

บทที่ 2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

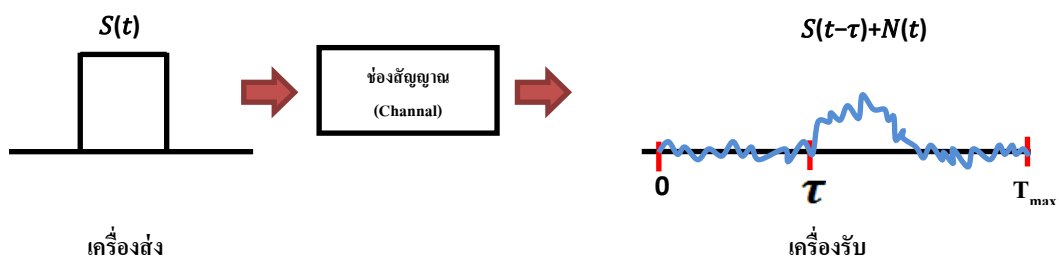
2.1 การค้นหาสัญญาณ

การค้นหาสัญญาณ (Signal acquisition) เป็นงานที่สำคัญของเครื่องรับจะต้องทำให้เสร็จก่อนที่จะเริ่มการสื่อสารได้ การค้นหาสัญญาณได้เร็วทำให้สื่อสารได้เร็ว การค้นหาได้ถูกต้องทำให้เครื่องรับถอดรหัส (Decode) ข้อมูลได้ถูกต้อง [1] , [2] การค้นหาสัญญาณให้เร็วและถูกต้องมีความสำคัญ โดยเฉพาะสำหรับข้อมูลที่ต้องถึงผู้รับโดยเร็ว เช่น เสียง, วิดีโอ หรือ ข้อมูลในยามฉุกเฉิน (Emergency message) ที่จะหมดความสำคัญถ้าผู้รับไม่ได้รับข้อมูลทันกาล จุดประสงค์การค้นหาสัญญาณ คือ ความรวดเร็วและถูกต้อง ประโยชน์ของการค้นหาสัญญาณการวิธีการค้นหาสัญญาณแบบใหม่ที่เร็วกว่าวิธีเดิม ซึ่งช่วยในการออกแบบเครื่องรับให้เริ่มการสื่อสารได้เร็ว ช่วยในการออกแบบเครื่องรับที่ระบุว่า ณ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio : SNR) ใดควรใช้ตัดสินใจทันที และ ณ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio : SNR) ใดควรพิจารณาให้ครบทุกช่องจึงตัดสินใจ

2.2 การค้นหาสัญญาณเป็นปัญหาในการประมาณค่า (Estimation problem)

พิจารณาได้จากตัวอย่างในรูปที่ 2.1 เครื่องส่งส่งสัญญาณ $S(t)$ ผ่านช่องสัญญาณ เพื่อให้ง่ายในการเข้าใจ สมมุติว่า $S(t)$ เป็น คลื่นจัตุรัส (Square wave) ดังรูป เครื่องรับรับสัญญาณ

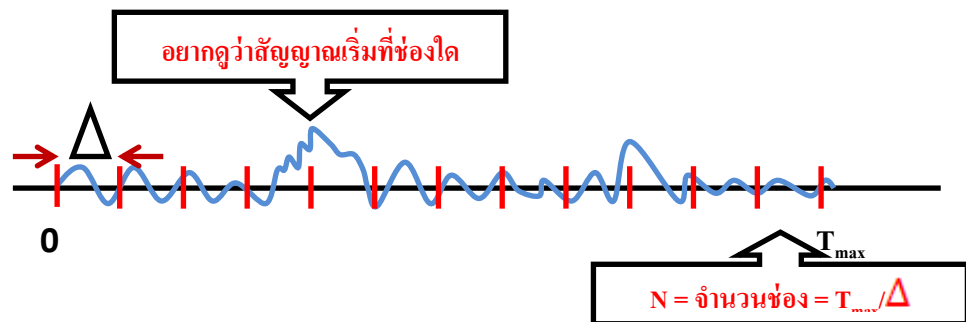
$R(t)=S(t-\tau)+N(t)$ โดย $N(t)$ คือ Noise และ τ คือ delay ของสัญญาณ การค้นหาสัญญาณทำที่เครื่องรับ มีจุดประสงค์คือการประมาณ (Estimate) ค่า τ



รูปที่ 2.1 การค้นหาสัญญาณคือการประมาณค่า τ

2.3 การค้นหาสัญญาณทำโดยแบ่ง Uncertainty Region เป็นช่องและคำนวณ Decision Variable

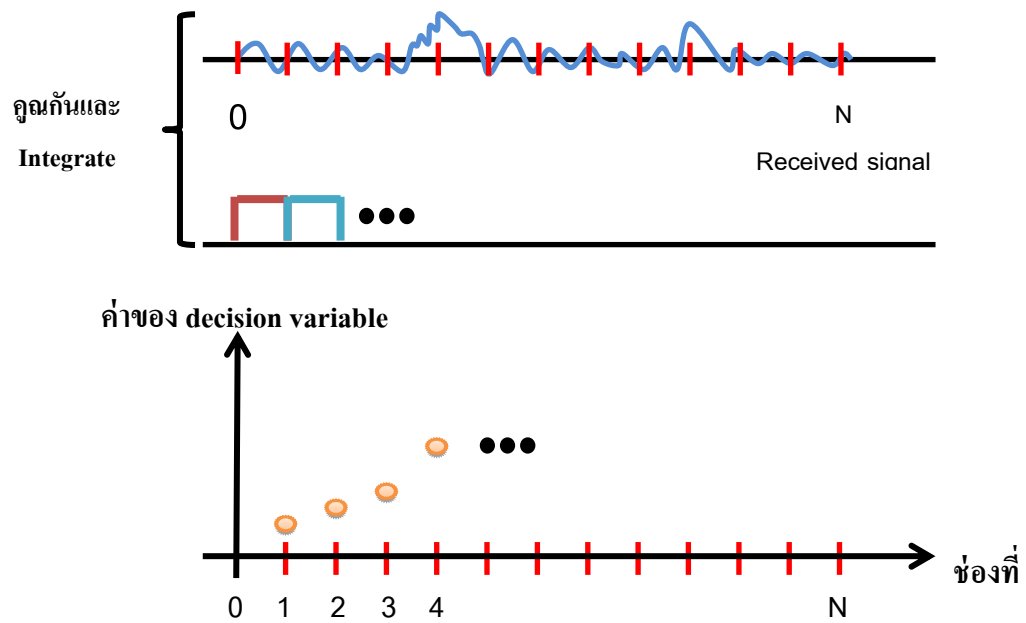
Uncertainty Region ในที่นี้คือเซตของค่าที่ τ จะเป็นไปได้ โดยทั่วไปมักสมมุติว่าเครื่องรับรู้ขอบบน $T_{\max}$ ของ τ กล่าวคือรู้ค่า $T_{\max}$ ซึ่งมีคุณสมบัติว่า $0 \leq \tau \leq T_{\max}$ ดังนั้น Uncertainty Region จึงเป็นช่วง เช่น $[0, T_{\max}]$ ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 การค้นหาสัญญาณเริ่มต้นด้วยการแบ่ง Uncertainty Region เป็นช่อง

เครื่องรับประมาณค่า τ โดยแบ่ง Uncertainty Region เป็นช่องเล็กๆขนาดค่าของ Δ ขึ้นอยู่กับความละเอียดที่จะค้นหาสัญญาณ โดยทั่วไป Δ มีค่าในหน่วย nanosecond หรือในกรณีที่สัญญาณ $S(t)$ เป็นสัญญาณแบบ Spread spectrum เครื่องรับมักเลือก $\Delta = T_c$ หรือ $\Delta = T_c/2$ โดย T_c คือ Chip duration ของสัญญาณ Spread spectrum

จำนวนช่องที่แบ่งได้แทนด้วยสัญลักษณ์ N และมีค่าเท่ากับ $N = T_{\max}/\Delta$ ในกรณีที่ Δ หาร $T_{\max}$ ลงตัว โดยทั่วไป N มีขนาดตั้งแต่หลักพันถึงหลักหมื่น หลังจากเครื่องรับแบ่ง Uncertainty Region เป็น N ช่องแล้ว เครื่องรับประมาณค่า τ โดยหาว่าช่องใดในจำนวน N ช่องมีสัญญาณอยู่



รูปที่ 2.3 ตัวแปรที่ช่วยในการตัดสินใจหาโดยการคูณสัญญาณที่ได้รับกับต้นแบบ และ Integrate ผลคูณนั้น

ค่าของ N เป็นพารามิเตอร์หรือค่าที่สำคัญสำหรับการค้นหาสัญญาณ หาก N มีค่ามากแสดงว่ามีหลายช่องที่เครื่องรับต้องพิจารณาในระหว่างค้นหาสัญญาณทำให้ต้องเสียเวลามากในการค้นหาสัญญาณ โดยทั่วไปเวลาเฉลี่ยในการค้นหาสัญญาณจะเพิ่มขึ้น หาก N เพิ่มขึ้น

เครื่องรับเลือกว่าสัญญาณเริ่มที่ช่องใด โดยคำนวณ Decision Variable หรือตัวแปรที่ช่วยในการตัดสินใจสำหรับแต่ละช่อง เครื่องรับคำนวณ Decision Variable สำหรับช่องที่ i โดยคูณสัญญาณที่ได้รับเข้ากับสัญญาณต้นแบบที่ทำให้ช้าลง Δ_i หน่วยเวลาและ integrate ผลคูณนั้น กล่าวคือ Decision Variable สำหรับช่อง i เท่ากับ

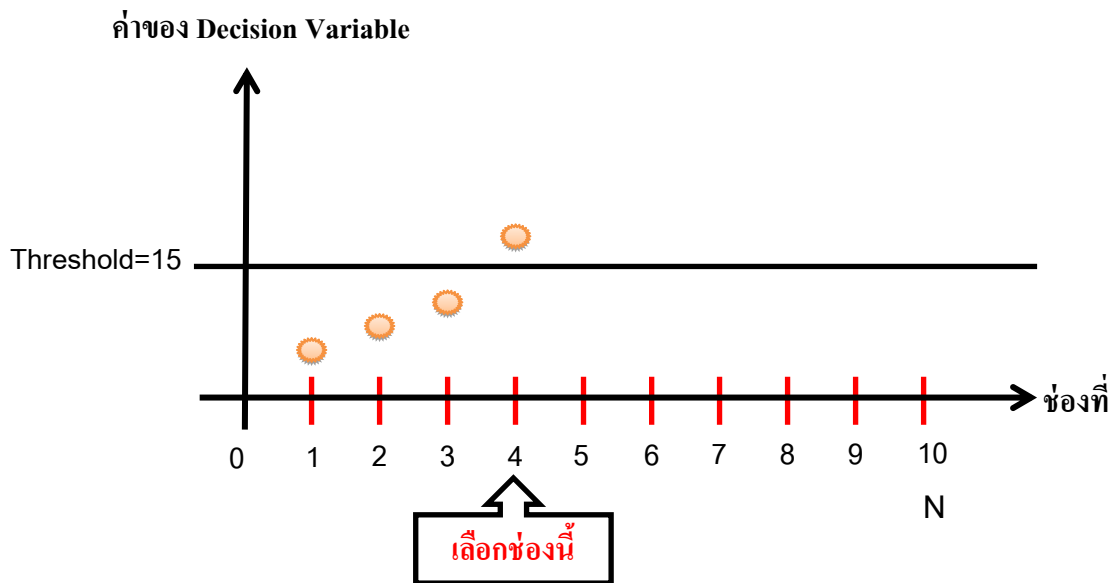
$$V_i = \int_{-\infty}^{\infty} R(t)S(t - \Delta_i)dt, 1 \leq i \leq N \quad (1)$$

ตัวอย่างค่า V_i แสดงในรูปที่ 2.3 หลังจากเครื่องรับคำนวณค่า Decision Variable แล้วบางส่วนในจำนวน N ค่า หรือคำนวณแล้วทั้งหมด N ค่า เครื่องรับจะใช้ Decision Variable เป็นสิ่งตัดสินใจว่า τ มีค่าประมาณเท่าใด โดยวิธีการหลักที่จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

2.4 การประมาณค่า τ แบบดั้งเดิม (Conventional approaches) ทำได้ 2 วิธีหลัก

2.4.1 ตัดสินใจทันที (Immediate decision)

สำหรับวิธีการนี้เครื่องรับจะตั้งค่า Threshold ไว้เป็นจำนวนจริงค่าใดค่าหนึ่ง และจะเลือกช่วงแรกที่ให้ค่า Decision Variable $>$ Threshold ที่ตั้งไว้ สังเกตว่าเครื่องรับค่อยๆคำนวณค่า Decision Variable และอาจตัดสินใจโดยไม่จำเป็นต้องคำนวณค่า Decision Variable ให้ครบทั้ง N ค่า ตัวอย่างดังรูปที่ 2.4

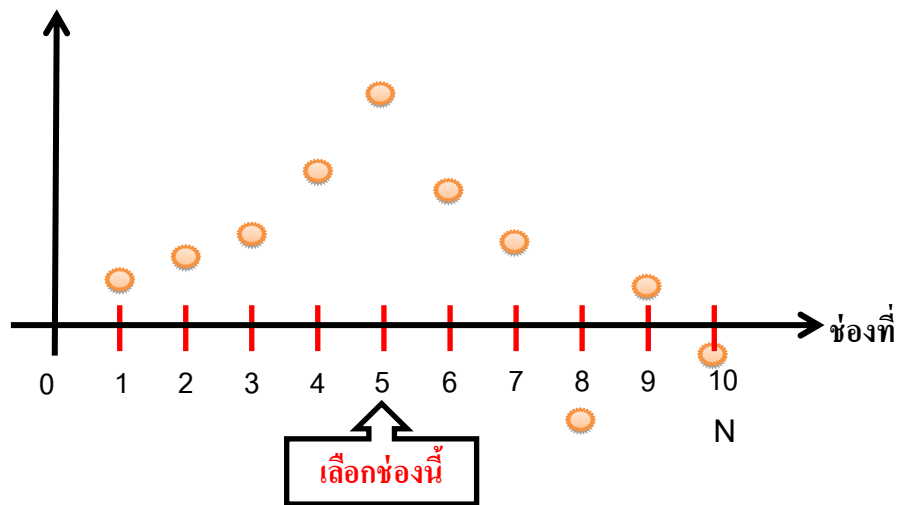


รูปที่ 2.4 การตัดสินใจทันที (Immediate decision) เลือกช่องแรกที่ Decision Variable $>$ Threshold

2.4.2 รอพิจารณาให้ครบทุกช่องจึงตัดสินใจ (Delayed decision)

สำหรับวิธีการนี้เครื่องรับจะคำนวณค่า Decision Variable ให้ครบทั้ง N ค่าและเลือกช่องที่ Decision Variable มีค่ามากที่สุด พิจารณาดังรูปที่ 2.5 สังเกตว่าเครื่องรับไม่จำเป็นต้องใช้ Threshold ประกอบการตัดสินใจแต่ต้องคำนวณ Decision Variable สำหรับทุกช่องก่อนจะประมาณค่า τ

ค่าของ Decision Variable



รูปที่ 2.5 การรอพิจารณาให้ครบทุกช่องจึงตัดสินใจ (Delayed decision)

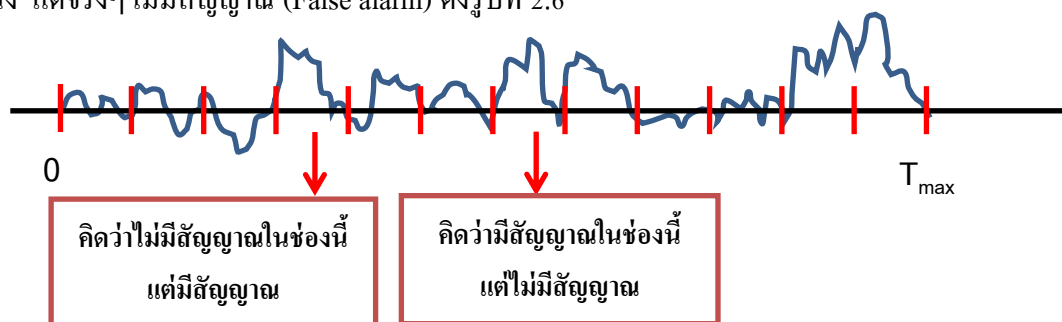
เลือกช่องที่ decision variable มีค่ามากที่สุด

2.5 ข้อผิดพลาดสำหรับการตัดสินใจ

เนื่องจากสัญญาณมี noise เกิดขึ้นอาจเกิดข้อผิดพลาดได้ในการตัดสินใจในแต่ละวิธีมีดังนี้

2.5.1 การตัดสินใจทันที (Immediate decision)

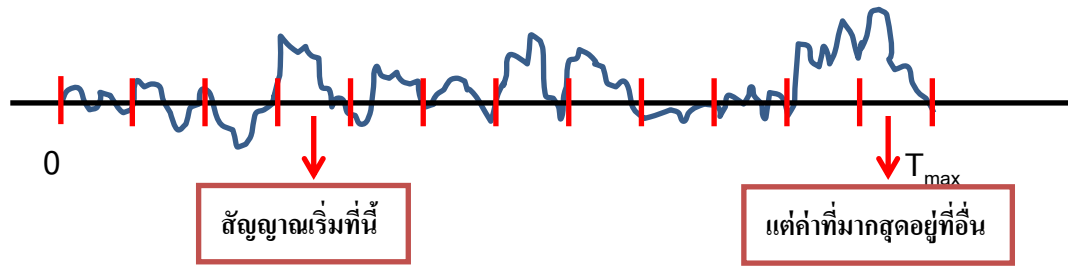
อาจเกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจ 2 แบบ [1] , [3] , [4] คือ (1) เครื่องรับคิดว่าไม่มีสัญญาณในช่องใดช่องหนึ่ง แต่จริงๆ มีสัญญาณ (Misdetection) และ (2) เครื่องรับคิดว่ามีสัญญาณในช่องใดช่องหนึ่ง แต่จริงๆ ไม่มีสัญญาณ (False alarm) ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 การตัดสินใจทันที (Immediate decision) อาจมีข้อผิดพลาดหากช่องสัญญาณมี noise

2.5.2 การรอพิจารณาให้ครบทุกช่องจึงตัดสินใจ (Delayed decision)

อาจเกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจ คือ เครื่องรับเลือกช่องผิด เพราะช่องที่มีสัญญาณอยู่ไม่ใช่ช่องที่ให้ค่า Decision Variable ที่มากที่สุด [5] ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 การรอพิจารณาให้ครบทุกช่องจึงตัดสินใจ (Delayed decision)

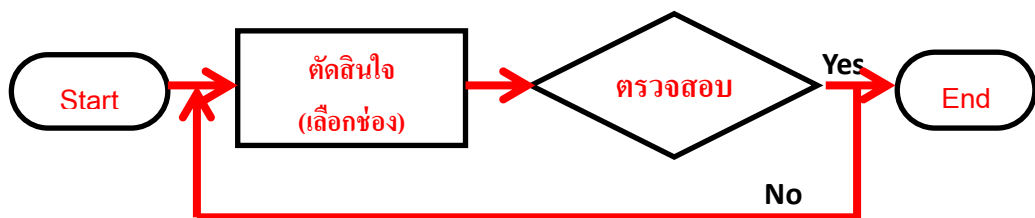
อาจเกิดข้อผิดพลาดได้หากช่องสัญญาณมี noise

2.6 เนื่องจากมีข้อผิดพลาดได้ เครื่องรับอาจต้องตัดสินใจหลายรอบและ

ตรวจสอบโดยละเอียดหลังการตัดสินใจ

โดยทั่วไปเพื่อให้่ายต่อการวิเคราะห์ การตัดสินใจจะประกอบด้วยสมมุติฐานดังต่อไปนี้

- การตัดสินใจในแต่ละรอบเป็นอิสระต่อกัน
 - มีวิธีการตรวจสอบที่น่าเชื่อถือ (เช่น การ Decode ข้อมูลและตรวจ Parity bits) ว่าช่องสัญญาณที่เลือกมาถูกต้องหรือไม่
 - การตรวจสอบใช้เวลาคงที่
- กระบวนการตัดสินใจที่มีคุณสมบัติ 3 ข้อข้างต้นถือเป็นแบบจำลองที่ง่ายที่สุดสำหรับ Signal acquisition



รูปที่ 2.8 กระบวนการตัดสินใจ แสดงกรณีที่ต้องตัดสินใจหลายรอบ

เวลาเฉลี่ยในการค้นหาสัญญาณ (Mean acquisition time : MAT) เป็น Metric (มาตรวัด) ที่สำคัญในทางคณิตศาสตร์ (Mean acquisition time : MAT) คือค่าคาดหวัง $E[T]$ ของตัวแปรสุ่ม (Random Variable) T โดย T คือเวลาที่เครื่องรับใช้เปลี่ยนสถานะจาก Start ไป End ลบด้วยเวลาที่เครื่องรับใช้ตรวจสอบในครั้งสุดท้าย สังเกตว่า T เป็นตัวแปรสุ่ม [6], [7] เพราะเวลาในการตัดสินใจในแต่ละรอบไม่คงที่ และจำนวนรอบกว่าจะเปลี่ยนสถานะเป็น End ไม่คงที่ ความไม่แน่นอนนี้เกิดจาก Noise ในช่องสัญญาณ โดยทั่วไปเราต้องการออกแบบวิธีการตัดสินใจ เพื่อให้เวลาเฉลี่ยในการค้นหาสัญญาณ

(Mean acquisition time : MAT) มีค่าน้อยที่สุด (คือ หาสัญญาณเจอและถูกต้องได้เร็วที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้)

2.7 การตัดสินใจทั้ง 2 วิธีมีข้อดี-ข้อเสียในแง่ของเวลาเฉลี่ย (Mean acquisition time : MAT)

-ตัดสินใจทันที (Immediate decision)

ข้อดี ใช้เวลาน้อยในการตัดสินใจ เนื่องจากไม่ต้องคำนวณ Decision Variable ทั้งหมด

ข้อเสีย ตัดสินใจโดยใช้ข้อมูลบางช่อง จึงอาจเกิดข้อผิดพลาดง่าย

-รอพิจารณาให้ครบทุกช่องจึงตัดสินใจ (Delayed decision)

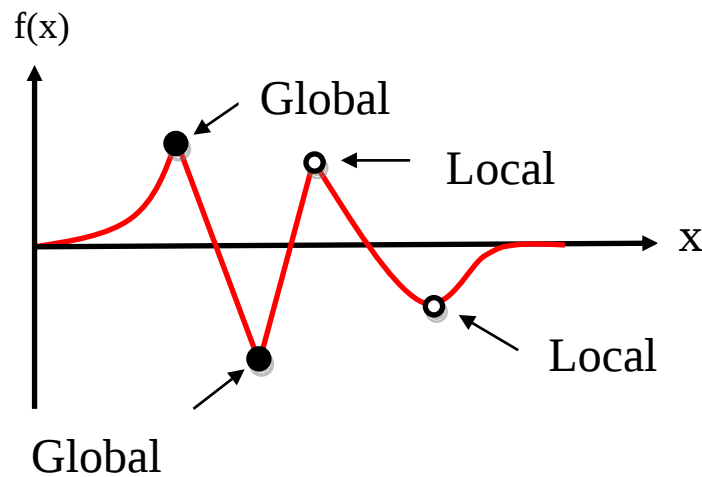
ข้อดี ตัดสินใจโดยใช้ข้อมูลจากทุกช่อง จึงอาจมีความถูกต้องสูง

ข้อเสีย ใช้เวลามากในการตัดสินใจ เนื่องจากคำนวณ Decision Variable ทั้งหมด

ปัจจุบันยังไม่มี การค้นหาสัญญาณที่นำข้อดีของวิธีดั้งเดิมสองแบบมารวมกัน ส่วนหนึ่งของจุดประสงค์ในโครงการศึกษาวิจัยนี้ คือ การแก้ไขข้อจำกัดดังกล่าว

2.8 การหาจุดที่ดีที่สุด (Optimization)

ในงานด้านต่างๆ เช่น งานวิทยาศาสตร์ การจัดการ และวิศวกรรมศาสตร์ บ่อยครั้งที่เราจะเกี่ยวข้องกับ การหาจุดที่เหมาะสมที่สุด หรือจุดที่ดีที่สุด [11] , [12] , [15] ตัวอย่างเช่น การหาจุดที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะกำเนิดไฟฟ้าได้สูงสุดโดยที่มีพลังงานสูญเสียไม่เกินกว่าค่าที่รับได้ หรือหาจำนวนสินค้าที่จะผลิตให้ได้สินค้ากำไรสูงสุด โดยใช้กำลังคนและเครื่องจักรไม่เกินค่าที่ระบุ หรือการเลือกวิธีการค้นหาสัญญาณที่ให้เวลาเฉลี่ยในการค้นหาสัญญาณ (Mean acquisition time : MAT) ต่ำที่สุด เป็นต้น มีวิธีการทางคณิตศาสตร์ที่ใช้เพื่อหาจุดที่ดีที่สุดเรียกว่า วิธีการ Optimization หรือ Mathematical programming โดยทั่วไปการหาจุดที่ดีที่สุด (Global optimum) แบ่งเป็นสองลักษณะคือ การหาจุดสูงสุด (Global maximum) และ การหาจุดต่ำสุด (Global minimum) ของฟังก์ชัน ฟังก์ชันที่ต้องการหาจุดที่สูงสุดหรือจุดที่ต่ำสุดนั้นอาจจะมีหลายจุดที่เป็นลักษณะคล้ายกับจุดที่สูงที่สุด (Local maximum) หรือ จุดที่คล้ายกับจุดที่ต่ำที่สุด (Local minimum) เราเรียกฟังก์ชันพวกนี้เป็น “multi-modal functions” เพื่อง่ายต่อการอธิบายและสอดคล้องกับงานวิจัยนี้ เราจะพิจารณาเฉพาะกรณีที่ต้องการหา Global minimum



รูปที่ 2.9 การหาจุดที่ดีที่สุด (Optimization) อาจต้องการหา
global minimum หรือ global maximum

วิธีการ Optimization ในกรณีที่ต้องการหา Global minimum ประกอบด้วย 2 ขั้นตอนหลักคือ ขั้นตอน
ที่หนึ่งสร้างข้อความทางคณิตศาสตร์ ที่ระบุถึงสิ่งที่ต้องการทำให้ดีที่สุด (Objective function) และ
เงื่อนไข (Constrain) ขั้นตอนที่สองแก้ปัญหาที่ระบุโดยใช้ Algorithm พื้นฐาน
สำหรับขั้นตอนที่หนึ่ง ข้อความทางคณิตศาสตร์อยู่ในรูป

$$\min f(x)$$

$$\text{s.t. } x \in X$$

โดย f เป็นฟังก์ชันของจำนวนจริง เรียกว่า Objective function
 x เป็นตัวแปร เช่น จำนวนจริง, vector, ฟังก์ชัน (แล้วแต่ลักษณะของ
ปัญหา)

X เป็นเซตของค่าที่ตัวแปร x เป็นไปได้ เช่น subset ของจำนวนจริง,
subset-ของ vector หรือ subset ของ function

สำหรับขั้นตอนที่สอง Algorithm ที่ใช้ขึ้นอยู่กับประเภทของ Optimization ประเภท
หลักๆ ได้แก่ [5]

(i) Linear Optimization คือเมื่อ x เป็น vector และ $f(x)$ อยู่ในรูปเชิงเส้น
 $f(x)=ax+b$ สำหรับค่าคงที่หรือเมตริกซ์ a และ b และ X เป็น polyhedron (คือ intersection ของ half-
space) [15]

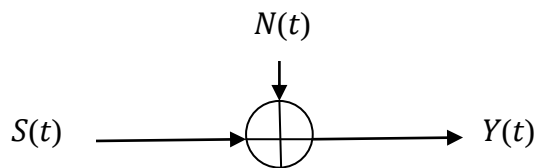
(ii) Convex Optimization คือ เมื่อเซต X เป็น convex set และ f เป็น Convex
function บนเซต X [12]

(iii) Non-linear Optimization, Non-convex Optimization เมื่อไม่ใช่กรณี (i)
และ(ii) [11]

2.9 สิ่งรบกวน (Noise)

สิ่งรบกวน(Noise) เกิดขึ้นเป็นปกติในระบบสื่อสารและเป็นส่วนหนึ่งของช่องสัญญาณ (Communication Channel) [10] ช่องสัญญาณที่สำคัญเป็นพื้นฐานสำหรับการวิเคราะห์ช่องสัญญาณอื่น คือช่องสัญญาณรบกวนไวต์เกาส์เซียนแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) [13] , [6]

ในช่องสัญญาณรบกวนไวต์เกาส์เซียนแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) สัญญาณไม่พึ่งประสงค์ปะปน กับสัญญาณที่ต้องการในลักษณะบวกทับสัญญาณที่ต้องการ ทำให้สัญญาณที่รับได้ผิดเพี้ยนไป Noise process แบบรบกวนไวต์เกาส์เซียนแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) จะเป็น random process มีการกระจายโอกาสแบบเกาส์เซียน (Gaussian process) และมีสเปกตรัมระดับความเข้ม (Power Spectrum Density) [13] ที่คงที่ซึ่งมาจากหลายแหล่งกำเนิดในธรรมชาติ จึงเป็นอุปสรรคที่มีอยู่ในทุกระบบการสื่อสาร ช่องสัญญาณแบบ รบกวนไวต์เกาส์เซียนแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) มี diagram โดยง่ายดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ไดอะแกรมแสดงช่องสัญญาณแบบรบกวนไวต์เกาส์เซียนแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN)

$S(t)$ คือ สัญญาณจากเครื่องส่งให้

$N(t)$ คือ White Gaussian Noise

$Y(t)$ คือ ผลบวกระหว่างสัญญาณและ noise $Y(t)=S(t)+N(t)$ สังเกตว่า

ช่องสัญญาณรบกวนไวต์เกาส์เซียนแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) ถือว่าค่า $\tau = 0$ หรือถือว่าเครื่องรับสามารถประมาณค่า τ ได้ถูกต้องแล้ว

คุณภาพของสัญญาณที่ได้รับ $Y(t)$ วัดได้จากอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio : SNR) ซึ่งคืออัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบ ใช้เป็นหน่วยวัดเพื่อทราบถึงประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารว่ามีระดับการใช้กำลังงานในการส่งสัญญาณหรือมีระดับของสัญญาณ รบกวนที่เข้ามาในระบบเท่าใด หากช่องสัญญาณเป็นแบบสัญญาณรบกวนไวต์เกาส์เซียนแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) และหาก $S(t)$ มี Bandwidth ที่จำกัดอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio : SNR) จะเป็นตามสมการคือ [13]

$$SNR = \frac{P}{N_0 W} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } P &= \text{กำลังส่ง} = \int_{-\infty}^{\infty} E[S^2(t)] dt \\ W &= \text{Bandwidth ของ } S(t) \\ N_0 &= 2E[|N(0)|^2] \end{aligned}$$

สัญญาณรบกวน (Noise) จะถูกแทรกเข้ามา ในช่วงระหว่างที่คลื่นเดินทางจากเครื่องส่ง ไปยังเครื่องรับ สัญญาณรบกวนลักษณะต่างๆดังนี้ [16]

- Thermal Noise เกิดจากอุณหภูมิทำให้อิเล็กตรอนเกิดการแตกตัว และแพร่กระจายอย่างไร้ทิศทาง มีการกระจายแบบเสมอภาค (Uniformly distributed) ตลอดย่านความถี่ โดยทั่วไปเรียกว่าสัญญาณรบกวนขาว (White noise)

- Intermodulation เป็นผลรวมของสัญญาณที่มีความถี่ต่างกัน (f_1+f_2) ที่ถูกส่งผ่านตัวกลางเดียวกัน โดยเกิดจากผลของความไม่เป็น nonlinear ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ทั้งในเครื่องส่งและเครื่องรับ

- Crosstalk สัญญาณที่ส่งผ่านสายส่งเส้นหนึ่ง coupling เข้าไปปรากฏในสายส่งอีกเส้นหนึ่ง (เข้าไปรบกวน) หรือเส้นอื่นๆ

- Impulse เป็นพัลส์ที่มนุษย์ไม่ได้ตั้งใจสร้างขึ้นมา เป็นพัลส์สั้นๆ หรือเรียกว่า spikes ตัวอย่างเช่น เกิด spike ขึ้นมาจากฟ้าผ่า หรือการเปิดสวิตช์ไฟ จะเกิดขึ้นมาในช่วงสั้นๆ และมีขนาดสูง

2.10 ตัวประมาณค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio : SNR)

(สำหรับเนื้อหาหัวข้อนี้แปลมาจากงานวิจัย : A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel) [18] ตัวประมาณที่ขึ้นอยู่กับความรู้เกี่ยวกับข้อมูลที่มีการนำส่งคือ data-aided (DA) ตัวประมาณแบบ DA ที่มีการใช้ความรู้สมรรถนะแบบเกี่ยวกับลำดับข้อมูลที่มีการนำส่งคือ TxDA ตัวประมาณแบบ DA ที่ใช้ในการประมาณลำดับข้อมูลที่มีการนำส่งจากการตัดสินใจของตัวรับสัญญาณคือ RxDA เมื่อมีการประยุกต์ใช้งาน ตัวประมาณจะมีการใช้ทั้งสำหรับช่องสัญญาณจริงและช่องสัญญาณเชิงซ้อน

A. Split-Symbol Moments Estimator (SSME)

รูปแบบดั้งเดิมของอัลกอริทึม SSME ที่กำหนดโดย Simon และ Mileant ถือว่าเป็นการปรับเปลี่ยนช่องสัญญาณ AWGN แถบกว้างแบบ BPSK ตัวประมาณนี้เรียกว่า SSME₀ ซึ่ง Shah และ Hinedi ได้ทำการตรวจสอบสมรรถนะของ SSME₀ ในช่องสัญญาณที่มีการจำกัดแถบสัญญาณ และงานวิจัยเพิ่มเติมของ Shah และ Holmes มีเป้าหมายในการปรับปรุงสมรรถนะของ SSME₀ ในช่องสัญญาณแถบแคบที่ทราบค่าหรือสามารถคำนวณผลตอบแทนอิมพัลส์ของระบบได้ วิธีการทั่วไปของ Shah

และ Holmes ได้สรุปโดยย่อตามด้านล่าง ซึ่งการปรับเปลี่ยนอัลกอริทึมในรูปแบบจำลองของระบบที่มีการอธิบายในหัวข้อที่ II มีการใช้ตัวประมาณที่เราเรียกว่า SSME₁
 SNR คืออัตราส่วนของ S ต่อ N โดยที่ S และ N เป็นผลเฉลยของสมการเชิงเส้นของระบบซึ่งกำหนดโดย

$$\begin{aligned} m_p &= c_{11}S + c_{12}N \\ m_{ss} &= c_{21}S + c_{22}N. \end{aligned} \quad (3)$$

ปริมาณ m_p และ m_{ss} คำนวณได้จาก

$$m_p = \frac{1}{N_{\text{sym}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{sym}}-1} Y_{\alpha n} Y_{\beta n} \quad (4)$$

และ

$$m_{ss} = \frac{1}{N_{\text{sym}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{sym}}-1} (Y_{\alpha n} + Y_{\beta n})^2 \quad (5)$$

เมื่อ $Y_{\alpha n}$ และ $Y_{\beta n}$ ได้มาจาก y_k ในสมการที่ (5) โดยให้

$$Y_{\alpha n} = \sum_{k=nN_{ss}}^{nN_{ss}+N_{ss}/2-1} y_k \quad (6)$$

และ

$$Y_{\beta n} = \sum_{k=nN_{ss}+N_{ss}/2}^{(n+1)N_{ss}-1} y_k. \quad (7)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ c_{ij} อาจได้จากการใช้ค่าของ m_p และ m_{ss} ที่มีการคาดการณ์ไว้ในสมการที่ (5) และ (4) ตามลำดับ และเป็นฟังก์ชันกับสัมประสิทธิ์การกรองสัญญาณของตัวรับสัญญาณ
 นอกจากนี้เรายังได้ทำการทดสอบความแปรปรวนของวิธีการ SSME ซึ่งเป็นผลมาจากการแทนที่ m_p และ m_{ss} ด้วย m_q และ m_{sq} เมื่อ

$$\begin{aligned} m_q &= \left(\frac{1}{N_{\text{sym}}} \sum_{n_1=0}^{N_{\text{sym}}-1} \sum_{k_1=n_1N_{ss}}^{n_1N_{ss}+N_{ss}/2-1} y_{k_1}^2 \right) \\ &\quad \cdot \left(\frac{1}{N_{\text{sym}}} \sum_{n_2=0}^{N_{\text{sym}}-1} \sum_{k_2=n_2N_{ss}+N_{ss}/2}^{(n_2+1)N_{ss}-1} y_{k_2}^2 \right) \end{aligned} \quad (8)$$

และ

$$m_{sq} = \frac{1}{N_{sym}N_{ss}} \sum_{n=0}^{N_{sym}-1} \sum_{k=nN_{ss}}^{(n+1)N_{ss}-1} y_k^4. \quad (9)$$

SNR เป็นอัตราส่วนของ S ต่อ N แต่ในกรณีนี้ S และ N เป็นผลเฉลยของสมการกำลังสองซึ่งกำหนดโดย

$$\begin{aligned} m_q &= d_{11}S^2 + d_{12}SN + d_{13}N^2 \\ m_{sq} &= d_{21}S^2 + d_{22}SN + d_{23}N^2. \end{aligned} \quad (10)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ d_{ij} อาจได้จากการใช้ค่าของ m_q และ m_{sq} ที่มีการคาดการณ์ไว้ในสมการที่ (8) และ (9) ตามลำดับ d_{ij} ขึ้นอยู่กับผลตอบแทนของอิมพัลส์ของระบบเช่นเดียวกับ c_{ij} การแสดงออกของ c_{ij} และ d_{ij} ที่ยาวมากจะถูกตัดออกแต่ก็อาจพบได้ในความแปรปรวนของวิธีการ SSME นี้มีสาเหตุเนื่องมาจากผู้เขียนพยายามทำการปรับปรุงสมรรถนะของ SSME₁ สำหรับช่องสัญญาณแถบแคบ เราได้กำหนดให้ตัวประมาณนี้คือ SSME₂

วิธีการ SSME ทั้งหมด (SSME₀, SSME₁ และ SSME₂) เป็นตัวอย่างของตัวประมาณที่สามารถใช้ได้ และอาจมีการประยุกต์ใช้กับสัญญาณ AWGN จริงที่มีการปรับเปลี่ยนแบบ BPSK รูปแบบของอัลกอริทึม SSME เจริญขึ้นจะไม่มีคำแนะนำเนื่องจากวิธีการเหล่านี้สามารถขยายไปยังการปรับเปลี่ยนที่มีอันดับสูงกว่าได้โดยง่าย อัลกอริทึม SSME เป็นตัวประมาณ SNR เพียงอย่างเดียวที่มีการพิจารณาในที่นี้ที่ไม่มีการพิจารณาในรูปแบบเชิงซ้อน

B. Maximum-Likelihood (ML) Estimator สำหรับ SNR

ตัวประมาณ SNR นี้ขึ้นอยู่กับทฤษฎีการประมาณแบบ ML ซึ่งมีการนำเสนอโดย Kerr และ Gagliardi and Thomas โดยวิธีการหลังมีรายละเอียดมากกว่า ซึ่ง Gagliardi และ Thomas ได้ทำการเปลี่ยนแปลงและศึกษาตัวประมาณ SNR แบบ ML สำหรับสัญญาณ AWGN จริงที่มีการปรับเปลี่ยนแบบ BPSK เราได้ทำการประยุกต์ใช้งานตัวประมาณนี้ไปจนถึงสัญญาณ AWGN เจริญขึ้นที่มีการปรับเปลี่ยนแบบ M -ary PSK

ตัวประมาณแบบ ML ได้มาจากตัวอย่างสัญญาณการรับเชิงซ้อน ซึ่งอาจเขียนใหม่ให้มีความชัดเจนในเทอมของส่วนจริงและส่วนจินตภาพดังนี้

$$r_k = r_{I_k} + jr_{Q_k} = \sqrt{S}(m_{I_k} + jm_{Q_k}) + \sqrt{N}(z_{I_k} + jz_{Q_k}). \quad (11)$$

ให้ $\nu_{I_k} = \sqrt{N}z_{I_k}$ และ $\nu_{Q_k} = \sqrt{N}z_{Q_k}$ เป็นองค์ประกอบร่วมเฟสและองค์ประกอบ

ควอแดรเจอร์ของสัญญาณรบกวนตามลำดับ โดยแต่ละค่ามีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเป็น $N/2$ สมมติให้องค์ประกอบร่วมเฟสและองค์ประกอบควอแดรเจอร์ของสัญญาณรบกวนเป็นอิสระไม่ขึ้นต่อกัน ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) ร่วม คือ

$$f(\nu_{I_k}, \nu_{Q_k}) = \frac{1}{\pi N} e^{-(\nu_{I_k}^2 + \nu_{Q_k}^2)/N}. \quad (12)$$

เมื่อใช้สมการที่ (11) และ (12) pdf ร่วมขององค์ประกอบร่วมเฟสและองค์ประกอบควอแดรเจอร์ของตัวอย่างสัญญาณที่มีการรับอาจเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} f(r_{I_k}, r_{Q_k} | S, N, i) \\ = \frac{1}{\pi N} \exp \left(-\frac{(r_{I_k} - \sqrt{S}m_{I_k}^{(i)})^2 + (r_{Q_k} - \sqrt{S}m_{Q_k}^{(i)})^2}{N} \right) \end{aligned} \quad (13)$$

เมื่อ $m_{I_k}^{(i)}$ และ $m_{Q_k}^{(i)}$ เป็นส่วนจริงและส่วนจินตภาพ ตามลำดับ และด้วย i คือลำดับที่ i ของลำดับข้อมูลที่มีการนำส่งที่เป็นไปได้ของ $M^{\hat{N}_{\text{sym}}}$ สมมติให้ลำดับของสัญญาณและสัญญาณรบกวนเป็นอิสระไม่ขึ้นต่อกัน ดังนั้น pdf ร่วมของตัวอย่างที่มีการรับ $K = N_{\text{sym}}N_{\text{ss}}$ กำหนดได้โดย

$$\begin{aligned} f(\mathbf{r}_I, \mathbf{r}_Q | S, N, i) \\ = \prod_{k=0}^{K-1} f(r_{I_k}, r_{Q_k} | S, N, i) \\ = (\pi N)^{-K} \exp \left[-\frac{1}{N} \left(\sum_{k=0}^{K-1} (r_{I_k} - \sqrt{S}m_{I_k}^{(i)})^2 \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{k=0}^{K-1} (r_{Q_k} - \sqrt{S}m_{Q_k}^{(i)})^2 \right) \right] \end{aligned} \quad (14)$$

เมื่อ $\mathbf{r}_I$ คือลำดับ $\{r_{I_0}, r_{I_1}, \dots, r_{I_{K-1}}\}$ และ $\mathbf{r}_Q$ คือลำดับ $\{r_{Q_0}, r_{Q_1}, \dots, r_{Q_{K-1}}\}$ ฟังก์ชันควรจะเป็น $\Gamma(S, N, i)$ คือ

$$\begin{aligned}
\Gamma(S, N, i) &= \ln f(\mathbf{r}_I, \mathbf{r}_Q | S, N, i) \\
&= -K \ln(\pi N) - \frac{1}{N} \\
&\quad \cdot \left[\sum_{k=0}^{K-1} \left(r_{I_k} - \sqrt{S} m_{I_k}^{(i)} \right)^2 + \sum_{k=0}^{K-1} \left(r_{Q_k} - \sqrt{S} m_{Q_k}^{(i)} \right)^2 \right].
\end{aligned} \tag{15}$$

ในการตรวจสอบการประมาณ SNR $\hat{\rho}_{\text{ML}}$ แบบ ML เราใช้คุณสมบัติที่ว่า การประมาณอัตราส่วนของตัวแปร 2 ตัว (ในที่นี้คือ S และ N) แบบ ML เป็นอัตราส่วนของการประมาณของแต่ละตัวแปรทั้ง 2 ตัวแบบ ML คุณสมบัติต่างๆ นี้ทำให้ตัวประมาณ SNR แบบ ML สามารถเขียนได้เป็น

$$\hat{\rho}_{\text{ML}} = \frac{\hat{S}_{\text{ML}}}{\hat{N}_{\text{ML}}} \tag{16}$$

และสิ่งที่จำเป็นก็คือการตรวจสอบว่า $\hat{S}_{\text{ML}}$ และ $\hat{N}_{\text{ML}}$ เป็นผลเฉลยของระบบสมการ

$$\begin{aligned}
\left. \frac{\partial}{\partial S} \Gamma(S, N, i) \right|_{\substack{S=\hat{S}_{\text{ML}} \\ N=\hat{N}_{\text{ML}} \\ i=\hat{i}_{\text{ML}}}} &= 0 \\
\left. \frac{\partial}{\partial N} \Gamma(S, N, i) \right|_{\substack{S=\hat{S}_{\text{ML}} \\ N=\hat{N}_{\text{ML}} \\ i=\hat{i}_{\text{ML}}}} &= 0.
\end{aligned} \tag{17}$$

ผลเฉลยดังกล่าวสำหรับ $\hat{S}_{\text{ML}}$ และ $\hat{N}_{\text{ML}}$ เขียนได้เป็น

$$\hat{S}_{\text{ML}} = \frac{\left[\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \left(r_{I_k} m_{I_k}^{(\hat{i})} + r_{Q_k} m_{Q_k}^{(\hat{i})} \right) \right]^2}{\left[\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \left[\left(m_{I_k}^{(\hat{i})} \right)^2 + \left(m_{Q_k}^{(\hat{i})} \right)^2 \right] \right]} \tag{18}$$

และ

$$\begin{aligned}
\hat{N}_{\text{ML}} &= \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (r_{I_k}^2 + r_{Q_k}^2) \\
&\quad - \hat{S} \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \left[\left(m_{I_k}^{(\hat{i})} \right)^2 + \left(m_{Q_k}^{(\hat{i})} \right)^2 \right].
\end{aligned} \tag{19}$$

ให้แบบจำลองของระบบ $(m_{Q_k}^{(i)})^2\} = g_0 \text{var}\{a_n\}/N_{ss} = 1/N_{ss}$ ดังนั้นตัวประมาณ SNR แบบ RxDA ที่สามารถใช้งานได้สำหรับสัญญาณเชิงซ้อนอาจเขียนใหม่ให้กระชับขึ้นได้เป็น

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_{\text{ML RxDA, complex}} &= \frac{\hat{S}_{\text{ML}}}{\hat{N}_{\text{ML}}} \\ &= \frac{E\{(1/K) \sum_k (m_{I_k}^{(i)})^2 + N_{ss}^2 \left[\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \text{Re}\{r_k^* m_k^{(i)}\} \right]^2\}}{\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |r_k|^2 - N_{ss} \left[\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \text{Re}\{r_k^* m_k^{(i)}\} \right]^2} \end{aligned} \quad (20)$$

เมื่อ $\text{Re}\{\cdot\}$ คือ ส่วนจริงของจำนวนเชิงซ้อน ตัวประมาณ SNR แบบ ML สำหรับสัญญาณจริงได้จากการแทนที่จำนวนเชิงซ้อนในสมการที่ (20) ด้วยจำนวนจริงที่มีความเกี่ยวข้องกัน

สำหรับในกรณีที่เป็นจริง Thomas ได้ทำการทดสอบ pdf ของตัวประมาณ SNR แบบ ML และใช้ค่า pdf แสดงให้เห็นว่าตัวประมาณมีความเอนเอียงซึ่งอาจลดลงจากการคูณตัวส่วนของการแสดงออกแบบ ML ด้วย $K/(K-3)$ การแทนที่จำนวนเชิงซ้อนด้วยจำนวนจริงในสมการที่ (20) และการประยุกต์ใช้แฟกเตอร์นี้กับตัวส่วน ทำให้อาจเขียนตัวประมาณ SNR แบบ ML ที่มีความเอนเอียงแบบลดลงและสามารถใช้งานได้กับช่องสัญญาณจริงได้เป็น

$$\begin{aligned} \hat{\rho}'_{\text{ML RxDA, real}} &= \frac{N_{ss}^2 \left[\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} r_k m_k^{(i)} \right]^2}{\frac{1}{K-3} \sum_{k=0}^{K-1} r_k^2 - \frac{N_{ss}}{K(K-3)} \left[\sum_{k=0}^{K-1} r_k m_k^{(i)} \right]^2} \end{aligned} \quad (21)$$

เมื่อ $\hat{\rho}'$ ใช้แทนตัวประมาณที่มีความเอนเอียงแบบลดลง อาจทำให้ได้ตัวประมาณ SNR แบบ ML RxDA ที่มีความเอนเอียงแบบลดลงและสามารถใช้งานได้กับช่องสัญญาณเชิงซ้อน

$$\begin{aligned} \hat{\rho}'_{\text{ML RxDA, complex}} &= \frac{N_{ss}^2 \left[\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \text{Re}\{r_k^* m_k^{(i)}\} \right]^2}{\frac{1}{K-3/2} \sum_{k=0}^{K-1} |r_k|^2 - \frac{N_{ss}}{K(K-3/2)} \left[\sum_{k=0}^{K-1} \text{Re}\{r_k^* m_k^{(i)}\} \right]^2} \end{aligned} \quad (22)$$

คงค่าผลลัพธ์นี้ไว้เนื่องจากระดับความเป็นอิสระของตัวส่วนใน $m_k^{(i)}$ เชนซ็อนมีค่าเป็นสองเท่าของจำนวนจริง สมการที่ (22) อาจใช้ในระบบที่มีการปรับเปลี่ยนช่องสัญญาณ AWGN เชนซ็อนแบบ coherent M -ary PSK และเป็นการง่ายที่จะขยายไปยังการปรับเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลแบบ coherent เช่น QAM ทั้งสมการที่ (21) และ (22) เป็นตัวประมาณแบบ RxDA ที่สามารถใช้งานได้เนื่องจากตัวอย่างที่มีรูปร่างแบบพัลส์ ขึ้นอยู่กับการตัดสินใจของตัวรับสัญญาณ การแทนที่ตัวอย่างที่มีรูปร่างแบบพัลส์ที่มีการประมาณด้วยตัวอย่างที่มีการนำส่งและมีรูปร่างแบบพัลส์ที่แท้จริง m_k ทำให้ได้ตัวประมาณแบบ ML ในรูปของ TxDA (ซึ่งแน่นอนว่าไม่ใช่รูปแบบที่สามารถใช้งานได้)

ตัวประมาณ SNR แบบ ML RxDA และ ML TxDA และตัวประมาณ SNR ในกลุ่ม SSME ที่มีการกล่าวถึงในหัวข้อที่แล้วเป็นเพียงตัวประมาณที่ประกอบในบทความนี้เท่านั้นโดยมีการดำเนินการกับตัวอย่างมากกว่า 1 ตัวอย่างต่อสัญลักษณ์ เทคนิคที่เหลือจะมีการกล่าวถึงในหัวข้อที่ III-C จนถึง III-E โดยมีการดำเนินการกับตัวอย่างที่มีความเหมาะสม 1 ตัวอย่างต่อสัญลักษณ์ที่ขาออกของ MF

C. Squared Signal-to-Noise Variance (SNV) Estimator

ตัวประมาณ SNR แบบ RxDA ที่สามารถใช้งานได้ขึ้นอยู่กับโมเมนต์สัมบูรณ์อันดับที่หนึ่งและโมเมนต์อันดับที่สองของตัวอย่างที่ขาออกของ MF ซึ่งได้รับการนำเสนอเป็นครั้งแรกโดย Gilchrist ในปี ค.ศ. 1966 สำหรับสัญญาณ AWGN จริงที่มีการปรับเปลี่ยนแบบ BPSK ในตอนแรกเราได้นำเสนอถึงรูปแบบดั้งเดิมของตัวประมาณแบบ SNV RxDA สำหรับสัญญาณ AWGN จริงที่มีการปรับเปลี่ยนแบบ BPSK แล้วจากนั้นนำเสนอถึงความเอนเอียงของรูปแบบดั้งเดิมที่อาจมีค่าลดลง มีการนำเสนอตัวประมาณแบบ SNV TxDA ที่มีความเอนเอียงแบบลดลงสำหรับช่องสัญญาณจริง และในตอนท้ายเราได้ขยายขอบเขตของตัวประมาณแบบ SNV จากในช่องสัญญาณจริงที่มีการปรับเปลี่ยนแบบ BPSK ไปยังช่องสัญญาณเชิงซ้อนที่มีการปรับเปลี่ยนในอันดับที่สูงกว่า

ตัวประมาณแบบ SNV RxDA สำหรับสัญญาณ AWGN จริงที่มีการปรับเปลี่ยนแบบ BPSK ตามที่กำหนดมีการแสดงออกในเทอมของตัวอย่างที่ขาออกของ MF ดังนี้

$$\begin{aligned} \hat{P}_{\text{SNV RxDA, real}} &= \frac{\left[\frac{1}{N_{\text{sym}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{sym}}-1} |y_n| \right]^2}{\frac{1}{N_{\text{sym}}-1} \sum_{n=0}^{N_{\text{sym}}-1} y_n^2 - \frac{1}{N_{\text{sym}}(N_{\text{sym}}-1)} \left[\sum_{n=0}^{N_{\text{sym}}-1} |y_n| \right]^2} \end{aligned} \quad (23)$$

ซึ่งเห็นได้ชัดเจนว่ามีความคล้ายคลึงกับรูปแบบในสมการที่ (21) เมื่อ $N_{\text{ss}} = 1$ ในความเป็นจริงแล้วแฟกเตอร์ $1/(N_{\text{Nsym}} - 1)$ ในตัวส่วนของสมการที่ (23) อาจแทนที่ด้วยแฟกเตอร์ $1/(N_{\text{Nsym}} - 3)$ เพื่อสร้าง

ตัวประมาณที่มีความเอนเอียงแบบลดลงสำหรับช่องสัญญาณจริงดังที่มีการสร้างตัวประมาณแบบ ML สำหรับช่องสัญญาณจริงตามที่มีการอธิบายในหัวข้อที่แล้ว

ตัวประมาณ SNR แบบ SNV เป็นกรณีของตัวประมาณ SNR แบบ ML ที่มีความพิเศษอย่างแท้จริง เนื่องจากตัวประมาณ SNR แบบ ML มีการดำเนินการบนตัวอย่าง N_{ss} ต่อสัญลักษณ์ที่ขาเข้าของ MF แต่ตัวประมาณ SNR แบบ SNV มีการดำเนินการบนตัวอย่างที่ขาออกของ MF อย่างเหมาะสม อาจมีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึม SNR แบบ ML ที่ตำแหน่งดังกล่าว เนื่องจากตัวอย่างสัญญาณรบกวน symbol-spaced ที่มีการกรองเป็นสัญญาณรบกวนขาว (สมมติว่าใช้ตัวกรอง root-Nyquist ในตัวรับสัญญาณ)

ตัวประมาณ SNR แบบ SNV TxDA อาจเขียนได้จากการปรับเปลี่ยนสมการที่ (23) โดยตระหนักว่า $|y_n| = y_n a_n^{(i)}$ เมื่อ i คือ ลำดับที่ i ของลำดับ $2^{N_{sym}}$ ที่เป็นไปได้ และ i คือ ลำดับของสัญลักษณ์ที่มีการประมาณโดยตัวรับสัญญาณ ความสัมพันธ์นี้เป็นจริงเสมอ $a_n^{(i)}$ จาก a_n ตามที่กำหนดในสมการ มีค่าเป็น 1 หรือ -1 สำหรับช่องสัญญาณจริงแบบ BPSK สำหรับรูปแบบ TxDA ได้มาจากการแทนที่สัญลักษณ์ ที่มีการประมาณด้วยสัญลักษณ์การนำส่งสัญญาณที่ทราบค่า a_n เพื่อสร้างตัวประมาณ SNR แบบ SNV TxDA ที่มีความเอนเอียงแบบลดลงสำหรับช่องสัญญาณจริง ดังนี้

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_{SNV \text{ TxDA, real}} &= \frac{\left[\frac{1}{N_{sym}} \sum_{n=0}^{N_{sym}-1} y_n a_n \right]^2}{\frac{1}{N_{sym}-3} \sum_{n=0}^{N_{sym}-1} y_n^2 - \frac{1}{N_{sym}(N_{sym}-3)} \left[\sum_{n=0}^{N_{sym}-1} y_n a_n \right]^2} \end{aligned} \quad (24)$$

เนื่องจากตัวประมาณแบบ SNV เป็นกรณีของตัวประมาณ SNR แบบ ML ที่มีความพิเศษ ตัวประมาณแบบ SNV RxDA เชิงซ้อนที่มีความเอนเอียงแบบลดลงและสามารถใช้งานได้ อาจมีการนำเสนอจากการปรับเปลี่ยนสมการที่ (22) อย่างเหมาะสมตามที่แสดงในสมการที่ (25) ที่อยู่ด้านล่าง เมื่อได้รับการระบุข้างต้นว่าเป็นค่าประมาณของสัญลักษณ์การนำส่งสัญญาณของ $a_n^{(i)}$ ตัวรับสัญญาณ (ซึ่งในที่นี้เป็นค่าเชิงซ้อน) ตัวประมาณแบบ SNV TxDA สำหรับช่องสัญญาณเชิงซ้อนสามารถหาได้ง่ายจากการแทนที่การประมาณของตัวรับสัญญาณ $a_n^{(i)}$ ด้วยสัญลักษณ์ของแหล่งสัญญาณที่ทราบค่า และไม่ผ่านการกรอง a_n ด้วยวิธีการคล้ายคลึงกันกับที่อธิบายข้างต้นสำหรับในกรณีช่องสัญญาณจริง ตัวประมาณที่ได้จากสมการที่ (25) และคู่ TxDA สามารถใช้ได้กับช่องสัญญาณที่มีการปรับเปลี่ยนแบบ M -ary PSK และยังสามารถขยายไปถึงที่มีการปรับเปลี่ยนแบบ coherent อื่นๆ เช่น QAM ได้อย่างง่ายดาย

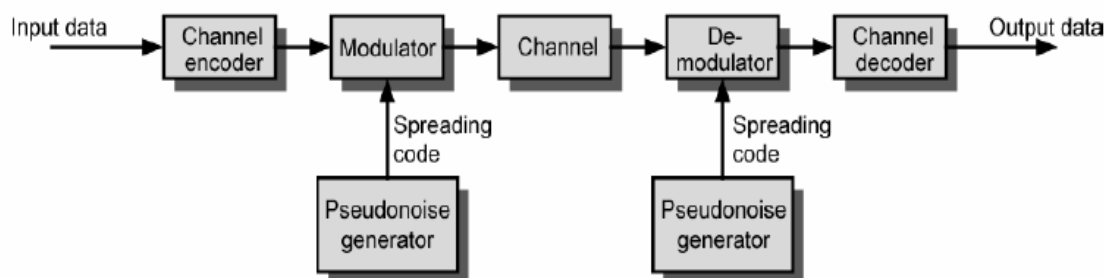
$$\hat{P}_{\text{SNV RxDA, complex}}' = \frac{\left[\frac{1}{N_{\text{sym}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{sym}}-1} \text{Re} \{ y_n^* a_n^{(i)} \} \right]^2}{\frac{1}{N_{\text{sym}} - 3/2} \sum_{n=0}^{N_{\text{sym}}-1} |y_n|^2 - \frac{1}{N_{\text{sym}}(N_{\text{sym}} - 3/2)} \left[\sum_{n=0}^{N_{\text{sym}}-1} \text{Re} \{ y_n^* a_n^{(i)} \} \right]^2} \quad (25)$$

2.11 Spread Spectrum

ใช้ได้กับข้อมูลที่เป็นทั้งแอนะล็อกและดิจิทัล โดยมอดูเลตให้เป็นสัญญาณแอนะล็อก สเปกตรัมของข้อมูลจะแผ่กระจายครอบคลุมแบนด์วิดท์แถบกว้าง ป้องกันการ jamming ได้ดีประกอบไปด้วย Frequency hopping, สัญญาณถูกส่งออกอากาศ โดยความถี่ที่ส่งจะถูกสุ่ม (random), Direct Sequence, แต่ละบิตของข้อมูล จะถูกแทนด้วยหลายๆ บิต หรือถูกแทนด้วยบิตรหัส [17]

หลักการของ Spread Spectrum

ข้อมูลอินพุตจะถูกส่งเข้าไปใน channel encoder ทำให้ได้รับสัญญาณแอนะล็อกที่มีแบนด์แคบรอบๆ ความถี่ศูนย์กลาง ข้อมูลจะถูกมอดูเลตโดยใช้ลำดับของบิต Spreading code/sequence โดยทั่วไปจะกำเนิดจาก pseudonoise/pseudorandom เป็นการไปเพิ่มแบนด์วิดท์หรือทำให้แบนด์วิดท์แผ่กว้างออกไป (spread spectrum) เครื่องรับจะใช้ลำดับขั้นเหมือนเดิม สำหรับการดีมอดูเลตเพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมกลับคืนมา โมเดลของระบบ Spread Spectrum ตามรูปที่ 2.11 [17]



รูปที่ 2.11 โมเดลของระบบ Spread Spectrum

2.12 Gains

สิ่งที่ได้รับจากการสูญเสียสเปกตรัมป้องกันผลที่เกิดจากสัญญาณรบกวนมัลติพาส (multipath) รวมถึง jamming มีการเข้ารหัสให้กับข้อมูล เพื่อรักษาความลับของข้อมูลข่าวสาร โดยเครื่องรับที่ทราบรหัส spreading เท่านั้นถึงจะสามารถถอดรหัสของข้อมูลได้ รองรับกับผู้ใช้หลายๆ ราย โดยผู้ใช้เหล่านั้น

สามารถใช้สเปกตรัมร่วมกันได้ เช่น ระบบ Cellular telephones, ระบบ Code division multiplexing (CDM), ระบบ Code division multiple access (CDMA) [17]

2.13 Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS)

สัญญาณจะถูกส่งออกอากาศ โดยที่ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงเป็นแบบแรนดัมเครื่องรับจะมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ ที่เข้าจังหวะ (synchronization) กับทางคั่นส่ง ทำให้ยากต่อการดักฟังหรือขโมยข้อมูล ถ้ามีการส่งสัญญาณ jamming ที่ความถี่ใดความถี่หนึ่งจะทำให้ข้อมูลที่รับได้จากเครื่องรับสูญเสียข้อมูลไปบางบิตเท่านั้น

หลักการพื้นฐานของ Frequency Hopping

ประกอบไปด้วยความถี่คลื่นพาห้จำนวน $2k$ ทำให้มีจำนวนช่องสัญญาณเท่ากับ $2k$ ช่อง แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ของสัญญาณอินพุตที่ต้องการส่งช่องสัญญาณแต่ละช่องจะมีการกำหนดความห่างของคาบเวลาไว้อย่างชัดเจน เช่น 300 ms สำหรับมาตรฐานของ IEEE 802.11 บางบิตที่ส่งอาจมีการเข้ารหัสเช่นเข้ารหัสด้วยรหัส spreading [17]

2.14 กระบวนการถอดรหัสตามลำดับเส้นตรง (Straight-Serial-Search)

(สำหรับเนื้อหาหัวข้อนี้แปลมาจากงานวิจัย : A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition-Part I: General Theory) [1] การรับสัญญาณประกอบด้วยการทำให้เป็นเส้นตรง (alignment) ระหว่างเฟสของ Incoming code และเฟสที่รู้จัก ของ Local identical PN code ซึ่งเกิดกับผู้รับภายใน Chip-time interval อย่างเฉพาะเจาะจง มันเป็นที่ต้องการให้อยู่ในตำแหน่ง Local code ดังเช่นที่ Absolute phase offset ทำให้เป็นรูปมาตรฐาน คือ มีค่าน้อยกว่า 1 เมื่อทำสำเร็จแล้ว Coarse synchronization หรือ การรับสัญญาณ Mode terminates และ Fine synchronization หรือ Tracking ก็จะเริ่มขึ้น

H_1 แสดงถึง สมมติฐานนั่นคือ รหัส (code) จะอยู่ในกระบวนการ Synchronization (มักออกแบบให้อยู่ในรูปของการกด) และ H_0 แสดงถึง สมมติฐานทางเลือก ให้เป็นจำนวนทั้งหมดของ Chips ในบริเวณที่มีความไม่แน่นอน (Uncertainty region) ของวินาที นั่นก็คือ ผู้รับซึ่งตั้งค่า Local code ที่ช่วงต้นของ Uncertainty region ทำการค้นหาตำแหน่ง (เฟส) ที่เป็นไปได้ตามลำดับของ Incoming code โดยการผสมผสานโค้ด (Code) 2 แบบเข้าด้วยกันอย่างเหมาะสม จำนวนตำแหน่งที่ถูกต้องในการค้นหาขึ้นอยู่กับ และระดับ Quantization ของ Uncertainty region ที่ค้นหาขนาดขั้นสูง (Advancing step size) ของ Local code-updating mechanism ให้ q และ Δ เป็นจำนวนของตำแหน่ง (cells) และ ขนาดขั้นสูง (Advancing step size) ตามลำดับ (การทำให้ Fraction ของ Chip time เป็นมาตรฐาน

นั่นคือ หรือ $1/2$ หรือ $1/4$ และอื่นๆ) จึงได้ว่า ดังนั้นก็จะเห็นว่า ขึ้นอยู่กับค่าที่แท้จริงของ Offset p และขึ้นอยู่กับการทดสอบ และด้วยภายใต้สมมติฐาน H_1

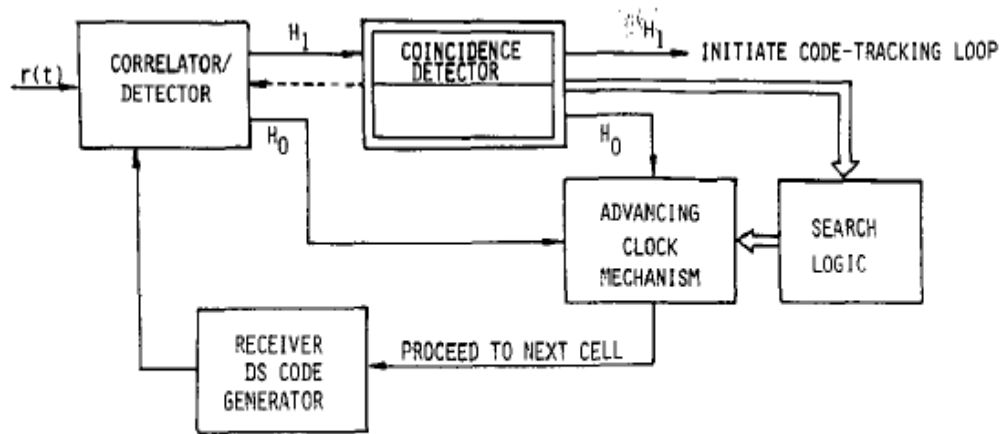
เมื่อการตัดสินใจสำหรับ Specific code offset ของผู้รับเป็นลบ เฟสของทั้ง 2 โค้ด (Code) (Incoming and local) จะถูกปรับโดยอัตโนมัติให้ไปอยู่ในตำแหน่ง Offset ถัดไปและการทดสอบก็จะถูกทำซ้ำอีกครั้ง เฟสของโค้ด (Code) ทั้งสองจะมีการเคลื่อนย้าย (ขึ้นสูง) ทางกายภาพตามส่วนอื่นของการออกแบบระบบอย่างง่าย ๆ สำหรับความสัมพันธ์เชิงรับ (Passive correlation) (การกรองจับคู่สัญญาณ) Incoming code phase จะเคลื่อนไหวยตลอดเวลาตามกลุ่ม Fixed local code ในขณะที่ส่วนตรงข้ามอาจเป็น Active implementations ก็ได้ ในทางตรงกันข้าม การบ่งชี้ Synchronization ที่ยังเป็นสัญญาณเชิงบวกไม่สมบูรณ์ (H_1) จาก Detector ไม่ได้ทำให้เกิดการ Tracking โดยทันทีอยู่แล้ว นั่นคือ Verification mode เกือบจะเป็นเช่นนั้น สำหรับช่วง Verification time ที่เจาะจง โค้ด (Code) ทั้ง 2 จะวิ่งเป็นคู่ขนานในเฟสที่กำหนดค่าตายตัว (Fixed phase) ในบาง Offset ในขณะที่ การทดสอบทางสถิติกำลังดำเนินอยู่ การตัดสินใจที่เป็นบวกจะกระตุ้นให้ Tracking loop ทำงานมีฉะนั้นเฟสของโค้ด (Code) จะถูกปรับตั้งค่าใหม่และเริ่มจาก Cell ต่อ Cell ใหม่อีกครั้ง

ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในกรณีที่ T_u เท่ากับ Code period และโค้ด (Code) ไม่ถูกพบในทุกตำแหน่ง q แล้ว Serial search สามารถดำเนินต่อเนื่องแบบเส้นตรงได้และสามารถทำซ้ำตลอด Uncertainty region จนกระทั่ง Synchronization ถูกยืนยัน [1]

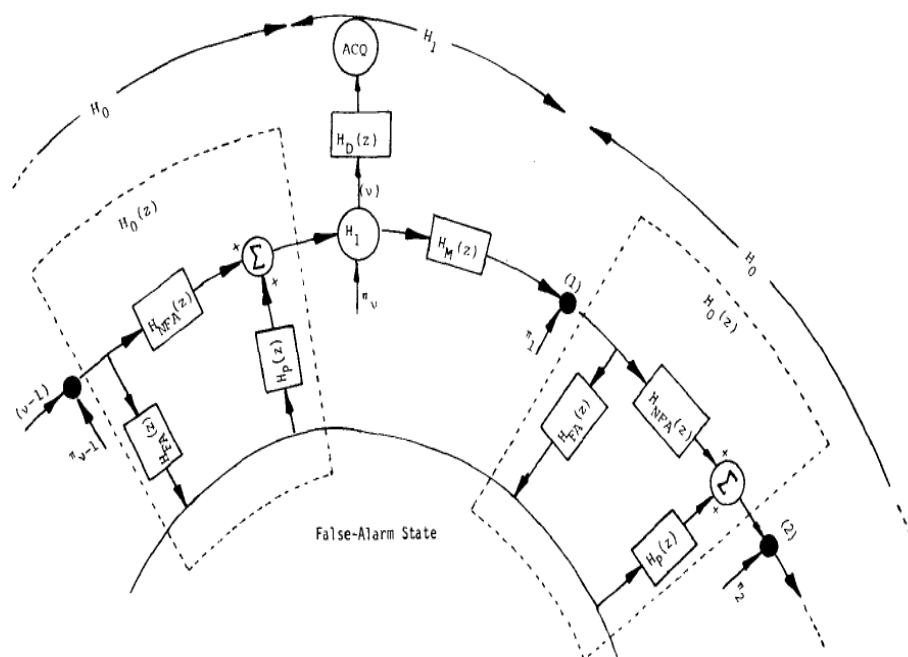
2.15 กระบวนการรับสัญญาณ

(สำหรับเนื้อหาหัวข้อนี้แปลมาจากงานวิจัย : A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition-Part I: General Theory) [1] การอยู่เป็นคู่ที่มีอยู่ระหว่างแผนภาพการเปลี่ยนแปลงสถานะ (State transition diagram) ของ Discrete-time Markov process และ กราฟการไหล (Flow graph) ของระบบไฟฟ้าถูกนำเสนอและใช้เป็นครั้งแรก แนะนำว่า การใช้เทคนิคกราฟการไหลใน Serial-dwell ปัญหาการรับสัญญาณเมื่อกระบวนการพื้นฐานของ Serial search ที่เป็น Fixed dwell times เป็นธรรมชาติของ Markovian อย่างไรก็ตามกราฟการไหลที่พัฒนาขึ้น มีความซับซ้อนและไม่ง่ายเลยในการที่จะทำให้เป็นมาตรฐานทั่วไป ในที่นี้เราจะพิจารณาจำนวนของสถานะที่ต้องการในการจำลองกระบวนการ นั่นคือ $v + 2$ จากจำนวนทั้งหมดของสถานะ $v + 2$, ค่า $V-1$ มีความสอดคล้องกับ Offsets (cells) ตามสมมติฐาน H_0 ในขณะที่ สถานะหนึ่งมีความสอดคล้องกับ Collective state H_1 เท่ากับว่า Offset ใดๆ ที่ ถูกรวมอยู่ใน v_{in} state H_1 เราทำดัชนีสถานะ v เหล่านี้เรียงลำดับเป็นวงกลมที่ i_{in} state ซึ่งสอดคล้องกับตำแหน่ง i_{in} ของ Offset ใน H_1 ส่วนของวงกลมนั้นรวมถึงจำนวนของสถานะที่ถูกนับ $v - 1, v$ (หรือ H_1) 1 และ 2 ดังที่แสดงในรูปที่ 2.14 สำหรับหมายเหตุ

เหตุในส่วนหัวข้อที่ 2.13 v จะเท่ากับทั้ง และ ขึ้นอยู่กับ offset ที่แท้จริง p สถานะที่ยังอยู่อีก 2 สถานะคือ Correct-การรับสัญญาณ (ACQ) และ False-alarm (FA) states แสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 Generic model for the serial-search code-acquisition receiver.



รูปที่ 2.13 A portion of a flow graph diagram of serial search acquisition with an Arbitrary a priori distribution and various polynomial gains.

การเข้าไปในกระบวนการสืบค้นสามารถเกิดขึ้นที่สถานะ v ใดๆ ก็ได้ตามที่การกระจาย Priori บางค่า ซึ่งจะสะท้อนให้เห็นถึงความเชื่อมั่นในของนัยออกแบบในเรื่องตำแหน่งสัมพัทธ์เริ่มต้น (Initial

relative position) ของรหัส การพิจารณาความไม่แน่นอนทั้งหมด (Uniform-prior distribution) และตำแหน่งในกรณีที่แย่ที่สุดจะแสดงเป็นผลในกรณีพิเศษ

ให้ $P_{ij}(n)$ เป็นความน่าจะเป็นที่กระบวนการ Markov จะย้ายจากสถานะ i ไปที่สถานะ j จำนวน n ขึ้น และให้ z เป็น unit-delay operator ถ้า unit delay มีความสอดคล้องกันกับ T วินาที อย่างเฉพาะเจาะจง แล้ว z จะจะถูกแทนที่ด้วย Sittler แสดงให้เห็นว่าแผนภาพการเปลี่ยนแปลงสถานะสามารถทำให้เป็นแผนภาพการไหลของมันเป็นเองได้ถ้าการเปลี่ยนแปลงแต่ละสายจาก i หรือ j ในแผนภาพ Markovian นอกจากนี้แล้วกำหนดให้ฟังก์ชันที่สร้างขึ้นเป็น

$$P_{ij}(z) \triangleq \sum_{n=0}^{\infty} p_{ij}(n)z^n \quad (26)$$

เราก็จะสังเกตได้ว่าแทนฟังก์ชันการถ่ายโอนจาก node i ไปที่ node j ของกราฟการไหล มีประโยชน์มาก เพราะมีข้อมูลทางสถิติที่เกี่ยวกับ Markovian process หนึ่งสิ่งสามารถใช้ประโยชน์จากระบบแนวคิดหลายๆอย่างและได้ $P_{ij}z$ จากวิธีการลดกราฟการไหลหรือ Mason's formula.

สำหรับความพยายามที่จะขยายข้อสังเกตออกไปจากการศึกษาที่ผ่านมา เราจะกำหนดข้อมูลทั่วไปที่ได้เพิ่มมา $H(z)$ ไปที่กิ่งก้านสาขาในแบบจำลองของเราดังที่แสดงในรูปที่ 2.14 ดังนี้ $H_0(z)$ ได้มาจากกิ่งหลักจาก node H_1 (uth node) ไปที่ node ACQ ค่า $H_M(z)$ ได้มาจากกิ่งสาขาที่ต่อกับ H_1 กับ node 1 ในขณะที่ $H_0(z)$ ได้จากสาขาที่ต่อกับกิ่งสาขา 2 กิ่งอื่นสำเร็จ $(I, i+1); i=1, \dots, v-1$ นอกจากนี้แล้วกระบวนการสามารถย้ายไปมาระหว่าง 2 node ที่เชื่อมต่อกันสำเร็จ $(I, i+1)$ ที่ $i \neq v$ ทั้ง ที่ปราศจาก false alarm [เกี่ยวกับการได้ค่า $H_{NFA}(z)$] และเกิด FA state ครั้งแรก [ที่กิ่ง $H_{FA}(z)$] จากนั้นก็จะผ่านจาก FA ไปที่ node $i+1$ [ที่กิ่ง $H_P(z)$] ดังนั้น

$$H_0(z) = H_{NFA}(z) + H_{FA}(z)H_P(z). \quad (27)$$

อาจกล่าวได้ว่าค่าที่ได้มาอธิบายถึงเพียงเส้นทางที่อาจเป็นไปได้ทั้งหมดรวมกันโดยกระบวนการสามารถเคลื่อนย้ายไปตามสาขา "generalized" ที่เกี่ยวกับสิ่งที่ได้มานั้นๆ ดังนั้น แบบจำลอง $H_{NFA}(z)$ ทุกเส้นทางระหว่างสถานะ H_0 ที่ต่อเนื่องกัน (ยกตัวอย่างเช่น partial false alarm) ที่ไม่ได้นำไปสู่ false tracking-loop initiation รูปแบบเส้นทางถัดมาสร้างแบบจำลองโดย $H_{FA}(z)$ อย่างใกล้ชิดเช่นกัน $H_P(z)$ และ $H_M(z)$ รวมถึงเส้นทางทั้งหมดที่ทำให้ การรับสัญญาณสำเร็จ หรือผิดพลาดตามลำดับ ก็จะเห็นได้ง่ายว่าส่วนที่ได้มาเหล่านั้นส่วนใหญ่ได้มาจากแต่ละเส้นทางที่มากกว่าหนึ่ง [1]