



# การสื่อสารดิจิทัล

## การกล้าสัญญาณแถบความถี่ฐาน (4)

Assoc.Prof.**Piya Kovintavewat**, Ph.D.

Data Storage Technology Research Center

Nakhon Pathom Rajabhat University

<http://home.npru.ac.th/piya>



# Outline



- ระบบการส่งสัญญาณแถบความถี่ฐาน
  - การกล้ำสัญญาณพัลส์แบบแอนะล็อก
  - การกล้ำแอมพลิจูดของพัลส์
- ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ PAM
- การกล้ำสัญญาณพัลส์แบบดิจิทัล
  - รหัสไลน์โค้ด
  - การกล้ำสัญญาณพัลส์แบบเอ็ม-อาร์

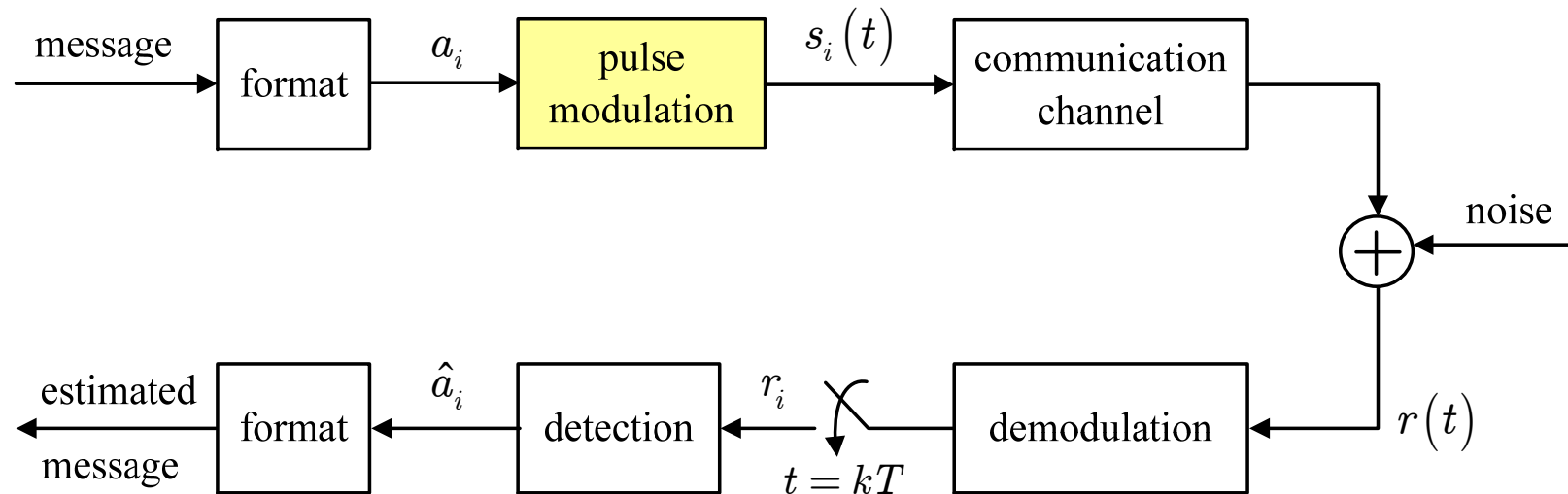




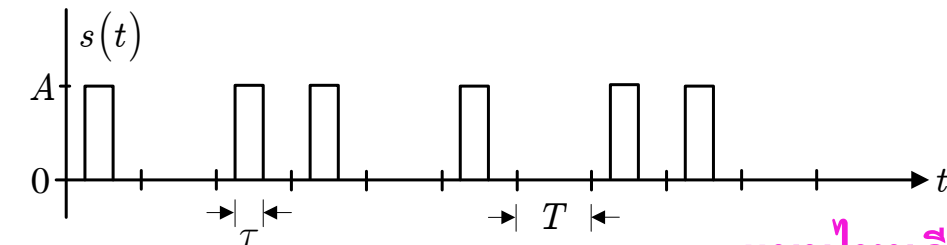
- การกล้ำสัญญาณแถบความถี่ฐาน (baseband modulation) แบ่งออกเป็น 2 แบบคือ
  - การกล้ำสัญญาณพัลส์แบบแอนะล็อก (analog pulse modulation)
  - การกล้ำสัญญาณพัลส์แบบดิจิทัล (digital pulse modulation)
- วัตถุประสงค์เพื่อแปลงข้อมูลให้อยู่ในรูปของสัญญาณพัลส์ทางไฟฟ้าที่เหมาะสมสำหรับการส่งผ่านช่องสัญญาณในระบบสื่อสารดิจิทัล



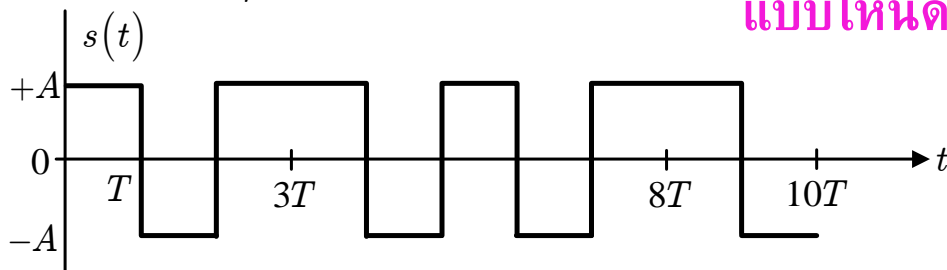
# ระบบการส่งสัญญาณแถบความถี่ฐาน



1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 ลำดับพีซีเอ็ม



แบบไหนดี ?



สมรรถนะของวงจรภาครับในการถอดรหัสข้อมูลจะขึ้นอยู่กับพลังงานของสัญญาณที่ส่งมาจากวงจรภาคส่ง

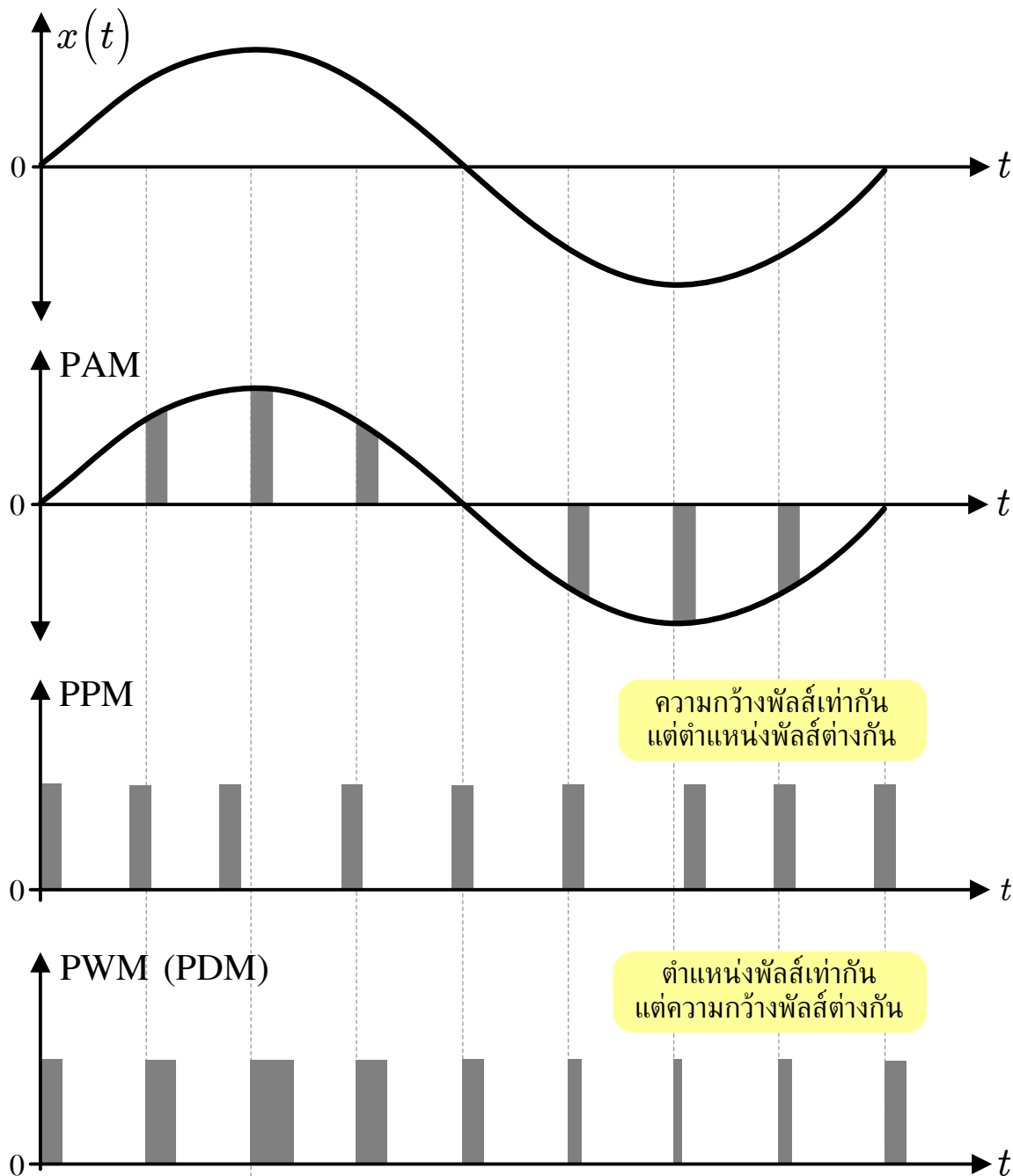


# การกล้ำสัญญาณพัลส์แบบแอนะล็อก



- ถ้านำข้อมูลแซมเปิลที่ไม่ผ่านการแจกหน่วยมาทำการกล้ำสัญญาณกับขบวนสัญญาณพัลส์  $\Rightarrow$  กล้ำสัญญาณพัลส์แบบแอนะล็อก  $\Rightarrow$  มี 3 แบบคือ
  - การกล้ำแอมพลิจูดของพัลส์ (PAM)  $\Rightarrow$  แบบง่ายสุด โดยแอมพลิจูดของสัญญาณพัลส์จะแปรเปลี่ยนตามค่าของข้อมูล และสัญญาณพัลส์ที่ใช้มีรูปร่างเป็นอะไรก็ได้
    - ข้อเสีย  $\Rightarrow$  ระบบต้องใช้แบนด์วิดท์มากขึ้น แต่ไม่ได้ช่วยลดข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นในระบบ
    - การส่งผ่านสัญญาณ PAM ไม่ได้มีวัตถุประสงค์เพื่อทำให้ระบบมีข้อผิดพลาดน้อยลง แต่มีไว้ใช้สำหรับการรวมสัญญาณ (multiplexing)
  - การกล้ำตำแหน่งของพัลส์ (PPM)  $\Rightarrow$  ค่าของข้อมูลจะถูกนำมาใช้ในการปรับตำแหน่งของแต่ละสัญญาณพัลส์ในขบวนสัญญาณพัลส์
  - การกล้ำความกว้างของพัลส์ (PWM) หรือการกล้ำช่วงเวลาของพัลส์ (PDM)  $\Rightarrow$  ค่าของข้อมูลจะถูกนำมาใช้ในการปรับความกว้างของแต่ละสัญญาณพัลส์
    - ข้อมูลที่มีค่ามากก็จะถูกแทนด้วยสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างมาก (ใช้พลังงานมากในการส่ง)





## สรุป

- ❑ ระบบ PPM  $\Rightarrow$  ใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ (มากกว่าระบบ PWM)
- ❑ ข่าวสารที่ส่งในระบบ PWM และ PPM แฝงอยู่ในตำแหน่งสัมพัทธ์ของสัญญาณพัลส์ที่ถูกกล่าว
  - **ทนทาน**ต่อสัญญาณรบกวนแบบบวก (additive noise) ซึ่งจะลดทอนเฉพาะแอมพลิจูดของสัญญาณ
- ❑ ระบบ PWM และ PPM มีสมรรถนะในรูปของอัตราข้อผิดพลาดบิต (BER) ดีกว่าระบบ PAM

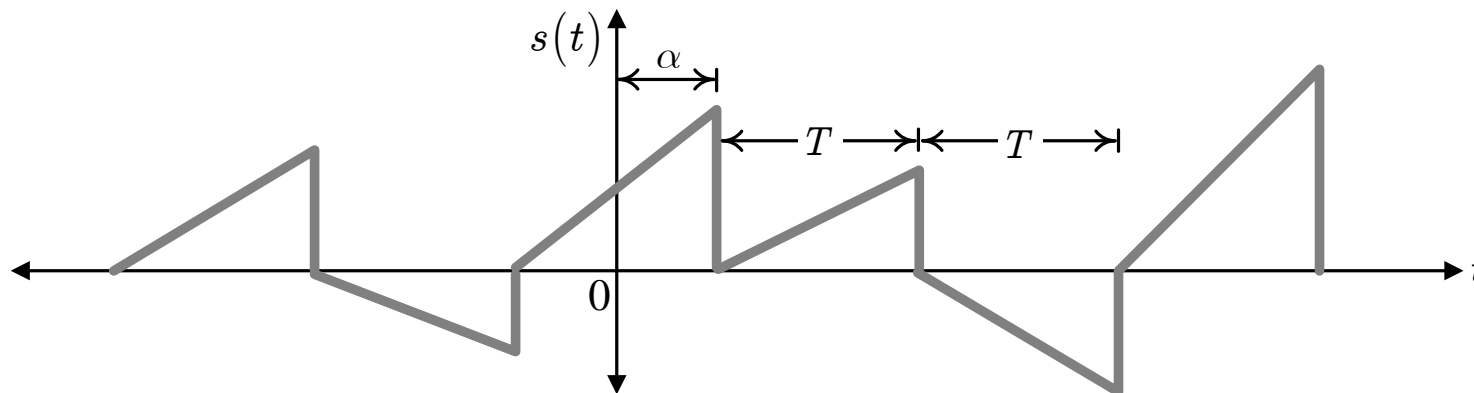
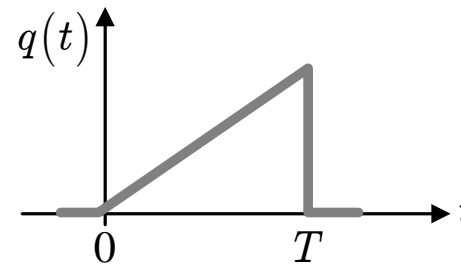
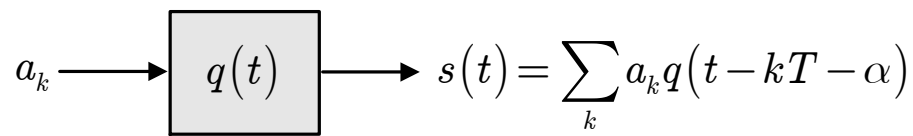


# การกล้ำแอมพลิจูดของพัลส์ (PAM)



วิธีการผสมสัญญาณระหว่างข้อมูลแอมเปิล  $a_k$  กับสัญญาณพัลส์  $q(t)$  โดยผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นสัญญาณแอนะล็อกที่เรียกกันว่าสัญญาณ PAM

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t - kT - \alpha)$$



ถ้า  $q(t)$  มีค่ามากกว่า  $T$  วินาที  $\Rightarrow$  สัญญาณ PAM มีรูปร่างผิดเพี้ยน ซึ่งเป็นผลมาจากเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI)



# ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ PAM



สัญญาณ PAM  $\Rightarrow$  แต่ละสัญญาณพัลส์อยู่ห่างกัน  $T$  sec  $\Rightarrow$  สัญญาณพัลส์ลำดับที่  $k = a_k q(t)$

ถ้าให้  $\alpha$  เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงเอกรูปภายในช่วงเวลา  $[0, T] \Rightarrow p(\alpha) = 1/T$

ดังนั้นฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณ  $s(t)$  หาได้โดย

$$\begin{aligned} R_s(\tau) &= E[s(t+\tau)s(t)] = E\left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t+\tau-kT-\alpha) \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m q(t-mT-\alpha)\right] \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} E[a_k a_m q(t+\tau-kT-\alpha) q(t-mT-\alpha)] \end{aligned}$$

เนื่องจาก  $a_k$  และ  $a_m$  เป็นอิสระจาก  $\alpha$  ดังนั้น







$$\begin{aligned}
R_S(\tau) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} E[a_k a_m] E[q(t + \tau - kT - \alpha) q(t - mT - \alpha)] \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} E[a_{m+n} a_m] E[q(t + \tau - (m+n)T - \alpha) q(t - mT - \alpha)], \quad k = m + n \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{aa}(n) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_0^T q(t + \tau - (m+n)T - \alpha) q(t - mT - \alpha) p(\alpha) d\alpha
\end{aligned}$$

เมื่อ  $R_{aa}(n) = E[a_{m+n} a_m] = \sum_{a_{m+n}} \sum_{a_m} a_{m+n} a_m \Pr[a_{m+n}, a_m]$  คือฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์แบบไม่  
 ต่อเนื่องของลำดับข้อมูล  $\{a_k\}$  และ  $\Pr[a_{m+n}, a_m]$  คือความน่าจะเป็นร่วมระหว่าง  $a_{m+n}$  และ  $a_m$

$$R_S(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{aa}(n) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_0^T q(t + \tau - (m+n)T - \alpha) q(t - mT - \alpha) d\alpha$$





แทนค่า  $\beta = t - mT - \alpha$  และ  $d\beta = -d\alpha$  จะได้

$$R_s(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{\alpha\alpha}(n) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{t-(m+1)T}^{t-mT} q(\beta + \tau - nT) q(\beta) d\beta$$

$$= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{\alpha\alpha}(n) \int_{-\infty}^{\infty} q(\beta + \tau - nT) q(\beta) d\beta = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{\alpha\alpha}(n) \psi_q(\tau - nT)$$

โดยที่  $\psi_q(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} q(t + \tau) q(t) dt$  คือฟังก์ชันอัตโนมัติเชิงเวลา

ถ้าให้  $q(t) \Leftrightarrow Q(f)$  ก็จะได้ว่า  $\mathcal{F}[\psi_q(\tau)] = |Q(f)|^2$  ดังนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ  $s(t)$  มีค่าเท่ากับผลการแปลงฟูเรียร์ของ  $R_s(\tau)$  นั่นคือ

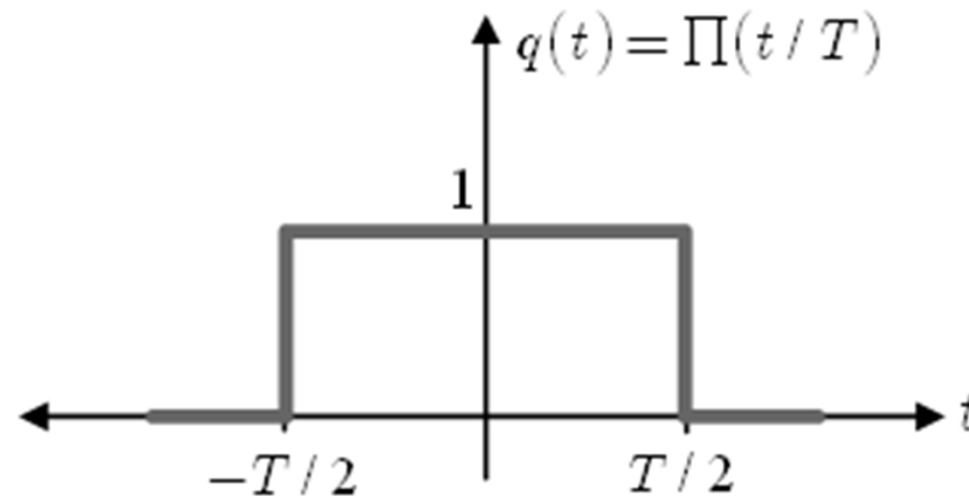
$$G_s(f) = \mathcal{F}[R_s(\tau)] = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{\alpha\alpha}(n) |Q(f)|^2 e^{-j2\pi fnT} = \frac{1}{T} |Q(f)|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{\alpha\alpha}(n) e^{-j2\pi fnT}$$



# Example



พิจารณาสัญญาณสุ่มไบนารีแบบเชิงขั้ว (polar binary random signal)  $s(t)$  โดยที่บิต 1 และบิต 0 จะถูกส่งด้วยสัญญาณพัลส์  $q(t)$  และ  $-q(t)$  ตามลำดับ ถ้าให้บิต 1 และบิต 0 มีความน่าจะเป็นที่จะเกิดขึ้นเท่ากัน, แต่ละบิตมีระยะห่าง  $T$  วินาที, และข้อมูลแต่ละบิตเป็นอิสระต่อกัน จงหาความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ  $s(t)$





วิธีทำ เนื่องจากสัญญาณพัลส์ลำดับที่  $k$  มีค่าเท่ากับ  $a_k q(t)$  เมื่อ  $a_k \in \{\pm 1\}$  มีความน่าจะเป็นที่จะเกิดขึ้นเท่ากัน จากนั้นหาค่า  $R_{aa}(n) = E[a_{k+n} a_k]$  สำหรับ  $n = 0$  จะได้

$$R_{aa}(0) = E[a_k a_k] = E[a_k^2] = \sum_{x=\pm 1} x^2 \Pr[a_k = x] = (1)^2 \Pr[a_k = 1] + (-1)^2 \Pr[a_k = -1] = 1$$

และสำหรับ  $n \neq 0$  จะได้  $R_{aa}(n) = E[a_{k+n} a_k] = E[a_{k+n}] E[a_k] = 0$  สำหรับ  $n \neq 0$  เมื่อ  $E[a_k] = \sum_{x=\pm 1} x \Pr[a_k = x] = (1)(1/2) + (-1)(1/2) = 0$  เพราะฉะนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ  $s(t)$  หาได้จาก

$$G_s(f) = \frac{1}{T} |Q(f)|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{aa}(n) e^{-j2\pi fnT} = \frac{1}{T} |T \text{sinc}(\pi fT)|^2 R_{aa}(0) = T \text{sinc}^2(\pi fT)$$

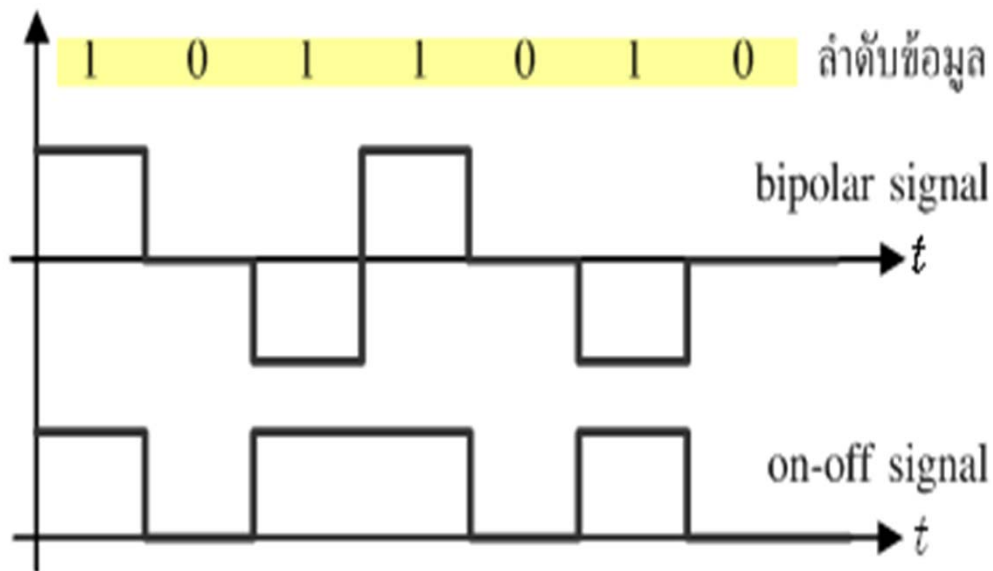
เมื่อ  $Q(f) = T \text{sinc}(\pi fT)$  คือผลการแปลงฟูเรียร์ของสัญญาณ  $q(t)$



# Exercise



จงหาความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง  $G_S(f)$  ของสัญญาณสุ่มแบบปิด-เปิด (on-off random signal) และสัญญาณสุ่มแบบสองขั้ว (bipolar random signal) โดยทั้งสองสัญญาณจะใช้สัญญาณพัลส์  $q(t)$  เมื่อกำหนดให้บิต 1 และบิต 0 มีความน่าจะเป็นที่จะเกิดขึ้นเท่ากัน, แต่ละบิตมีระยะห่าง  $T$  วินาที, และข้อมูลแต่ละบิตเป็นอิสระต่อกัน



$$G_S(f) = \frac{1}{T} |Q(f)|^2 \sin^2(\pi fT)$$

$$G_S(f) = \frac{1}{4T} |Q(f)|^2 \left\{ 1 + \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \right\}$$

$$Q(f) = T \operatorname{sinc}(\pi fT)$$



# การกล้ำสัญญาณพัลส์แบบดิจิทัล



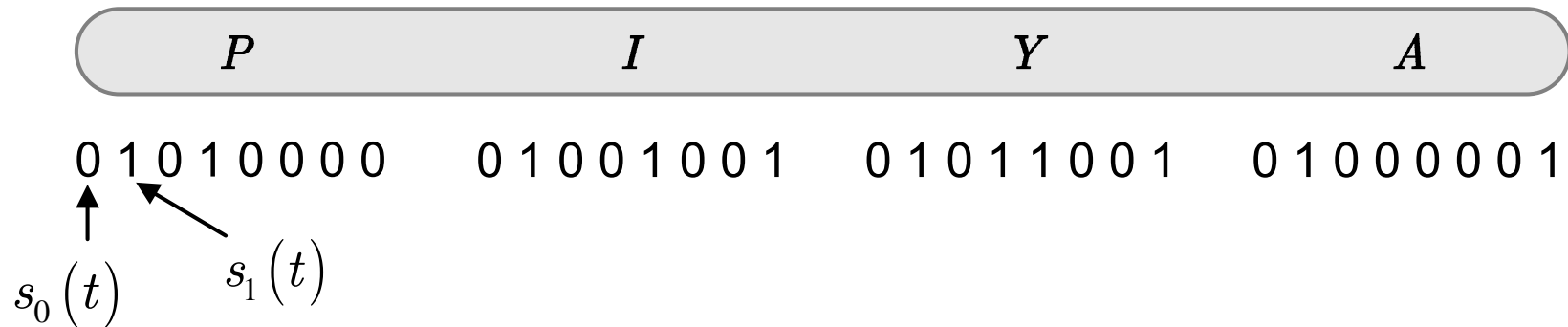
- ถ้านำข้อมูลไบนารีที่ผ่านการแจงหน่วยและผ่านการเข้ารหัสพีซีเอ็ม มาทำการกล้ำสัญญาณพัลส์ จะได้ผลลัพธ์ที่เรียกว่า **รูปคลื่นพีซีเอ็ม (PCM waveform)** หรือ **รหัสไลน์โค้ด (line code)**
- ถ้านำข้อมูลไบนารีมาจัดกลุ่มให้เป็น **สัญลักษณ์ (symbol)** ที่ประกอบด้วยข้อมูล  $m = \lceil \log_2(M) \rceil$  บิต เมื่อ  $|x|$  คือเลขจำนวนเต็มบวกน้อยสุดที่  $\geq x$  และ  $M$  คือจำนวนสัญลักษณ์ทั้งหมดที่ใช้ในการส่งข้อมูล
  - นำสัญลักษณ์เหล่านี้ไปกล้ำสัญญาณกับชบวนสัญญาณพัลส์ ก็จะได้ผลลัพธ์ที่เรียกว่า **การกล้ำสัญญาณพัลส์แบบเอ็ม-อารี (M-ary pulse modulation)**



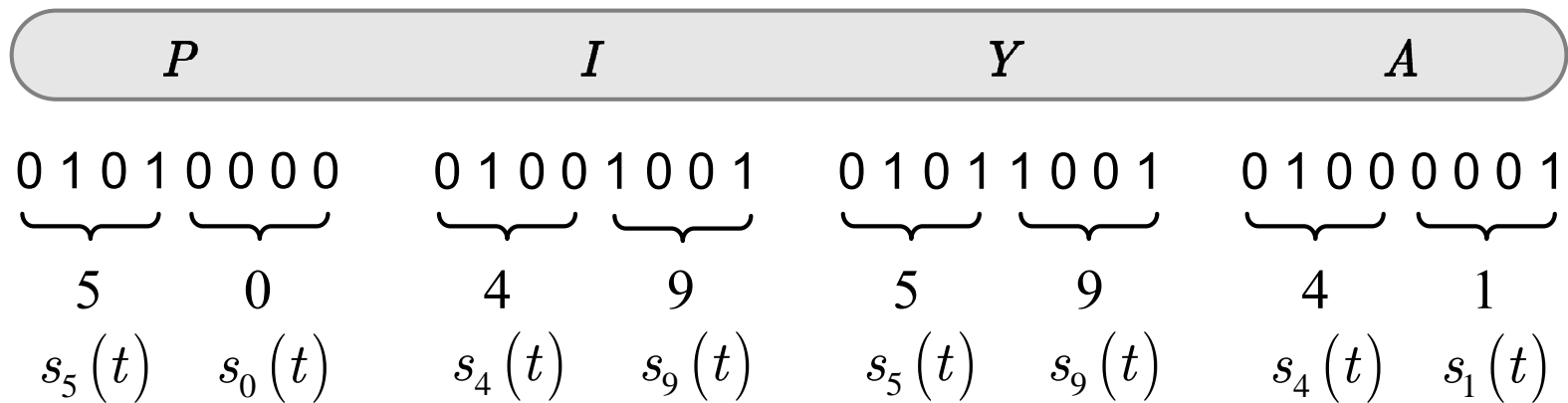
# Example



ระบบไบนารี  $M=2, m=1$



ระบบ 16-ary  $M=16, m=4$





ข้อมูลที่ส่งผ่านไปยังช่องสัญญาณจะมีความเร็วมากน้อยเพียงใดพิจารณาได้จากอัตราข้อมูล (data rate) หรืออัตราบิตซึ่งนิยามโดย

$$R_b = \frac{1}{T_b} = \frac{m}{T_s} = \frac{[\log_2(M)]}{T_s}$$

มีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที (bps) โดยที่  $T_b = T_s / m$  คือคาบเวลาของบิต และ  $T_s$  คือคาบเวลาของสัญลักษณ์ ( $m$  บิต) มีหน่วยเป็นวินาที

ตัวอย่าง กำหนดให้รูปภาพดิจิทัลมีขนาด  $800 \times 600$  จุดภาพ (pixel) โดยที่แต่ละจุดภาพประกอบด้วยสีแดง สีเขียว และสีน้ำเงิน เมื่อแต่ละสีมีระดับค่าสีที่เป็นไปได้ทั้งหมด 64 ระดับ ดังนั้นถ้าการส่งรูปภาพนี้ด้วยบริการสื่อสารประสม (MMS) ผ่านทางโทรศัพท์เคลื่อนที่ใช้เวลาทั้งหมด 10 วินาที จงคำนวณหาอัตราข้อมูลของรูปภาพนี้

วิธีทำ เนื่องจากแต่ละระดับค่าสีแทนด้วยข้อมูล  $m = [\log_2(64)] = 6$  บิต และแต่ละจุดภาพจะใช้จำนวนบิตทั้งหมด  $3 \times 6 = 18$  บิต ดังนั้นรูปภาพดิจิทัลนี้จะใช้จำนวนบิตทั้งหมด  $800 \times 600 \times 18 = 8640000$  บิต และอัตราข้อมูลของรูปภาพนี้คือ  $R_b = 8640000 / 10 = 864000$  bps





# รหัสไลน์โค้ด

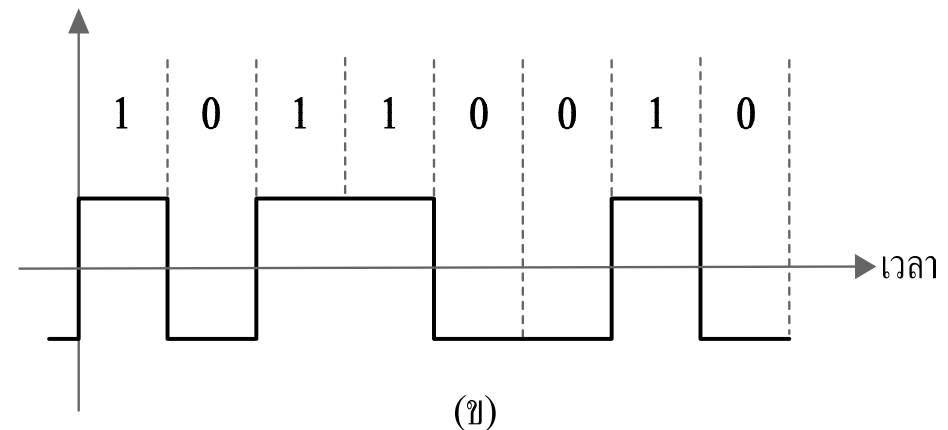
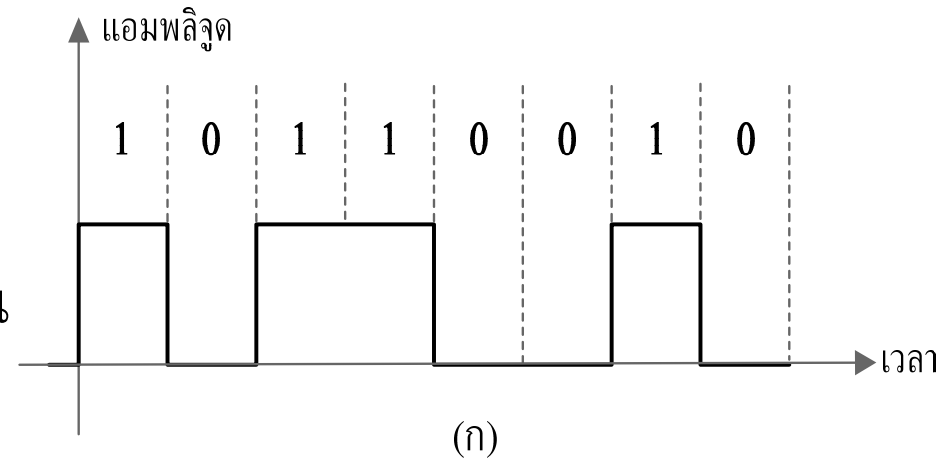


- ได้ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อใช้ส่งข้อมูลดิจิทัลผ่านสายทองแดงในระบบโทรศัพท์
- นิยมใช้เข้ารหัสข้อมูล ก่อนส่งสัญญาณที่ได้เข้าไปในระบบสื่อสารดิจิทัล
- ถ้าพิจารณาจากขั้ว (polarity) ของระดับแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการแทนข้อมูล รหัสไลน์โค้ดจะจำแนกออกได้เป็น 3 แบบคือ
  - **Unipolar** บิต 1 แทนด้วยระดับแรงดันไฟฟ้า  $\pm V$  โวลต์ ( $+V$  หรือ  $-V$  อย่างไม่อย่างหนึ่ง) และบิต 0 แทนด้วยระดับแรงดันไฟฟ้า 0 โวลต์
  - **Polar** บิต 1 แทนด้วยระดับแรงดันไฟฟ้า  $+V$  โวลต์ และบิต 0 แทนด้วยระดับแรงดันไฟฟ้า  $-V$  โวลต์
  - **Bipolar** บิต 1 แทนด้วยระดับแรงดันไฟฟ้า  $+V$  และ  $-V$  โวลต์สลับกันไป และบิต 0 แทนด้วยระดับแรงดันไฟฟ้า 0 โวลต์
    - การส่งสัญญาณแบบ Polar และ Bipolar อาจถูกพิจารณาว่าเป็นแบบเดียวกันก็ได้



# □ การพิจารณาเลือกรหัสไลน์โค้ดแบบใดมาใช้งานมีดังนี้

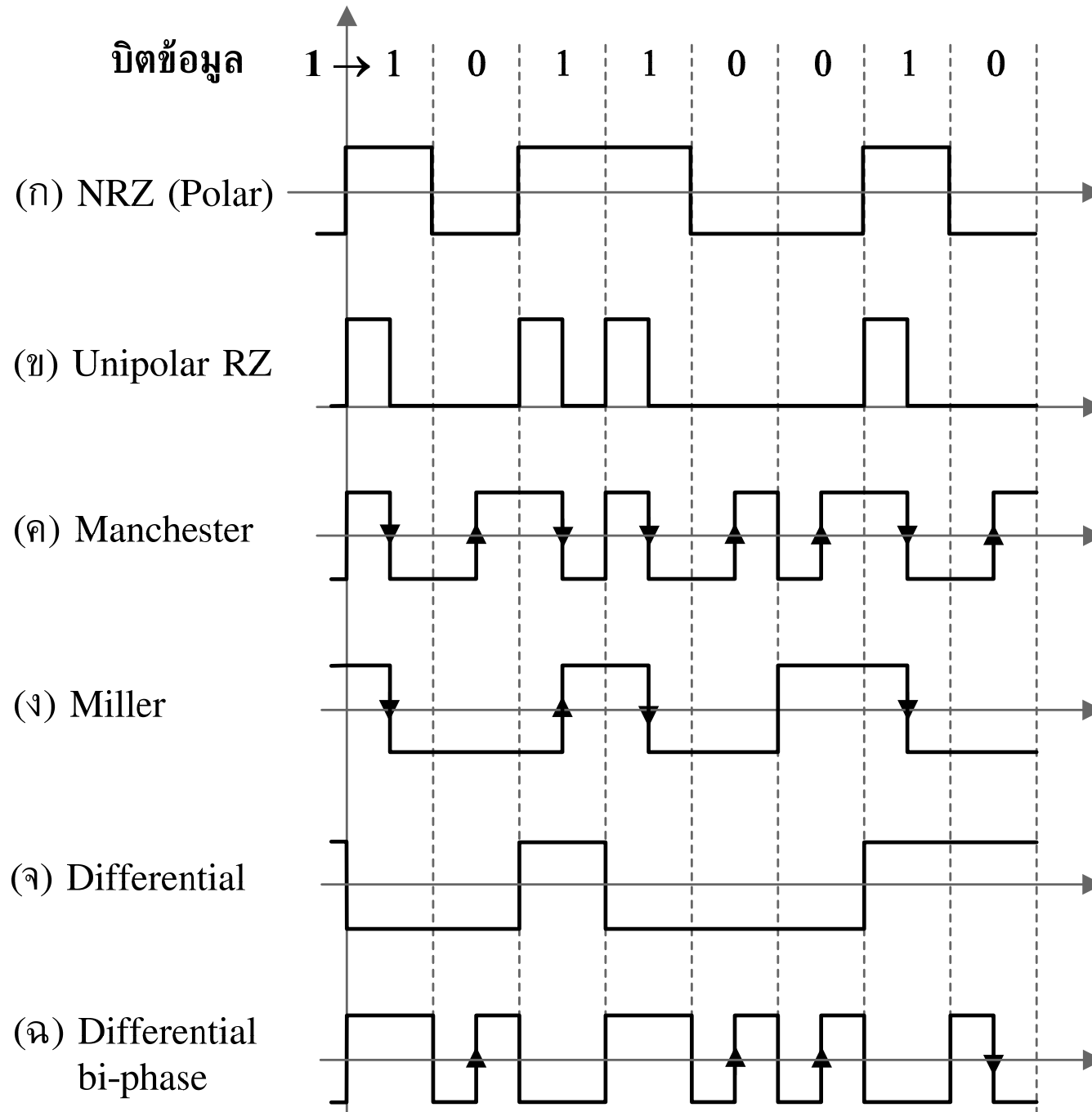
- **สัญญาณนาฬิกา** สัญญาณที่ผ่านการเข้ารหัสไลน์โค้ดที่ดีควรมีข่าวสารทางเวลา (timing information) ที่เพียงพอ
- **องค์ประกอบกระแสตรง (d.c. component)** พิจารณาได้จากสเปกตรัมของสัญญาณ ณ จุดที่มีความถี่เป็นศูนย์
  - ข้อดีคือการออกแบบเครื่องรับ-ส่งทำได้ง่าย
  - ข้อเสียคือทำให้ไม่สามารถส่งสัญญาณผ่านระบบเชื่อมต่อของช่องสัญญาณที่ทำงานโดยอาศัยการเหนี่ยวนำของกระแสไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา เช่น หม้อแปลง เป็นต้น
- **สเปกตรัมกำลังและแบนด์วิดท์** ควรมีความเหมาะสมกับผลตอบแทนเชิงความถี่ของช่องสัญญาณ เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ และช่วยลดผลกระทบที่เกิดจาก ISI ได้
  - พลังงานของสัญญาณที่ส่งก็ควรจำกัดอยู่ภายในแบนด์วิดท์ที่น้อยที่สุด





- **การตรวจหาข้อผิดพลาด** ควรมีความสามารถในการตรวจหาข้อผิดพลาด (error detection) ที่เกิดขึ้นจากสัญญาณรบกวนในระบบ
  - ตรวจสอบเบื้องต้น  $\Rightarrow$  ช่วยทำให้ไม่ต้องเสียเวลาในกรณีที่มีการตรวจพบข้อผิดพลาดในขั้นตอนอื่นๆ
- **ความน่าจะเป็นของข้อผิดพลาด** ควรมีความทนทานต่อสัญญาณรบกวน
  - วงจรถอดรหัสไลน์โค้ดสามารถแก้ไขข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นได้อย่าง เช่น รหัส Differential มีความทนทานต่อความกำกวมของเฟส  $180^\circ$  (phase ambiguity)
- **ความคล่องตัว** ต้องรองรับการเข้ารหัสลำดับข้อมูลไบนารีได้ทุกรูปแบบ
  - ถ้ามีรูปแบบข้อมูลบางแบบที่ระบบไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในสัญญาณที่จะส่งไปยังปลายทาง รหัสไลน์โค้ดนั้นก็ควรมีความสามารถในการแทนรูปแบบข้อมูลที่ไม่ต้องการนั้นให้เป็นรูปแบบข้อมูลอื่นที่ระบบยอมรับได้



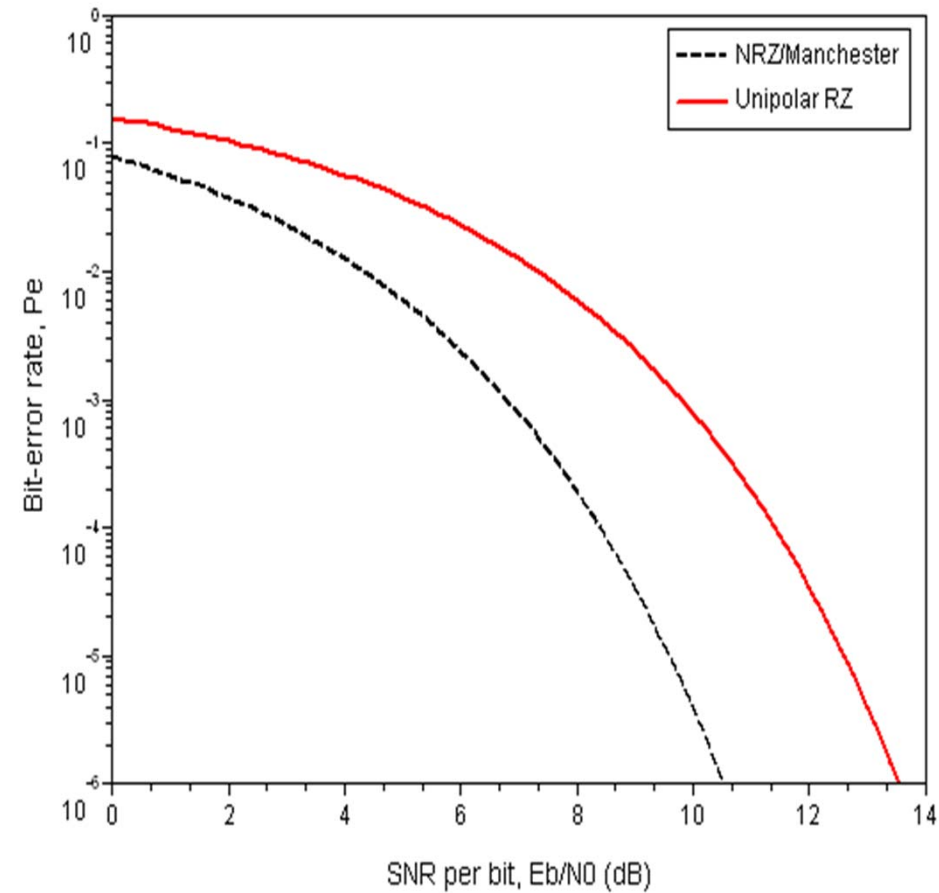
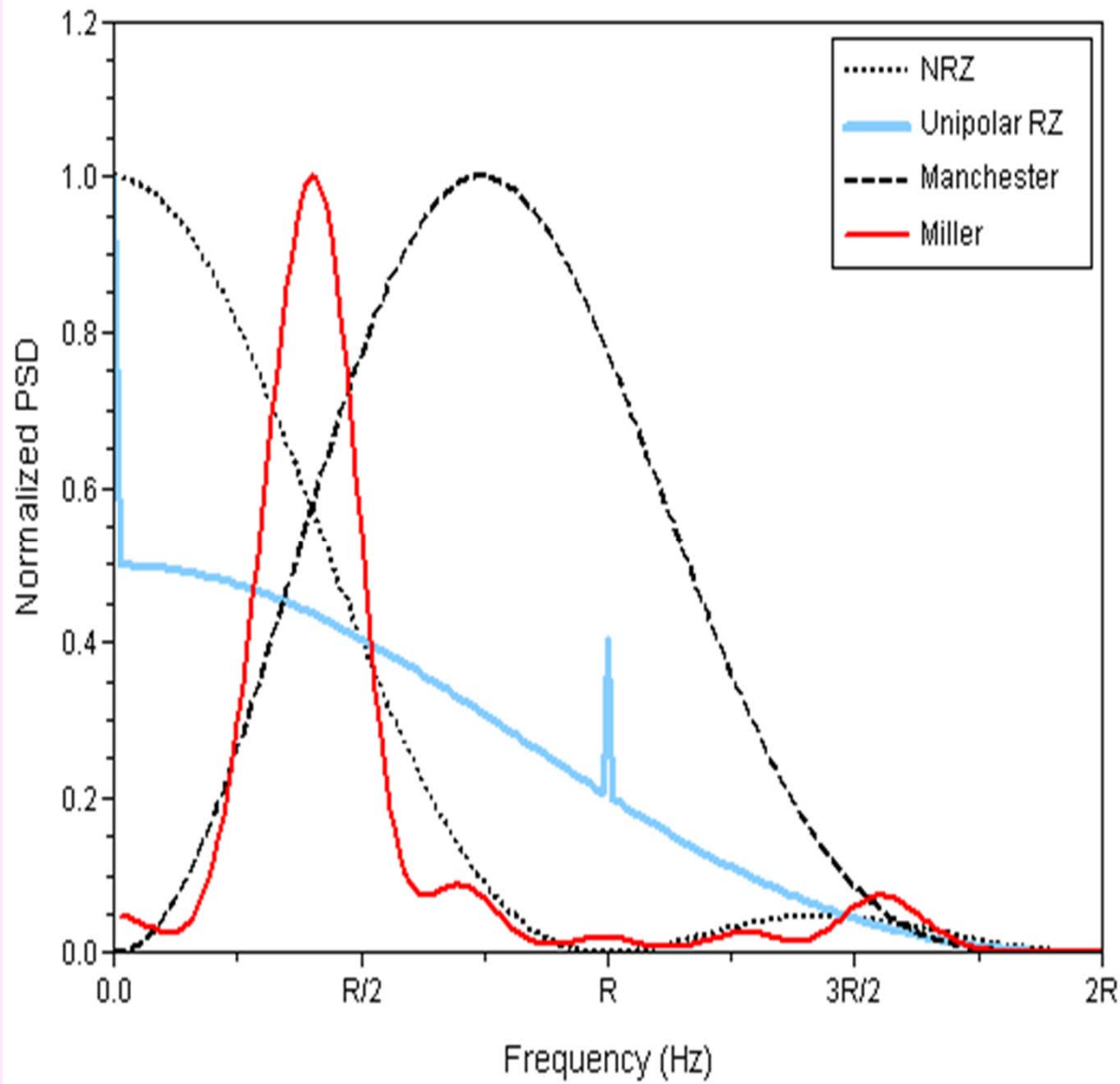


# รหัส Non-Return-to-Zero (NRZ)



- หมายถึงรหัส NRZ-L (level) หรือ Polar NRZ  $\Rightarrow$  มี 2 ระดับสัญญาณคือ  $+V$  หรือ  $-V$  โวลต์ โดยที่บิต 1 แทนด้วยระดับแรงดันไฟฟ้า  $+V$  โวลต์ และบิต 0 แทนด้วยระดับแรงดันไฟฟ้า  $-V$  โวลต์ ตลอดคาบเวลาของแต่ละบิต
- ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ NRZ มีค่าเท่ากับ  $G_{\text{NRZ}}(f) = V^2 T \text{sinc}^2(\pi f T)$
- ความน่าจะเป็นของข้อผิดพลาดของระบบ  $P_e$  มีค่าเท่ากับ  $P_{e,\text{NRZ}} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$
- ข้อดีคือต้องการแบนด์วิดท์น้อย (ประมาณ  $R$  เฮิรตซ์) มีความน่าจะเป็นของข้อผิดพลาดต่ำ และไม่มีองค์ประกอบกระแสดตรง (เมื่อพิจารณาจากลำดับข้อมูลที่มีบิตข้อมูลจำนวนมาก)
- ข้อเสียคือไม่มีความสามารถในการตรวจหาข้อผิดพลาด, ไม่มีสัญญาณนาฬิกาในตัวเอง (ช่วงเวลาที่มีบิต 0 หรือบิต 1 ติดต่อกันหลายบิต ก็อาจทำให้เกิดการสูญเสียการประสานเวลาได้), และต้องใช้แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้าสองตัวในการสร้างสัญญาณ NRZ





# รหัส Unipolar RZ



- บิต 1 แทนด้วยแรงดันไฟฟ้า +V โวลต์ในช่วงครึ่งแรกและ 0 โวลต์ในช่วงครึ่งหลังของคาบเวลาของบิต 1 และบิต 0 แทนด้วยแรงดันไฟฟ้า 0 โวลต์ตลอดคาบเวลาของบิต 0
- ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ Unipolar RZ มีค่าเท่ากับ

$$G_{\text{Unipolar RZ}}(f) = \frac{V^2 T}{16} \text{sinc}^2(\pi f T / 2) + \frac{V^2}{4\pi^2} \left[ \frac{\pi^2}{4} \delta(f) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\delta(f - (2n+1)R)}{(2n+1)^2} \right]$$

- ความน่าจะเป็นของข้อผิดพลาดของระบบมีค่าเท่ากับ  $P_{e,\text{Unipolar RZ}} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$
- ข้อดีคือ วงจรเข้ารหัสทำได้ง่าย (แหล่งกำเนิดไฟฟ้าเพียงตัวเดียว), การกู้สัญญาณเวลาทำได้ง่าย
- ข้อเสียคือ มีองค์ประกอบกระแสดรบกวนสูง, อาจเกิดการสูญเสียการประสานเวลาได้ (ถ้ามีบิต 0 ติดกันจำนวนมาก), ต้องการแบนด์วิดท์สูง ( $\approx 2R$  เฮิรตซ์), ไม่มีความสามารถในการตรวจหาข้อผิดพลาด, และความน่าจะเป็นของข้อผิดพลาดสูงเมื่อเทียบกับ NRZ หรือ Manchester



# รหัส Manchester

- บางครั้งเรียกรหัส bi-phase หรือ split-phase
- มีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณ ณ จุดกึ่งกลางของคาบเวลาในแต่ละบิตข้อมูล โดยบิต 1 แทนด้วยสัญญาณพัลส์ที่มีแรงดันไฟฟ้า  $+V$  โวลต์ในช่วงครึ่งแรก และ  $-V$  โวลต์ในช่วงครึ่งหลังของคาบเวลาของบิต ในขณะที่บิต 0 แทนด้วยสัญญาณพัลส์ที่มีแรงดันไฟฟ้า  $-V$  โวลต์ในช่วงครึ่งแรกและ  $+V$  โวลต์ในช่วงครึ่งหลังของคาบเวลาของบิต
- ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง  $G_{\text{Manchester}}(f) = V^2 T \text{sinc}^2(\pi f T / 2) \sin^2(\pi f T / 2)$
- ความน่าจะเป็นของข้อผิดพลาดคือ  $P_{e,\text{Manchester}} = P_{e,\text{NRZ}} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$
- ข้อดีคือ ไม่มีองค์ประกอบกระแสตรง, การกู้สัญญาณเวลาทำได้ง่าย (มีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณ ณ ทุกจุดกึ่งกลางของบิต), ความน่าจะเป็นของข้อผิดพลาดต่ำ (เหมือน NRZ)
- ข้อเสียคือ ต้องการแบนด์วิดท์สูง ( $\approx 2R$ ) และไม่มีความสามารถในการตรวจหาข้อผิดพลาด





# รหัส Miller



- บิต 1 จะแสดงการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณ (จาก  $+V$  โวลต์เป็น  $-V$  โวลต์ หรือกลับกัน) ณ จุดกึ่งกลางของคาบเวลาของบิต และบิต 0 หมายถึงไม่มีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณ
  - ถ้ามีบิต 0 ติดกัน ระดับสัญญาณของบิต 0 ที่ตามหลังมาแต่ละตัวจะมีการเปลี่ยนแปลงสถานะ ณ ตอนเริ่มต้นของคาบเวลาของบิต 0 นั้นๆ
- รหัส Miller เป็นรหัสที่มีหน่วยความจำ
- ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังมีค่าเท่ากับ

$$G_{\text{Miller}}(f) = \frac{V^2 T}{2(\pi f T)^2 (17 + 8 \cos(2\pi f T))} \{23 - 2 \cos(\pi f T) - 22 \cos(2\pi f T) - 12 \cos(3\pi f T) + 5 \cos(4\pi f T) + 12 \cos(5\pi f T) + 2 \cos(6\pi f T) - 8 \cos(7\pi f T) + 2 \cos(8\pi f T)\}$$

- ข้อดีคือต้องการแบนด์วิดท์ต่ำ ( $\approx R$  เฮิรตซ์), มีองค์ประกอบกระแสดรตรงน้อย, การกู้สัญญาณเวลาทำได้ง่าย, ความน่าจะเป็นของข้อผิดพลาด  $P_e$  ใกล้เคียงกับรหัสไลน์โค้ดทั่วไป
- ข้อเสียคือ ไม่มีความสามารถในการตรวจหาข้อผิดพลาด





## □ รหัส Differential (หรือรหัส NRZ-I)

- บิต 1 แสดงการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณ ณ ตอนเริ่มต้นของคาบเวลา และบิต 0 หมายถึงไม่มีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณ (หรือในทางกลับกัน)
- มีความทนทานต่อความกำกวมของเฟส  $180^\circ$  และมีแบนด์วิดท์ใกล้เคียงกับสัญญาณ Polar NRZ
- การกู้สัญญาณเวลาทำได้ไม่ดี ถ้าในลำดับข้อมูลมีบิต 0 ติดต่อกันจำนวนมาก ซึ่งอาจทำให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับการสั่นไหวของกระแสตรง (d.c. wander) ได้

## □ รหัส Differential Bi-Phase (DBP)

- บิต 0 หมายถึงมีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณ (จาก  $-V$  โวลต์เป็น  $+V$  โวลต์ หรือกลับกัน) ณ จุดกึ่งกลางของคาบเวลาของบิต และบิต 1 หมายถึงไม่มีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณ
- ระดับสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงในตอนเริ่มต้นของคาบเวลาของทุกบิตข้อมูล
- มีความง่ายต่อการประสานเวลาและไม่มีองค์ประกอบกระแสตรง





## □ เปรียบเทียบคุณสมบัติของรหัสไลน์โค้ดที่สำคัญ

รหัสไลน์โค้ด	องค์ประกอบ กระแสตรง	ความต้องการ แบนด์วิธ	การตรวจหา ข้อผิดพลาด	การกู้ สัญญาณเวลา	ความน่าจะเป็น ของข้อผิดพลาด
Polar NRZ	ต่ำ	$R$	ไม่มี	Poor	ต่ำ
Unipolar RZ	สูง	$2R$	ไม่มี	Good	สูง
Manchester	ต่ำ	$2R$	ไม่มี	Best	ต่ำ
Miller	ต่ำ	$\approx R$	ไม่มี	Best	ต่ำ

หมายเหตุ Poor (เกิดปัญหา ถ้ามีบิต 0 หรือบิต 1 ติดกันจำนวนมาก), Good (เกิดปัญหา ถ้ามีบิต 0 ติดกันจำนวนมาก), และ Best (ไม่มีปัญหาเรื่องการกู้สัญญาณเวลา)

- **หมายเหตุ** การตัดสินใจว่าจะนำรหัสไลน์โค้ดใดมาใช้งาน ควรคำนึงถึงลักษณะของแต่ละงานประยุกต์และปัจจัยต่างๆ ตามที่กล่าวมาข้างต้น



# Example



ระบบ PAM แบบไบนารีส่งบิต 0 และบิต 1 โดยใช้รหัส Polar นั่นคือ  $a_k \in \{\pm a\}$  ที่ผ่านการกล่า  
สัญญาณกับสัญญาณพัลส์

$$q(t) = \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi t}{2T_0}\right), & |t| < T_0 \\ 0, & \text{else} \end{cases} = \cos\left(\frac{\pi t}{2T_0}\right) \Pi\left(\frac{t}{2T_0}\right)$$

จงหาความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ PAM นี้ เมื่อกำหนดให้บิต 0 และบิต 1 เป็นอิสระ  
ต่อกันและมีความน่าจะเป็นที่จะเกิดขึ้นเท่ากัน





วิธีทำ เนื่องจากคู่การแปลงฟูรีเยร์

$$\cos\left(\frac{\pi t}{2T_0}\right) \Leftrightarrow \frac{1}{2} \left\{ \delta\left(f - \frac{1}{4T_0}\right) + \delta\left(f + \frac{1}{4T_0}\right) \right\} \quad \text{และ} \quad \Pi\left(\frac{t}{2T_0}\right) \Leftrightarrow 2T_0 \text{sinc}(2\pi f T_0)$$

และจากคุณสมบัติการคูณของการแปลงฟูรีเยร์ จะได้

$$\begin{aligned} Q(f) &= \mathcal{F} \left[ \cos\left(\frac{\pi t}{2T_0}\right) \Pi\left(\frac{t}{2T_0}\right) \right] = \frac{1}{2} \left\{ \delta\left(f - \frac{1}{4T_0}\right) + \delta\left(f + \frac{1}{4T_0}\right) \right\} * 2T_0 \text{sinc}(2\pi f T_0) \\ &= T_0 \left\{ \text{sinc}(2\pi f T_0 - \pi/2) + \text{sinc}(2\pi f T_0 + \pi/2) \right\} \end{aligned}$$

นอกจากนี้ฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ของ  $\{a_k\}$  มีค่าเท่ากับ  $R_{aa}(n) = \begin{cases} a^2, & n = 0 \\ 0, & \text{else} \end{cases}$  ดังนั้นความ

หนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ PAM นี้หาได้จาก

$$G_S(f) = \frac{a^2}{2T_0} \left| T_0 \left\{ \text{sinc}(2\pi f T_0 - \pi/2) + \text{sinc}(2\pi f T_0 + \pi/2) \right\} \right|^2$$



# การกล้าสัญญาณพัลส์แบบเอ็ม-อารี



- สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบ PAM, PPM หรือ PWM ได้เช่นกัน
  - ในระบบ PAM แบบเอ็ม-อารี (M-ary PAM) ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณพัลส์มีค่าที่เป็นไปได้  $M$  ค่า ซึ่งสอดคล้องกับค่าของสัญลักษณ์ที่เป็นไปได้ทั้งหมด  $M$  ค่า
- **ข้อดี**คือ ช่วยลดแบนด์วิดท์ที่ต้องการใช้ส่งข้อมูล
  - เช่น ระบบ PCM จะส่งสัญญาณรูปคลื่นแบบไบนารีและมีอัตราข้อมูลเท่ากับ  $R_b$  บิตต่อวินาที แต่ถ้าใช้ระบบการกล้าสัญญาณพัลส์แบบเอ็ม-อารี เมื่อ  $M = 2^m$  (1 สัญลักษณ์มี  $m$  บิต) แสดงว่าอัตราข้อมูลมีค่าเท่ากับ  $R_b / m$  สัญลักษณ์ต่อวินาที
  - ณ อัตราข้อมูลที่คงที่ ระบบ PAM แบบเอ็ม-อารี เมื่อ  $M > 2$  สามารถช่วยลดจำนวนสัญลักษณ์ต่อวินาทีที่ใช้ส่งผ่านช่องสัญญาณได้  $\Rightarrow$  ระบบ PAM แบบเอ็ม-อารี สามารถช่วยลดแบนด์วิดท์ที่ต้องการใช้ส่งข้อมูลได้ เมื่อเทียบกับระบบ PCM
- **ข้อเสีย**คือ วงจรตรวจหาที่ใช้ถอดรหัสข้อมูลจะมีความซับซ้อนมากกว่า
- ต้องประนีประนอมระหว่างแบนด์วิดท์และกำลังที่ใช้ส่งข้อมูล

\*\*\* END

