฤษฎีนี้ พิจารณาสัญญาณ  $g(t)$  ซึ่งมีแบนด์วิทเป็น  $B$  Hz ในรูปที่ 5.2(a) และ (b) เมื่อคูณ  $g(t)$  ด้วยสัญญาณซบวนอิมพัลส์หนึ่งหน่วย ในรูปที่ 5.2(c) จะได้สัญญาณ  $g_s(t)$  ดังแสดงในรูปที่ 5.2(d) ตามสมการ



รูปที่ 5.2 แสดงทฤษฎีของการสุ่มสัญญาณ [Lathi, 1989]

$$g_s(t) = g(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \quad (5.1)$$

เขียนสัญญาณขบวนอิมพัลส์หนึ่งหน่วยในรูปอนุกรมฟูเรียร์ได้

$$\begin{aligned} g_s(t) &= \frac{1}{T_s} g(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_s t} \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t) e^{jn\omega_s t} \end{aligned}$$

ทำฟูเรียร์ทรานสฟอร์มทั้งสองข้างของสมการข้างต้น ได้

$$G_s(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} G(\omega - n\omega_s) \quad \omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad (5.2)$$

ซึ่งจะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณ  $g_s(t)$  ประกอบไปด้วย  $G(\omega)$  ที่ซ้ำตัวมันเองทุกๆ ความถี่ของการสุ่มสัญญาณ นั่นคือ  $G_s(\omega)$  ประกอบไปด้วย  $G(\omega)$  ที่ความถี่  $\pm n\omega_s$  เมื่อ  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$  ดังแสดงในรูปที่ 5.2e เพื่อไม่ให้  $G(\omega)$  เกิดการทับกัน จะต้องให้  $\omega_s \geq 2(2\pi B)$  หรือ

$$\frac{2\pi}{T_s} \geq 4\pi B$$

นั่นคือ

$$T_s \leq \frac{1}{2B} \quad (5.3)$$

สมการข้างต้นบอกว่า ระยะเวลาที่ระยะห่างระหว่างตัวอย่างของสัญญาณ  $g(t)$  ห่างกันไม่เกิน  $1/2B$  หรืออัตราเร็วของการสุ่มตัวอย่างมากกว่าหรือเท่ากับ  $2B$  ตัวอย่างต่อวินาทีแล้ว  $G_s(\omega)$  จะประกอบไปด้วยสเปกตรัม  $G(\omega)$  ที่ไม่ทับกัน ผลที่ตามมาคือ สารกึ่งตัวนำเอาสัญญาณ  $g(t)$  กลับคืนมาจากตัวอย่างของมันได้ โดยการนำเอาสัญญาณ  $g_s(t)$  ผ่านตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ ซึ่ง มี  $|H(\omega)|$  ตามเส้นประในรูปที่ 5.2(e)

เรียกช่วงเวลาของการสุ่มตัวอย่าง  $T_s = 1/2B$  ว่าช่วงเวลาของไนควิสต์ (Nyquist interval) และเรียก  $f_s = 2B$  ว่าอัตราการสุ่มตัวอย่างของไนควิสต์ (Nyquist sampling rate) ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของตัวกรองผ่านความถี่ต่ำในรูปที่ 5.2(e) มีสมการเป็น

$$H(\omega) = T_s \Pi\left(\frac{\omega}{4\pi B}\right) \quad (5.4a)$$

และได้ผลตอบสนองของอิมพัลส์หนึ่งหน่วย  $h(t)$  ของตัวกรองเป็น

$$h(t) = 2T_s B \text{sinc}(2Bt) \quad (5.4b)$$

ถ้า  $T_s = 1/2B$  จะได้

$$h(t) = \text{sinc}(2Bt) \quad (5.5)$$

อินพุตของตัวกรองคือ  $g_s(t)$  ซึ่งเป็นลำดับของอิมพัลส์ซึ่งมีระยะห่างเป็น  $T_s$  อิมพัลส์ที่  $n$  มีขนาดเป็น  $g(nT_s)$  ณ เวลา  $t = nT_s$  ได้เอาต์พุตของตัวกรองเป็น  $g(nT_s)h(t - nT_s)$  ซึ่งก็คือ  $g(nT_s)\text{sinc}2B(t - nT_s)$  และเอาต์พุตทั้งหมดของตัวกรอง คือผลบวกของเอาต์พุตที่เกิดจากอิมพัลส์ทั้งหมด เขียนเป็นสมการได้เป็น

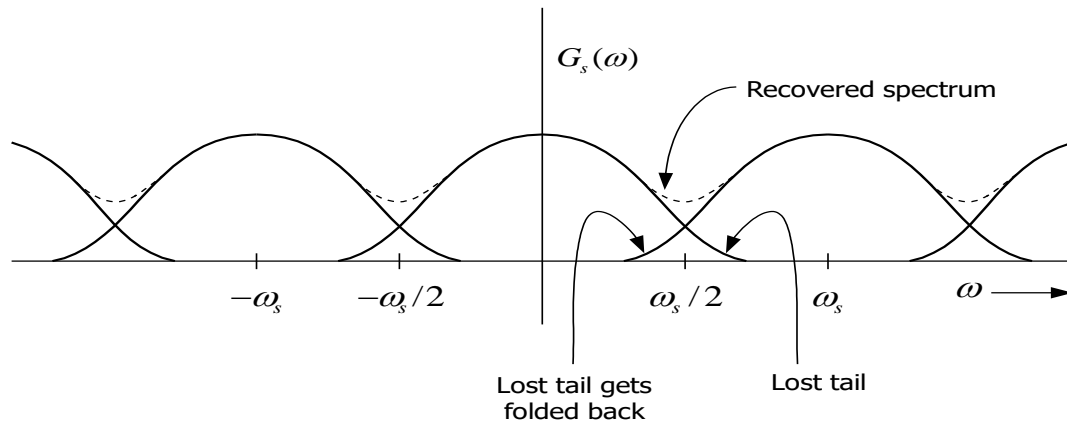
$$\begin{aligned} g(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_s) \text{sinc}2B(t - nT_s) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_s) \text{sinc}(2Bt - n) \end{aligned} \quad (5.6)$$

รูปที่ 5.2(f) แสดงการนำเอาสัญญาณ  $g(t)$  กลับคืนมาจากสัญญาณ  $g_s(t)$

### 5.1.2 การเกิดความผิดพลาดเอเลียสซิง

ถ้าสัญญาณ  $g(t)$  ถูกสุ่มด้วยอัตราที่ต่ำกว่าอัตราการสุ่มของไนควิสต์ สเปกตรัม  $G_s(\omega)$  จะประกอบไปด้วย  $G(\omega)$  ซึ่งมีส่วนที่ทับกัน ดังแสดงในรูปที่ 5.3 ซึ่งจะเห็นว่า ในกรณีเช่นนี้การจะนำเอาสัญญาณ  $g(t)$  กลับมาจาก  $g_s(t)$  ไม่สามารถที่จะทำได้ เพราะสัญญาณ  $g_s(t)$  มีสเปกตรัมที่ไม่เหมือนกับสเปกตรัมของ  $g(t)$  เดิมอย่างสมบูรณ์ เรียกปรากฏการณ์นี้ว่าเกิดความผิดพลาดเอเลียสซิง (aliasing error) ซึ่งเป็นความผิดพลาดที่ไม่ต้องการ อย่างไรก็ตามสัญญาณที่ใช้จริงในทางปฏิบัติ เป็นสัญญาณที่เป็นแบบจำกัดทางเวลา (time-limited signal) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่จำกัดทางความถี่ (nonbandlimited signal) นั้นหมายความว่าแบนด์วิทจริงๆของสัญญาณที่พบในชีวิตจริงเป็นอินฟินิต ( $B = \infty$ ) ซึ่งไม่สามารถที่จะสุ่มสัญญาณนี้ได้เพราะไม่มีตัวสุ่ม (sampler) ใดที่สามารถสุ่มสัญญาณด้วยความเร็วเป็นสองเท่าของอินฟินิตได้ แต่ปัญหาตรงนี้สามารถที่จะแก้ไขได้ โดยอาศัยความจริงที่ว่า สัญญาณในทางปฏิบัติ ถึงแม้ว่าจะเป็นแบบแบนด์

ไม่จำกัด แต่สามารถที่จะจำกัดแบนด์วิทให้อยู่ในช่วงๆหนึ่งได้เนื่องจากว่ากำลังงานของสัญญาณที่องค์ประกอบทางความถี่สูงขึ้นไปมีค่าน้อยลงเรื่อยๆ ดังนั้นในทางปฏิบัติ ก่อนที่จะนำสัญญาณมาผ่านตัวส่งสัญญาณ จะนำเอาสัญญาณผ่านตัวกรองผ่านความถี่ต่ำก่อนเพื่อจำกัดความถี่ของสัญญาณให้เป็น  $B$  Hz เรียกตัวกรองที่ทำหน้าที่นี้ว่า anti-aliasing filter หรือ pre-aliasing filter



รูปที่ 5.3 แสดงการเกิด aliasing error

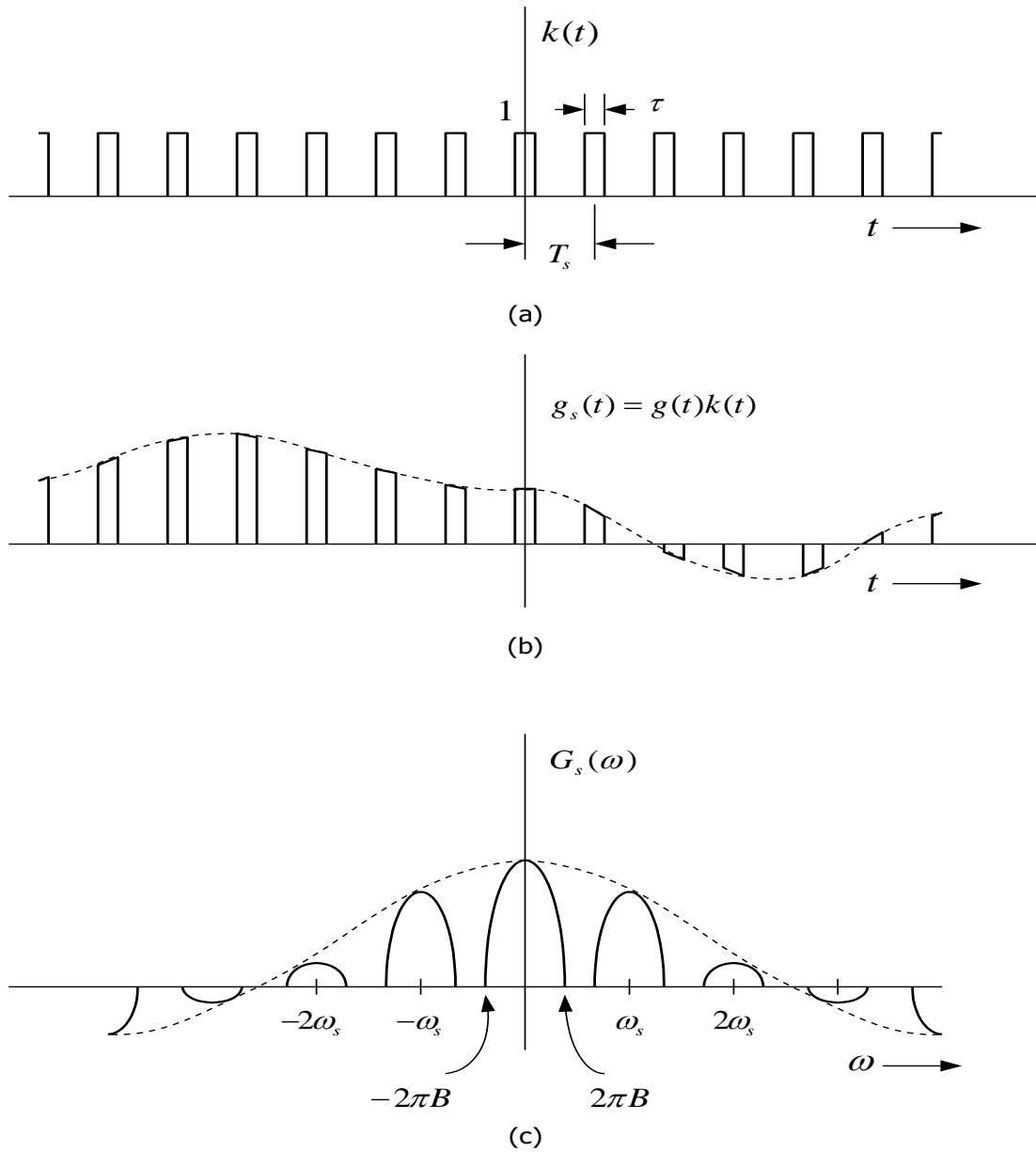
### 5.1.3 การสุ่มสัญญาณในทางปฏิบัติ

การสุ่มสัญญาณโดยใช้สัญญาณขบวนอิมพัลส์มีเฉพาะในทางทฤษฎีเท่านั้น บางครั้งก็เรียกว่าการสุ่มแบบชั่วขณะ (instantaneous sampling) ในทางปฏิบัติการสุ่มสัญญาณจะทำโดยการใช้พัลส์ที่มีความกว้างแคบๆ ดังแสดงในรูปที่ 5.3 ถึงแม้ว่าสัญญาณที่ทำหน้าที่เป็นตัวส่งตัวอย่างจะไม่ใช่อิมพัลส์ สามารถที่จะแสดงให้เห็นว่าสัญญาณ  $g(t)$  สามารถถูกนำเอากลับคืนมาจากสัญญาณ  $g_s(t)$  ได้ ดังนี้คือ สามารถเขียน  $k(t)$  ในรูปอนุกรมฟูเรียร์

$$k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n e^{jn\omega_s t} \quad \omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad (5.7a)$$

เมื่อ  $(A=1)$

$$K_n = \frac{1}{\pi n} \sin\left(\frac{n\pi\tau}{T_s}\right) \quad (5.7b)$$



รูปที่ 5.4 แสดงการสุ่มตัวอย่างในทางปฏิบัติ

$$\begin{aligned}
 g_s(t) &= g(t)k(t) \\
 &= g(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n e^{jn\omega_s t} \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n g(t) e^{jn\omega_s t}
 \end{aligned} \tag{5.8a}$$

เมื่อทำฟูเรียร์ทรานสฟอร์มสมการข้างต้น จะได้

$$G_s(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n G(\omega - n\omega_s) \tag{5.8b}$$

รูปที่ 5.4(c) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ  $g_s(t)$  ซึ่งจะเห็นว่าประกอบไปด้วยสเปกตรัมของสัญญาณเดิมซ้ำตัวเองทุกๆ ความถี่  $\omega_s$  เพียงแต่ว่า สเปกตรัมที่ความถี่  $n\omega_s$  มีขนาดเป็น  $K_n$  เท่าของสเปกตรัม และจะเห็นว่ายังสามารถที่จะนำเอาสัญญาณ  $g(t)$  กลับคืนมาโดยใช้ตัวกรองผ่านความถี่ต่ำที่มีแบนด์วิทเป็น  $B$  Hz

จากหลักการของการสุ่มสัญญาณในทางปฏิบัติโดยใช้สัญญาณ  $k(t)$  ดังแสดงในรูปที่ 5.4 จะเห็นว่า สามารถที่จะใช้สัญญาณราคาใบใดๆ เป็นตัวสุ่มสัญญาณได้

ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่างเปิดทางให้สามารถส่งสัญญาณอนาล็อกในรูปของพัลส์ได้ นั่นคือสัญญาณอนาล็อกจะถูกสุ่มด้วยตัวสุ่มสัญญาณ และนำค่าที่สุ่มได้ไปปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสัญญาณพัลส์ เช่น สามารถนำไปปรับเปลี่ยนขนาดของสัญญาณพัลส์ได้เป็นสัญญาณ PAM (pulse-amplitude modulation) หรือปรับเปลี่ยนความกว้างของพัลส์ (pulse-width modulation) หรือปรับเปลี่ยนตำแหน่งของพัลส์ (pulse-position modulation) หรือนำมาใช้ในการแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลในระบบ PCM (pulse-code modulation) ซึ่งจะได้กล่าวในรายละเอียดต่อไป

รูปที่ 5.5 แสดงการมอดูเลตสัญญาณพัลส์แบบต่างๆ โดยใช้หลักการของทฤษฎีการสุ่มสัญญาณ จากรูปจะเห็นว่าค่าพารามิเตอร์ของพัลส์ (ขนาด หรือความกว้าง หรือตำแหน่ง) เปลี่ยนแปลงตามค่าตัวอย่างที่สุ่มได้ นั่นคือ ถ้าค่าตัวอย่างที่สุ่มได้มีค่ามาก ขนาดของพัลส์ก็จะมีค่ามาก หรือความกว้างของพัลส์ก็จะกว้าง เป็นต้น

จากหลักการดังกล่าว จะเห็นว่า แทนที่จะส่งสัญญาณ  $g(t)$  ผ่านช่องสื่อสารโดยตรง สามารถที่จะส่ง  $g(t)$  ในรูปแบบของ PAM หรือ PWM หรือ PPM การใช้รูปแบบของพัลส์เพื่อส่งสัญญาณอนาล็อก ทำให้สามารถที่จะส่งสัญญาณอนาล็อกหลายๆสัญญาณผ่านช่องสื่อสารเดียวกัน ไปพร้อมๆกันได้ โดยใช้หลักการของการมัลติเพล็กซ์ทางเวลา (Time Division Multiplexing, TDM)

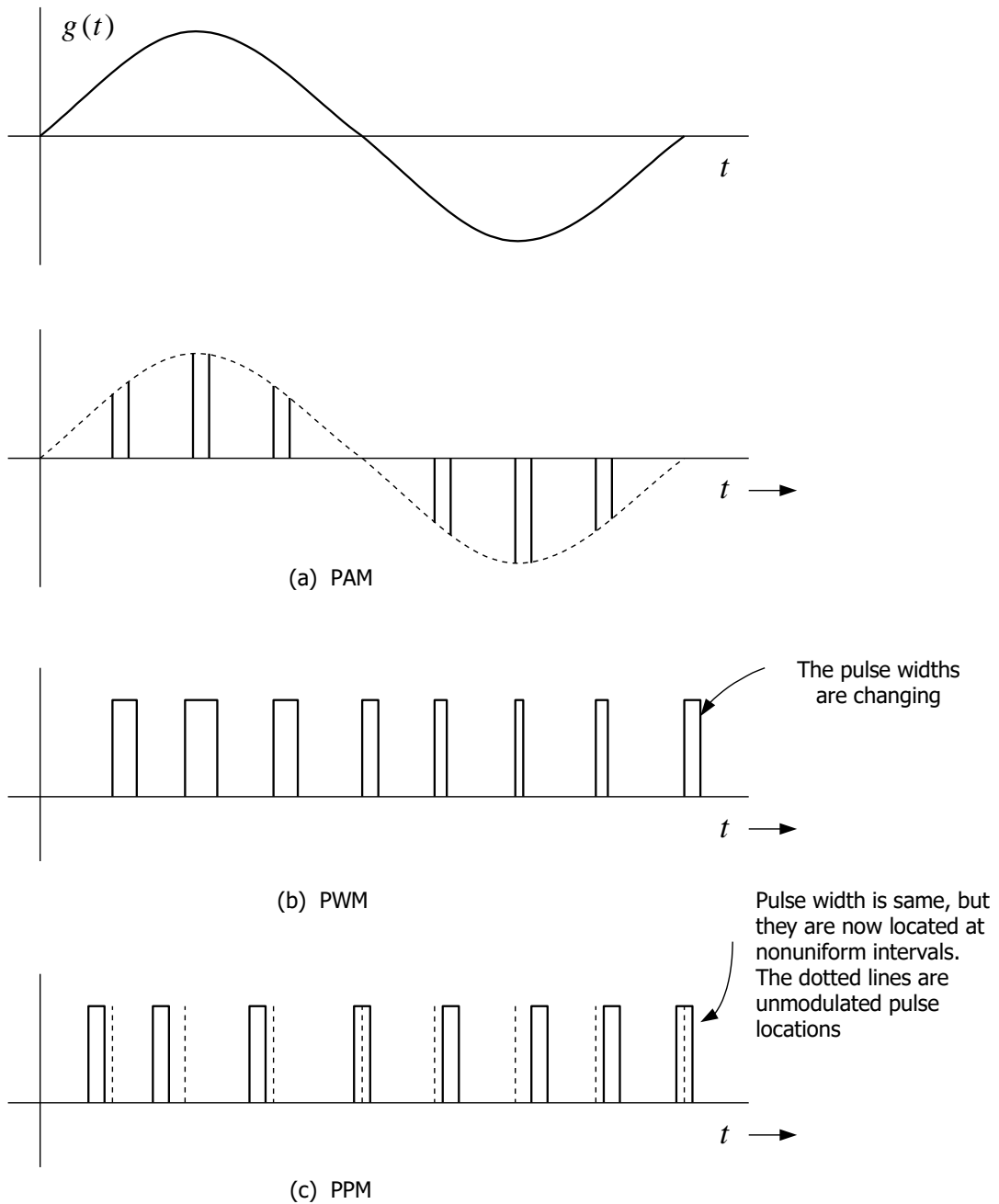
รูปที่ 5.6(a) แสดงตัวอย่างของการมัลติเพล็กซ์ทางเวลาของสัญญาณ PAM สองสัญญาณผ่านช่องสื่อสารเดียวกัน ส่วนรูปที่ 5.6(b) และ (c) เป็นการแสดงการส่งและรับสัญญาณ  $n$  สัญญาณผ่านช่องสื่อสารเดียวกันโดยอาศัยหลักการของ TDM ที่เครื่องรับแต่ละสัญญาณสามารถที่จะนำกลับคืนมาโดยใช้ตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ

## 5.2 การเข้ารหัส PCM

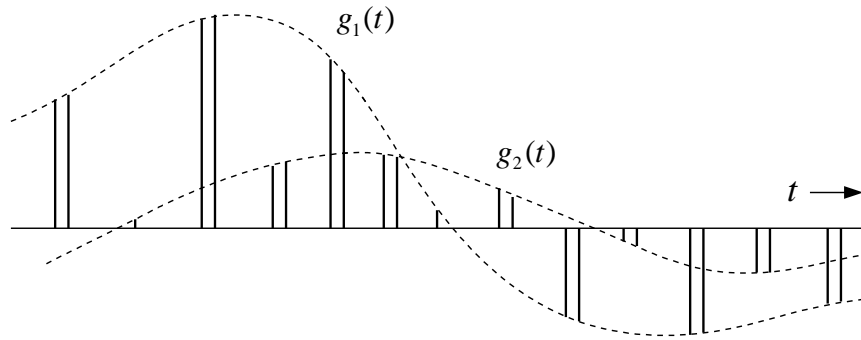
ขบวนการแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลโดยวิธีของ PCM มีอยู่ 3 ขั้นตอน คือ ขบวนการสุ่มสัญญาณ (sampling process) ขบวนการควอนไทซ์ (quantising



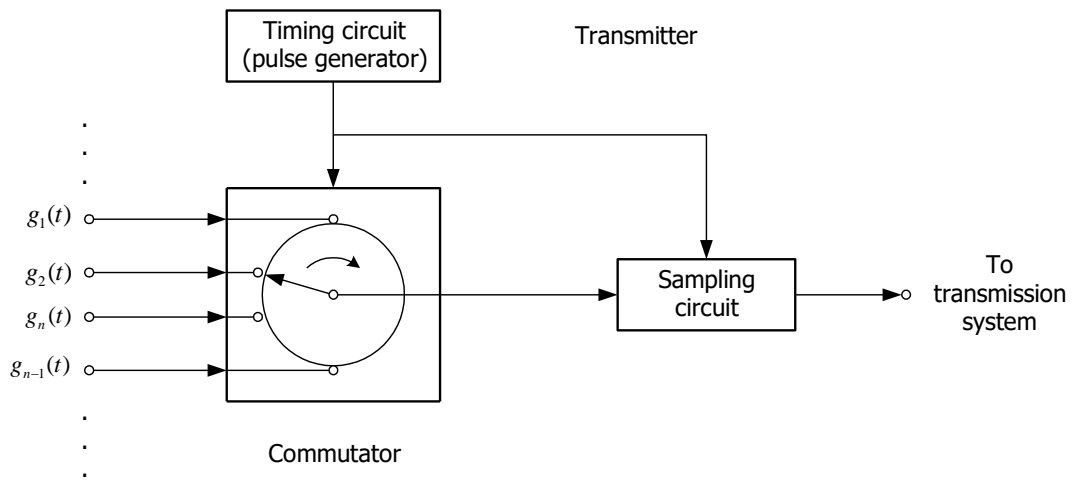
process) และขบวนการเข้ารหัส (encoding process) รูปที่ 5.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของขั้นตอนการสร้างสัญญาณ PCM



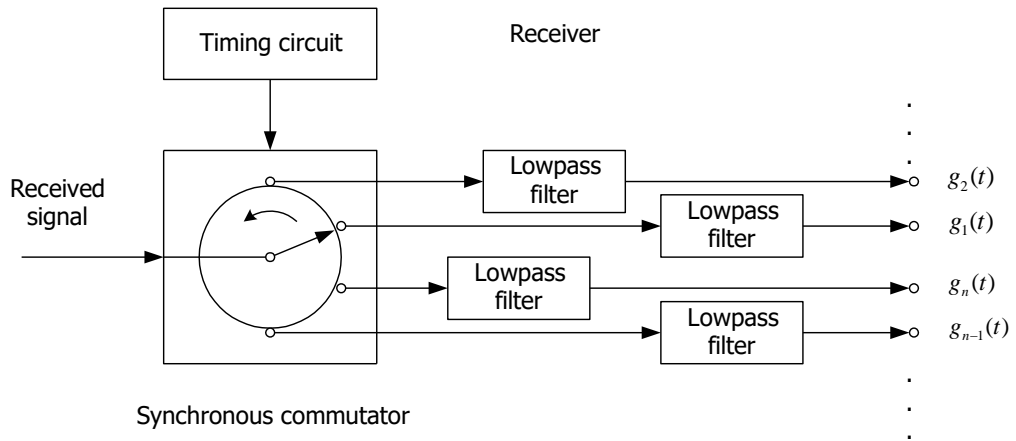
รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณ PAM, PWM และ PPM



(a) Time-division multiplexing of two signal

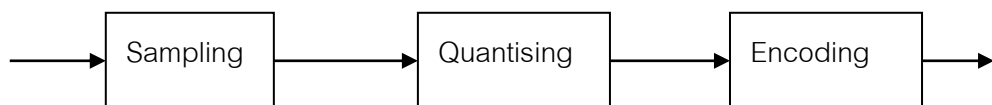


(b)



(c)

รูปที่ 5.6 ระบบ TDM ของ  $n$  ช่องสัญญาณ [Lathi, 1989]



รูปที่ 5.7 ขั้นตอนการสร้าง PCM

แต่ละขั้นตอนสามารถที่จะอธิบายสั้นๆได้ดังนี้ คือ

**ขั้นตอนการสุ่มสัญญาณ** เป็นขบวนการวัดขนาดของสัญญาณอนาล็อกเป็นจุดๆโดยแต่ละจุดมีระยะห่างที่เท่ากัน แต่ละช่วงเรียกว่า ช่วงของการสุ่มสัญญาณ (sampling interval) สัญญาณอนาล็อกจะกลายมาเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา (discrete-time signal)

**ขั้นตอนการควอนไทซ์** เป็นขบวนการจัดระดับกลุ่มตัวอย่างของสัญญาณ (samples) ที่ได้จากขั้นตอนแรก ให้อยู่ในระดับที่จำกัดค่าหนึ่ง ซึ่งถูกกำหนดไว้ล่วงหน้า

**ขั้นตอนการเข้ารหัส** เป็นการแทนระดับของสัญญาณต่างๆในขั้นตอนที่สองด้วยกลุ่มของบิต โดยจำนวนบิตที่ใช้ขึ้นอยู่กับความละเอียดของสัญญาณที่ต้องการ เช่น ถ้าต้องการความละเอียด 8 บิต ก็จะต้องจัดระดับสัญญาณในขั้นตอนที่สองเป็นทั้งหมด  $2^8 = 256$  ระดับ เป็นต้น

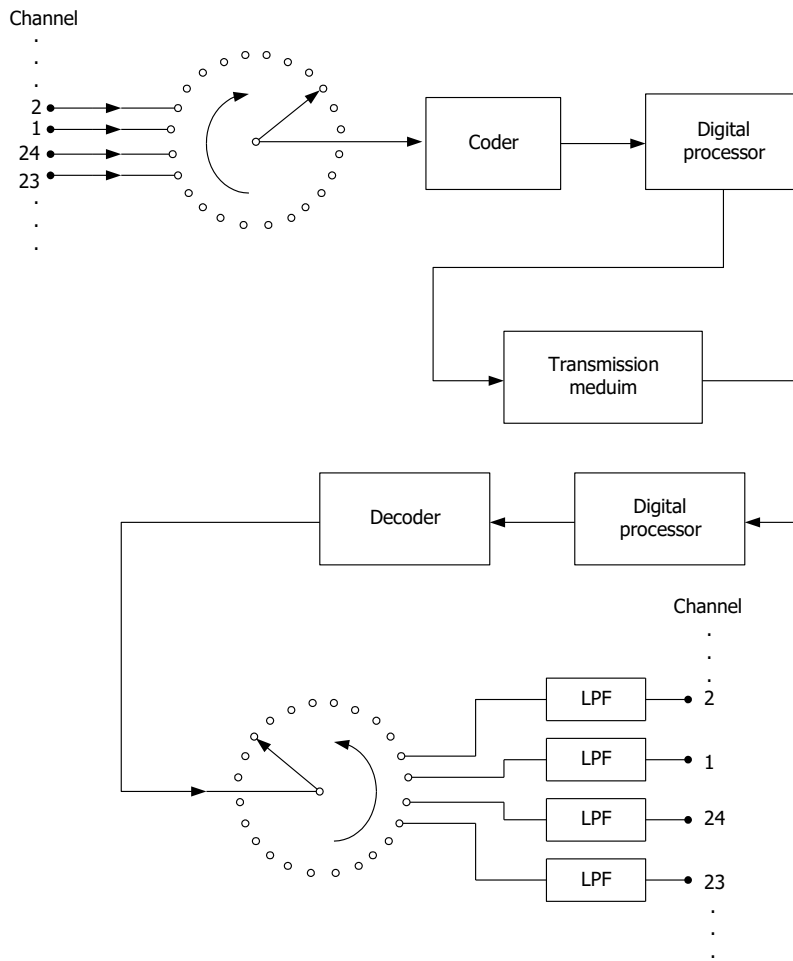
รูปที่ 5.8(a) แสดงการส่งสัญญาณ PCM ในระบบ T-1 ผ่านคู่สายโทรศัพท์ โดยสามารถที่จะส่งสัญญาณเสียงที่แปลงเป็น PCM ได้ทั้งหมด 24 ช่องผ่านระบบ TDM โดยมีแบนด์วิธรวมทั้งหมดเป็น 1.544 MHz

จากรูป 5.8(a) สัญญาณเสียงจาก 24 ช่องจะถูกสุ่มด้วยความเร็ว 8000 ตัวอย่างต่อวินาที แต่ละตัวอย่างจะถูกควอนไทซ์และเข้ารหัส PCM และใช้ 8 บิตต่อหนึ่งตัวอย่าง ดังนั้นจำนวนบิตรวมของระบบในส่วนข้อมูลเป็น  $8000 \times 8 \times 24 = 1.536$  ล้านบิตต่อวินาที และเมื่อรวมบิตควบคุมและบิตที่ใช้สำหรับการซิงโครไนซ์ต่างๆจะได้ความเร็วรวมของระบบ T-1 เป็น 1.544 Mbps ในระบบ T-1 ตัวสร้างซ้ำจะถูกวางไว้ระหว่างทางทุกๆความยาว 6,000 ฟุต

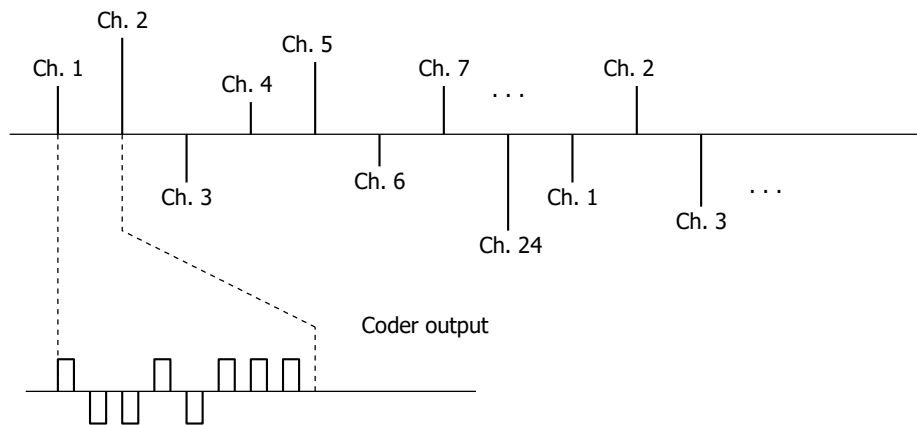
หลังจากที่ Bell lab ได้แนะนำระบบ T-1 ในอเมริกาซึ่งสามารถส่งสัญญาณ 24 ช่องที่ความเร็ว 1.544 Mbps ต่อมาคณะกรรมการที่ปรึกษาการโทรเลขและโทรศัพท์ระหว่างประเทศ (consultative committee of international telegraph and telephone, CCITT) ได้เสนอระบบ E-1 ที่สามารถส่งได้ 30 ช่องที่ความเร็ว 2.048 Mbps และใช้กันแพร่หลายทางยุโรป

## 5.2.1 การควอนไทซ์

ขั้นต่อไปในการสร้างสัญญาณ PCM หลังจากผ่านการสุ่มสัญญาณก็จะเป็นการควอนไทซ์สัญญาณตัวอย่างที่สุ่มได้ ในขั้นตอนนี้แต่ละตัวอย่างจะถูกจัดให้อยู่ในระดับที่แน่นอนค่าหนึ่ง ดังสามารถอธิบายได้ดังนี้ คือ จากรูปที่ 5.9a ถ้ากำหนดให้ขนาดสูงสุดของสัญญาณ  $m(t)$  เป็น  $m_p$  นั่นคือขนาดของสัญญาณ  $m(t)$  มีค่าอยู่ในช่วง  $(-m_p, m_p)$  จากนั้นทำการแบ่งระดับของสัญญาณให้เป็น  $L$  ระดับ โดยที่แต่ละระดับมีความกว้างเป็น  $2m_p/L$  ขนาดของตัวอย่างที่สุ่มได้จะถูกประมาณที่ค่ากึ่งกลางของแต่ละช่วง ดังนั้น ความผิดพลาดที่เกิดจากการประมาณจะอยู่ในช่วง  $(\frac{-m_p}{L}, \frac{m_p}{L})$



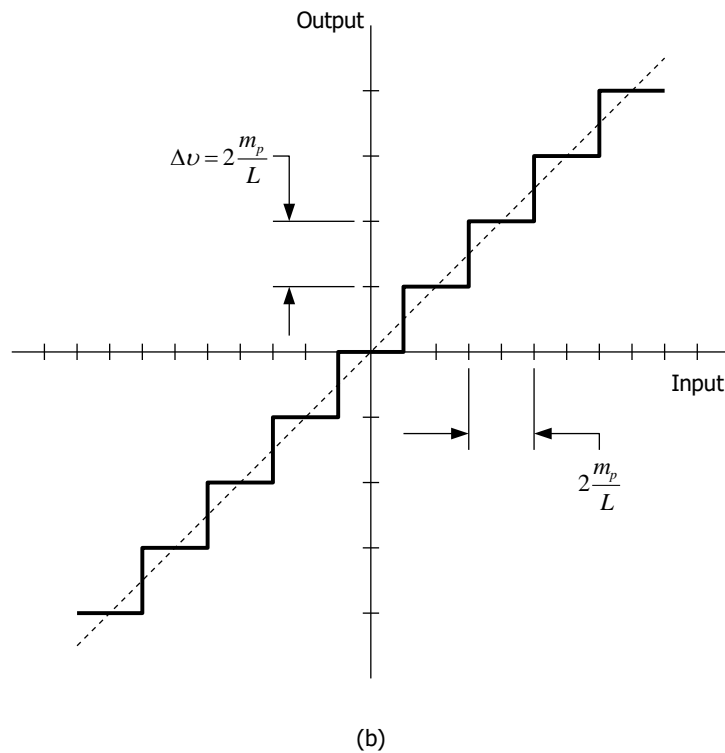
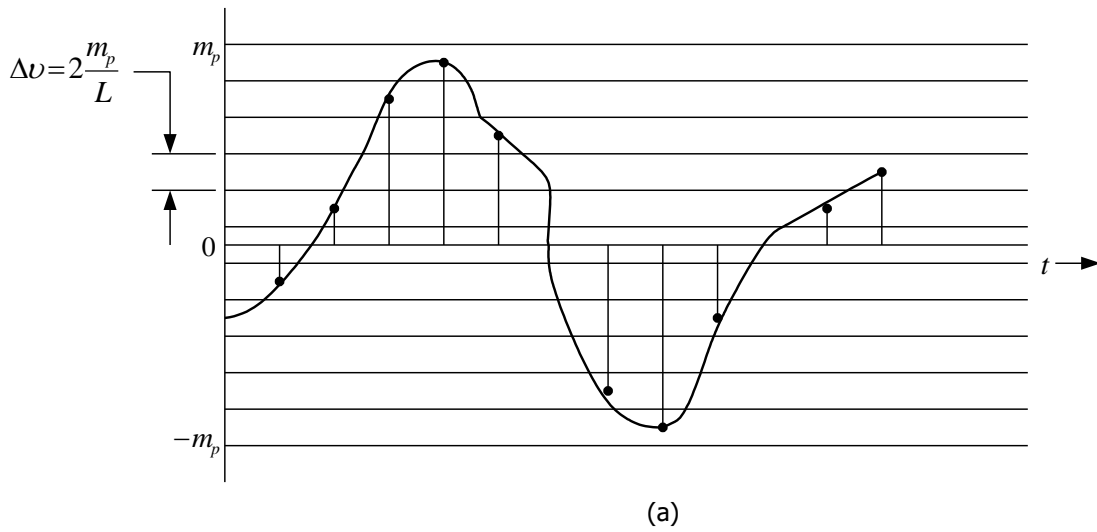
(a)



(b)

รูปที่ 5.8 (a) ระบบ T-1 (b) กลุ่มตัวอย่างที่อินพุตของตัวเข้ารหัส [Lathi, 1989]

ตัวอย่างที่ได้หลังจากประมาณค่าแล้วเรียกว่า ตัวอย่างควอนไทซ์ (quantized sample) หลังจากนั้นตัวอย่างควอนไทซ์ก็จะถูกเข้ารหัสไบนารีให้เป็นสัญญาณ PCM ในขั้นตอนสุดท้าย ด้วยจำนวนบิตเป็น  $\log_2 L$



รูปที่ 5.9 การสุ่มตัวอย่างและการควอนไทซ์ [Lathi, 1989]

ความผิดพลาดที่ได้จากการประมาณค่าตัวอย่างในขบวนการควอนไทซ์สัญญาณ เรียกว่า ความผิดพลาดจากการควอนไทซ์ (quantization error) ซึ่งเป็นความผิดพลาดชนิดหนึ่งที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารเชิงดิจิทัล นอกจากความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากสัญญาณรบกวนในช่องสื่อสาร ซึ่งเรียกว่า ความผิดพลาดในการตรวจจับสัญญาณ (detection error) .ในตอนนี้จะวิเคราะห์เฉพาะความผิดพลาดของจากควอนไทซ์เท่านั้น

ให้  $m(kT_s)$  คือตัวอย่างที่  $k$  ของสัญญาณ  $m(t)$  และ  $m(kT_s)$  คือตัวอย่างควอนไทซ์ที่  $k$  สามารถที่จะเขียนสมการของ  $m(t)$  และ  $m(t)$  ได้เป็น

$$m(t) = \sum_k m(kT_s) \text{sinc}(2Bt - k) \quad (5.9a)$$

$$m(t) = \sum_k m(kT_s) \text{sinc}(2Bt - k) \quad (5.9b)$$

เมื่อ  $m(t)$  คือสัญญาณที่นำกลับคืนมาจากกลุ่มของตัวอย่างควอนไทซ์ ถ้าให้  $q(t)$  คือ ความผิดพลาดจากการควอนไทซ์ นั่นคือ

$$\begin{aligned} q(t) &= m(t) - m(t) \\ &= \sum_k [m(kT_s) - m(kT_s)] \text{sinc}(2Bt - k) \\ &= \sum_k q(kT_s) \text{sinc}(2Bt - k) \end{aligned} \quad (5.10)$$

เมื่อ  $q(kT_s)$  ค่าของความผิดพลาดจากการควอนไทซ์ตัวอย่างที่  $k$  สามารถที่จะหาค่ากำลังงานเฉลี่ยของ  $q(t)$  ได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} q^2(t) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} q^2(t) dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[ \sum_k q(kT_s) \text{sinc}(2Bt - k) \right]^2 dt \end{aligned}$$

จาก

$$\int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}(2Bt - n) \text{sinc}(2Bt - m) dt = \begin{cases} 0 & m \neq n \\ \frac{1}{2B} & m = n \end{cases}$$

ดังนั้นได้

$$q^2(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2BT} \sum_k q^2(kT_s) \quad (5.11)$$

เนื่องจาก  $f_s = 2B$  และจำนวนตัวอย่างภายในช่วงเวลา  $T$  คือ  $2BT$  ดังนั้นค่า

$\frac{1}{2BT} \sum_k q^2(kT_s)$  ก็คือ ค่ากำลังสองเฉลี่ย (mean squared value) ของ  $q(t)$  นั่นเอง

อีกวิธีหนึ่งในการหาค่ากำลังงานเฉลี่ยของ  $q(t)$  คือ

จาก

$$\Delta v = \frac{2m_p}{L} \quad (5.12)$$

และค่า  $q(t)$  อยู่ในช่วง  $\left(-\frac{m_p}{L}, \frac{m_p}{L}\right) = \left(-\frac{\Delta v}{2}, \frac{\Delta v}{2}\right)$  ซึ่งมีการกระจายความหนาแน่นของความน่าจะเป็นเป็นแบบสม่ำเสมอ (uniform probability density function)  $p_q(q)$  เป็น  $1/\Delta v$  ดังนั้นค่า  $q^2(t)$  สามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} q^2(t) &= \frac{1}{\Delta v} \int_{-\Delta v/2}^{\Delta v/2} q^2 dq \\ &= \frac{1}{\Delta v} \left[ \frac{q^3}{3} \right]_{-\Delta v/2}^{\Delta v/2} \\ &= \frac{(\Delta v)^2}{12} \\ &= \frac{m_p^2}{3L^2} \end{aligned} \quad (5.13)$$

ถ้าให้  $N_q$  คือกำลังงานของค่าความผิดพลาดจากการควอนไทซ์  $q(t)$  สามารถที่จะหาอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณที่เอาท์พุต ( $S_o$ ) ต่อ  $N_q$  (หรือ  $N_o$ ) ได้เป็น

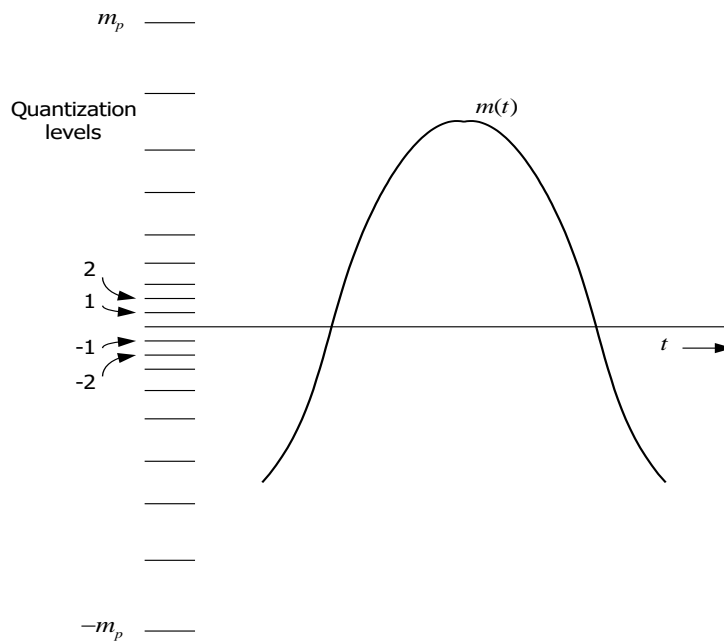
$$\frac{S_o}{N_o} = 3L^2 \frac{m^2(t)}{m_p^2} \quad (5.14)$$

พิจารณาค่าของ  $q(t)$  จะเห็นว่าในระบบหนึ่งๆ ค่าของ  $L$  และ  $m_p$  จะถูกกำหนดไว้ล่วงหน้า ซึ่งเป็นค่าที่คงที่ นั่นคือ รู้ล่วงหน้าว่าจะใช้ระดับของการควอนไทซ์กี่ระดับ และใช้กับสัญญาณที่มีขนาดสูงสุดเป็นเท่าไร ค่าในสมการข้างต้นที่ไม่คงที่ พบว่าเป็นค่า  $m^2(t)$  ซึ่งเป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับผู้พูดและสามารถที่จะแปรเปลี่ยนได้ในช่วงกว้างถึง 40 dB (หรืออัตราส่วนในเชิงกำลังงาน  $10^4$ ) นั้น แสดงว่าค่า SNR ที่เอาท์พุตตามสมการข้างต้น มีค่าไม่คงที่ตามไปด้วย

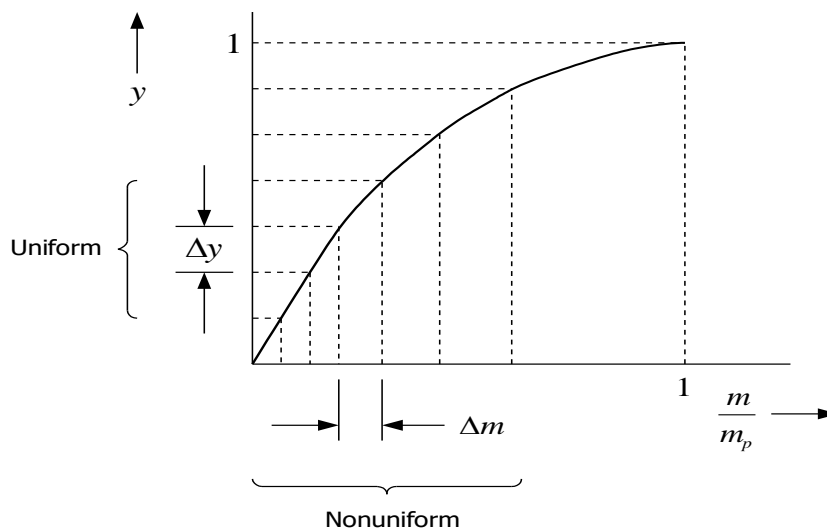
ในการทดลองและวัดผลทางสถิติจากสัญญาณเสียงพูดพบว่าค่าระดับของสัญญาณเสียงพูดจะอยู่ที่ขนาดต่ำๆ และจะมีเพียงบางครั้งเท่านั้นที่มีขนาดสูงๆ นั่นคือ ค่าของ SNR ในสมการข้างต้นจะมีค่าต่ำๆ เป็นเวลาส่วนใหญ่ เหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะว่า ตัวควอนไทซ์ (quantizer) ที่ใช้เป็นแบบสม่ำเสมอ (uniform) ซึ่งหมายถึงค่าระดับของการควอนไทซ์  $\Delta v$  มีค่าที่เท่ากันในทุกๆ ช่วงของขนาดของสัญญาณ

วิธีการที่จะทำให้ค่าของ SNR ที่เอาท์พุทให้คงที่มากขึ้น สามารถทำได้โดยใช้ตัวควอนไตซ์แบบไม่สม่ำเสมอ (non-uniform quantizer) ในวิธีนี้ค่าของ  $\Delta v$  จะไม่คงที่ในแต่ละช่วงของขนาดของสัญญาณ นั่นคือ ในช่วงที่ขนาดของสัญญาณมีค่าต่ำๆ ให้ใช้จำนวนขั้นของการควอนไตซ์มากขึ้น โดยการบีบให้  $\Delta v$  มีค่าน้อยๆ และมีค่าสูงขึ้นในช่วงที่ขนาดของสัญญาณมีขนาดสูงขึ้น

รูปที่ 5.10(a) และ (b) แสดงตัวอย่างของการแบ่งระดับ และคุณลักษณะของอินพุตและเอาท์พุทของตัวควอนไตซ์แบบไม่สม่ำเสมอตามลำดับ ด้วยเทคนิคนี้ จะเห็นว่าค่ากำลังงานของ  $q(t)$



(a)



(b)

รูปที่ 5.10 การควอนไตซ์แบบไม่สม่ำเสมอ



จะมีค่าที่ต่ำในช่วงที่ขนาดของสัญญาณต่ำ (เนื่องจาก  $\Delta v$  มีค่าต่ำ) และมีค่าที่สูงในช่วงที่ขนาดของสัญญาณมีค่าสูง ผลที่ตามมาคือ ทำให้ช่วงการแปรเปลี่ยน (dynamic range) ของ SNR ที่เอาท์พุทแคบลงหรือค่า SNR มีค่าคงที่ขึ้นกว่าเดิม

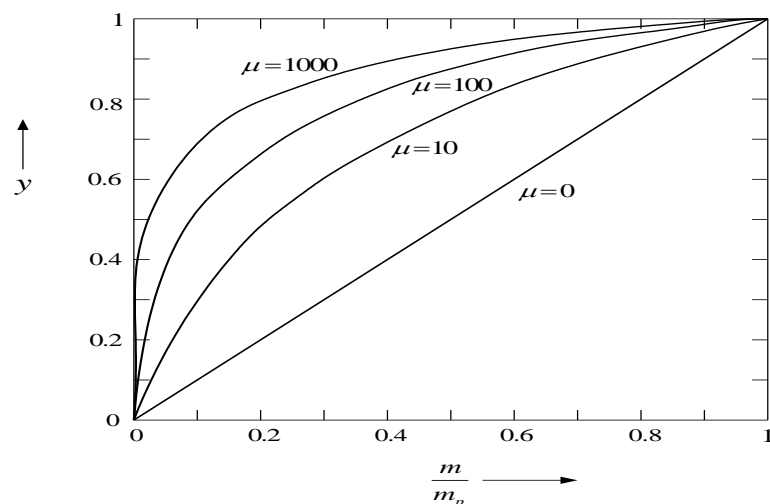
ตัวควอนไทซ์แบบไม่สม่ำเสมอมีหลายมาตรฐาน แต่ที่นิยมใช้กันมากที่สุดมีอยู่สองมาตรฐานคือ ตัวควอนไทซ์แบบไม่สม่ำเสมอแบบ  $\mu$ -law ซึ่งใช้ในอเมริกาเหนือและญี่ปุ่น และตัวควอนไทซ์แบบไม่สม่ำเสมอแบบ A-law ซึ่งใช้ในยุโรปและประเทศที่เหลือ สมการความสัมพันธ์ระหว่างเอาท์พุทและอินพุทของ  $\mu$ -law คือ

$$y = \frac{\text{sgn}(m)}{\ln(1+\mu)} \ln \left( 1 + \mu \left| \frac{m}{m_p} \right| \right) \quad \left| \frac{m}{m_p} \right| \leq 1 \quad (5.15a)$$

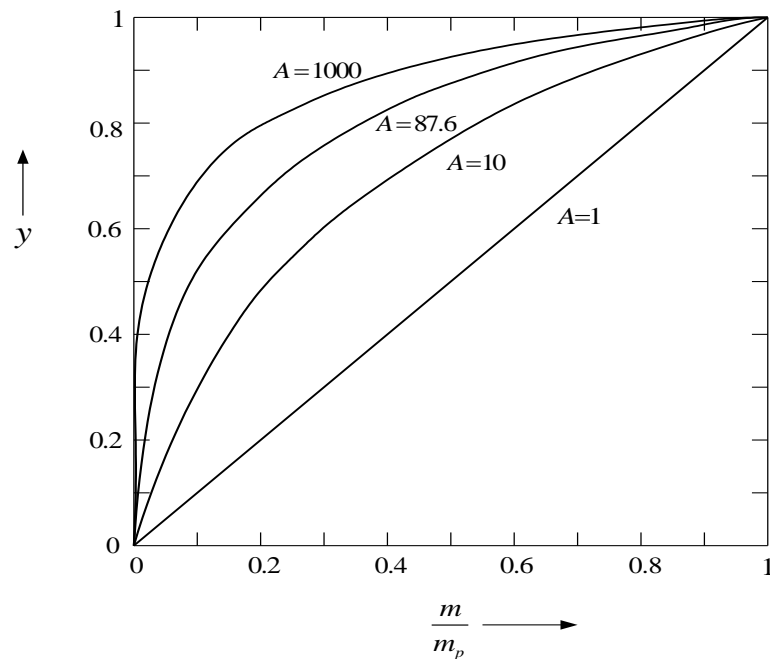
และของ A-law คือ

$$y = \begin{cases} \frac{A}{1 + \ln A} \left( \frac{m}{m_p} \right) & \left| \frac{m}{m_p} \right| \leq \frac{1}{A} \\ \frac{\text{sgn}(m)}{1 + \ln A} \left[ 1 + \ln A \left| \frac{m}{m_p} \right| \right] & \frac{1}{A} \leq \left| \frac{m}{m_p} \right| \leq 1 \end{cases} \quad (5.15b)$$

รูปที่ 5.11 และ 5.12 แสดงตัวควอนไทซ์แบบไม่สม่ำเสมอในระบบ  $\mu$ -law และ A-law ตามลำดับ



รูปที่ 5.11 คุณลักษณะของตัวบีบอัดแบบ  $\mu$ -law [Lathi, 1989]



รูปที่ 5.12 คุณสมบัติของตัวบีบอัดแบบ A-law [Lathi, 1989]

ค่าของ  $\mu$  และ  $A$  เรียกว่าพารามิเตอร์ของการบีบอัด เป็นตัวบอกถึงดีกรีของการบีบอัดว่ามากหรือน้อย เพื่อให้ได้ค่า SNR ที่เอาท์พุทเกือบจะคงที่ภายในช่วงของการแปรเปลี่ยนของกำลังงานของสัญญาณ  $m(t)$  ขนาด 40 ค่ามาตรฐานที่ใช้กันคือ  $\mu = 100$  และ  $255$  กับค่า  $A = 87.6$

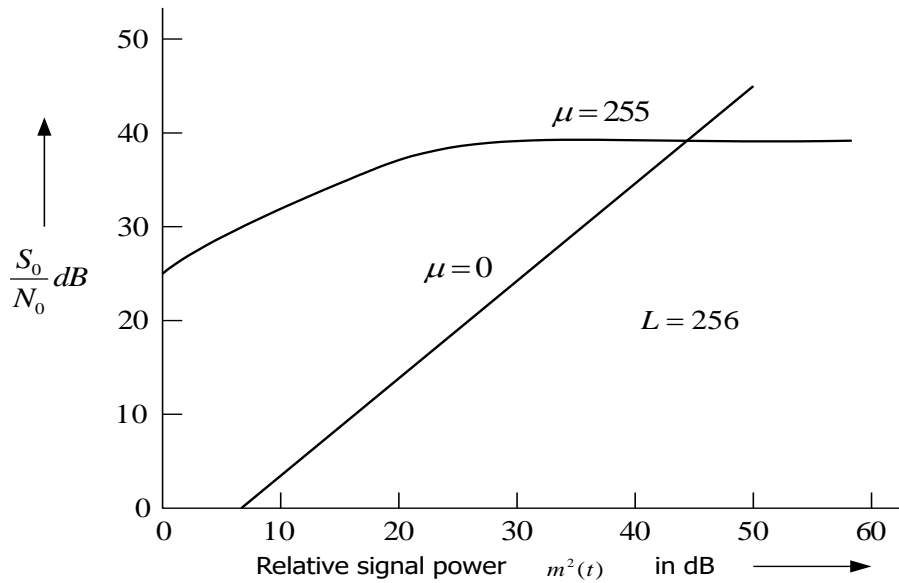
เมื่อใช้ตัวบีบอัด (compressor) ที่ด้านส่ง ที่ด้านรับเพื่อดึงเอาสัญญาณดั้งเดิมก่อนที่จะมีการบีบอัดออกมาจำเป็นต้องใช้ตัวยืดออก (expander) ซึ่งมีหน้าที่ตรงกันข้ามกับตัวบีบอัด เมื่อตัวบีบอัดและตัวยืดออกรวมอยู่ในตัวเดียวกัน เรียกว่า คอมแพนเดอร์ (compander)

จากทฤษฎีของการวิเคราะห์สัญญาณโดยใช้ฟูรีเยร์ บอกว่า การบีบอัดสัญญาณในอาณาจักรของเวลาจะทำให้สัญญาณมีแบนด์วิทกว้างขึ้น แต่ในที่นี้การบีบอัดของไม่ได้ทำให้สัญญาณอนาล็อก  $m(t)$  โดยตรง ตัวที่ถูกบีบอัดคือตัวอย่างที่ได้จากขบวนการสุ่มตัวอย่าง ให้มีระยะห่างระหว่างตัวอย่างน้อยที่ตัวอย่างขนาดต่างๆ และมีระยะห่างระหว่างตัวอย่างมากที่ตัวอย่างขนาดสูงๆ โดยที่จำนวนตัวอย่างยังคงเท่าเดิมทุกประการ

ค่าของ SNR ที่เอาท์พุท เมื่อใช้  $\mu$ -law compander เป็นไปตามสมการ

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3L^2}{[\ln(1 + \mu)]^2} \quad \mu^2 \square \frac{m_p^2}{m^2(t)} \quad (5.16)$$

รูปที่ 5.13 แสดง SNR ที่เอาท์พุทสองกรณีคือ  $\mu = 255$  และ  $\mu = 0$  (uniform quantizer)



รูปที่ 5.13 เปรียบเทียบ SNR ในระบบ PCM ระหว่างมีและไม่มีตัวบีบอัด [Lathi, 1989]

## 5.2.2 แบนด์วิทสำหรับการส่งผ่าน

ในระบบ PCM จำนวนบิตที่ใช้ในการเข้ารหัสสอดคล้องกับจำนวนระดับของการควอนไทซ์ นั่นคือ  $L = 2^n$  หรือ  $n = \log_2 L$  เมื่อ  $n$  คือจำนวนบิตที่ใช้ต่อหนึ่งตัวอย่าง ดังนั้นถ้าสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  มีแบนด์วิทเป็น  $B$  Hz และถูกสุ่มที่ความถี่  $2B$  ตัวอย่างต่อวินาที (หรือ Hz) ต้องการบิตที่ใช้ทั้งหมดเป็น  $2nB$  บิตต่อวินาที และในทางปฏิบัติ ต้องการแบนด์วิทของช่องสื่อสารสำหรับส่งสัญญาณ PCM ที่อัตราเร็ว  $2nB$  บิตต่อวินาทีเป็น  $knB$  เมื่อ  $1 \leq k \leq 2$  สำหรับการเข้ารหัสสายแบบไบโพลาร์ ค่าของ  $k$  ที่ใช้เป็น 2 นั่นคือต้องการแบนด์วิทเป็น  $2nB$  Hz

ค่า SNR ที่เอาท์พุทของกรณี PCM เมื่อใช้กับไม่ใช่ compander สามารถเขียนสรุปรวมได้เป็น ดังนี้ คือ

$$\frac{S_o}{N_o} = c(2)^{2n} \quad \text{หรือ} \quad \text{เมื่อคิดเป็นเดซิเบลจะได้}$$

$$\left( \frac{S_o}{N_o} \right)_{dB} = 10 \log \left( \frac{S_o}{N_o} \right) = \alpha + 6n \quad \text{dB} \quad (5.17)$$

เมื่อ  $\alpha = 10 \log c$  และ

$$c = 3 \frac{m^2(t)}{m_p^2} \quad \text{สำหรับกรณีที่ไม่มีกรุปบีบอัด} \quad (5.18a)$$

และ

$$c = \frac{3}{[\ln(1 + \mu)]^2} \quad \text{สำหรับกรณีที่มีการบีบอัด} \quad (5.18b)$$

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่า ถ้าเพิ่มจำนวนบิตที่ใช้ในการเข้ารหัส PCM ที่ละหนึ่งบิต จะได้ SNR ที่เอาท์พุท เพิ่มขึ้น 6 dB เช่น ในระบบ PCM ของการส่งสัญญาณเสียงพูดซึ่งสุ่มด้วยความเร็ว 8000 ตัวอย่างต่อวินาที แต่ละตัวอย่างใช้ 8 บิต ดังนั้น 1 ช่องสัญญาณใช้แบนด์วิท 64 kHz ถ้าเพิ่มจำนวนบิตเป็น 9 บิต ต้องใช้แบนด์วิทมากขึ้นเป็น 72 kHz เมื่อคิดอัตราส่วนของการเพิ่มแบนด์วิทเป็น 12.5% สำหรับประสิทธิภาพที่ดีขึ้นมา 6 dB จะเห็นว่าในระบบ PCM ดีกว่าระบบอนาล็อก FM มากเพราะว่าในระบบ FM การที่จะได้ประสิทธิภาพดีขึ้น 6 dB ต้องเพิ่มแบนด์วิทเป็นเท่าตัว

**ตัวอย่างที่ 5.1** จงเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ PCM ที่ใช้  $L = 64$  และ  $L = 256$  เมื่อใช้ค่า SNR ที่เอาท์พุทและแบนด์วิทสำหรับการส่งผ่านเป็นเกณฑ์

### วิธีทำ

กรณี  $L = 64$

$$n = \log_2 64 = 6$$

$$2nB = 2 \times 6 \times 4 \text{ kHz} = 48 \text{ kHz}$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \alpha + 6n$$

$$= \alpha + 6 \times 6$$

$$\alpha = 10 \log c = 10 \log \frac{3}{(\ln(1 + \mu))^2} = 10 \log \frac{3}{(\ln 101)^2} = -8.51 \text{ dB}$$

ดังนั้น

$$\frac{S_o}{N_o} = -8.51 + 36 = 27.49 \text{ dB}$$

กรณี  $L = 256$

$$n = \log_2 256 = 8$$

$$2nB = 2 \times 8 \times 4 \text{ kHz} = 64 \text{ kHz}$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \alpha + 6n$$

$$= \alpha + 6 \times 8$$

ดังนั้น

$$\frac{S_o}{N_o} = -8.51 + 48 = 39.49 \text{ dB}$$

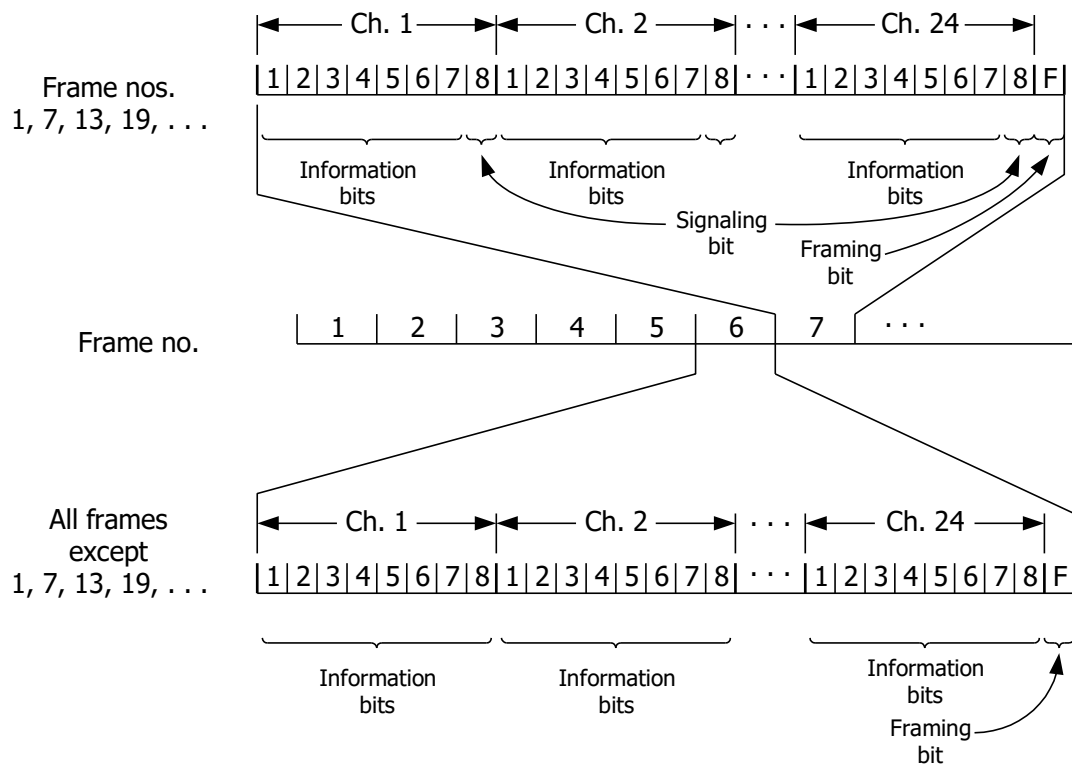
จะเห็นว่า  $S_o/N_o$  เพิ่มขึ้น 12 dB จากการใช้ 6 บิตมาเป็น 8 บิต  
หรือใช้แบนด์วิธมากขึ้นเพียง 33% จากระบบเดิม

### 5.2.3 การชิงโครไนซ์และการให้สัญญาณ

รูปที่ 5.14 แสดงการจัดรูปแบบสัญญาณในระบบ T-1 โดยที่สัญญาณไบนารีที่แทนแต่ละตัวอย่างจากช่องสัญญาณ 24 ช่อง ประกอบกันเป็น 1 เฟรม นั่นคือ 1 เฟรมประกอบไปด้วย 24 ช่องสัญญาณ หรือ  $24 \times 8 = 192$  บิตข้อมูล เนื่องจากใช้ความเร็วของการสุ่มสัญญาณเป็น 8000 ตัวอย่างต่อวินาทีต่อช่อง นั่นแสดงว่าแต่ละตัวอย่างของแต่ละช่องมีระยะห่างกันเป็น  $1/8000 = 125$  ไมโครวินาที เพื่อให้ด้านรับรู้ตำแหน่งเริ่มต้นในแต่ละเฟรม จำเป็นที่จะต้องมีบิตหนึ่งบิตที่ใส่เข้าไปข้างท้ายของแต่ละเฟรม เรียกว่า บิตรูปแบบ (framing bit) ทำให้บิตรวมในแต่ละเฟรมเป็น 193 บิต และบิตที่ 193 ของแต่ละเฟรมจะถูกกำหนดให้มีรูปแบบที่แน่นอนและให้แตกต่างจากบิตข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมด เช่น อาจจะใช้รูปแบบของบิตที่ 193 เป็น 010101... เมื่อด้านรับตรวจจบบิตแบบนี้ได้ ก็จะมีตำแหน่งเริ่มต้นและสิ้นสุดในแต่ละเฟรม โดยทั่วไปแล้วใช้เวลาประมาณ 0.4 ถึง 6 มิลลิวินาทีในการตรวจสอบและใช้เวลาทั้งหมดประมาณ 50 มิลลิวินาทีในการจัดรูปแบบเฟรมใหม่ นอกจากต้องมีบิตรูปแบบแล้ว ในทางปฏิบัติยังจำเป็นต้องส่งบิตให้สัญญาณ บิตแสดงสถานะว่างหรือไม่ว่างของโทรศัพท์ เป็นต้นไปพร้อมกับเฟรมเหล่านี้ด้วยโดยไม่มีกรสร้างเฟรมใหม่ สำหรับหน้าที่โดยเฉพาะในระบบ T-1 เลือกบิตที่ 8 ในทุกๆ เฟรม นั่นคือในเฟรมที่ 1, 7, 13, 19,... จะเป็นเฟรมที่มีบิตให้สัญญาณเหล่านี้อยู่ ซึ่งทำให้บิตข้อมูลของเฟรมเหล่านี้เหลือแค่ 7 บิตต่อตัวอย่าง ดังแสดงในรูปที่ 5.14 นั่นคือบิตข้อมูลทั้งหมดในเฟรมเหล่านี้จะเหลือเป็น  $7 \times 24 = 168$  บิตและมี 24 บิตสำหรับให้สัญญาณ และบิตรูปแบบอีก 1 บิต สำหรับในระบบ E-1 ซึ่งส่งได้ 30 ช่องสัญญาณ จะประกอบไปด้วยกลุ่มของบิตข้อมูล 30 ช่องหรือ  $30 \times 8 = 240$  บิตข้อมูลที่เหลืออีก 16 บิตเอาไว้สำหรับใส่บิตรูปแบบและบิตให้สัญญาณ

### 5.3 เดลต้ามอดูเลชัน

เดลต้ามอดูเลชัน (delta modulation, DM) เป็นวิธีการแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลอีกวิธีหนึ่งซึ่งเป็นวิธีที่ง่ายกว่า PCM รูปที่ 5.15 แสดงตัวมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบเดลต้า ซึ่งประกอบไปด้วย ตัวเปรียบเทียบสัญญาณ (comparator) ตัวสุ่ม (sampler) และ



รูปที่ 5.14 การจัดรูปแบบสัญญาณของเฟรมในระบบ T-1 [Lathi, 1989]

ตัวอินดิเกรต-แอมพลิฟายเออร์ ในทางด้านบ็อนกลับ สัญญาณอนาล็อก  $m(t)$  จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณ  $m(t)$  ซึ่งเป็นสัญญาณเอาท์พุตของตัวอินดิเกรต ได้สัญญาณผลลัพธ์เป็น  $\varepsilon(t) = m(t) - m(t)$  จากนั้นสัญญาณ  $\varepsilon(t)$  ถูกส่งเข้าตัวเปรียบเทียบได้เอาท์พุตออกมาเป็น  $E$  ถ้า  $\varepsilon(t) > 0$  และ  $-E$  ถ้า  $\varepsilon(t) < 0$  หรือสามารถที่จะเขียนเป็นสมการเอาท์พุต  $m_c(t)$  ของตัวเปรียบเทียบได้ว่า

$$m_c(t) = E \operatorname{sgn}[\varepsilon(t)] \quad (5.19)$$

โดยปกติแล้วตัวส่งสัญญาณใน DM จะส่งที่ความเร็วสูงกว่าอัตราเร็วของไมควิซซ์มากๆ เอาท์พุตของตัวส่งสัญญาณจะเป็นสัญญาณขบวนพัลส์ที่มีทั้งบวกและลบขึ้นอยู่กับสัญญาณ  $m(t)$  และ  $m(t)$  ถ้า  $m(t) > m(t)$  จะได้พัลส์บวกและถ้า  $m(t) < m(t)$  จะได้พัลส์ลบ สัญญาณพัลส์ที่ได้เมื่อผ่านตัวอินดิเกรตก็จะกลายเป็นสัญญาณขึ้นบันได หลักการก็คือสัญญาณ  $m(t)$  พยายามที่จะวิ่งไล่ตามสัญญาณ  $m(t)$  เมื่อนำสัญญาณ  $m(t)$  ผ่านตัวกรองผ่านความถี่ต่ำก็จะได้สัญญาณ  $m(t)$  ออกมา แต่อาจจะมีค่าความเพี้ยนอยู่บ้างเนื่องจากสัญญาณ  $m(t)$  เป็นแค่ค่าประมาณของ  $m(t)$  ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นใน DM มีอยู่ 2 แบบคือ ความผิดพลาดจากระดับขั้น (granular

error) และความผิดพลาดจากความชันเกิน (slope overload error) ซึ่งความผิดพลาดทั้งสองเกิดจากสาเหตุต่างกันคือ ความผิดพลาดจากระดับขั้นจะเกิดจากการที่ระดับขั้น (step size) ของการกระโดดของ  $m(t)$  ขณะวิ่งไล่ตาม  $m(t)$  มีค่ามากเกินไป ทำให้เกิดความแตกต่างของทั้งสองสัญญาณมาก แต่ถ้าปรับให้ระดับขั้นต่ำไป ก็จะทำให้เกิดปัญหาความผิดพลาดจากความชันเกิน นั่นคือขณะที่  $m(t)$  มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณเร็วมากๆ สัญญาณ  $m(t)$  ไม่สามารถที่จะวิ่งไล่ตาม  $m(t)$  ทันเนื่องจากก้าวของการกระโดดเร็วไม่พอ ดูรูปที่ 5.15 ประกอบ

การเกิดความผิดพลาดจากความชันเกิน เกิดขึ้นเมื่อ  $m(t)$  ตาม  $m(t)$  ไม่ทันภายในช่วงเวลาของการสุ่มสัญญาณ  $T_s$  และถ้าให้ระดับขั้นของการกระโดดของ  $m(t)$  เป็น  $\sigma$  ดังนั้นถ้าความชันของ  $m(t)$  มากกว่า  $\sigma/T_s$  ก็จะทำให้เกิดความผิดพลาดนี้ขึ้น นั่นคือ สามารถที่จะสร้างเงื่อนไขของการไม่เกิดความผิดพลาดจากความชันเกินได้เป็น

$$|\dot{m}(t)|_{\max} < \sigma f_s \quad (5.20)$$

เช่น  $m(t) = A \cos \omega t$  จะได้  $\dot{m}(t) = -\omega A \sin \omega t$

$$|\dot{m}(t)|_{\max} = \omega A < \sigma f_s$$

นั่นคือจะได้ค่าขนาดสูงสุดของ  $m(t)$  เป็น

$$A_{\max} = \frac{\sigma f_s}{\omega} \quad (5.21)$$

สำหรับสัญญาณเสียง de Jager พบว่าค่า  $A_{\max}$  หาได้จากสมการ

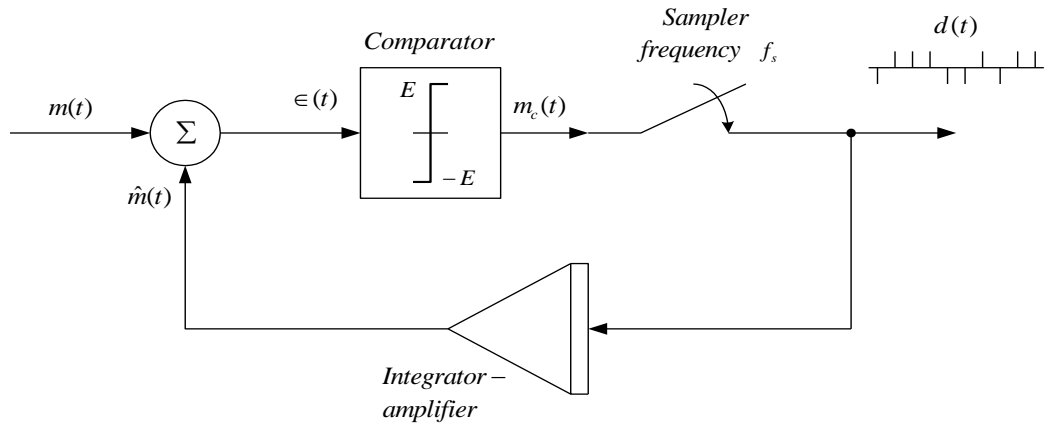
$$[A_{\max}]_{\text{voice}} \approx \frac{\sigma f_s}{\omega_r} \quad (5.22)$$

เมื่อ  $\omega_r = 2\pi \times 800$  เรเดียนต่อวินาที

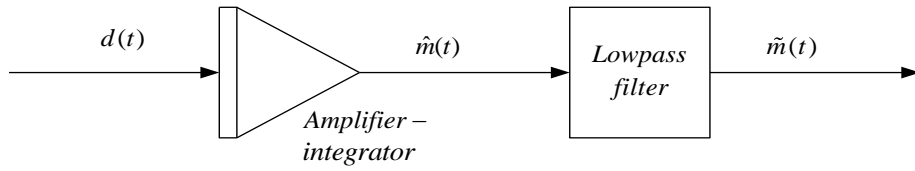
จากสมการข้างต้นจะเห็นว่าความถี่อ้างอิงที่ใช้สำหรับสัญญาณเสียงเป็น 800 Hz

### 5.3.1 ตัวอินทิเกรตสองชั้น

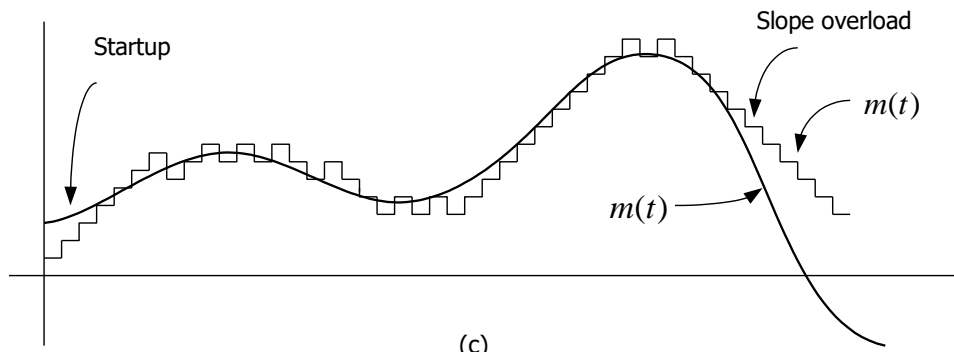
เพื่อให้ได้  $m(t)$  ไกล่เคียง  $m(t)$  มากขึ้น อาจจะใช้ตัวอินทิเกรตสองชั้น (double integrator) แทนตัวอินทิเกรตชั้นเดียว ซึ่ง  $m(t)$  จะเป็นสัญญาณในลักษณะของแรมพ์แทนที่จะ



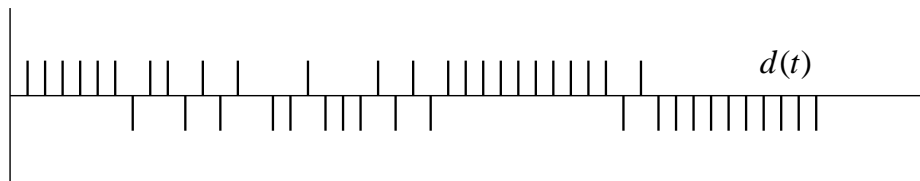
(a) Delta modulator



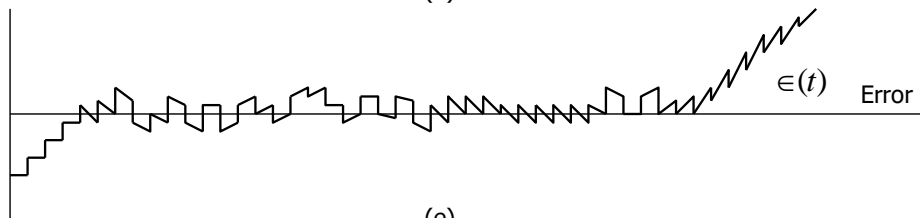
(b) Delta demodulator



(c)



(d)



(e)

รูปที่ 5.15 การมอดูเลตแบบเดลต้า (DM) [Lathi, 1989]



เป็นชั้นแบนด์ (ดูรูปที่ 5.16) ตัวอินทิเกรตสองชั้นสามารถที่จะสร้างโดยใช้วงจร  $RC$  ต่อкасцепกัน เมื่อ  $1/R_2C_2 \ll 1/R_1C_1$  โดยในที่นี้เลือกค่า  $1/R_1C_1$  เป็น  $200\pi$  ( $f_1 = 100$  Hz) และ  $1/R_2C_2$  เป็น  $4000\pi$  ( $f_2 = 2000$  Hz) ซึ่งการเลือกลักษณะนี้ทำให้วงจรตอบสนองในลักษณะของตัวอินทิเกรตชั้นเดียวถึงความถี่ 2000 Hz หลังจากนั้นก็จะเป็นตัวอินทิเกรตสองชั้น เพื่อให้แมทช์กับสเปกตรัมของสัญญาณเสียงให้มากที่สุด

อย่างไรก็ตามการใช้ตัวอินทิเกรตสองชั้นอาจจะเกิดปัญหาในเรื่องของการวิ่งเกิน (hunting) ได้นั้นคือ ในขณะที่  $m(t)$  วิ่งไล่ตาม  $m(t)$  ถ้า  $m(t)$  อยู่ใกล้ๆค่าสูงสุดหรือต่ำสุดซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างกะทันหัน ทำให้  $m(t)$  ซึ่งวิ่งไล่ตาม  $m(t)$  ด้วยการเพิ่มความชันวิ่งเร็วเกินไปและเกิดความแตกต่างระหว่างสองสัญญาณมาก ปัญหานี้สามารถแก้ไขโดยใช้ตัวอินทิเกรตสองชั้นแบบทำนายค่าล่วงหน้าได้ ดังแสดงในรูปที่ 5.17 นั่นคือจากรูป จะให้ค่า  $E_2(t)$  แทนค่าในอนาคตของ  $E_1(t)$  นั่นคือ

$$E_2(t) \approx E_1(t + \tau)$$

ซึ่งสามารถที่จะแสดงได้ดังนี้คือ สังเกตว่า

$$\begin{aligned} E_1(t + \tau) &\approx E_1(t) + \tau \frac{dE_1}{dt} \\ &= E_1(t) + \tau \frac{i}{C_2} \end{aligned}$$

เลือกค่า  $r = \frac{\tau}{C_2}$  ได้

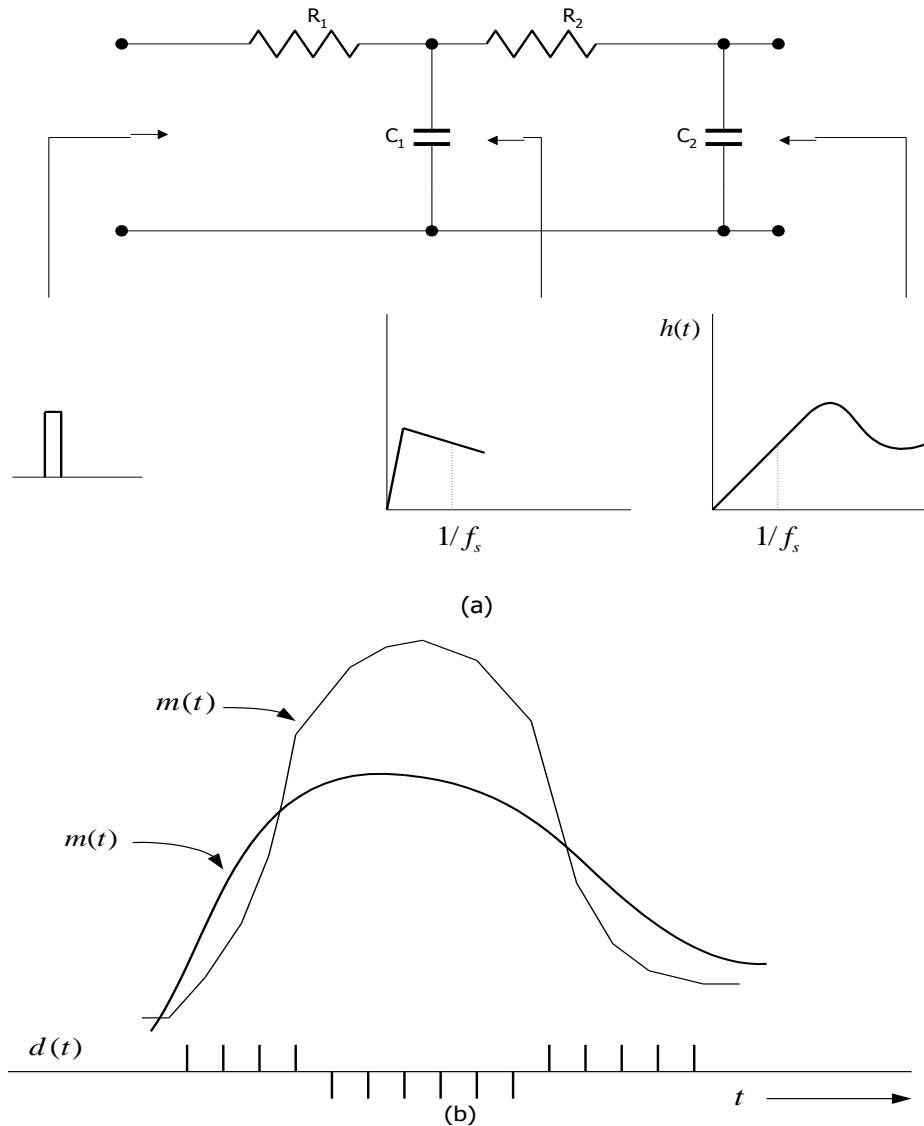
$$E_1(t + \tau) \approx E_1(t) + ri = E_2(t)$$

ค่าเวลาการทำนาย  $\tau$  มักจะเลือกให้เท่ากับหนึ่งช่วงของเวลาสุ่ม จะได้สัญญาณ  $m(t)$  วิ่งไล่ตาม  $m(t)$  ได้ดีกว่าตัวอินทิเกรตสองชั้น (ดูรูปที่ 5.17 ประกอบ)

### 5.3.2 การมอดูเลตเดลต้าแบบปรับได้

ใน DM จะเห็นว่าช่วงที่สัญญาณ  $m(t)$  มีการเปลี่ยนแปลงของขนาดไม่มาก การใช้ค่าของระดับขั้นน้อยๆจะทำให้ค่าความผิดพลาดจากระดับขั้นหรือบางทีก็เรียกว่าผลของเทรสโฮลด์มีค่าน้อยลง แต่การปรับให้ค่าระดับขั้นมีค่าน้อยๆก็จะเกิดปัญหาของความผิดพลาดอันเนื่องมาจากความชัน นั่นคือสัญญาณ  $m(t)$  วิ่งไม่ทันสัญญาณ  $m(t)$  เมื่อ  $m(t)$  มีความชันเกินค่าๆหนึ่ง ด้วยเหตุนี้ ถ้าสามารถหาวงจรที่สามารถปรับค่าระดับขั้นให้เปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงของ  $m(t)$  จะททำให้สามารถลดปัญหาของความผิดพลาดทั้งสองแบบใน DM ในเวลาเดียวกัน เรียก

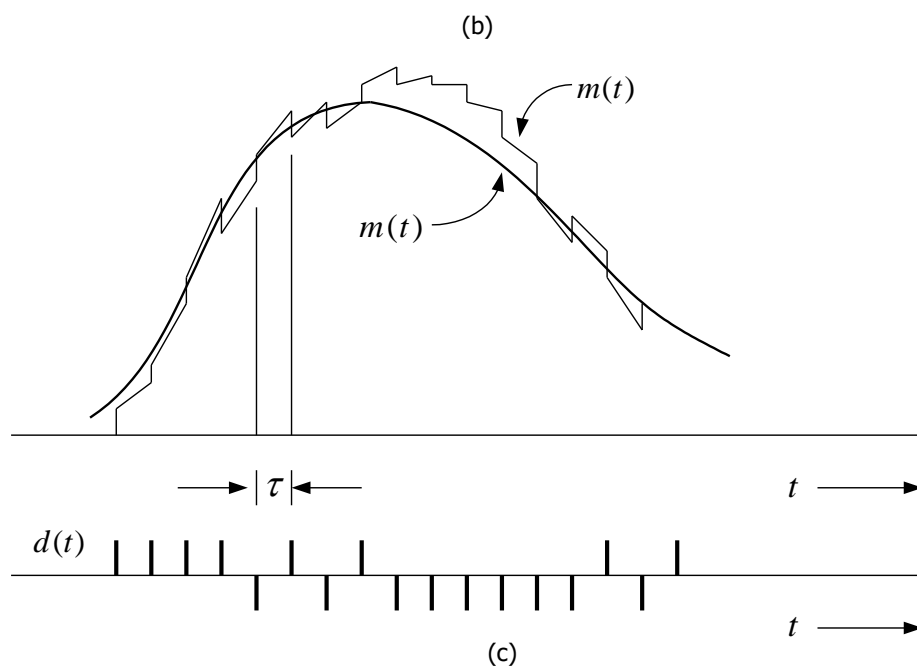
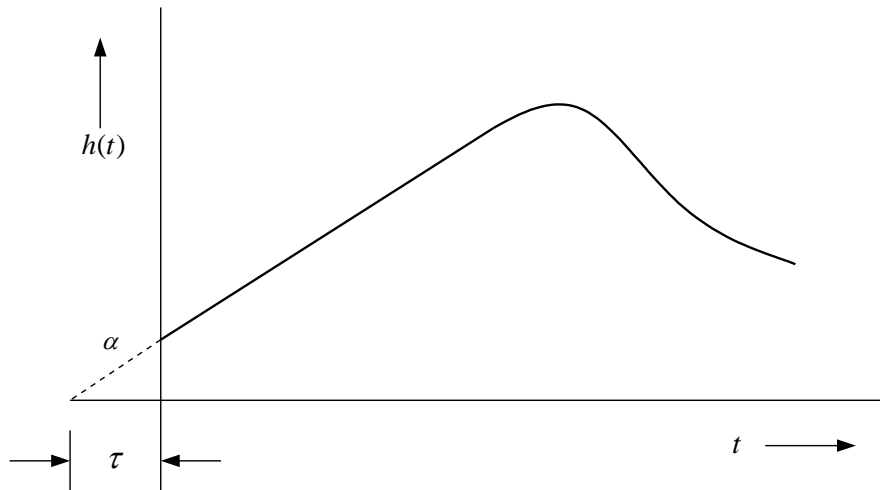
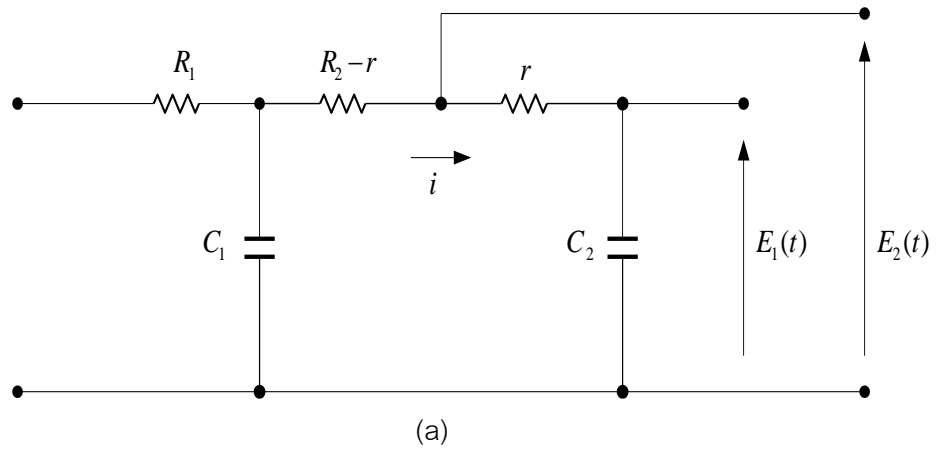
วิธีการที่กำลังจะกล่าวถึงนี้ว่า การมอดูเลตเดลต้าแบบปรับได้ (adaptive delta modulation, ADM)



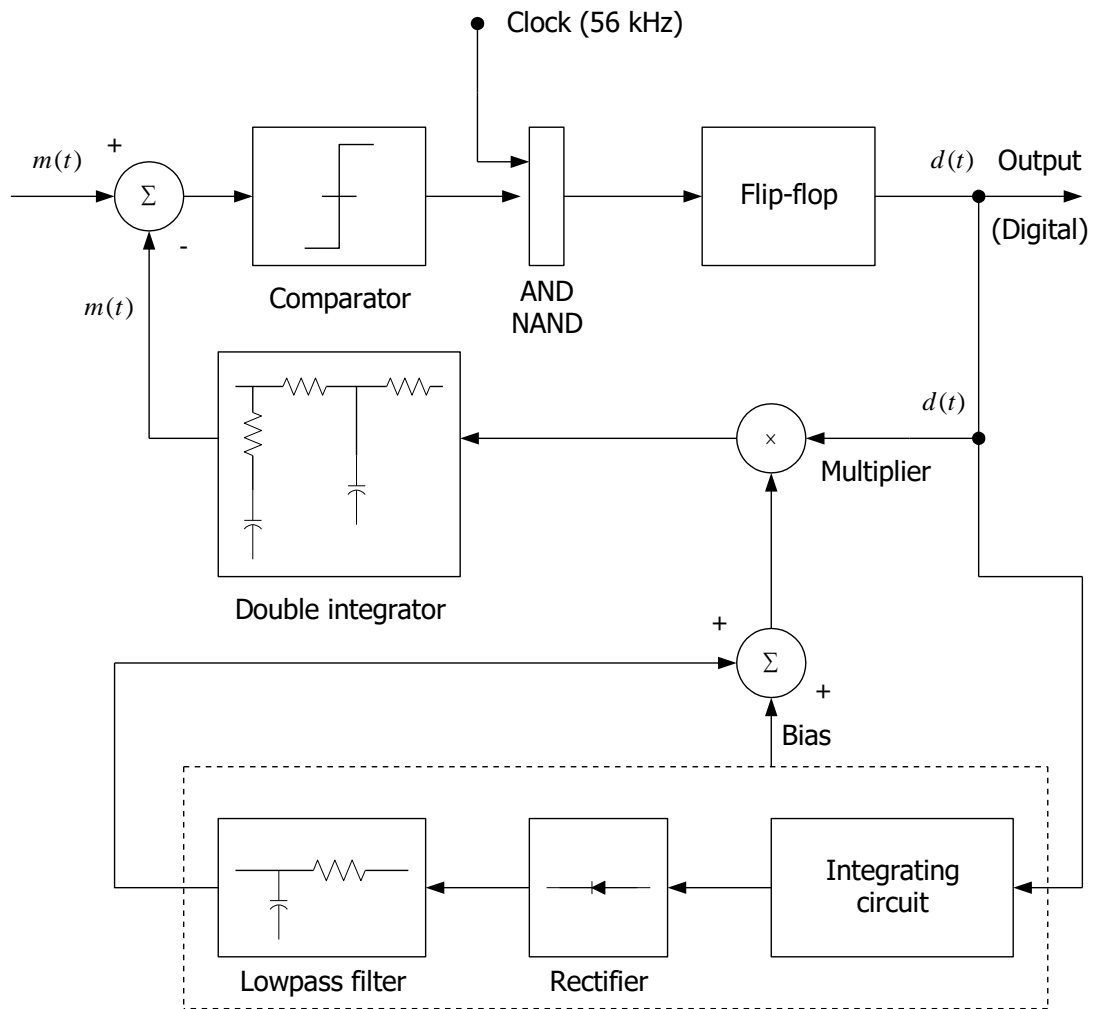
รูปที่ 5.16 การมอดูเลตแบบเดลต้าโดยใช้ตัวอินทิเกรต 2 ชั้น

รูปที่ 5.18 แสดงตัวมอดูเลตเดลต้าแบบปรับได้อย่างต่อเนื่อง (continuous ADM) ตามวิธีของ Tomozawa และ Kaneko ในวิธีนี้ตัวมอดูเลเตอร์ก็เหมือนกับในระบบ DM เพียงแต่ว่าสัญญาณ  $d(t)$  จะถูกคูณด้วยเอาต์พุตของตัวจับระดับสัญญาณก่อนที่จะเข้าสู่ตัวอินทิเกรต ตัวจับระดับสัญญาณสามารถที่จะจับการเปลี่ยนแปลงของ  $m(t)$  ได้จากการสังเกตลักษณะของสัญญาณ ขบวนการพัลส์  $d(t)$  ถ้า  $d(t)$  มีพัลส์เป็นบวกหรือลบต่อกันยาวๆแสดงว่าสัญญาณ  $m(t)$  มีขนาดเพิ่มขึ้นหรือลดลงอย่างต่อเนื่อง ในกรณีนี้วงจรจะพยายามปรับค่าระดับขั้นให้สูง ในทางตรงกัน

ข้ามถ้า  $d(t)$  มีพัลส์ที่เป็นบวกและลบสลับกันไป แสดงว่า  $m(t)$  มีขนาดค่อนข้างจะคงที่ และระบบก็จะพยายามปรับให้ค่าระดับขึ้นให้น้อยลง



รูปที่ 5.17 การมอดูเลตแบบเดลต้าโดยใช้ตัวอินทิเกรต 2 ชั้นร่วมกับตัวทำนาล่วงหน้า



รูปที่ 5.18 การมอดูเลตแบบเดลต้าชนิดปรับค่าแบบต่อเนื่อง [Lathi, 1989]

### 5.3.3 SNR ที่เอ๊าท์พุทใน DM

ให้  $\sigma$  คือระดับของชั้นใน DM จะเห็นว่าความผิดพลาดของสัญญาณจะอยู่ในช่วง  $(-\sigma, \sigma)$  สามารถที่จะวิเคราะห์หาค่ากำลังงานเฉลี่ยของความผิดพลาดใน DM ได้เช่นเดียวกับกรณีของ PCM โยสมมติว่าการกระจายขนาดของความผิดพลาดเป็นแบบสม่ำเสมอภายในช่วง  $(-\sigma, \sigma)$  ถ้าให้  $\varepsilon(t)$  คือค่าความผิดพลาดใน DM จะได้

$$\begin{aligned}
 \varepsilon^2(t) &= \frac{1}{2\sigma} \int_{-\sigma}^{\sigma} \varepsilon^2 d\varepsilon \\
 &= \frac{1}{2\sigma} \left[ \frac{\varepsilon^3}{3} \right]_{-\sigma}^{\sigma} \\
 &= \frac{\sigma^2}{3}
 \end{aligned} \tag{5.23}$$

ถ้าให้  $N_q$  เป็นกำลังงานของความผิดพลาด จะได้ค่ากำลังงานของความผิดพลาดภายในช่วงแบนด์วิทของสัญญาณเบสแบนด์  $B$  เป็น

$$\begin{aligned}
 N_q &= \left( \frac{\sigma^2}{3} \right) \frac{B}{f_s} \\
 &= \frac{\sigma^2 B}{3f_s}
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

และกำลังงานที่เอาต์พุตของสัญญาณเป็น  $S_o = m^2(t)$  สมมติว่าไม่เกิด overload distortion ได้  $N_o = N_q$  และ

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3f_s m^2(t)}{\sigma^2 B} \tag{5.25}$$

ให้  $m_p$  คือขนาดสูงสุดของสัญญาณ ดังนั้น

$$m_p = \frac{\sigma f_s}{\omega_r}$$

และจะได้

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3f_s^3 m^2(t)}{\omega_r^2 B m_p^2} \tag{5.26}$$

เนื่องจากต้องการส่งสัญญาณด้วยความเร็ว  $f_s$  พัลส์ต่อวินาที ซึ่งใช้แบนด์วิทสำหรับการส่งผ่าน  $B_T = kf_s/2$  ( $1 < k < 2$ ) ดังนั้น เขียนสมการข้างต้นใหม่เป็น

$$\frac{S_o}{N_o} = 24 \left( \frac{B}{\omega_r} \right)^2 \left( \frac{B_T}{kB} \right)^3 \left( \frac{m^2(t)}{m_p^2} \right) \tag{5.27}$$

สำหรับสัญญาณเสียง  $B = 4000$  Hz และ  $\omega_r = 2\pi(800)$  เรเดียนต่อวินาที จะได้

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{150}{\pi^2} \left( \frac{B_T}{kB} \right)^3 \left( \frac{m^2(t)}{m_p^2} \right) \quad (5.28)$$

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่า SNR ที่เอาท์พุตในระบบ DM ที่ใช้ตัวอินติเกรตแบบขั้นเดียว เปลี่ยนแปลงในลักษณะกำลังสามของอัตราการเพิ่มของแบนด์วิท สำหรับระบบ DM ที่ใช้ตัวอินติเกรตแบบสองขั้น Greefkes และ de Jager ได้แสดงให้เห็นว่า

$$N_o = \frac{\sigma^2}{8\pi^2 c} \frac{Bf_2^2}{f_s^3} \quad (5.29)$$

เมื่อ  $c = (0.026)^2$  และ  $f_2$  คือความถี่ ณ จุดที่เริ่มใช้ตัวอินติเกรตแบบสองขั้น และโดยทั่วไป ค่า  $f_2$  จะอยู่ระหว่าง 1800 ถึง 2000 Hz ดังนั้น

$$\frac{S_o}{N_o} = 8\pi^2 c \frac{f_s^3}{Bf_2^2 \sigma^2} m^2(t) \quad (5.30)$$

แทนค่าสมการ (3.23) ในสมการข้างต้นจะได้

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{64cB^4}{f_r^2 f_2^2} \left( \frac{B_T}{kB} \right)^5 \left( \frac{m^2(t)}{m_p^2} \right) \quad (5.31)$$

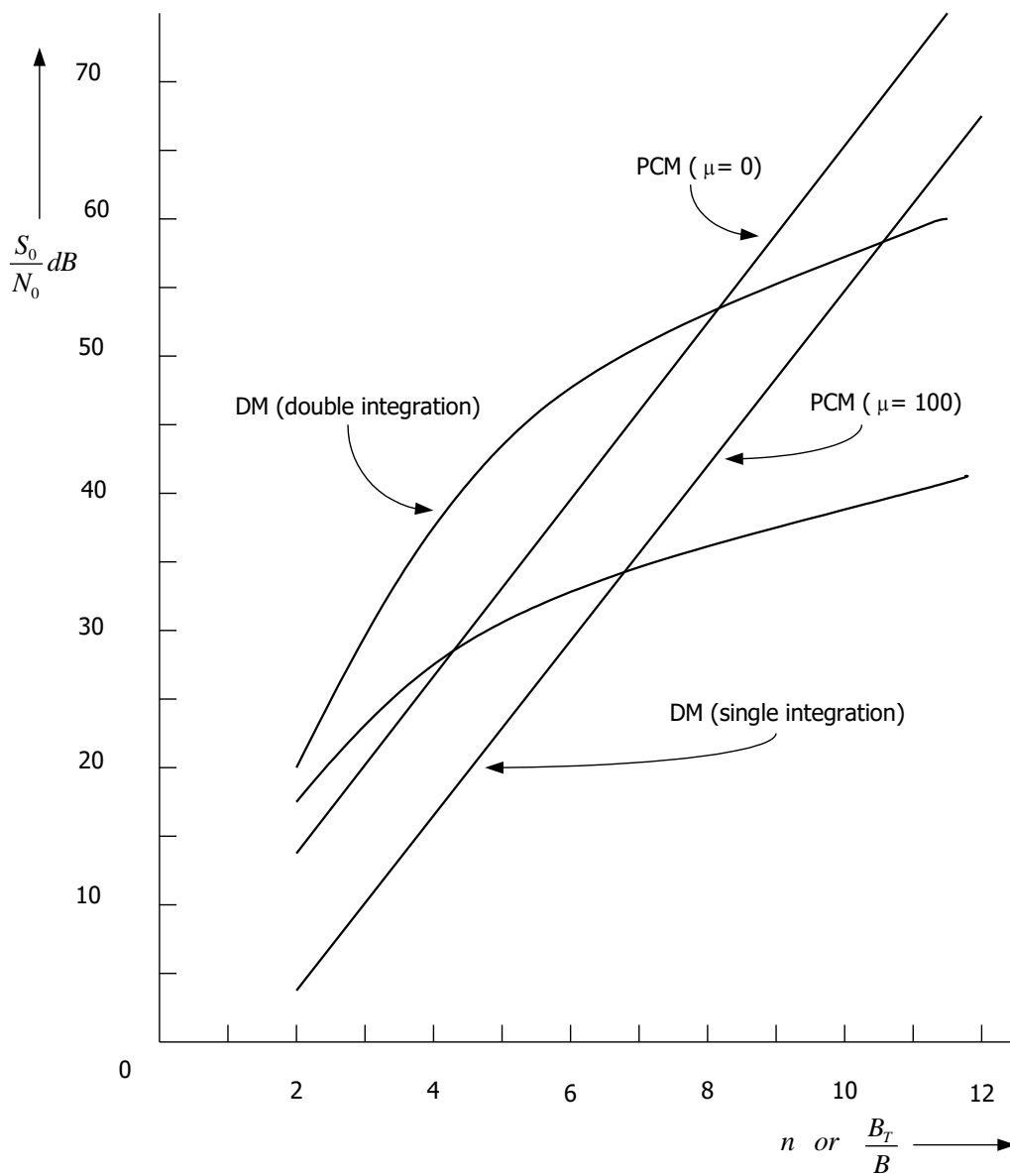
แทนค่า  $B = 4000$ ,  $f_r = 800$ ,  $f_2 = 1800$ , และ  $k = 1$  ได้

$$\frac{S_o}{N_o} = 5.34 \left( \frac{B_T}{B} \right)^5 \left( \frac{m^2(t)}{m_p^2} \right) \quad (5.32)$$

ผลที่วิเคราะห์มาทั้งหมดใช้ได้เฉพาะสัญญาณเสียงและอยู่บนสมมติฐานที่ว่าช่องสื่อสารไม่มีสัญญาณรบกวน ในกรณีที่ช่องสื่อสารมีสัญญาณรบกวน จะต้องนำผลของสัญญาณรบกวนนั้นมาคิดหากำลังงานในส่วนขอ  $N_o$  ด้วย

#### 5.4 เปรียบเทียบระหว่าง PCM และ DM

รูปที่ 519 แสดงการพล็อตค่าประสิทธิภาพของ SNR ที่เอาท์พุทระหว่างระบบ PCM และ DM เมื่อสัญญาณ  $m(t)$  เป็นสัญญาณความถี่เดียว นั่นคือค่า  $m^2(t)/m_p^2 = 0.5$  โดยสมมติให้แบนด์วิทสำหรับการส่งผ่านเป็นค่าที่น้อยที่สุดทางทฤษฎี จากรูปจะเห็นว่า ระบบ DM เมื่อใช้ตัวอินทิเกรตแบบสองชั้นมีประสิทธิภาพดีกว่าระบบ PCM สำหรับช่วงที่  $B_T/B$  ไม่เกิน 10 แต่เมื่อค่า  $B_T/B$  มากกว่า 10 ระบบ PCM ดีกว่า DM



รูปที่ 5.19 แสดงการเปรียบเทียบระหว่าง DM และ PCM [Lathi, 1989]