

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับช่องสัญญาณ¹

2.1.1 ช่องสัญญาณ (Channel)

ช่องสัญญาณ หมายถึง เป็นตัวกลางเพื่อให้สัญญาณผ่านไปจากสายอากาศเครื่องส่งไปยังสายอากาศเครื่องรับ ซึ่งมีความเป็นไปได้หลายรูปแบบทั้งที่เป็นอากาศปกติ เป็นสายทองแดง เป็นใยแก้วนำแสง โดยที่ช่องสัญญาณนั้นจะทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณอินพุตชุดหนึ่งให้เป็นสัญญาณเอาต์พุตชุดหนึ่งและในระบบการสื่อสารไร้สายคลื่นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาทางเครื่องส่งจะไม่ได้เดินทางมาถึงยังทางเครื่องรับปลายทางเป็นแนวเส้นตรง เพราะจะต้องพบกับสิ่งกีดขวางในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณจะต้องเคลื่อนที่ผ่าน โดยที่คลื่นสัญญาณที่มาถึงทางเครื่องรับจะเกิดขึ้นจากการรวมกันของคลื่นหลายวิถีที่มาจากหลายทิศทางซึ่งเกิดจากการสะท้อน (Reflection) การเลี้ยวเบน (Diffraction) และการกระเจิง (Scattering) ผ่านสิ่งกีดขวางต่าง ๆ เช่น สิ่งก่อสร้าง ต้นไม้ ยานพาหนะ โดยจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเกิดหลายวิถี (Multipath) และผลจากการเกิดหลายวิถีนี้เองทำให้สัญญาณที่มาถึงทางเครื่องรับนั้นมีผลมาจากสัญญาณมากกว่าหนึ่งวิถี ซึ่งแต่ละวิถีนั้นจะมีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนที่แตกต่างกันออกไป ทั้งในเชิงแอมพลิจูด และเฟส สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยผลจากวิถีต่าง ๆ สัญญาณในแต่ละวิถีอาจเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ของแอมพลิจูดและเฟสได้ ถ้าอุปกรณ์ปลายทางกำลังเคลื่อนที่ หรือสภาพแวดล้อมรอบ ๆ มีการเปลี่ยนแปลงผลกระทบจากช่องสัญญาณอาจเปลี่ยนแปลงอย่างสุ่มไปตามเวลาดังนั้น ณ ขณะหนึ่งสัญญาณในวิถีอาจรวมกันแบบหักล้าง และในอีกขณะหนึ่ง อาจรวมกันแบบเสริม รูปแบบของการกระจายตัวที่ใช้กันทั่วไปในการบอกลักษณะของแอมพลิจูดสุ่มที่เป็นผลมาจากช่องสัญญาณหลายวิถี มีอยู่ 2 แบบ ได้แก่ การกระจายตัวแบบเรย์ลี (Rayleigh) และการกระจายตัวแบบไรเซียน (Rician)

ถ้าในสัญญาณที่ได้รับไม่มีองค์ประกอบตามเส้นแนวสายตา (Line-of-Sight : LOS) ซึ่งก็คือเมื่อวิถีตรงถูกบดบัง ดังเช่น การแพร่กระจายสัญญาณระยะไกลในสภาพแวดล้อมกลางแจ้ง

¹ชัยยศ พิธิรักษ์, จตุรงค์ เจริญภาพ (2008) : การเพิ่มประสิทธิภาพการรับ/ส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมม็ โดยใช้ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด ; มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.

(Outdoor) สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยองค์ประกอบกระเจิง (Scattered) อันเนื่องมาจากการสะท้อนที่ไม่มีวิถีหลัก ซึ่งจะสามารถแยกออกเป็นองค์ประกอบร่วมเฟส (In-phase) และองค์ประกอบตั้งฉาก (Quadrature) ซึ่งวิถีแต่ละวิถีมีผลต่อทั้งสองส่วนนี้ด้วย จากทฤษฎีขีดจำกัดกลาง (Central Limit Theorem) เมื่อมีวิถีจำนวนมาก จะทำให้สามารถอนุมานได้ว่าองค์ประกอบร่วมเฟส และองค์ประกอบตั้งฉากเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์

ดังนั้นแอมพลิจูดทั้งหมดของสัญญาณที่ได้มาจากการบวกเวกเตอร์องค์ประกอบทั้งหมดจึงเป็นไปตามนิยามของการกระจายตัวแบบเรย์ลี นอกจากนี้เฟสก็มีการกระจายตัวแบบเอกรูปในช่วง $[0, 2\pi]$ การกระจายตัวแบบเรย์ลีของแอมพลิจูดของสัญญาณ ρ มีนิยามดังนี้

$$f_\rho(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{\rho^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (2.1)$$

โดยที่ σ_2 คือแอมพลิจูดขององค์ประกอบร่วมเฟส และองค์ประกอบตั้งฉาก ซึ่งปริมาณทางสถิติสองค่าที่เกี่ยวข้องในที่นี้คือ ค่าเฉลี่ยและโมเมนต์ที่สองของตัวแปรสุ่มแบบเรย์ลี ซึ่งมีค่าเป็น

$$E\{\rho\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \quad (2.2)$$

$$E\{\rho^2\} = 2\sigma^2 \quad (2.3)$$

ถ้ามีองค์ประกอบ LOS แนวตรงตั้งในสถานะแวดล้อมภายในอาคาร (Indoor) สัญญาณที่ได้รับจะมีองค์ประกอบตาม LOS หลัก และองค์ประกอบกระเจิงอันเนื่องมาจากการสะท้อน เมื่อกำหนดให้องค์ประกอบ LOS อยู่ในแนวร่วมเฟส โดยแอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้รับจะมีการกระจายตัวแบบไรเชียนดังนี้

$$f_\rho(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{\rho^2+a_0^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{a_0\rho}{\sigma^2}\right) \quad (2.4)$$

โดยที่ σ_2 แทนกำลังขององค์ประกอบร่วมเฟส และองค์ประกอบตั้งฉากกระเจิง a_0 คือแอมพลิจูดขององค์ประกอบ LOS และ $I_0(\rho)$ เป็นฟังก์ชันเบสเซลดัดแปลงอันดับศูนย์ (Zero Order Modified Bessel Function) การกระจายตัวแบบไรเชียนนี้มักจะใช้ตัวประกอบ K ของไรเชียนเป็นตัวกำหนด ลักษณะ ดังนี้

$$K = \frac{a_0^2}{2\sigma^2} \quad (2.5)$$

จากการวัดในสภาวะแวดล้อมภายในอาคารต่าง ๆ พบว่าโดยทั่วไปค่าของ K จะมีค่าเป็น 10 ปริมาณทางสถิติที่เกี่ยวข้องในที่นี้คือ ค่าเฉลี่ยของการกระจายตัวแบบไรเซียนซึ่งมีค่าเป็น

$$E\{\rho\} = e^{-K/2} \sqrt{\frac{\pi}{2(K+1)}} \bar{p} \left[(1+K)I_0\left(\frac{K}{2}\right) + KI_1\left(\frac{K}{2}\right) \right] \quad (2.6)$$

โดยที่ $I_1(K)$ แทนฟังก์ชันเบสเซลดัดแปลงอันดับหนึ่ง (First Order Modified Bessel Function)

2.1.2 ดอปเพลอร์ (Doppler)

นอกจากการเกิดพหุวิถีแล้ว การเกิดปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นั้นก็จะส่งผลกระทบต่อ การสื่อสารของระบบสื่อสารไร้สายด้วย เนื่องจากผลที่ผู้ใช้งานมีการเคลื่อนที่จึงทำให้คลื่นสัญญาณ ที่มาถึงนั้นมีความถี่ที่เปลี่ยนไป โดยมุมของสัญญาณที่มาถึง (Angle of arrival α) ที่ถูกนิยามให้ เป็นมุมระหว่างคลื่นสัญญาณที่มาถึงวิถีที่ n และทิศทางเคลื่อนที่ของผู้ใช้งาน ดังแสดงในภาพที่ 2-1 และค่า ความถี่ดอปเพลอร์ของคลื่นสัญญาณวิถีที่ n จะมีค่าดังนี้

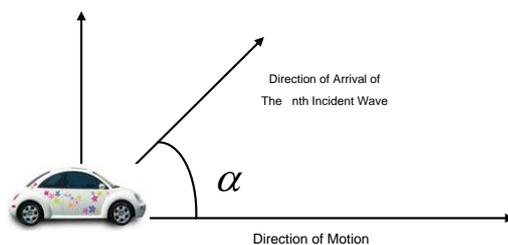
$$f_n = f_{\max} \cos \alpha_n \quad (2.7)$$

โดยที่ f_{\max} คือค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดนั้นจะขึ้นอยู่กับความเร็วของผู้ใช้งาน (v) และค่าความถี่กลางที่ใช้ในการส่งข้อมูลดังสมการที่

$$f_{\max} = \frac{v}{c_0} f_0 \quad (2.8)$$

f_0 คือ ความถี่คลื่นความถี่พาห้

c_0 คือ ความเร็วแสงมีค่าเท่ากับ 3×10^8 เมตรต่อวินาที

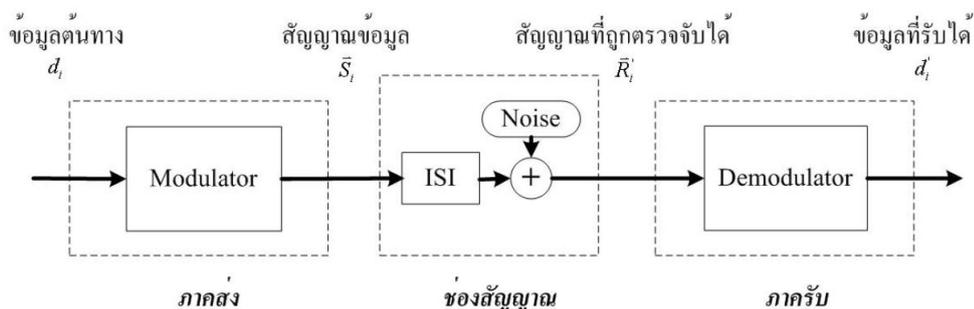


รูปที่ 2.1 มุม α ของคลื่นสัญญาณที่มาถึงของปรากฏการณ์คอปเพลอร์

เนื่องจากผลของปรากฏการณ์คอปเพลอร์นี้เอง จะทำให้สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณที่ถูกส่งนั้นกระจายออกระหว่างการส่งข้อมูล เมื่อพิจารณาเชิงเวลาผลของปรากฏการณ์ คอปเพลอร์นี้จะทำให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse Response) ของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

2.2 หลักการพื้นฐานของระบบสื่อสารไร้สาย

ในการออกแบบและใช้งานระบบสื่อสารไร้สายเพื่อรับ/ส่งข้อมูลดิจิทัลนั้น มีความจำเป็นที่จะต้องพิจารณาถึงองค์ประกอบต่าง ๆ ของระบบสื่อสาร เช่น ขนาดแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของช่องสัญญาณที่ใช้งานอัตราเร็วในการส่งข้อมูล และ กำลังส่ง เป็นต้น โดยจะต้องมีการออกแบบให้เหมาะสมเพื่อให้สามารถใช้งานระบบสื่อสารนั้นๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพและไม่เป็นการรบกวนช่องสัญญาณอื่นๆ ดังนั้นข้อมูลดิจิทัล d_i ต้องผ่านกระบวนการมอดูเลต (Modulate) ก่อนถูกส่งผ่านระบบสื่อสาร เพื่อแปลงข้อมูลให้กลายเป็นสัญญาณข้อมูล S_i ที่มีคุณสมบัติเหมาะสมต่อการส่งผ่านช่องสัญญาณ และเมื่อสัญญาณข้อมูล R_i ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับก็จะถูกนำมาผ่าน กระบวนการ ดีมอดูเลต (Demodulate) เพื่อแปลงสัญญาณข้อมูลให้กลายเป็นข้อมูลดิจิทัล d_i เพื่อนำไปใช้งานต่อไป โดยจะพบว่า ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากทำงานของภาครับนั้นอาจมีลักษณะที่ผิดเพี้ยนไป เมื่อเปรียบเทียบกับข้อมูลที่ถูกส่งออกไปจากภาคส่ง ซึ่งเกิดมาจากผลขององค์ประกอบต่าง ๆ ในระบบสื่อสาร สำหรับองค์ประกอบหลักที่ส่งผลให้ข้อมูลที่ถูกส่งผ่านมาเกิดความผิดพลาดขึ้นนั้น เกิดมาจากการถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน (Noise) และเกิดจากลักษณะในการส่งข้อมูลที่สัญญาณข้อมูล S_i สามารถเดินทางไปถึงภาครับได้จากหลายทิศทางด้วยกัน (Multipath) โดยที่ในแต่ละเส้นทางนั้น อาจจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกัน จึงส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณในลักษณะของการทับซ้อนระหว่างสัญญาณขึ้น



รูปที่ 2.2 การส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณไร้สาย

ในระบบสื่อสารไร้สายอาศัยตัวกลางไร้สาย ได้แก่ อากาศ และน้ำ ในการส่งสัญญาณ หรือเรียกว่า ช่องสัญญาณไร้สาย (Wireless channel) คุณสมบัติเฉพาะของช่องสัญญาณไร้สาย คือ สัญญาณสามารถแพร่กระจายไปได้ทุกทิศทาง ทำให้สัญญาณสามารถเดินทางไปได้หลายเส้นทาง ไปยังเครื่องรับ และได้รับผลกระทบจากสภาพแวดล้อมที่สัญญาณเดินทางผ่าน

2.2.1 การจางหายของสัญญาณ^{2,3}

การจางหายของสัญญาณ (Fading) หมายถึง การผันผวนของสัญญาณภาครับเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของสภาพแวดล้อมในเส้นทางเดินของสัญญาณที่มีการแพร่กระจายแบบหลายทาง จากเครื่องส่งมายังเครื่องรับ สัญญาณในแต่ละเส้นทางของการแพร่กระจายแบบหลายเส้นทางเดินทางมาถึงเครื่องรับไม่พร้อมกัน และกำลังของสัญญาณถูกลดทอนไม่เท่ากัน เนื่องจากความแตกต่างของสภาพแวดล้อมและสิ่งกีดขวางในเส้นทาง เมื่อสัญญาณที่เดินทางจากหลายเส้นทางมารวมกันที่ด้านรับ ผลรวมสัญญาณที่ได้อาจจะมีความสูงกว่าสัญญาณด้านส่งมากถ้าสัญญาณเสริมกันเอง เมื่ออยู่ในเฟสเดียวกัน (In phase) หรืออาจมีค่าต่ำกว่าสัญญาณด้านส่งมาก ถ้าสัญญาณหักล้างกันเอง จากการกลับเฟส (Out of phase) นอกจากนี้ สภาพแวดล้อมในเส้นทางเดินของสัญญาณ มีการเปลี่ยนแปลงเกือบตลอดเวลาไม่มากนัก้อยจากการเคลื่อนที่ของวัตถุรอบๆ หรือจากการเคลื่อนที่ของเครื่องรับเอง ดังนั้นสัญญาณที่ด้านรับจากการแพร่กระจายแบบหลายเส้นทาง จึงมีการผันผวนอย่างรวดเร็ว (Rapid fluctuation) ตามกราฟเส้นทึบใน รูปที่ 2.3 โดยสัญญาณภาครับที่ระยะทาง

² พิระพล ยูวภูมิตานนท์. การอีควอไลเซชันช่องสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายดิจิทัล. กรุงเทพฯ. มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร.

³ พิระพล ศิริพงษ์วุฒิกร. แบบจำลองการสูญเสียในเส้นทาง การแพร่กระจายสัญญาณ. กรุงเทพฯ. มหาวิทยาลัยสุโขทัยธรรมาธิราช.

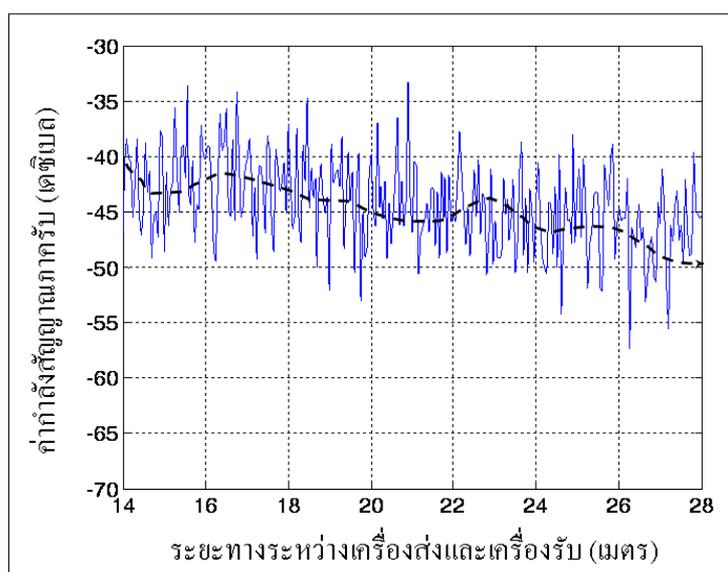
ระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับต่างกันเพียงเล็กน้อยอาจส่งผลให้กำลังของสัญญาณภาครับต่างกันหลายเท่า

2.2.2 ประเภทของการจางหายของสัญญาณ

การจางหายมาตราเล็ก (Small-scale fading)

หมายถึงลักษณะที่ กำลังสัญญาณภาครับ มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยของระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ เนื่องจากผลรวมของสัญญาณที่แพร่กระจายมาในหลายเส้นทางระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับ ดังแสดงด้วยกราฟเส้นทึบในรูปที่ 2.3 ในกรณีที่สัญญาณมีลักษณะการแพร่กระจายแบบหลายเส้นทาง

กำลังของสัญญาณภาครับจะมีความไวสูงต่อการเคลื่อนที่ของเครื่องรับและวัตถุรอบๆ เครื่องรับ การจางหายมาตราเล็กสามารถเกิดขึ้นได้แม้ว่าระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับไม่มีการเปลี่ยนแปลงค่า ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงสภาพแวดล้อมระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ เช่น การเคลื่อนที่ของวัตถุและสิ่งกีดขวางในทางเดินสัญญาณ



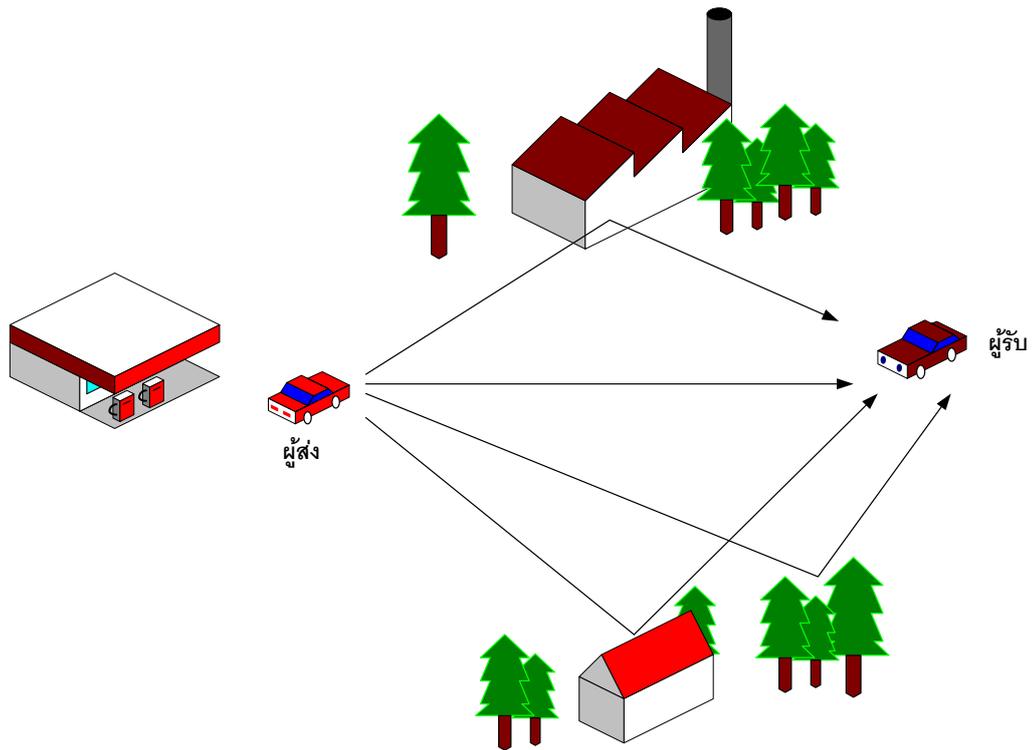
รูปที่ 2.3 ลักษณะการจางหายของสัญญาณแบบมาตราเล็กและมาตราใหญ่ของกำลังสัญญาณภาครับ

การจางหายมาตรฐานใหญ่ (Large-scale fading)

หมายถึงลักษณะที่ กำลังเฉลี่ยของสัญญาณภาครับ (Average received power) มีการผันผวนอย่างช้าๆ ในระยะทางสั้นๆประมาณประมาณ 5 เท่า ถึง 40 เท่าของความยาวคลื่น ดังกราฟเส้นประในรูปที่ 2.3 กำลังเฉลี่ยของสัญญาณภาครับจะลดลงเมื่อระยะทางระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับเพิ่มขึ้น ถ้าเราหาค่าเฉลี่ยของกำลังสัญญาณภาครับในพื้นที่แคบๆหรือระยะทางสั้นๆประมาณ 5 เท่าถึง 40 เท่าของความยาวคลื่น เราจะได้เส้นกราฟที่เปลี่ยนอย่างช้าๆ อยู่ประมาณกึ่งกลางของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเหมือนกราฟเส้นประใน รูปที่ 2.3 นั่นคือกราฟเส้นประดังกล่าวมีแนวโน้มลดลงในระยะยาวเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น แต่มีการผันผวนของเส้นกราฟอย่างช้าๆ ซึ่งเกิดจากการที่เส้นทางระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับถูกบดบังโดยตึกสูงหรือวัตถุที่มีขนาดใหญ่ ในเส้นทางเดินของ สัญญาณ ทำให้สัญญาณที่เดินทางมาถึงเครื่องรับเกิดจากสัญญาณทางอ้อมเป็นหลัก ปรากฏการณ์ดังกล่าวเรียกว่า ผลกระทบจากการถูกบัง (Shadow effect) การจางหายมาตรฐานใหญ่ สามารถอธิบายได้อีกลักษณะหนึ่งคือ ถ้ากำหนดระยะทางคงที่ระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับ แต่เปลี่ยนที่ตั้งของเครื่องรับหลายๆที่ แล้วทำการวัดค่าเฉลี่ยของสัญญาณแต่ละแห่ง เราจะพบว่า กำลังเฉลี่ยสัญญาณภาครับ ณ แต่ละจุด มีค่าไม่เท่ากันแม้ว่าระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับมีค่าเท่ากัน เนื่องจากสิ่งกีดขวางที่บดบังสัญญาณในเส้นทางที่แตกต่างกัน

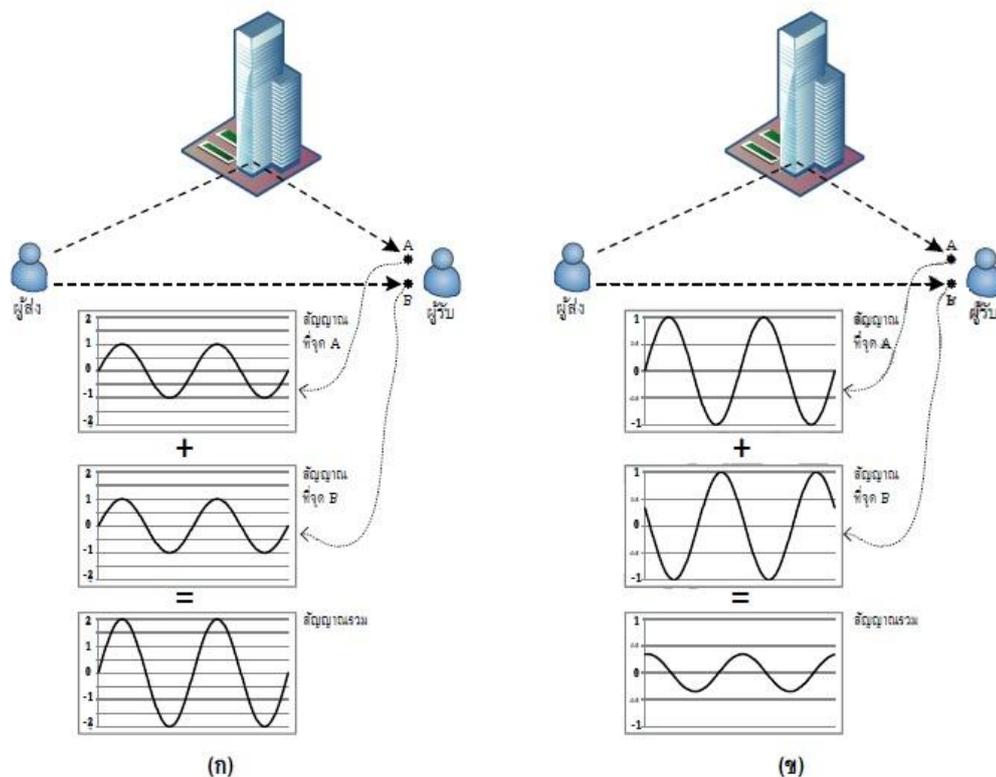
2.3 การเกิดมัลติพาธเฟดดิ้ง

การจางหายของสัญญาณเกิดจากสาเหตุหลักคือ สัญญาณเดินทางไปถึงผู้รับด้วยเส้นทางที่แตกต่างกันหลาย เส้นทาง เนื่องจากการสื่อสารไร้สายมีการส่งข้อมูลผ่านอากาศโดยใช้ คลื่นความถี่ซึ่งไม่สามารถกำหนดทิศทางที่แน่นอนได้ สัญญาณที่ส่งออกไปอาจเกิดการสะท้อน หักเห หรือกระจายออกจากการตกกระทบสิ่งกีดขวาง ทำให้สัญญาณ เดียวกันที่ส่งออกไปมีการเดินทางไปหาผู้รับหลายเส้นทาง ดังนั้นผู้รับจึงได้รับสัญญาณเดียวกันจากหลายทิศทาง ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่า การแพร่กระจายแบบมัลติพาธ (Multipath Propagation) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2- 4



รูปที่ 2.4 การแพร่กระจายแบบมัลติพาท

จากรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่ามีเส้นทางเดินของสัญญาณไปถึงผู้รับได้หลายทาง ทั้งเส้นทางที่เป็นแนวตรง หรือที่เรียกว่า Line of Site (LOS) และเส้นทางที่เกิดจากการสะท้อนอาคาร บ้านเรือนหรือต้นไม้ การแพร่กระจายแบบหลายเส้นทางทำให้ผู้รับ รับสัญญาณเดียวกันได้หลายชุด ซึ่งส่งผลทำให้สัญญาณทั้งหมดเกิดการเสริมกัน หรือหักล้างกันได้ ดังแสดงใน รูปที่ 2. 5



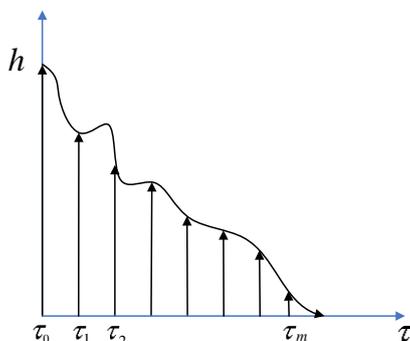
รูปที่ 2.5 ผลจากการแพร่กระจายแบบมัลติพาส

สัญญาณที่จุด A และ B ในรูปที่ 2.5 (ก) มีแอมพลิจูด 1 หน่วยเท่ากัน และมีเฟสตรงกัน ผลลัพธ์ของ สัญญาณรวมจากการแพร่กระจายแบบมัลติพาสจึงเกิดการเสริมกันทำให้สัญญาณมีกำลังสูงขึ้น ส่วนในรูปที่ 2.5 (ข) สัญญาณที่จุด A และ B มีแอมพลิจูด 1 หน่วยเท่ากัน แต่มีเฟสต่างกัน 180 องศา ผลลัพธ์ของสัญญาณรวมที่ได้ จึงเกิดการหักล้างกันทำให้สัญญาณมีกำลังอ่อนลงในกรณีที่สัญญาณที่จุด A และ B มีแอมพลิจูดเท่ากัน และมีเฟสต่างกัน 180 องศา (ไม่ได้ แสดงในภาพ) จะทำให้ ผลลัพธ์ที่ได้หักล้างกันหมด ซึ่งจะส่งผลให้ผู้รับไม่สามารถรับสัญญาณได้

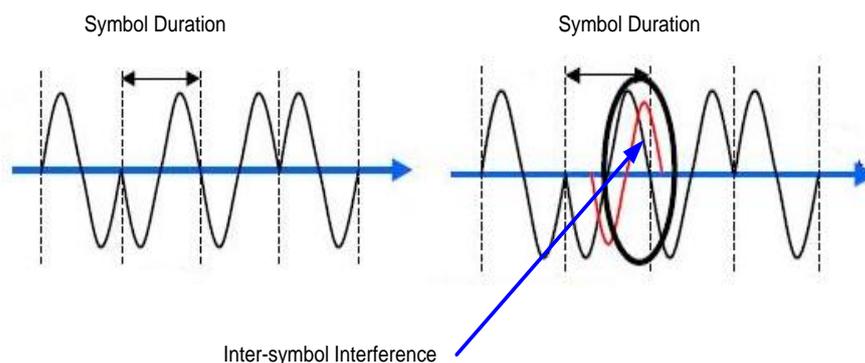
2.4 การบิดเบี้ยวของสัญญาณ

การบิดเบี้ยวของสัญญาณ (Distortion) คือ การที่สัญญาณมีรูปร่างเปลี่ยนไปจากสัญญาณเดิมที่ผู้ส่งส่งมา สาเหตุสำคัญที่ทำให้สัญญาณเกิดการบิดเบี้ยวไปจากเดิมคือ การถูกสัญญาณรบกวนแทรกสอดระหว่างการส่ง รูปที่ 2.6 (ก) แสดงสัญญาณที่ส่งออกไปจากผู้ส่ง รูปที่ 2.6 (ข) เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องทางการสื่อสารที่ใช้ในการส่งสัญญาณและสัญญาณที่มีการบิดเบี้ยวไปเนื่องจากสัญญาณรบกวนระหว่างการส่ง ความบิดเบี้ยวอันเนื่องมาจากผลของมัลติ

พารของช่องสัญญาณ นี้ส่งผลให้เกิด “การรบกวนข้ามสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference) ” หรือ ISI กับสัญญาณที่ฝั่งเครื่องรับ



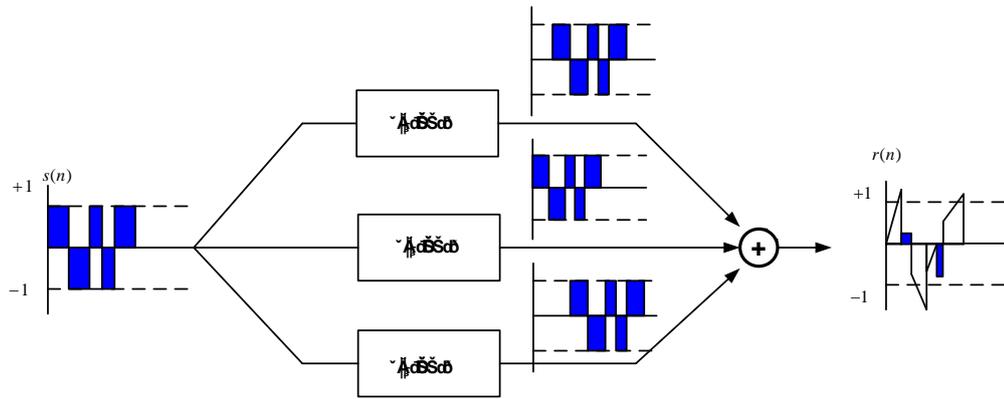
(ก) ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา



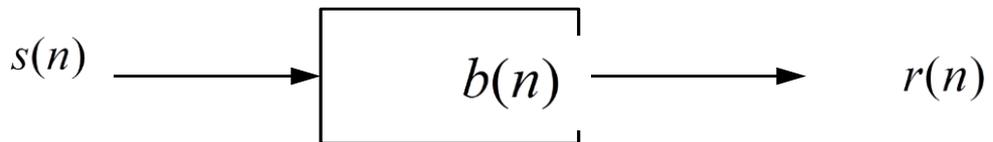
(ข) ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา

รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา

เราย้อนกลับไปพิจารณารูปแบบของการสะท้อนคลื่นสัญญาณในรูปที่ 2 นั้น หากให้สัญญาณในเส้นทาง b_0 นั้นเป็น สัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรงไปยังสถานีฐาน และส่วน b_1 และ b_2 นั้นเป็น คลื่นสัญญาณที่เกิดการสะท้อนจาก ตึกสูงที่เดินทางมาถึงสถานีฐานในเวลาแตกต่างกันเป็น T และ $2T$ วินาที ตามลำดับ สัญญาณ จากสามเส้นทางดังกล่าว นั้น ก็จะเดินทางมารวมกันที่เครื่องรับด้วย ค่าการลดทอน และ ช่วงเวลาหน่วงที่แตกต่างกันไป ดังนั้นเมื่อเขียนในรูปแบบของบล็อกไดอะแกรม ก็จะเป็นดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 โมเดลของช่องสัญญาณ ซึ่งแยกย่อยออกมาตามลักษณะเส้นทางของมัลติพาท



รูปที่ 2.8 โมเดลของช่องสัญญาณ

จากรูปที่ 2.8 สามารถเขียนสมการได้คือ

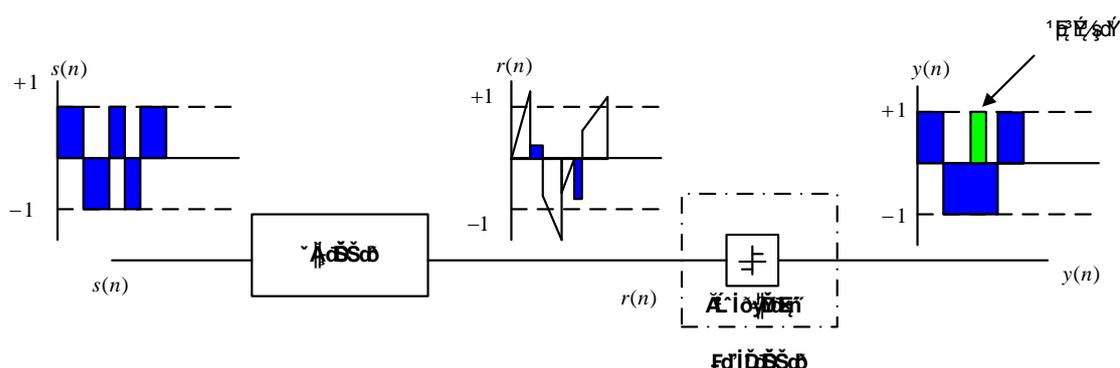
$$b(n) = b_0\delta(n) + b_1\delta(n - T) + b_2\delta(n - 2T) \quad (2.9)$$

จากรูปที่ 2.8 เราจะเห็นว่า สังเกตว่ามีการใช้สัญลักษณ์ $\delta(n)$ ซึ่งมีความหมายถึงค่า “เดลต้าฟังก์ชัน (Delta function)” โดยในเรื่องของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแล้ว เราจะใช้ เดลต้าฟังก์ชันแทนค่าของอิมพัลส์ (Impulse) เพราะเดลต้าฟังก์ชัน $\delta(n)$ นี้จะมีคุณสมบัติคือ ให้ค่า เป็น “1” เฉพาะกรณีที่ค่าเวลา n ในวงเล็บมีค่าเท่ากับ “0” เท่านั้น นอกเหนือจากนี้ไปเดลต้าฟังก์ชัน $\delta(n)$ จะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะอนุมานว่าเป็น ความหมายของอิมพัลส์ฟังก์ชัน การหน่วงเวลาสัญญาณ ผ่านเดลต้าฟังก์ชัน สามารถทำได้ โดยการกำหนด n ให้เป็นค่าที่ต้องการ เช่น ต้องการเลื่อนค่าไป T วินาที ก็ใช้การกำหนดเดลต้าฟังก์ชันเป็น $\delta(n - T)$ หรือหากต้องการการดีเลย์เป็น $2T$ วินาที การ เลื่อนค่าของสัญญาณเดลต้าจะเป็น $\delta(n - 2T)$ เมื่อนำค่าหน่วงเวลาประกอบกับค่าการลดทอน b_0 , b_1 และ b_2 แล้ว เราจะพบว่า จะสามารถยุบรวม แต่ละบล็อกเพื่อเขียนแบบจำลองหรือ โมเดลของ ช่องสัญญาณได้ ดังแสดงรูปที่ 2.8 สังเกตว่าเราเขียน ผลรวมของมัลติพาทเป็นบล็อกเดียวกันได้โดย

ที่ผลรวมนั้นจะเรียกว่า “ ผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse Response) ” หรือเขียนแทนด้วย $\delta(n)$ เพราะเป็นสิ่งที่แสดงผลตอบสนองของช่องสัญญาณต่อสัญญาณอิมพัลส์ $\delta(n)$ และผลลัพธ์ที่ได้ก็คือ

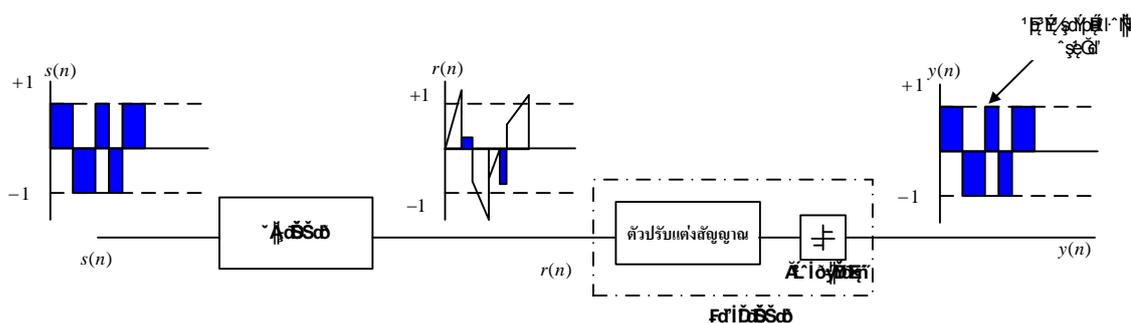
$$r(n) = b_0(n)s(n) + b_1(n-1)s(n-T) + b_2s(n-2T) \quad (2.10)$$

ซึ่งในทางทฤษฎี DSP แล้ว เราเรียก กรรมวิธี ในการสร้างสัญญาณ $s(n)$ นี้ว่าเป็น การ ประสาน (Convolution) ระหว่าง สัญญาณอินพุต $s(n)$ กับ ผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบ $r(n)$ คำว่าสัญลักษณ์ (symbol) ในที่นี้ แปลให้ง่ายก็คือ สัญญาณข้อมูลแต่ละบิต ในกรณีส่งข้อมูลด้วย สัญญาณดิจิทัล ± 1 เราลองมาดูผลของ ISI ที่มีต่อสัญญาณที่รับได้ จากรูปที่ 2.9 แสดงแบบจำลอง เบสแบนด์แบบคร่าวๆ โดยองค์ประกอบด้านเครื่องรับสัญญาณนั้น ไม่มีตัวปรับแต่งช่องสัญญาณ หรืออีควอไลเซอร์และมีแต่อุปกรณ์ตัดสินใจ (Decision device) สำหรับสัญญาณแบบไบนารี (Binary) ซึ่งหมายความว่าตัวตัดค่าที่ให้เอาท์พุท เป็น “1” เมื่อสัญญาณอินพุทมากกว่า “0” และให้ เอาท์พุทเป็น “-1” สำหรับสัญญาณอินพุทต่ำกว่า “0” ลองให้ $r(n)$ นั้น เป็นสัญญาณที่เดินทางมาถึง เครื่องรับสัญญาณนั้น เกิดจากการที่สัญญาณจากเครื่องส่ง $s(n)$ เดินทางผ่านช่องสัญญาณที่มีมัลติ พาทนั้นหากเราไม่มีตัวอีควอไลเซอร์ช่องสัญญาณใดๆที่ฝั่งเครื่องรับสัญญาณเลย สัญญาณ $r(n)$ จะ มีความเพี้ยนอันเนื่องมาจาก ISI และเมื่อผ่านการตรวจจับด้วย อุปกรณ์ตัดสินใจ เราจะได้ สัญญาณ $y(n)$ ซึ่งเป็นค่าประมาณของ $s(n)$ ที่เกิดการผิดพลาดในบางบิต ทำให้สัญญาณที่ผ่านการ ตรวจจับจะผิดเพี้ยนไปจากต้นฉบับ



รูปที่ 2.9 เบสแบนด์โมเด็มที่ไม่มีตัวปรับแต่งช่องสัญญาณ

การสร้างตัวปรับแต่งช่องสัญญาณนั้น ก็คือเพื่อลดการผิดเพี้ยนของสัญญาณรับ $r(n)$ อันเนื่องมาจากช่องทางสื่อสารที่เกิดขึ้นกับสัญญาณอินพุต $s(n)$ ให้ได้ ซึ่งเมื่อสัญญาณ $r(n)$ ได้ผ่านตัวปรับแต่งช่องสัญญาณซึ่งมีหน้าที่หลักเพื่อกำจัด ISI แล้ว สัญญาณประมาณค่าที่ผ่านอุปกรณ์ตัดสินใจ $y(n)$ ก็จะสามารถจะคืนรูปเดิมได้ ในรูปที่ 2-10 แสดงการใช้ ตัวปรับแต่งช่องสัญญาณกับงานแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณ $r(n)$ นี้



รูปที่ 2.10 เมสแบนด์โมเดลซึ่งมีตัวปรับแต่งช่องสัญญาณ

2.5 สัญญาณรบกวน (Noise)

เป็นสิ่งที่ไม่ต้องการในระบบสื่อสาร เพราะสัญญาณรบกวนที่เจือปนในสัญญาณที่ส่งจากภาคส่งมีผลกระทบต่อการทำงานของภาครับ อาจทำให้เกิดการผิดพลาดในการตรวจจับ (Detection) สัญญาที่ส่งมา หรือแม้กระทั่งจำกัดอัตราการส่งผ่านข้อมูล สัญญาณรบกวนนั้นมีหลายประเภท ทั้งที่เป็นสัญญาณรบกวนจากมนุษย์เป็นผู้สร้างและสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเองตามธรรมชาติ เช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเผาไหม้ของเครื่องยนต์หรือแม้กระทั่งสัญญาณรบกวนที่เกิดจากดวงอาทิตย์ ผู้ออกแบบหลายรายได้พยายามที่จะกำจัดสัญญาณรบกวนเหล่านี้ให้หมดไป แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวนบางชนิดก็ไม่สามารถที่จะกำจัดให้หมดไปได้

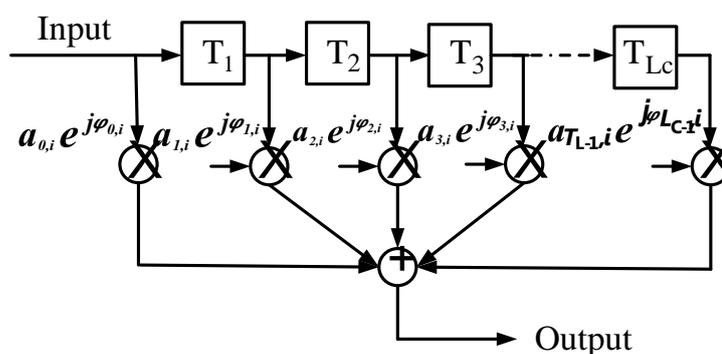
2.5.1 สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสาร⁴⁵

ในกรณีที่มีการพิจารณาถึง ลักษณะของความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้ ณ ปลายทางเนื่องมาจากการถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารนั้น ในทางคณิตศาสตร์ สามารถแสดงลักษณะของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารได้ โดยใช้ตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ โดยที่เมื่อพิจารณาถึงสัญญาณ

ข้อมูลที่รับได้ ณ ปลายทางนั้น จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}\bar{R}_i &= h(t)\bar{S}_i + \bar{n}_i \\ &= \sum_{k=0}^{L_c-1} (a_{k,i} e^{j\varphi_{k,i}} \cdot \bar{S}_k) + \bar{n}_i\end{aligned}\quad (2.11)$$

โดยที่ $a_{k,i}$ และ $\varphi_{k,i}$ เป็นตัวแปรที่แสดงถึงขนาดและเฟสที่เกิดการจางหายของ สัญญาณของช่องสัญญาณแบบพหุวิถี L_c เป็นจำนวนพหุวิถีของสัญญาณที่ถูกนำมาคำนวณ จาก สมการที่ (11) จึงสามารถนำไปใช้ในการสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณไร้สาย $h(t)$ คือช่องสัญญาณ แบบพหุวิถีที่มีคุณสมบัติตามรูปที่ 2.11 โดย



รูปที่ 2.11 แบบจำลองของช่องสัญญาณที่นำมาพิจารณา

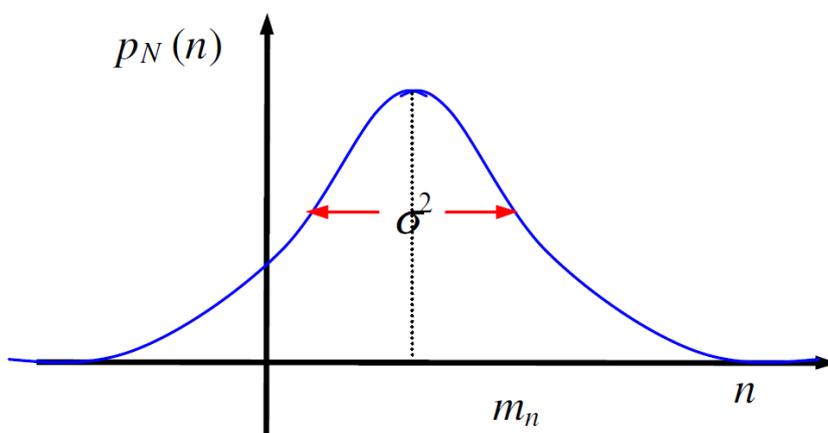
⁴ชัยพร เหมะภาคะพันธ์และ ทศพร จันทร์เือก. (2010). การจัดกลุ่มสัญญาณแบบปรับขดเซซ สำหรับการสื่อสาร เคลื่อนที่บนช่องการสัญญาณที่มีการจางหายเรย์ลีแบบเลือกความถี่; วิศวกรรมคอมพิวเตอร์และโทรคมนาคม; มหาวิทยาลัยธุรกิจ บัญชี

⁵ ลัญจนกร วุฒิสัทติกุลกิจ (2003): หลักการ ไฟฟ้าสื่อสาร .กรุงเทพฯ. สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.

\bar{n} เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ ที่มีลักษณะของ Probability Density Function, PDF ดังสมการ

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2} \quad (2.12)$$

โดยที่ σ^2 และ \bar{n} นั้น เป็นค่าความแปรปรวน(Variant) ของการสุ่ม และตัวแปร μ ในสมการนั้น เป็นค่าเฉลี่ยของข้อมูลที่ได้จากการสุ่ม โดยที่ในกรณีที่แสดงถึงสัญญาณรบกวนนั้น จะมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์สาเหตุที่ใช้สัญญาณรบกวนขาว (White noise) เนื่องจากสัญญาณรบกวนแบบที่มีองค์ประกอบของความถี่เท่ากันทุกๆความถี่เหมือนกับแสงสีขาวที่ประกอบด้วยความถี่ทุกความถี่ ในย่านของแสงที่มองเห็นได้ ส่วนสัญญาณรบกวนขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise) คำว่าบวก หมายถึงสัญญาณรบกวนชนิดนี้สามารถเพิ่มหรือถูกบวกเข้าไปในสัญญาณที่ถูกส่งออกมาได้อย่างง่ายดาย ไม่มีความซับซ้อนในกระบวนการเพิ่มสัญญาณรบกวน



รูปที่ 2.12 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของกระบวนการสุ่มแบบเกาส์

2.5.2 การแทรกสอดระหว่างสัญญาณ^{6,7}

สำหรับการส่งข้อมูลผ่านระบบสื่อสาร นอกจากผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารที่มีผลต่อสัญญาณที่รับได้ ณ ปลายทางแล้ว การจางของสัญญาณ (Fading) จะเป็นอุปสรรคที่สำคัญอีกสิ่งหนึ่งในการทำงานข้อมูลที่ได้รับได้ ณ ปลายทางนั้นเกิดความผิดเพี้ยนขึ้น ซึ่งเกิดมาจากหลายสาเหตุด้วยกัน เช่น เกิดจากคุณสมบัติของช่องสัญญาณปรากฏการณ์ Doppler และการลดทอนเนื่องจากส่งในระยะทางไกล เป็นต้น

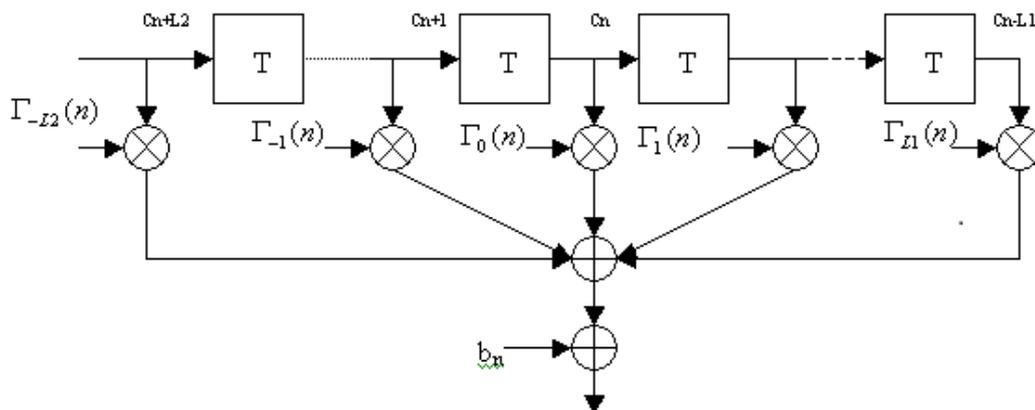
โดยสำหรับกรณีที่มีการพิจารณาช่องสัญญาณที่มีลักษณะของการจางของสัญญาณเป็นแบบ Frequency selective fading channel กล่าวคือ เมื่อพิจารณาถึงการลดทอนสัญญาณในย่านความถี่ต่างๆ แล้วอาจจะมีค่าในการลดทอนที่แตกต่างกัน ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดความผิดเพี้ยนในลักษณะของการแทรกสอดระหว่างสัญญาณขึ้น โดยที่เมื่อพิจารณาถึงลักษณะของสมการที่ใช้สำหรับแสดงลักษณะของการจางของสัญญาณในกรณีของ frequency selective fading channel นั้น จะมีลักษณะของช่องสัญญาณที่สามารถอธิบายได้โดยใช้สมการแสดงถึงค่า Impulse response ดังสมการ

$$h(t) = \sum_{i=0}^K \Gamma_i(t) \delta(t - \tau_i) = \sum_{i=0}^K \alpha_i(t) e^{j\phi_i(t)} \delta(t - \tau_i) \quad (2.13)$$

เมื่อ $h(t)$ เป็น Impulse response ของช่องสัญญาณ, α_i และ ϕ_i นั้นแสดงถึงการจางของสัญญาณและการเลื่อนเฟสของสัญญาณ ณ เส้นทางนั้นๆ ดังนั้น เมื่อพิจารณาถึงลักษณะของช่องสัญญาณที่มีผลของการรบกวนจากสัญญาณรบกวน และการแทรกสอดระหว่างสัญญาณแล้ว จะมีลักษณะดังแบบจำลอง

⁶ พรชัย ทรัพย์นิธิ. (2003). ระบบสื่อสารดิจิทัล. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

⁷ ชัยยศ พิริภักย์และจตุรงค์ เจริญภาพ. (2008). การเพิ่มประสิทธิภาพการรับ/ส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือโดยใช้ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด. มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ



รูปที่ 2.13 แบบจำลองของช่องสัญญาณที่มีการพิจารณา

จากรูปที่ 2.13 เป็นการพิจารณาถึงรูปแบบของช่องสัญญาณที่มีการถูกรบกวนและการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์เกิดขึ้น โดยจะมีลักษณะดังสมการ

$$R_n = \sum_{k=0}^{L1+L2} \Gamma_{k-L2}(n) \cdot c_{n+L2-k} + b_n \quad (2.14)$$

โดยที่ค่า Γ_k นั้นจะเป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่แสดงถึงผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ในเส้นทางต่างๆ c_n เป็นตัวแปรที่แสดงถึงสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ ณ เวลาต่างๆ และ b_n นั้นจะค่าตัวแปรแบบเรณดอมที่แสดงถึงสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสาร

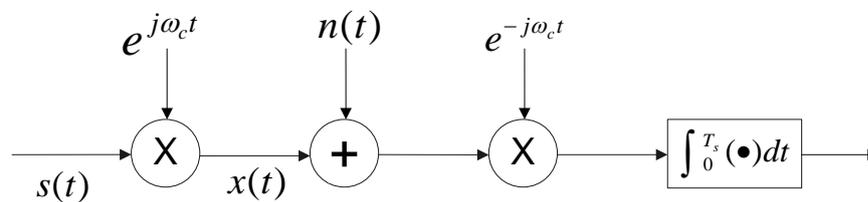
2.6 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM⁸

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก หรือ (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) หรือ โอเอฟดีเอ็ม (OFDM) เป็นเทคนิคหนึ่งในระบบที่ใช้หลายคลื่นพาห์ OFDM ทำการแบ่งความถี่โดยใช้สัญญาณคลื่นพาห์ที่ตั้งฉากกันในทางเวลาแต่ทับซ้อนกันในทางความถี่ ในปัจจุบันระบบ OFDM ได้รับการนำเสนอให้เป็นส่วนหนึ่งในมาตรฐานต่างๆเช่น ระบบดีเอสแอล การกระจายเสียงระบบดิจิทัล (Digital Audio Broadcasting) การกระจายวีดีโอระบบดิจิทัล

⁸ พรชัย ทรัพย์นิธิ. (2003). ระบบสื่อสารดิจิทัล .กรุงเทพฯ. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

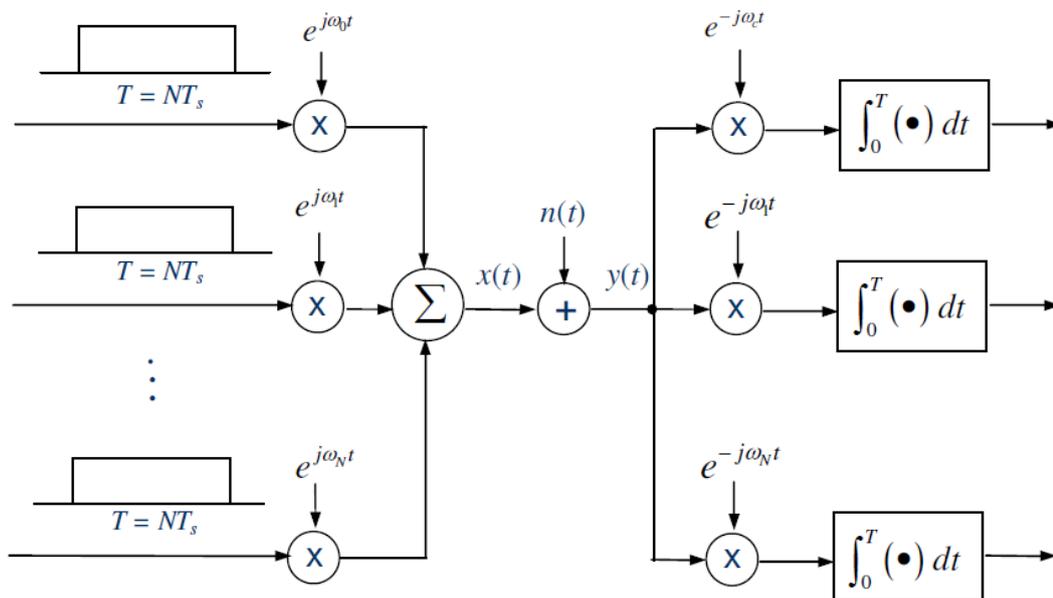
(Digital Video Broadcasting) ระบบ Wireless LAN ด้วยมาตรฐาน IEEE 802.11a และ HiperLan เป็นต้น และยังมีระบบอื่นเช่น ระบบไวแมกซ์(WI-MAX) ด้วยมาตรฐาน IEEE 802.16 การส่งคลื่นสี่จี (4G Mobile) ระบบอัลตราไวแบนด์สำหรับชิพไอซีด้วยมาตรฐาน IEEE 802.15.3 เป็นต้น

เทคโนโลยี OFDM สามารถตอบสนองความต้องการของระบบสื่อสารไร้สายความเร็วสูงภายใต้สภาวะแวดล้อมการส่งคลื่นวิทยุซึ่งระบบสื่อสารแบบคลื่นพาห์เดี่ยวประสบปัญหาอยู่ในปัจจุบัน โดยข้อจำกัดที่เกิดขึ้นเกี่ยวกับการลดการแทรกสอดของสัญลักษณ์ ISI การลดขนาดของแต่ละสัญลักษณ์เพื่อความเร็วที่สูงขึ้นทำให้ปริมาณ ISI ที่กระทบต่อหนึ่งสัญลักษณ์มีความยาวมากขึ้นข้อได้เปรียบนี้สามารถแสดงดังรูป



รูปที่ 2.14 การส่งสัญญาณดิจิทัลต่อคลื่นพาห์เดี่ยว

เมื่อพิจารณาระบบการสื่อสารแบบคลื่นพาห์เดี่ยวที่มีอัตรา R_s สัญลักษณ์ต่อวินาทีโดยใช้พัลส์แบบ NRZ เช่น พัลส์สี่เหลี่ยม ความยาวแต่ละสัญลักษณ์ข้อมูล $T_s = 1/R_s$ วินาที หากต้องการให้อัตรา R_s มีค่าสูงขึ้นโดยลดขนาดของแต่ละสัญลักษณ์ T_s แต่การกระทำดังกล่าว ทำให้ความยาวของ ISI ยาวขึ้นซึ่งในฝั่งรับต้องแก้ไขโดยใช้อีควอไลเซอร์ที่ซับซ้อนขึ้น แต่ต้องทำงานในสถานะที่มีความเร็วสูงด้วย เพื่อหลีกเลี่ยงข้อดังกล่าว เราสามารถนำคลื่นพาห์หลายคลื่นมาใช้แทนที่ พิจารณาระบบสื่อสารที่ใช้คลื่นพาห์ N คลื่นดังรูป แทนที่เราจะส่งทีละพัลส์ที่สั้นลง เราส่ง N พัลส์พร้อมกัน โดยแต่ละพัลส์มีความยาวขึ้น N เท่า คือ $T = N T_s$ แล้วส่งโดยใช้คลื่นพาห์ย่อยที่ตั้งฉากกัน ในฝั่งรับก็ต้องใช้คอนจูเกตของคลื่นพาห์จำนวน N เส้นทางด้วยตามตัวอินทิเกรต



รูป 2.15 ระบบ OFDM ที่ใช้ความถี่ N คลื่น

2.7 การสื่อสารในระบบ OFDM

ระบบการสื่อสาร OFDM ทำการส่งอินพุตทีละบล็อกโดย

$$\mathbf{X}_{k,n} = [x_{k,0}, x_{k,1}, \dots, x_{k,N-1}]$$

คือสัญลักษณ์อินพุตบล็อก n ณ เวลา k ที่แปลงจากอนุกรม เป็นแบบขนานและส่งไป

บนคลื่นพาห่อย่อย N คลื่นในรูป 2- 4 โดย $\omega_n = 2\pi f_n t = 2\pi (f_0 + n\Delta f)$ และ $u_T(t)$ คือพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดหนึ่งหน่วยและมีความยาว T วินาที สังเกตว่า T คือความยาวของสัญลักษณ์เท่ากับ NT_s วินาที สัญญาณที่ส่งไป $x(t)$ เขียนได้ในรูป

$$x(t) = A \sum_k \sum_{n=0}^{N-1} x_{k,n}^I e^{j(f_0+n\Delta f)t} \tag{2.15}$$

โดยปกติแล้ว สัญลักษณ์ $x_{k,n} = x_{k,n}^I + jx_{k,n}^Q$ สัญญาณ OFDM แบบดัดแปลง เขียนได้ในรูปดังนี้

$$X_{bp}(t) = \text{Re} \{ x(t) e^{j2\pi f t} \} \tag{2.16}$$

$$x(t) = A \sum_k \sum_{n=0}^{N-1} \{x_{k,n} u_T(t - kT) \cos 2\pi(f_0 + n\Delta f)t - x_{k,n}^Q u_T(t - kT) \sin 2\pi(f_0 + n\Delta f)t\} \quad (2.17)$$

เฟสของคลื่นพาห้ย่อย n ของบล็อกข้อมูล k หาได้จาก

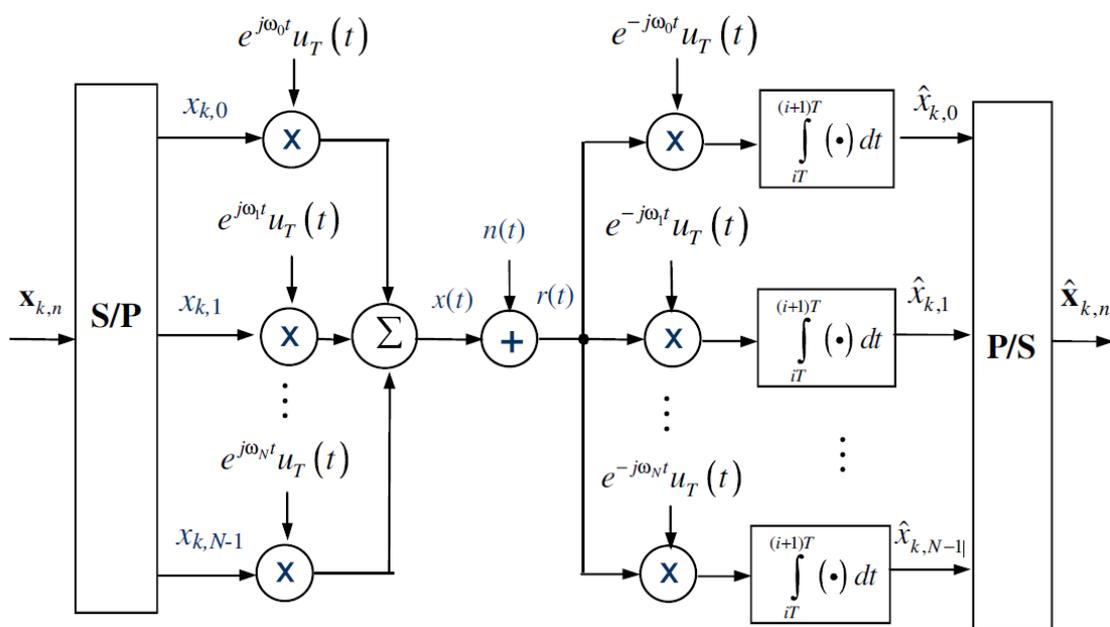
$$\phi_k = \tan^{-1}(x_{k,n}^Q / x_{k,n}^I) \quad (2.18)$$

2.7.1 ระบบ OFDM ที่ใช้การแปลงฟูรีเยร์เร็ว

พิจารณาสัญญาณ OFDM ในระดับเบสแบนด์ $x(t)$ สำหรับบล็อกที่เป็นศูนย์ ($k=0$)

$$x(t) = A \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j2\pi(n\Delta f)t} u_T(t) \quad (2.19)$$

$$= A \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j2\pi(\frac{n}{NT_s})t} u_T(t) \quad (2.20)$$



รูป 2.16 ระบบ OFDM ที่ใช้คลื่นพาห้ N คลื่น

ทำการซัดตัวอย่างค่าสัญญาณ ณ เวลา $t = lT_s$ ได้

$$X_l = x(lT_s) = A \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j \frac{2\pi n l}{N}} \quad (2.21)$$

โดย $l = 0, 1, \dots, N-1$ เวกเตอร์ของลำดับที่ได้รับ $X = \{ X_l \}_{l=0}^{N-1}$ คืออินเวอร์สของการแปลงฟูเรียร์แบบดิสคริตหรือ IDFT ของ $Ax = A \{ x_l \}_{l=0}^{N-1}$ เป็นที่ทราบกันว่าความซับซ้อนของ IDFT อยู่ในระดับ N^2 แต่สามารถลดได้ด้วยการใช้ IFFT แทน

2.7.2 การลบ ISI ด้วยแถบการ์ด ของระบบ OFDM

ในกรณีที่มีผลกระทบของ ISI ต่อสัญลักษณ์ OFDM วิธีง่าย ๆ ที่สามารถใช้ลบ ISI คือการแทรกแถบการ์ดระหว่างแต่ละบล็อกของ OFDM ทำได้โดยการแทรก Cyclic Prefix สัญลักษณ์ในบล็อกที่รวมการ์ดด้วย หาได้จาก

$$X_n^g = X_{(n)_N} ; \quad n = 0, 1, \dots, N + G - 1 \quad (2.22)$$

เมื่อ $(n)_N$ คือ residue ของ $n \bmod N$ และ G คือความยาวของการ์ดหนึ่งของ X_n^g จะถูกส่งไปในส่วน of in-phase คือส่งไปบนคลื่นพาห้สัญญาณโคไซน์และอีกครึ่งหนึ่งส่งไปบนส่วน of quadrature-phase ส่งไปบนคลื่นพาห้สัญญาณไซน์อัตราเร็วในการส่ง (Transmission Rate) หาได้จาก

$$\frac{1}{T_s^g} = \frac{1}{T_s} \left(1 + \frac{G}{N} \right) \quad (2.23)$$

โดย T_s คือช่วงเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์ข้อมูล

ถ้าให้ช่องสัญญาณมีผลตอบสนองต่ออิมพัลส์เป็น $\{ g_m \}_{m=0}^L$ โดย L เป็นความยาวของ ISI เอาต์พุตจากช่องสัญญาณ R หาได้จาก R_n^g

$$R_n^g = \sum_{m=0}^L g_m X_{n-m}^g \quad (2.24)$$

ตัวรับสัญญาณทำการแยกการ์ดออกด้วยสมการ

$$R_n = R_{G+(n-G)_N}^g; \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.25)$$

ถ้าค่า $G > L$ บล็อกของสัญลักษณ์ที่ได้รับหลังจากการแยกการ์ดออกคือ

$$R_n = \sum_{m=0}^L g_m X_{(n-m)_N} \quad (2.26)$$

จากนั้นทำการดีมอดูเลตโดยหา FFT ของ $R = \{ R_n \}_{n=0}^{N-1}$ ถ้าคัมเบอาร์ทพุตได้เป็น

$$\begin{aligned} z_i &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} R_n e^{-j \frac{2\pi n i}{N}} \\ &= \eta_i A x_i \quad ; 0 \leq i \leq N-1 \end{aligned} \quad (2.27)$$

โดยที่ค่า Gain เชนจ์ของช่องสัญญาณ

$$\eta_i = \sum_{m=0}^L g_m e^{-j \frac{2\pi m i}{N}}$$

ดังนั้นเราทำการกำจัด ISI ทั้งหมด รูปที่ 2-17 แสดงการลบ ISI ดังนั้นการมอดูเลตในระบบ OFDM ทำได้โดยการใช้ IFFT ตามด้วยวงจร D/A บล็อกไดแกรมของวงจรฝั่งรับใช้ วงจร FFT แสดงในรูปที่ 2-17 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM ด้วย IFFT ทำให้พัลส์แต่งรูป (Shaping Pulse) $h_a(t)$ ไม่ใช่พัลส์สี่เหลี่ยม $u_t(t)$ อีกต่อไป Shaping Pulse หาได้จากการประมาณแบบดิคริตของพัลส์สี่เหลี่ยม ทำได้โดยการสังขบวน

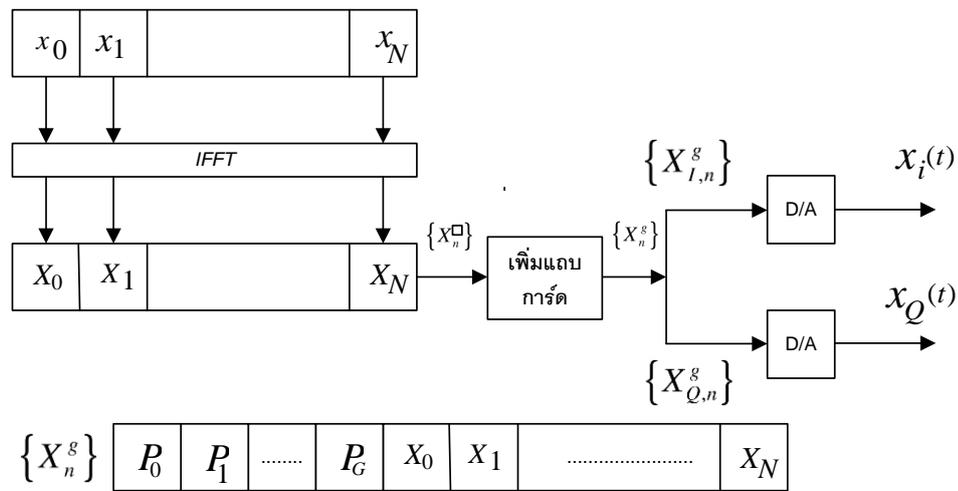
$$\delta_T(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \delta(t - kT_s) \quad (2.28)$$

ผ่านตัวกรองความถี่ต่ำที่มีผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ $h(t)$ เป็น

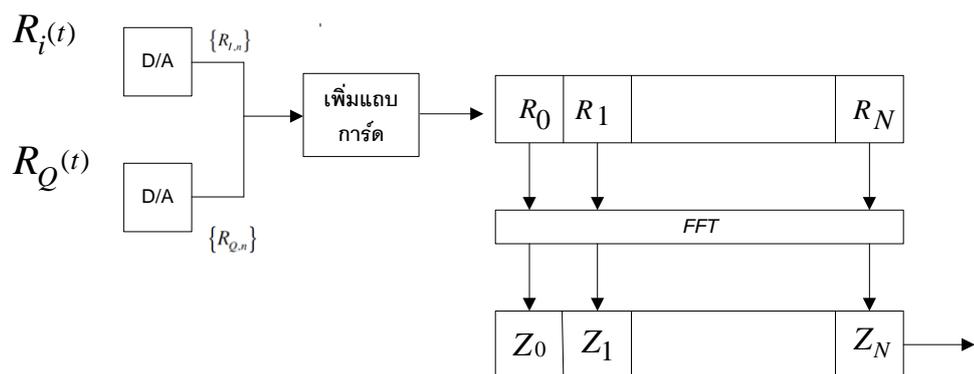
$$h(t) = \text{sinc} \left(\frac{t}{T_s} \right) \quad (2.29)$$

ได้เป็นเอาต์พุตเป็น Shaping Pulse ใหม่ ระบบ OFDM โดยรวมแสดงได้ดังนี้

$$h_a(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \text{sinc}(t/T - k_s) \quad (2.30)$$



รูปที่ 2.17 การมอดดูเลตด้วย IFFT ในระบบ OFDM



รูปที่ 2.18 การดีมอดดูเลตด้วย IFFT ในระบบ OFDM

2.8 วิธีการอีควอไลเซชันสัญญาณ

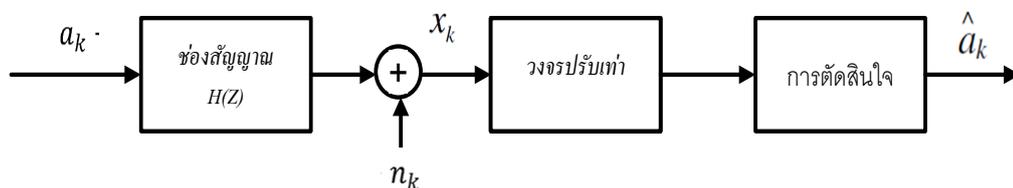
สาเหตุหนึ่งที่ทำให้สัญญาณที่เครื่องรับผิดเพี้ยนเนื่องจากเกิดการทับซ้อนกันระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสาร หนึ่งในวิธีการลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณข้อมูลที่ตรวจจับคือการอีควอไลเซชันสัญญาณ ดังนั้นวิธีการอีควอไลเซชันสัญญาณจึงถูกพัฒนาเพื่อลดผลกระทบที่เกิดของขึ้นซึ่งวิธีการอีควอไลเซชันสัญญาณมีด้วยกันอยู่ 2 วิธีคือ วิธีการอีควอไลเซชันแบบเชิงเส้น (Linear Equalizer) และแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Equalizer) สำหรับวิธีการลดผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสาร โดยใช้วิธีการ Equalization นั้น จะเป็น

⁹ ลัญฉกร วุฒิสัทติกุลกิจ. (1999). หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่. กรุงเทพฯ. จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.

การนำสัญญาณข้อมูลที่รับได้ ณ ปลายทางมาผ่านกระบวนการเพื่อเปลี่ยนแปลงสัญญาณ ให้อยู่ใน รูปแบบที่คาดว่าเป็นรูปแบบของสัญญาณที่ปราศจากผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ โดย สำหรับรูปแบบในการทำงานนั้น จะมีรูปแบบในการทำงานหลายชนิดด้วยกัน ซึ่งรูปแบบที่สำคัญ ในการทำงานได้แก่วิธีการ Equalization แบบ MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) ที่มีการพิจารณาช่องสัญญาณในรูปแบบของ finite state machine และใช้วิธีการเช่น Viterbi Algorithm ในการหาค่าของสัญญาณที่คาดว่าถูกส่งมา ณ เวลาต่างๆ และ DFE (Decision Feedback Equalization) ที่มีการนำข้อมูลที่ตรวจจับได้ในอดีต และตัวแปรที่แสดงถึงลักษณะของช่องสัญญาณ ณ เวลานั้นๆ มาใช้ในการประมวลผลเพื่อหาค่าของข้อมูลที่รับได้ ณ เวลานั้นๆ

เนื่องจากการทำงานของวิธีการอีควอลไลเซชันสัญญาณดังกล่าว จะต้องส่ง Training Signal เพื่อหารูปแบบผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (Channel Response) เพื่อให้ทราบถึงลักษณะ ของช่องสัญญาณในขณะนั้น

ปัจจุบันได้มีการพัฒนาวิธีการอีควอลไลเซชันแบบ Blind Equalization เป็นวิธีการหนึ่งที่ไม่ต้องใช้ Training Signal ทำให้ลดข้อมูลที่ส่งออกไปได้พอสมควร



รูปที่ 2.19 วิธีการอีควอลไลเซชัน Equalization

การทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณโดยทั่วไปจะมีกระบวนการในการทำงานต่างๆ อยู่ที่เครื่องรับ (Post-Equalizer) ทำหน้าที่ปรับปรุงรูปแบบของสัญญาณข้อมูลที่ถูกรววจจับให้มีความถูกต้องมากขึ้น มีลักษณะการทำงานดังรูปที่ 2.19 กล่าวคือเมื่อรูปแบบของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลง ณ เวลานั้นๆ วงจร Equalizer จะทำการปรับปรุงสัญญาณที่เข้ามา โดยเป็นการ เปรียบเทียบกับค่าคงที่ ที่อยู่ในวงจร Equalizer กับ Training Signal เพื่อทำการปรับระดับของ สัญญาณที่เข้ามาให้ดีขึ้น

2.8.1 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรรีควอลิเซชัน

วงจรรีควอลิเซชันประกอบด้วยอุปกรณ์หนึ่งเวลาจำนวน N ชุด วงจรคูณสัญญาณจำนวน $N+1$ ชุด และวงจรวกสัญญาณ รูปที่ 2.17 แสดงโครงสร้างการทำงานของวงจรรีควอลิเซชันในช่วงเวลาที่อยู่ระหว่างการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณ (Weights) ที่ขาเข้าของวงจรจะมีสัญญาณ y_k ค่าใหม่เข้าทุก ๆ ช่วงเวลา ค่าของ y_k นี้ มีขนาดที่ไม่แน่นอนเพราะแปรเปลี่ยนไปตามสภาพของช่องสัญญาณและปริมาณของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณในขณะนั้น ๆ ดังนั้นจึงกล่าวว่า y_k เป็นกระบวนการแรนดอม (Random process) โครงสร้างของวงจรที่ต่อเชื่อมในลักษณะนี้มีชื่อเรียกว่า Transversal filter ค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณสัญญาณ w แต่ละตัวจะมีตัวแปรเวลา k ห้อยอยู่ด้วย เพื่อบ่งบอกว่าค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้แปรเปลี่ยนไปตามเวลาในช่วงที่ระบบกำลังหาค่าที่เหมาะสม ค่า w เหล่านี้อาจจะมีการปรับเปลี่ยนทุก ๆ ครั้ง ที่มีการเพิ่มขึ้นของค่า k หรืออาจจะเปลี่ยนหลังจากข้อมูลขาเข้าจำนวนหนึ่งบล็อค

กรรมวิธีหรืออัลกอริทึมในการปรับค่าสัมประสิทธิ์จะขึ้นอยู่กับค่า e_k เป็นสำคัญ โดย e_k คือผลต่างที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างค่า d_k กับค่า d_k ซึ่งโดยทั่วไปอัลกอริทึมที่ใช้ก็จะพยายามปรับสัมประสิทธิ์การคูณในทิศทางที่ทำให้ค่าฟังก์ชันต้นทุน (Cost function) ที่สนใจมีขนาดลดต่ำลงเรื่อย ๆ ค่าฟังก์ชันต้นทุนนิยมนิยมใช้การปรับค่าสัมประสิทธิ์แบบหนึ่งคือ ค่า Mean Square Error (MSE) ระหว่างค่าของสัญญาณที่ต่างการกับค่าของสัญญาณที่ได้จากวงจรรีควอลิเซชัน สำหรับตัวอย่างของอัลกอริทึมที่ใช้ในการคำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์คือ วิธี Least Mean Squares (LMS) โดยในการคำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมจะอาศัยสมการต่อไปนี้

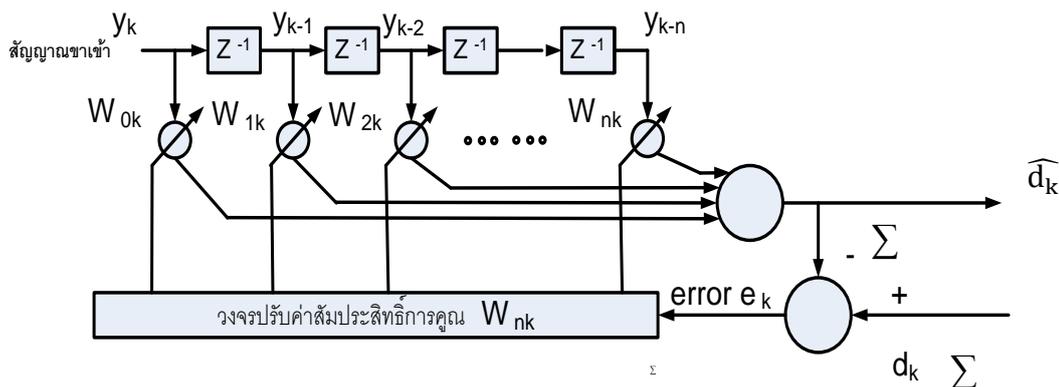
$$\text{New weights} = \text{Previous weights} + (\text{Constant}) \times (\text{Previous error}) \times (\text{Current input}) \quad (2.31)$$

โดย

$$\text{Previous error} = \text{Previous desired output} - \text{Previous actual output} \quad (2.32)$$

สำหรับค่าคงที่ (constant) ที่ใช้นั้นสามารถที่จะปรับเปลี่ยนไปได้ในการคำนวณแต่ละรอบเพื่อควบคุมอัตราการเปลี่ยนของค่าสัมประสิทธิ์ให้เหมาะสม การคำนวณปรับค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณจะ กระทำซ้ำไปเรื่อย ๆ หลายรอบจนกระทั่งค่าสัมประสิทธิ์เริ่มจะอยู่ตัวและเข้าใกล้ที่ดี

ที่สุด เมื่อเราได้ค่าที่เหมาะสมแล้วกระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ก็จะหยุดลง ช่วงเวลาถัดมาก็จะใช้ในการรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้ ในช่วงเวลานี้จะใช้ชุดสัมประสิทธิ์ที่หาได้ไปจนกระทั่งมีความจำเป็นที่จะต้องปรับค่าสัมประสิทธิ์ใหม่อีกครั้ง



รูปที่ 2.20 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรออดิโอเลชันในช่วงเวลาที่มีการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณ

จากโครงการของออดิโอเลชันในรูปที่ 2.20 เราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมได้โดยวิธีการต่อไปนี้

กำหนดให้เวกเตอร์ y_k แทนสัญญาณขาเข้าวงจรออดิโอเลชัน

$$y_k = [y_k \ y_{k-1} \ y_{k-2} \ \dots \ y_{k-n}]^T \quad (2.33)$$

ให้เวกเตอร์ w_k แทนค่าสัมประสิทธิ์การคูณของวงจรออดิโอเลชัน

$$w_k = [w_{0k} \ w_{1k} \ w_{2k} \ \dots \ w_{nk}]^T \quad (2.34)$$

เราจะสามารถแสดงสัญญาณที่ขาออกซึ่งมีค่าเท่ากับ $d_k = \sum_{n=0}^N w_{nk} y_{k-n}$ ในรูปของสมการเวกเตอร์ได้เป็น

$$\hat{d}_k = y_k^T w_k = w_k^T y_k \quad (2.35)$$

ในช่วงที่วงจรทราบค่าของชุดข้อมูลที่แท้จริงอยู่แล้วค่าของ d_k จะกำหนดให้เท่ากับ x_k ดังนั้นค่าความแตกต่าง หรือ error ที่เกิดขึ้นมีค่า

$$e_x = d_x - \hat{d}_k = x_k - \hat{d}_k \quad (2.36)$$

จากสมการ (2.36) จะได้

$$e_k = x_k - y_k^T w_k = x_k - w_k^T y_k \quad (2.37)$$

$$|e_k|^2 = x_k^2 + w_k^T y_k y_k^T w_k - 2x_k y_k^T w_k \quad (2.38)$$

$$E[|e_k|^2] = E[x_k^2] + w_k^T E[y_k y_k^T] w_k - 2E[x_k y_k^T] w_k \quad (2.39)$$

การคำนวณ $E[|e_k|^2]$ ในทางการปฏิบัติจะใช้การหาค่าเฉลี่ยทางเวลาแทน และสังเกตว่าค่าสัมประสิทธิ์การคูณ w_k มิได้ถูกนำไปใช้ในการหาค่าเฉลี่ยด้วย เพราะจะสมมุติว่าค่า w_k ที่ใช้อยู่เป็นค่าที่ได้รับการปรับจนเหมาะสมแล้วและไม่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา

กำหนดให้เวกเตอร์ p แทนสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross Correlation) ระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณขาเข้า

$$p = E[x_k y_k] = E[x_k y_k \ x_k y_{k-1} \ x_k y_{k-2} \ \dots \ x_k y_{k-N}]^T \quad (2.40)$$

และกำหนดให้เมทริกซ์ R แทนเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของขาเข้า (Input Correlation Matrix) ที่มีขนาดเท่ากับ $(N+1) \times (N+1)$ หรือบางทีจะเรียกว่า โคแวนเรียนซ์เมทริกซ์ของขาเข้า (Covariance Matrix)

$$R = E[y_k y_k^T] = E \begin{bmatrix} y_k^2 & y_k y_k & y_k y_{k-2} & \dots & y_k y_{k-N} \\ y_{k-1} y_k & y_{k-1}^2 & y_{k-1} y_{k-2} & \dots & y_{k-1} y_{k-N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ y_{k-N} y_k & y_{k-N} y_{k-1} & y_{k-N} y_{k-2} & \dots & y_{k-N}^2 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

ถ้าหาก x_k และ y_k มีคุณลักษณะที่เป็นสแตชันนารี (Stationary) จะได้ว่าเทอมต่างๆ ใน p และ R ก็จะไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา จากสมการข้างต้นจะได้ว่า

$$\text{Mean Square error (MSE)} = \xi = E[x_k^2] + w^T R w - 2p^T w \quad (2.42)$$

จากสมการนี้ เราสามารถหาค่าเวกเตอร์ w ที่ทำให้ค่า MSE มีขนาดต่ำที่สุด (Minimum MSE หรือ MMSE) ได้โดยการหาค่าเกรเดียนต์ของ ξ

$$\Delta = \frac{\partial \xi}{\partial w} = \left[\frac{\partial \xi}{\partial w_0} \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_1} \right]^T \quad (2.43)$$

เมื่อคิดเฟอเรนเชียลแต่ละเทอมโดยเทียบกับค่าสัมประสิทธิ์การคูณแต่ละค่าจนครบก็จะ
ได้

$$\Delta = 2Rw - 2p \quad (2.42)$$

กำหนดให้ $\Delta = 0$ เพื่อหาค่าที่ต่ำที่สุดของ MSE ผลลัพธ์ที่ได้คือชุดสัมประสิทธิ์ \hat{w} ที่เหมาะสม

$$\hat{w} = R^{-1}p \quad (2.43)$$

เมื่อนำค่าสัมประสิทธิ์ที่คำนวณได้ไปแทนลงในสมการ (43) จะได้

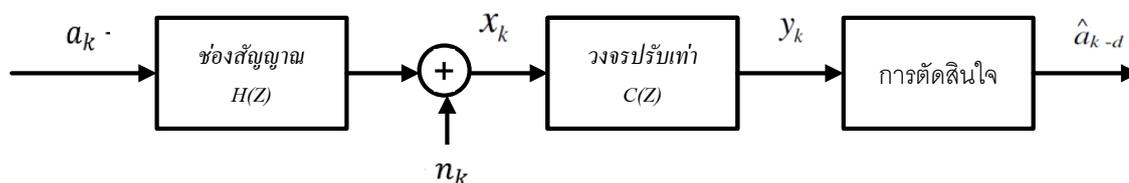
$$\text{MMSE} = \xi_{\min} = E[x_k^2] - p^T R^{-1} p = E[x_k^2] - p^T \hat{w} \quad (2.44)$$

2.8.2 วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้น¹⁰

วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้น (Linear Equalizer) จัดเป็น Filter แบบ FIR โดยมีตำแหน่งในฝั่งรับด้วยการตัดสัญญาณแบบหยาบ ถ้าให้วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้นมีความยาว $2N+1$ แท็ป โดยมีค่าสัมประสิทธิ์ของ $\{c_k\}_{-N}^N$ การเปลี่ยนแปลง $C(Z)$ เขียนได้โดย

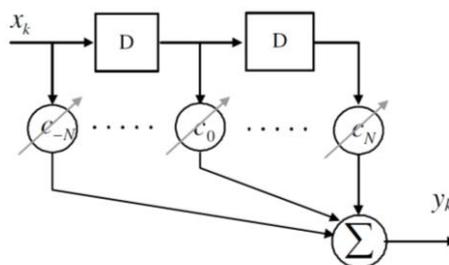
$$C(Z) = c_{-N}Z^N + c_{-N+1}Z^{N-1} \dots + c_{-1}Z + c_0 + c_1Z^{-1} + \dots + c_NZ^{-N} \quad (2.45)$$

เอาต์พุตของวงจรอีควอไลเซชัน y_k เป็นจำนวนจริง ดังนั้นเมื่อผ่านการตัดสัญญาณจะได้บิต (สัญลักษณ์) แต่มีการหน่วงเวลาอันเนื่องมาจากความยาวของวงจรอีควอไลเซชัน วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้นจัดเป็นฟิลเตอร์แบบทรานสเวอร์ซอล (Transversal Filter) ดังนั้นสามารถแสดงในรูปของแท็ปดีเลย์ไลน์ (Tapped Delay Line) แสดงดังรูป



รูปที่ 2.21 วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้น Linear Equalizer

การแก้ไข ISI ด้วยวงจรอีควอไลเซชัน



รูปที่ 2.22 วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้นในรูปแบบของ Tapped Delay Line

¹⁰ WAI-KAI CHEN. (2004). The Electrical Engineering Handbook. Elsevier's Science & Technology .UK

เอาต์พุตของวงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้น y_k คือ

$$\begin{aligned} y_k &= x_k * c_k = \sum_{i=-N}^N x_{k-i} c_i \\ &= x_{k+N} c_{-N} + \dots + x_k c_0 + \dots + x_{k-N} c_N \end{aligned} \quad (2.46)$$

เงื่อนไขบังคับเป็นศูนย์ (Zero Forcing) การแปลง Z ของสมการ (2.46) ให้

$$Y(Z) = X(Z) C(Z) \quad (2.47)$$

เมื่อ $Y(Z)$ $X(Z)$ และ $C(Z)$ คือการแปลง Z ของ y_k x_k และ c_k ตามลำดับ แต่เนื่องจาก

$X(Z) = A(Z) H(Z)$ ถ้าไม่นับสัญญาณรบกวนสมการ เขียนได้เป็น

$$Y(Z) = A(Z) H(Z) C(Z) \quad (2.48)$$

ต้องการเอาต์พุตของวงจรอีควอไลเซชันข้อมูลที่ส่งนั้นคือ $Y(Z) = A(Z)$ ดังนั้น

$$A(Z) = A(Z) H(Z) C(Z) \quad (2.49)$$

ดังนั้นวงจรอีควอไลเซชันมีการแปลง

$$C(Z) = \frac{1}{H(Z)} \quad (2.50)$$

แต่ถ้ารวมสัญญาณรบกวน สมการจะเขียนได้เป็น

$$Y(Z) = [A(Z) + N(Z)]C(Z) \quad (2.51)$$

$$= A(Z)C(Z) + N(Z)C(Z) \quad (2.52)$$

ถ้าสมการ $C(Z) = 1/H(Z)$ (2.52) เขียนได้เป็น

$$Y(Z) = [A(Z) + N(Z)] / H(Z) \quad (2.53)$$

แม้ว่าวงจร อีควอลไลเซชันเชิงเส้น โดยเงื่อนไขนี้จะกำจัด ISI จากข้อมูลและอาจเพิ่มระดับสัญญาณรบกวนให้สูงขึ้น (noise Enhancement) ได้ในบริเวณที่ค่า $H(Z)$ อยู่ในระดับต่ำ

2.8.3 ตัวอีควอลไลเซชันแบบไม่เชิงเส้น (nonlinear Equalization)¹¹

สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เทคนิคของการทำอีควอลไลเซชันประเภทไม่เชิงเส้นที่มีประสิทธิภาพสูงกว่าอีควอลไลเซชันแบบเชิงเส้นมีอยู่ 3 หลักคือ

- Decision Feedback Equalization (DFE)
- Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE)
- Maximum Likelihood Symbol Detection

ในที่นี้จะขอลำถึงแค่ 2 วิธีแรกและอย่างย่อๆ เท่านั้น

1) อีควอลไลเซอร์แบบ Decision Feedback Equalization (DFE)

หลักการพื้นฐานของ DFE คือว่าหลังจากที่เราตรวจจับสัญญาณและตัดสินใจถึงค่าของสัญญาณในปัจจุบันแล้ว เราสามารถประมาณค่าของ ISI ของสัญญาณปัจจุบันที่จะส่งผลกระทบต่อสัญญาณข้อมูลที่ตามมาภายหลังได้ จากนั้นก็นำค่าของ ISI ที่ประมาณได้นี้ไปหักลบออกจากสัญญาณข้อมูลที่ตามมาภายหลังก่อนที่จะทำการตรวจจับสัญญาณและทำการตัดสินใจ การสร้างวงจร DFE สามารถทำได้ทั้งในรูปของ Direct Transversal หรือในรูปของ Lattice Filter ก็ได้

2) อีควอลไลเซอร์แบบ Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE)

วงจรอีควอลไลเซอร์แบบเชิงเส้นที่อาศัย MSE เป็นฟังก์ชันต้นทุนจะมีสมรรถนะที่ดีคือสามารถให้ค่าความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของสัญญาณที่ต่ำ ในสภาพที่ช่องสัญญาณ

¹¹ สัญจร วุฒิสัทกุลกิจ. (1999). หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ . กรุงเทพฯ. จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ไม่มีปัญหาของการผิดเพี้ยนเชิงแอมพลิจูดของสัญญาณ แต่สำหรับช่องสัญญาณสื่อสารในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ปัญหาการผิดเพี้ยนเชิงแอมพลิจูดของสัญญาณอย่างมาก ทำให้ไม่สามารถนำวงจรอิควอลไลเซอร์แบบดังกล่าวมาใช้งานได้ ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการวิจัยเพื่อพัฒนาวิธีที่มีประสิทธิภาพที่ดีกว่า แนวทางหนึ่งที่น่าสนใจก็คือวิธีที่เรียกว่า Maximum Likelihood Sequence Estimation วิธีนี้แตกต่างจากวิธีเดิมตรงที่กระบวนการดึงสัญญาณกลับคืนมา จะมีการพิจารณาสัญญาณคราวละหลายๆ แทนการพิจารณาสัญญาณทีละค่า โดยจะทำการทดสอบสัญญาณที่ต่อเนื่องนี้ทุก ๆ รูปแบบที่เป็นไปได้เพื่อจะได้หาชุดสัญญาณที่ดีที่สุด ดังนั้นการดึงสัญญาณในลักษณะนี้จำเป็นต้องอาศัยการคำนวณจำนวนมาก

2.8.4 วงจรปรับแต่งล่วงหน้า

สำหรับการทำงานในอีกรูปแบบหนึ่งคือการปรับแต่งล่วงหน้า (Precoding) ซึ่งมีการปรับเปลี่ยนลักษณะสัญญาณที่ถูกส่งไปยังเครื่องส่งก่อนเกิดสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ เพื่อให้ข้อมูลจากกระบวนการตรวจสอบ ณ เครื่องรับเป็นไปอย่างถูกต้องมากขึ้น รูปแบบการทำงานมีหลายรูปแบบที่สำคัญได้แก่ วิธีการ Tomlinson – Harasima Precoding (TH-Precoding) ที่มีหลักการทำงานของวงจร Inverse Filter มาใช้ในการพัฒนาแต่เนื่องจากหลักการทำงานของวิธีการ TH-Precoding นั้น ไม่ได้ถูกออกแบบมาเพื่อใช้ร่วมกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบเฟส (Phase Modulation) ที่มีขนาดคงที่ จึงได้มีการพัฒนารูปแบบของการปรับแต่งสัญญาณแบบ Dimension Partition ซึ่งเป็นรูปแบบหนึ่งของวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าที่ถูกพัฒนาขึ้นมาจากวิธีการ TH-Precoding ที่ใช้งานร่วมกับสัญญาณข้อมูลแบบเฟสได้และและมีช่วงในการตัดสินใจ (Decision Region) ที่มากกว่าวิธีการ TH-Precoding

2.9 วิธีการ PRECODING

สำหรับวิธีการ Precoding นั้น จะเป็นอีกวิธีการหนึ่งซึ่งถูกนำมาใช้สำหรับลดผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญญาณในระบบสื่อสาร โดยในการทำงานนั้น จะเป็นการเปลี่ยนแปลงลักษณะของสัญญาณที่จะทำการส่งผ่านช่องสัญญาณ ให้อยู่ในอีกลักษณะหนึ่ง ซึ่งจะส่งผลทำให้เมื่อสัญญาณข้อมูลนั้น ถูกส่งไปถึงปลายทาง จะสามารถนำสัญญาณไปใช้งานได้โดยมีผลของการแทรกสอดระหว่างสัญญาณที่มีค่าลดลง โดยจะมีรูปแบบในการทำงานหลายรูปแบบ

ด้วยกัน เช่นวิธีการ Precoding แบบ Tomlinson-Harashima Precoding และ Spiral Curve Phase Precoding เป็นต้น และสำหรับรูปแบบในการทำงานของ Precoding ที่ถูกนำมาพิจารณาในงานวิจัยนี้ จะมีการใช้วิธีการ Precoding ที่ใช้วิธีการ Dimension Partitioning ในการทำงาน ซึ่งเป็นวิธีการ Precoding ที่มีการพัฒนามาจากวิธีการ Precoding แบบ Tomlinson-Harashima (TH) Precoding โดยจะสามารถทำให้สามารถใช้วิธีการ Precoding ร่วมกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบมีขนาดของสัญญาณคงที่ เช่น QPSK ได้ และ มีความสามารถในการป้องกันความผิดพลาดเนื่องจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์สูงกว่ากรณีของ Tomlinson-Harashima

2.9.1 วิธีการ Precoding แบบ Tomlinson-Harashima (TH-Precoding)¹²

สำหรับวิธีการ Precoding แบบ Tomlinson-Harashima (TH-Precoding) นั้นเป็นวิธีการที่สามารถใช้งานร่วมกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ QAM ได้อย่างดี และเนื่องจากมีการใช้วงจรที่ใช้ในการบวกแบบมอดูโล (Modulo) ในการคำนวณ ดังนั้นจึงทำให้ค่าของสัญญาณที่ได้จากการทำงานของวงจรมีอยู่ในช่วงที่จำกัด แต่อย่างไรก็ตาม วิธีการ TH Precoding นั้นไม่สามารถนำมาใช้งานกับระบบสื่อสารแบบ Time-vary fading ซึ่งผลของการจางหายของขนาดของสัญญาณจะมีผลทำให้ข้อมูลที่ปลายทางนั้นเกิดความผิดพลาดได้ง่าย และนอกจากนั้น วิธีการ TH Precoding ไม่ได้มีการออกแบบมาเพื่อใช้งานกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบเฟสมอดูเลชัน (Phase Modulation) ที่มีขนาดของสัญญาณที่ได้จากการทำงานคงที่

เมื่อพิจารณาในกรณีที่มีการใช้งานร่วมกับการมอดูเลตแบบ L*L QAM จะมีการใช้วงจรบวกเลขแบบมอดูโล 2L ในการเปลี่ยนแปลงสัญญาณในส่วนของแกนจำนวนจริงและแกนจินตภาพโดยที่มีรูปแบบของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer function) ที่ใช้งานมีค่าเท่ากับ

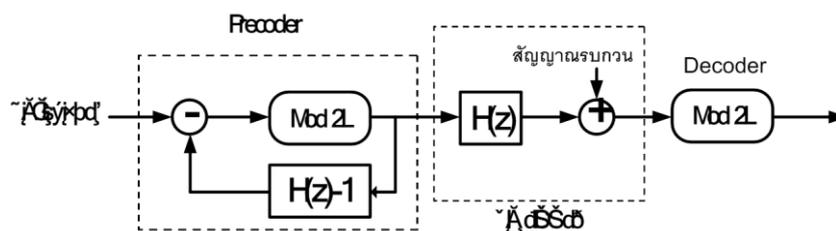
$$\frac{X_z}{D_z} = \frac{1}{1 + [H(z) - 1]} = H^{-1}(z) \quad (2.54)$$

โดยที่ $H(z)$ นั้นเป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของช่องสัญญาณ ที่สามารถคำนวณได้จาก

¹² Robert Fischer. (2007). "Precoding Scheme". Precoding and Signal shaping for Digital Transmittion. John Wiley & Son Inc. pp.145-155

$$H(z) = \sum_{k=-L2}^{L1} h_k z^{-k} \quad (2.55)$$

เพื่อป้องกันกรณีที่จะจริงจะอยู่ในสถานะที่ไม่มีเสถียรภาพในกรณีที่ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของช่องสัญญาณนั้นมี Zero อยู่ในวงกลม 1 หน่วยในระนาบ z (z -plane) จึงได้มีการใช้งาน Precoding ดังที่แสดงในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 วิธีการ Tomlinson-Harashima Precoding

2.9.2 วิธีการ Dimension Partitioning¹³

สำหรับวิธีการ Dimension partitioning นั้น เป็นเทคนิคที่ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อใช้สำหรับเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานของวิธีการ Precoding แบบ TH Precoding ซึ่งจะสามารถทำให้วิธีการ TH Precoding นั้น สามารถทำงานภายใต้ระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ QPSK ซึ่งมีขนาดของสัญญาณคงที่ได้ โดยในการทำงานนั้น จะเป็นการพิจารณาถึงการคำนวณค่าของสัญญาณที่จะถูกส่งออกไปจากภาค Precoding ในรูปแบบที่แตกต่างออกไปจากกรณีของ TH Precoding

ในกรณีที่มีการพิจารณาถึงการทำงานภายใต้ระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ QPSK จะได้ว่าสัญญาณข้อมูลที่จะถูกส่งออกไปในระบบสื่อสารนั้น จะมีลักษณะของสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากภาคมอดูเลตในแต่ละช่วงเวลา t_k มีค่าเท่ากับ

$$d_k = A.e^{j\theta_i} \quad (2.56)$$

¹³ Y. Chan and W. Zhuang. (January, 1999). "Channel Precoding for Indoor radio Communications Using Dimension Partitioning", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 48, No. 1.

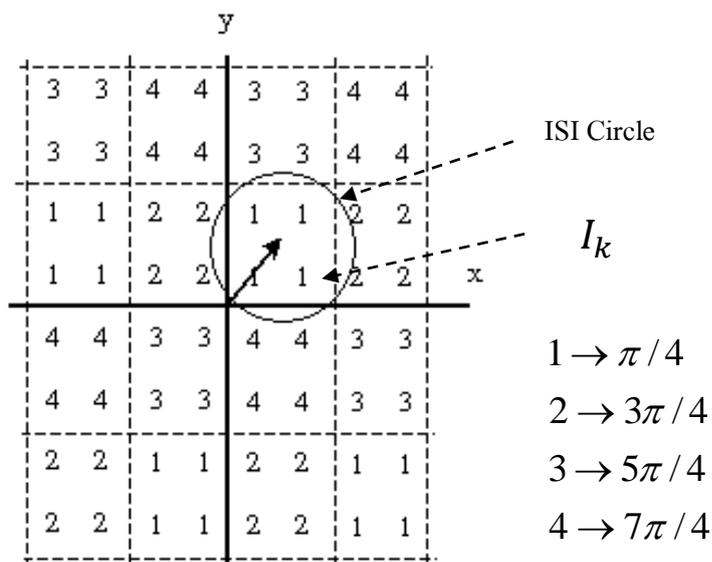
โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์ A ในสมการนั้น เป็นค่าที่แสดงถึงขนาดของสัญญาณ และ θ_i เป็นเฟสของสัญญาณที่ถูกส่งมาในช่วงเวลา t_k และในการทำงานของวิธีการ Precoding ซึ่งเป็นการนำสัญญาณที่จะถูกส่งมาทำการเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณ ให้อยู่ในรูปแบบใหม่ เพื่อให้สัญญาณที่จะถูกส่งไปถึงปลายทางนั้น ปราศจากผลของการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ หรือมีผลน้อยที่สุด โดยจะมีการคำนวณจากสมการ

$$x_k = d_k - I_k \quad (2.57)$$

โดยที่ x_k ที่ได้จากการคำนวณนั้น เป็นสัญญาณข้อมูลที่จะถูกส่งออกมาจากภาค Precoding และ สำหรับ I_k นั้น เป็นตัวแปรที่ถูกนำมาลบจากสัญญาณที่ได้จากภาคมอดูเลตเพื่อชดเชยผลของการแทรกสอดระหว่างสัญญาณที่จะเกิดขึ้นระหว่างการส่งผ่านระบบสื่อสาร โดยจะเป็นค่าที่เกิดจากการคำนวณผลของการแทรกสอดของสัญญาณที่ถูกส่งไปในอดีตจำนวนหนึ่ง โดยในการคำนวณหาค่าของสัญญาณที่ได้จากการทำงานของภาค Precoder ในแต่ละครั้งนั้น จะมีการนำวิธีการ Dimension Partitioning มาใช้ในการคำนวณหาค่าสัญญาณ

สำหรับการคำนวณโดยใช้วิธีการ Dimension Partitioning นั้น จะเป็นการพิจารณาถึงการคำนวณโดยใช้รูปภาพเข้ามาช่วยในการคำนวณในรูปแบบของ Euclidean space การใช้งานกับการมอดูเลตแบบ

QPSK แล้ว จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.24 ที่เป็นการพิจารณาถึงลักษณะของการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณในกรณีที่มีผลของการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ I_k ที่มีค่าต่างๆ



รูปที่ 2.24 วิธีการแบ่งกลุ่มของสัญญาณ

โดยสำหรับขั้นตอนในการทำงานเพื่อคำนวณหาสัญญาณที่จะถูกส่งออกมาในแต่ละช่วงนั้น จะมีการนำค่าที่ได้จากการประมาณค่ารูปแบบของช่องสัญญาณมาใช้ในการคำนวณหาค่าผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ I_k จากนั้น นำค่าที่ได้มาใช้เป็นจุดศูนย์กลางในการสร้างรูปวงกลมที่ใช้สำหรับแสดงสัญญาณข้อมูลต่างๆ ที่จะถูกส่งออกไป ซึ่งรูปวงกลมดังกล่าวนี้ จะถูกเรียกว่า ISI-Circle หลังจากนั้น จะมีการคำนวณเพื่อเลือกจุดที่เหมาะสมที่สุด (best signaling point) ในการทำงานที่แสดงถึงข้อมูลที่จะส่ง และจะมีการนำค่าที่เลือกนั้นมาลบด้วยค่าของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ซึ่งจะถูกส่งออกไปเป็นผลลัพธ์ของภาค Precoder ณ เวลานั้น และสำหรับการทำงานของภาครับนั้น จะมีการนำสัญญาณข้อมูลที่รับได้ในแต่ละช่วงเวลามาทำการพิจารณาว่า อยู่บนตำแหน่งใด บน Euclidean spaces และทำการหาว่าตำแหน่งของข้อมูลนั้น อยู่ในช่วงที่จะแสดงถึงข้อมูลสัญญาณใด เพื่อส่งค่าดังกล่าวออกเป็นผลลัพธ์ของภาควางจذب ดังนั้น หลักการเปลี่ยนแปลงสัญญาณของภาค Precoding นั้น จะเป็นการเปลี่ยนลักษณะของสัญญาณที่จะส่ง ในแต่ละช่วงเวลา เพื่อให้สัญญาณที่รับได้ ณ ปลายทางนั้น ตกกลงบนช่วงที่แสดงถึงข้อมูลที่ส่งมา โดยสัญญาณที่ส่งนั้น จะต้องมีย่านของสัญญาณคงที่

2.10 พารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ และความหมายของค่าต่าง ๆ

2.10.1 อัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล (Bit Error Probability: BEP)

อัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล หรือความน่าจะเป็นของบิตที่ผิดพลาด (Bit Error Probability: BEP) คือ อัตราส่วนของจำนวนบิตข้อมูล ที่ทางภาครับตัดสินผิดพลาดเมื่อเทียบกับจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง เป็นค่าพารามิเตอร์สำคัญในการวัดสมรรถนะของระบบ เป็นค่าที่แสดงถึงความถูกต้องของการรับ/ส่งข้อมูลโดยตรง อัตราความผิดพลาดบิตเป็นพารามิเตอร์ที่นิยมใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่สนใจในสถานะต่าง ๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป เป็นต้น

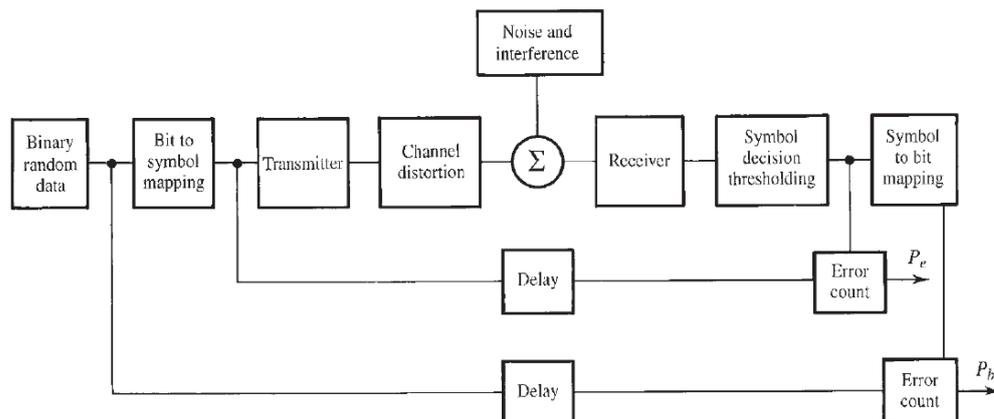
2.10.2 อัตราความผิดพลาดในการตัดสินสัญลักษณ์ (Symbol Error Rates: SER)

อัตราความผิดพลาดในการตัดสินสัญลักษณ์ คือ อัตราส่วนของจำนวนสัญลักษณ์ ที่ทางภาครับตัดสินผิดพลาด เมื่อเทียบกับจำนวนของสัญลักษณ์ทั้งหมดที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง เป็นค่าพารามิเตอร์สำคัญ ในการวัดสมรรถนะของระบบ เป็นค่าที่แสดงถึงความถูกต้องของการรับ/ส่งข้อมูลโดยตรง เป็นพารามิเตอร์ที่นิยมใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่สนใจในสถานะต่าง ๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป เช่นกัน ได้จาก

$$P_e = \frac{\text{error count}}{\text{total symbol count}} \quad (2.58)$$

ดังนั้น $R_S = \text{Baud rate}$

$$\text{SER} = P_e R_S \quad (\text{error/s}) \quad (2.59)$$



รูปที่ 2.25 วิธีการนับข้อมูลผิดพลาด

2.10.3 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) คือ อัตราส่วนกำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวน ส่วนใหญ่ค่ากำลังของสัญญาณจะมีค่ามากเมื่อเทียบกับค่ากำลังของสัญญาณรบกวน ดังนั้นค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจึงนิยามวัดกันในหน่วยเดซิเบล (Decibel: dB) โดย ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสำหรับผู้ใช้คนที่ k ในหน่วยเดซิเบลสามารถเขียนได้ดังสมการที่

$$SNR_k = 10 \log \left(\frac{A_k^2}{\sigma^2} \right) \quad (2.60)$$

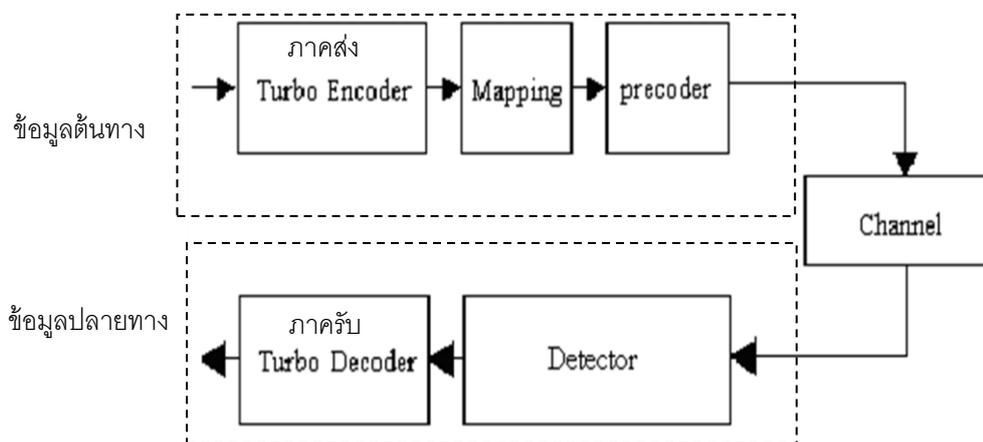
เมื่อ A_k คือขนาดของสัญญาณ และ σ^2 คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน ซึ่งก็คือ กำลังงานของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

2.11 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในส่วนของ Precoding มีงานวิจัยที่ศึกษาอยู่หลายวิธีการเช่นกัน โดยส่วนใหญ่มุ่งเน้นในเรื่องการแก้ไขการถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน และการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ พร้อมลดบิตข้อมูลที่ผิดพลาดในระบบการส่งผ่านช่องสัญญาณแบบไร้สาย ซึ่งการทำงานของ Precoding สามารถนำมาพัฒนาพร้อมกับอุปกรณ์ประเภท Equalizer ในระบบ OFDM ได้เป็นอย่างดี

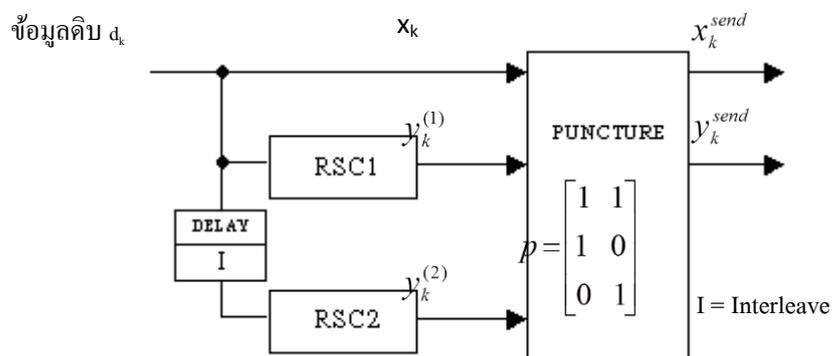
งานวิจัยแบบหนึ่งที่น่าสนใจคือ การศึกษาการใช้งานร่วมกันระหว่างการเข้ารหัส Turbo Codes กับ Precoding ของ นายคิสพล นำเฉียวกุล ผศ.ดร.อรรถสิทธิ์ เหล่าสกุล และ ดร.เกียรติศักดิ์

ศรัพิมานวัฒน์ โดยการนำวิธีการเข้ารหัสข้อมูลแบบ Turbo Codes และวิธีการ Precoding แบบ Dimension Partitioning ซึ่งเป็นวิธีการที่มีประสิทธิภาพสูงลดความผิดพลาดของข้อมูลที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณเนื่องมาจากการถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน และการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์



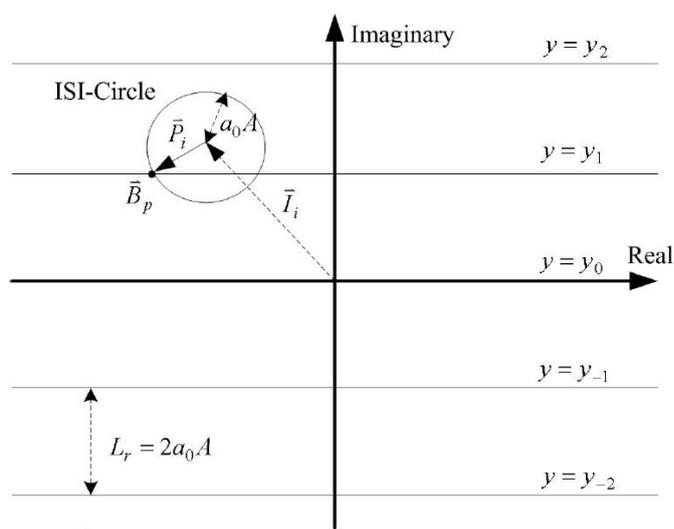
รูปที่ 2.26 Block Diagram ของระบบสื่อสารที่มีการพิจารณา

สำหรับการเข้ารหัสข้อมูลแบบ Turbo Codes นั้น จะเป็นการเข้ารหัสข้อมูลที่ถูกค้นพบในปี พ.ศ.2536 (ค.ศ.1993) โดย Claude Berrou, Alan Glavieux และ Punya Thitimajshima ซึ่งเป็นวิธีการเข้ารหัสข้อมูลที่มีสมรรถนะในการป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลสูง วิธีการนำวงจรเข้ารหัสตั้งแต่ 2 วงจรขึ้นไปมาใช้งานร่วมกันโดยใช้วิธีการ Parallel Concatenated และกระบวนการถอดรหัสแบบวนซ้ำ (Iterative Decoding) โดยเมื่อพิจารณาถึงลักษณะของวงจรเข้ารหัสแบบ Turbo Codesแล้ว จะมีลักษณะของวงจรพื้นฐานที่ใช้ในการเข้ารหัสข้อมูลดังในรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 วงจรเข้ารหัสแบบ Turbo Codes

จากนั้นจึงวิธีการ Precoding แบบ Dimension Partitioning มาใช้งานร่วมกัน จะพบว่า มีลักษณะในการทำงานดังรูปที่ 7 โดยในส่วนของภาคส่งนั้น จะเป็นการนำข้อมูลดิจิทัลที่จะทำการส่งผ่านระบบสื่อสาร มาผ่านกระบวนการเข้ารหัสแบบ Turbo Codes จากนั้นจึงมีการนำข้อมูลที่ได้จากการเข้ารหัสมาทำการมอดูเลต โดยใช้รูปแบบการมอดูเลตเป็นแบบรหัสเกรย์ จากนั้นจึงส่งต่อไปยังภาค Precoding เพื่อทำการเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณเพื่อลดผลกระทบจากการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ในระบบสื่อสาร และสัญญาณข้อมูลที่ได้จากการทำงานของ Precoding นั้น จะเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกไปในระบบสื่อสาร

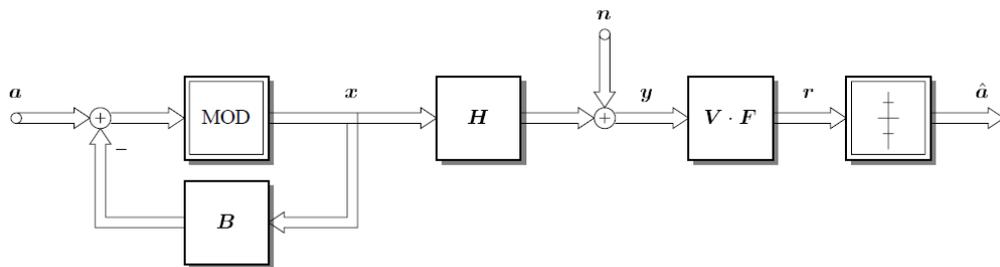


รูปที่ 2.28 การอ็ควอไลเซชันสัญลักษณ์ล่วงหน้า

รูปแบบการปรับแต่งสัญญาณ	การกำหนดค่าของตัวแปร
Mixed Phase	$A = 1, L_r = 2a_0 A$
Spiral curve	$A = 1, C = 1/a_0$
Dimension Partitioning	$A = 1, L = 1/1.3$

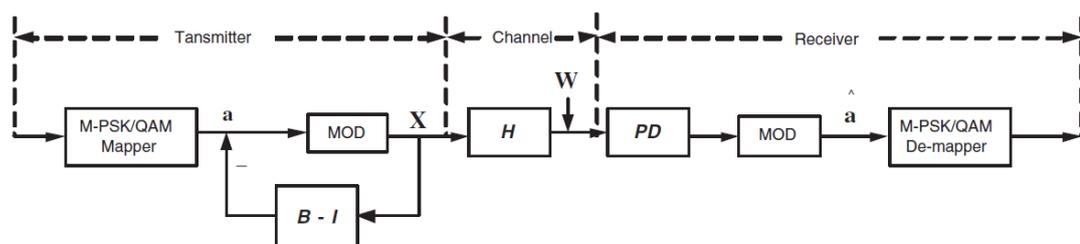
รูปที่ 2.29 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับแต่งสัญญาณ

Robert F.H. Fischer และคณะ ได้ทำวิจัยในเรื่อง Tomlinson-Harashima Precoding in Space-Time Transmission for Low-Rate Backward Channel โดยการใช้วิธี Tomlinson-Harashima Precoding และ nonlinear pre-equalization มาใช้ทำงานร่วมกัน ลักษณะของ Low-Rate Backward จะเป็นการส่งสถานะช่องการสื่อสารในเวลานั้นๆ กลับไปยังเครื่องรับ (Receiver) จากนั้นจึงทำการปรับปรุงระบบ Precoder พร้อมทั้งปรับแต่งสัญญาณที่ Equalizer ไปพร้อมๆกัน (โดย $B = [b_{kj}]$ เป็น feedback matrix ที่ใช้ใน precoder ส่วน V และ F นั้นจะอยู่ในส่วนของ MMSE Equalizer)



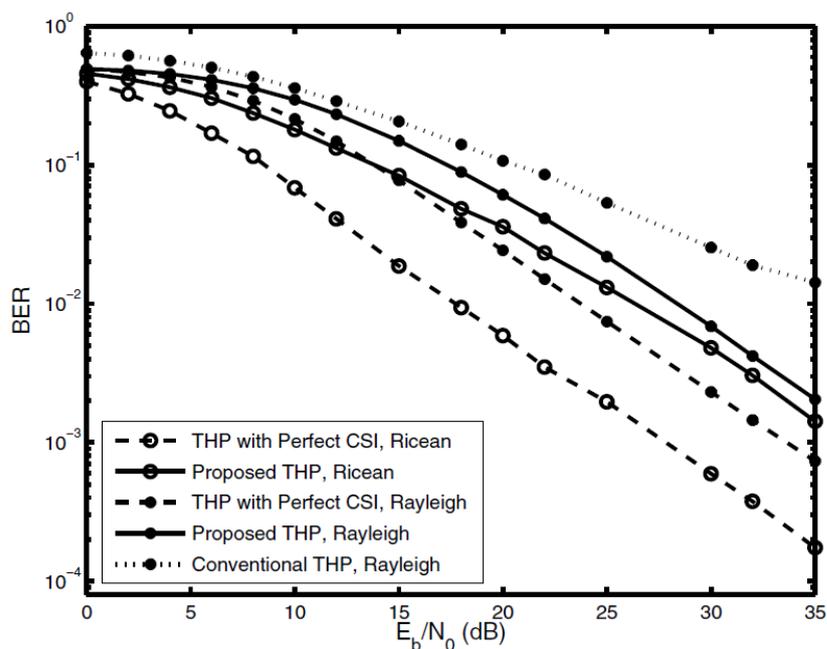
รูปที่ 2.30 Tomlinson-Harashima Precoding for MIMO channels.

Yu Fu, Witold A. Krzymie'n และ Chintla Tellambura ได้ทำการศึกษาเรื่อง Non-Linear Precoding for OFDM Systems in Spatially-Correlated Frequency-Selective Fading MIMO Channels ซึ่งเป็นการเสนอวิธีการออกแบบระบบ non-linear Precoding ในระบบ Multiple-input Multiple-output (MIMO) ในระบบ OFDM โดยวิเคราะห์การทำงานในภาค Receiver โดยไม่ส่งข้อมูลย้อนกลับมาเพื่อให้ทราบภาค Transmitter รู้ถึงลักษณะของสัญญาณที่ข้อมูลได้ส่งผ่านไป ใช้รูปแบบผสมกันระหว่าง non-linear zero-forcing (ZF) Tomlinson-Harashima Precoding (THP) มาช่วยในการทำงานร่วมของระบบ



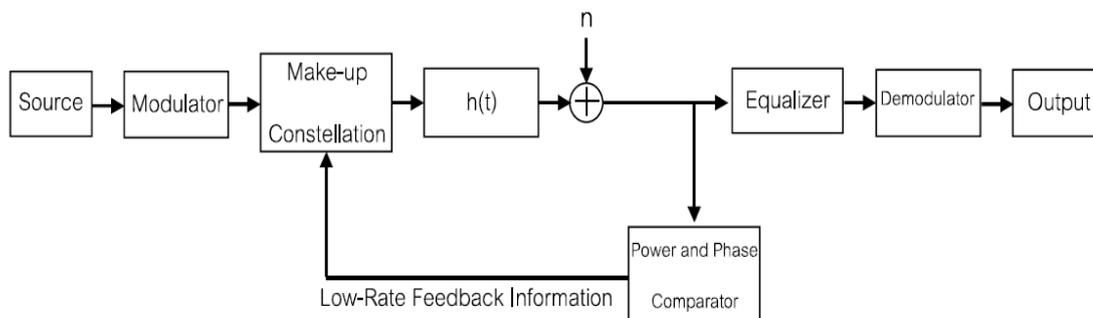
รูปที่ 2.31 Tomlinson-Harashima precoder in a MIMO OFDM link

ซึ่งได้ผลการทดลองนั้นได้ทดสอบช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Rayleigh และ Rician ผลการทดลองที่ที่น่าสนใจอย่างยิ่ง



รูปที่ 2.32 ผลการทดลองระบบ non-linear zero-forcing (ZF) Tomlinson-Harashima Precoding (THP)

ชัยพร เขมะภะตะพันธ์ และทศพร จันทร์เฟือก ได้ทำการศึกษาเรื่อง การจัดกลุ่มสัญลักษณ์แบบปรับขนาดสำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการปรับขนาดขนาดและมุมเฟสของกลุ่มสัญลักษณ์ล่วงหน้า ด้วยวิธีการส่งบิดนาร์่องเพื่อทดสอบคุณลักษณะของช่องสัญญาณจากนั้นจึงนำข้อมูลอัตราต่ำมากย้อนกลับมาปรับขนาดสัญลักษณ์ใหม่ โดยเทียบกับ Equalizer เพียงอย่างเดียว



รูปที่ 2.33 การจัดกลุ่มสัญลักษณ์แบบปรับขนาดที่มีการจางหายแบบเรย์ลี

2.11 แนวทางของวิทยานิพนธ์

งานวิจัยนี้เป็นการผสมผสานระหว่างหลักการของระบบ Precoding และ OFDM เข้าด้วยกัน โดยที่มี Equalizer ในภาครับเพียงอย่างเดียว มีการป้อนข้อมูลย้อนกลับขนาดต่ำ เพื่อลดภาระการทำงานของระบบที่ซับซ้อนลง ในส่วนการทดลองและวัดประสิทธิภาพนั้น จะใช้การคำนวณทางคณิตศาสตร์ด้วยโปรแกรม MATLAB พร้อมทั้งเปรียบเทียบกับ BER ซึ่งผู้วิจัยตั้งใจจะนำระบบ Precoding มาวิเคราะห์ผลเพื่อหาประสิทธิภาพที่ดีที่สุด และนำมาพัฒนาเพื่อให้เป็นระบบใหม่ที่มีความซับซ้อนน้อย และทำงานร่วมกับระบบ OFDM ที่มีอุปกรณ์ประกอบระบบชนิดอื่นๆ ได้เป็นอย่างดี