

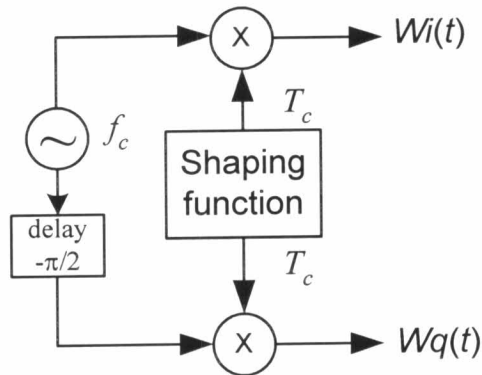
บทที่ 3

ระบบสื่อสารแบบ UWB ที่เสนอ

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงวิธีการสร้างสัญญาณอิมพัลส์, หลักการทำงานของเครื่องส่งและเครื่องรับสำหรับระบบสื่อสารแบบ UWB ที่นำเสนอแบบต่างๆ

3.1 สัญญาณอิมพัลส์

การใช้สัญญาณอิมพัลส์ เช่นสัญญาณพัลส์เกาส์และอนุพันธ์ต่างๆ ในการสื่อสารตามงานวิจัยต่างๆ ที่ได้ศึกษามาแล้วนั้น [3], [5]-[9] มีข้อเสียที่สำคัญประการหนึ่งคือ การเปลี่ยนรูปร่างลักษณะของสัญญาณอิมพัลส์เมื่อผ่านสัญญาณเข้าไปในวงจรกรองสัญญาณหรือสายอากาศ ทำให้การออกแบบเครื่องรับและเครื่องส่งนั้นต้องการวิธีการที่ซับซ้อนในการตรวจวัดสัญญาณที่รับได้ หรือต้องใช้สายอากาศที่มีคุณสมบัติไม่เปลี่ยนรูปร่างสัญญาณอิมพัลส์ [18] ดังนั้นสัญญาณอิมพัลส์ที่เสนอเพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยนี้จะต้องมีคุณสมบัติที่แก้ปัญหาคาร์ทรานส์ฟอร์มเนื่องจากคุณสมบัติของสายอากาศและวงจรกรองสัญญาณได้ ทำให้สามารถสร้างเครื่องรับที่มีการทำงานกลับกันกับเครื่องส่งได้ (reversible) และต้องเป็นไปตามข้อกำหนดสเปกตรัมการสื่อสาร UWB ของ FCC ซึ่งได้กำหนดแบนด์วิดท์ของสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารแบบ UWB ไว้ โดยมีช่วงความถี่จาก 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และมีความหนาแน่นของกำลังสเปกตรัมน้อยกว่าหรือเท่ากับ -41.3 dBm/MHz โดยผู้วิจัยได้เสนอใช้สัญญาณไซน์เช่นที่ใช้ในการสื่อสารแบบแบนด์วิดท์แคบ เป็นสัญญาณคลื่นพาห่ที่มีความถี่ f_c Hz ในการส่งสัญญาณเพื่อแก้ปัญหาคาร์ทรานส์ฟอร์มของสัญญาณ ซึ่งเกิดจากคุณสมบัติการทรานส์ฟอร์มของสายอากาศที่มีต่อสัญญาณอิมพัลส์ กล่าวคือการเปลี่ยนรูปร่างของสัญญาณไซน์ที่เกิดจากสายอากาศนั้นก็ยังคงได้สัญญาณไซน์เหมือนเดิม แต่มีเฟสเริ่มต้นของสัญญาณเปลี่ยนไป โดยนำสัญญาณคลื่นพาห่ที่เป็นสัญญาณไซน์นั้นไปทำการแต่งรูปร่างขนาดสัญญาณด้วยวงจรแต่งรูปร่างสัญญาณ (shaping function circuit) เพื่อให้สัญญาณที่ได้คล้ายกับสัญญาณอิมพัลส์ เพราะฉะนั้นสัญญาณอิมพัลส์อินเฟสและอิมพัลส์ควอเดรเจอร์เฟสสามารถสร้างได้ตามวงจรในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณอิมพัลส์ที่ใช้สร้างสัญญาณอิมพัลส์อินเฟสและควอเดรเจอร์เฟส

วงจรแต่งรูปร่างสัญญาณนี้จะสร้างสัญญาณพัลส์ที่เป็นสัญญาณพัลส์เกาส์ ซึ่งความกว้างของสัญญาณพัลส์เกาส์นี้จะเป็นตัวกำหนดแบนด์วิธของสัญญาณที่ส่งออกมาจากเครื่องส่ง อย่างไรก็ตามสเปกตรัมของสัญญาณเกาส์ก็ยังคงมีลักษณะเป็นสเปกตรัมของเกาส์อยู่นั่นเอง เพราะการแปลงฟูริเยร์ (Fourier transform) ของฟังก์ชันเกาส์ ยังคงได้ฟังก์ชันเกาส์ ดังนั้นสัญญาณที่ได้จาก shaping function จะมีค่า

$$I_s(t) = e^{-\zeta B^2 f_c^2 t^2} ; -T_c/2 \leq t \leq T_c/2 \quad (3-1)$$

เมื่อ ζ คือตัวประกอบสำหรับการแต่งขนาดสัญญาณ (shaping factor) โดยปกติแล้วสัญญาณที่ถูกแต่งรูปร่างขนาดของสัญญาณตามสมการที่ (3-1) นั้นจะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงขนาดขึ้นอยู่กับ ζ , B และ f_c ดังนั้นสัญญาณอิมพัลส์อินเฟสและควอเดรเจอร์เฟสที่ได้จึงมีค่า

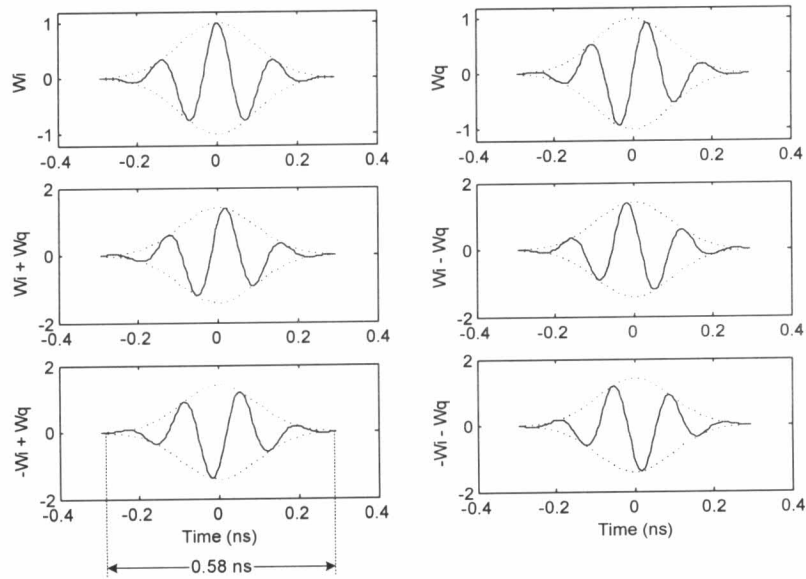
$$w_i(t) = I_s(t) \cos(\omega_c t) \text{ and } w_q(t) = I_s(t) \sin(\omega_c t) \quad (3-2)$$

ตามลำดับ เมื่อพิจารณาจากข้อกำหนดของด้านสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารแบบ UWB โดย FCC และสมการที่ (2-6) แล้วจะพบว่าคลื่นพาห่ที่มีความถี่ 6.85 GHz และ $B = 0.547$ และเมื่อใช้วิธีการ trial and error กับสมการที่ (3-2) ทำให้ได้ ζ มีค่าประมาณเท่ากับ 4 ซึ่งจะทำให้สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้เป็นไปตามข้อกำหนดสำหรับสเปกตรัมของสัญญาณ UWB โดย FCC ดังนั้นตัวอย่างของสัญญาณอิมพัลส์ตามสมการที่ (3-2) และสัญญาณที่นำมารวมกันในแบบต่างๆ สามารถแสดงได้ในรูปที่ 3.2 โดยที่เส้นประแสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรแต่งรูปร่างสัญญาณ ส่วนเส้นทึบคือ

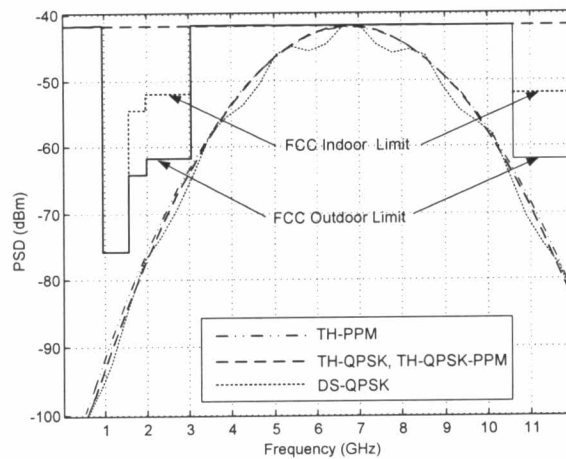
สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณอิมพัลส์ จากรูปจะสังเกตเห็นได้ว่าสัญญาณอิมพัลส์นี้จะมีคาบเวลาประมาณ 0.58 ns และมีสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบต่างๆ แสดงในรูปที่ 3.3 สำหรับการพิจารณาการเปลี่ยนรูปร่างสัญญาณของสัญญาณอิมพัลส์ที่ได้นี้ จะกำหนดให้สายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องรับมีคุณสมบัติทรานส์ฟอร์มแบบสมมาตร นั่นคือสัญญาณที่แผ่กระจายจากสายอากาศของเครื่องส่งจะเป็นอนุพันธ์อันดับที่ 1 ของสัญญาณที่ป้อนให้กับสายอากาศ ขณะเดียวกันสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศของเครื่องรับก็เป็นอนุพันธ์อันดับที่ 1 ของสัญญาณที่เดินทางในอากาศ ดังนั้นจึงเป็นการง่ายมากที่จะแสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศของเครื่องรับนั้นจะมีรูปร่างของสัญญาณเหมือนกับสัญญาณที่ป้อนให้กับสายอากาศของเครื่องส่ง เพียงแต่มีขนาดและเฟสของสัญญาณที่ต่างกัน โดยการหาอนุพันธ์อันดับที่ 2 ของสัญญาณที่ป้อนให้กับสายอากาศของเครื่องส่งดังสมการที่ (3-3) ดังนี้

$$\frac{d^2 w(t)}{dt^2} = C I_s(t) \cos(\omega_c t - \phi) \text{ for } T_c \ll 1 \quad (3-3)$$

เมื่อ $w(t)$ เท่ากับ $\pm w_i(t) \pm w_q(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณอิมพัลส์ที่เกิดจากการรวมกันระหว่างสัญญาณอิมพัลส์อินเฟสและสัญญาณอิมพัลส์ควอดเรเจอร์เฟสดังแสดงในรูปที่ 3.2, C คือค่าคงที่ใดๆ และ ϕ คือเฟสของสัญญาณที่มีหน่วยเป็น rad/s และมีค่าระหว่าง 0 ถึง 2π อย่างไรก็ตามเนื่องจากสัญญาณที่ใช้จะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก เพื่อให้สะดวกต่อการพิจารณาและวิเคราะห์ต่างๆ ในการศึกษาวิจัยนี้จึงกำหนดให้วงจรคูณที่ใช้ในรูปที่ 3.2 มีความเป็นเชิงเส้นตลอดความถี่ของแบนด์วิดท์ 7.5 GHz และไม่ขอกกล่าวถึงวิธีการสร้างวงจรคูณดังกล่าว จากรูปที่ 3.3 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ใช้ในการศึกษาวิจัยเปรียบเทียบกับข้อกำหนดสเปกตรัมโดย FCC ซึ่งผู้วิจัยได้สร้างสัญญาณตามสมการที่ (3-1) เพื่อให้มีสเปกตรัมตามข้อกำหนดสเปกตรัมสำหรับการสื่อสาร UWB ภายนอกอาคาร ซึ่งเป็นกรณีที่เข้มงวดที่สุด สัญญาณอิมพัลส์ที่ใช้ในการศึกษาวิจัยนี้เป็นการเสนอแนววิธีการสร้างสัญญาณอิมพัลส์ที่สามารถจัดการกับสเปกตรัมได้ ซึ่งทำได้โดยการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์นำไปคูณกับสัญญาณพัลส์เกาส์ที่สามารถปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ตามสมการที่ (3-1) แทนการสร้างสัญญาณพัลส์เกาส์แล้วทำการสร้างสัญญาณอนุพันธ์ต่างๆ ของสัญญาณพัลส์เกาส์ ซึ่งต้องใช้วงจรหาอนุพันธ์หรือวงจรกรองสัญญาณในการสร้างสัญญาณอนุพันธ์อันดับที่สูงขึ้น [12] และ [13]

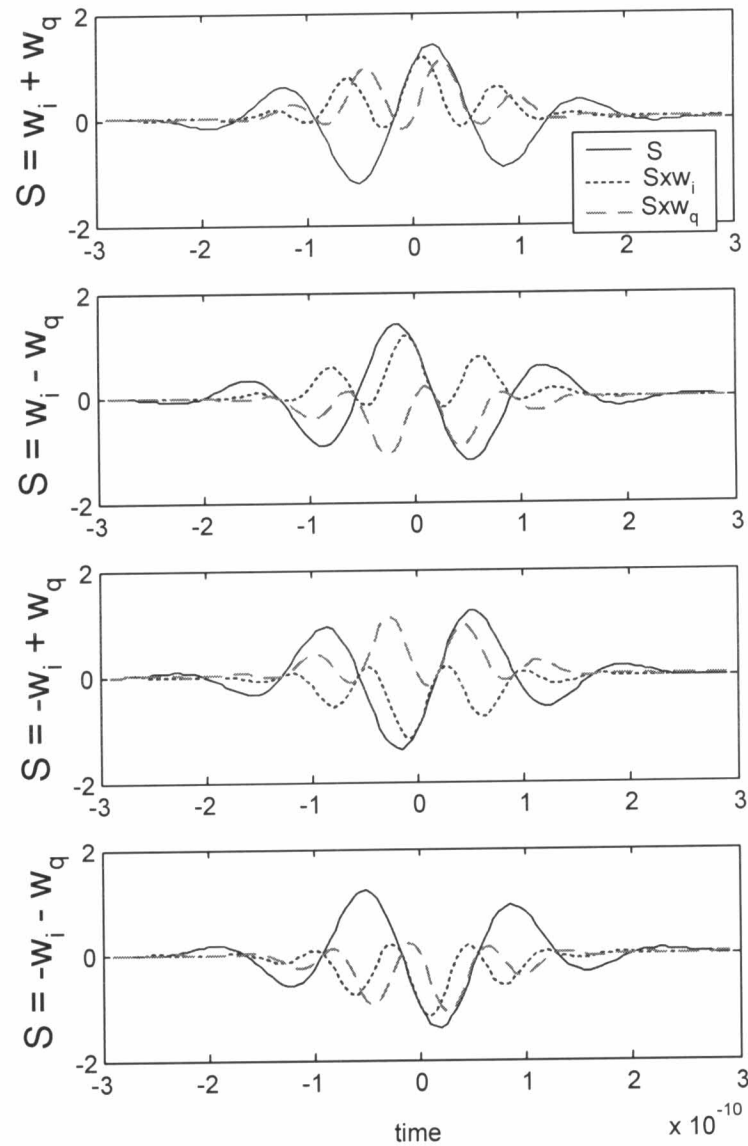


รูปที่ 3.2 สัญญาณอิมพัลส์และผลรวมแบบต่างๆ ที่ใช้



รูปที่ 3.3 สเปกตรัมของสัญญาณอิมพัลส์ที่ถูกมอดูเลตแบบต่างๆ เปรียบเทียบกับ สเปกตรัมสำหรับการสื่อสารแบบ UWB ที่กำหนดโดย FCC

การตรวจวัดสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่องส่งนั้นจะใช้สัญญาณอิมพัลส์อินเฟสและควอเทรเจอร์เฟส ซึ่งสร้างขึ้นที่เครื่องรับสัญญาณ นำไปคูณกับสัญญาณที่รับมาได้ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ถูกส่งมานั้นจะประกอบด้วยสัญญาณอิมพัลส์อินเฟสและสัญญาณอิมพัลส์ควอเทรเจอร์เฟส โดยที่ขั้วของสัญญาณทั้งสองจะแทนค่าของบิตข้อมูลที่คูณกับรหัสแล้วส่งออกมาจาก



รูปที่ 3.4 วิธีการตรวจวัดสัญญาณอิมพัลส์อินเฟสและควอเดรเจอร์เฟสที่เครื่องรับ

เครื่องส่ง ที่เครื่องรับจะใช้สัญญาณอิมพัลส์อินเฟสและควอเดรเจอร์เฟสที่มีการเข้ารหัสเช่นเดียวกับเครื่องส่งนำไปคูณเพื่อแยกข้อมูลออกมา สัญญาณที่ได้จากการคูณนี้จะถูกนำไปอินทิเกรตเพื่อตัดสินหาค่าข้อมูลที่รับได้ โดยจะกล่าวในรายละเอียดในส่วนของเครื่องรับที่เสนอในแต่ละแบบต่อไป

3.2 พลังงานที่ใช้ในระบบสื่อสารแบบ UWB ที่เสนอ

การสื่อสารแบบ UWB นั้นถูกจำกัดโดยข้อกำหนดค่าความเข้มของสเปกตรัมกำลังของ FCC ทำให้การใช้งานจริงในทางปฏิบัติเป็นสิ่งที่ต้องนำมาพิจารณา กำหนดให้สายอากาศทั้งที่เครื่องรับและเครื่องส่งเป็นแบบรอบทิศทาง เมื่อพิจารณาจากแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี (path loss model) ที่ใช้สมการของ Friis transmission แล้วสามารถคำนวณหาลำดับสัญญาณที่มีค่าความถี่ f Hz ที่เครื่องรับสามารถรับได้ตามสมการดังนี้

$$P_r(f) = P_t(f)G_t(f)G_r(f)\frac{c^2}{(4\pi df)^2} \quad (3-4)$$

เมื่อ $P_t(f)$ คือกำลังส่งสัญญาณจากเครื่องส่ง, $G_t(f)$ คืออัตราการขยายของสายอากาศส่ง, $G_r(f)$ คืออัตราการขยายของสายอากาศรับ, c คือค่าความเร็วของแสง และ d คือระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับ จากข้อกำหนดด้านกำลังส่งสัญญาณและสเปกตรัมของสัญญาณ UWB ที่กำหนดโดย FCC ที่ไม่เกิน -41.3 dBm/MHz และมีแบนด์วิดท์จาก 3.1 ถึง 10.6 GHz ดังนั้นสามารถหาลำดับส่งทั้งหมดของเครื่องส่งได้เป็น

$$P_t = \int_{3.1 \text{ GHz}}^{10.6 \text{ GHz}} P_t(f)G_t(f)df \leq -41.3 \text{ dBm/MHz} + 10\log_{10}(7500) = -2.55 \text{ dBm}. \quad (3-5)$$

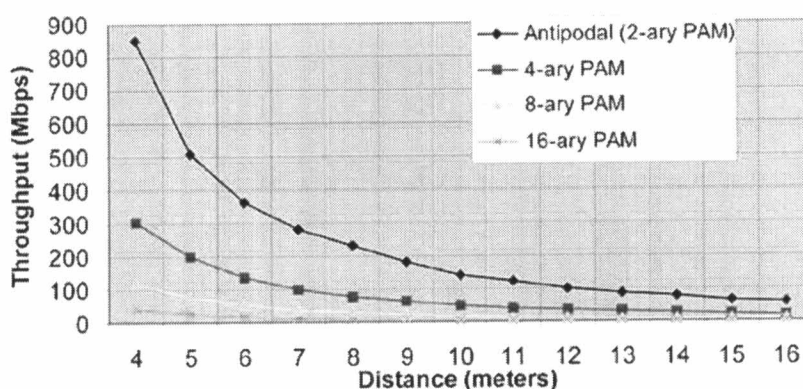
ซึ่งมีค่าประมาณ 0.5 mW เพื่อให้สะดวกต่อการวิเคราะห์กำหนดให้อัตราการขยายของสายอากาศส่งมีค่าเท่ากับหนึ่ง และอัตราการขยายของสายอากาศรับเป็นแบบเท่าเทียมกันตลอดช่วงแบนด์วิดท์จาก 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz กล่าวคือ $G_r(f) \cong G_r$ เพราะฉะนั้นกำลังสัญญาณทั้งหมดที่สายอากาศรับสามารถรับได้คือ

$$\begin{aligned} P_r &= \int P_r(f)df = \int_{f'_c - B_w/2}^{f'_c + B_w/2} \frac{P_t G_r}{B_w} \frac{c^2}{(4\pi df)^2} df \\ &= P_t G_r \frac{c^2}{(4\pi d)^2 f_c'^2} \times \frac{1}{1 - (B_w/2f_c')^2} \end{aligned} \quad (3-6)$$

เมื่อ f'_c คือค่าความถี่เชิงเรขาคณิต (geometric frequency) ของสัญญาณ และ B_w คือแบนด์วิดท์ของสัญญาณ ในทางปฏิบัติแล้ว การสร้างสายอากาศที่มีอัตราการขยายเท่ากันตลอดช่วงแบนด์วิดท์ที่

กว้างมากนั้นทำได้ยากมาก อย่างไรก็ตามในการศึกษาวิจัยนี้จะขอพิจารณาเพียงค่าประมาณเท่านั้น ดังนั้น จากสมการที่ (3-6) สามารถคำนวณหาค่ากำลังของสัญญาณที่รับได้แตกต่างจากสมการของ Friis ประมาณ 1.6 dB เท่านั้นสำหรับระบบสื่อสารแบบ UWB ที่มีแบนด์วิดท์ประมาณ 7.5 GHz และมีค่าความถี่เชิงเรขาคณิตเท่ากับ 6.15 GHz อย่างไรก็ตามในกรณีของระบบสื่อสารแบบ UWB ที่มีแบนด์วิดท์ของช่วงครึ่งกำลังสัญญาณ (half power bandwidth) จาก 5.25 GHz ถึง 8.25 GHz (ซึ่งเป็นแบนด์วิดท์ของระบบสื่อสารแบบ UWB ที่เสนอเพื่อศึกษา) หรือประมาณ 3 GHz เท่านั้น ดังนั้นทำให้กำลังสัญญาณที่รับได้แตกต่างจากแบบจำลองของ Friis เพียง 0.2 dB นั้นหมายความว่าเราสามารถใช้ในการหาค่าพลังงานสูญเสียเนื่องจากระยะทางของ Friis ที่ใช้กับระบบสื่อสารแบบแบนด์วิดท์แคบมาประมาณค่าของระบบสื่อสารแบบ UWB ที่ศึกษานี้ได้ สำหรับวิธีการคำนวณหาค่ากำลังสัญญาณที่มีค่าความถูกต้องมากกว่านี้ถูกศึกษาและเสนอโดย D. M. Pozar [19]

เนื่องจากการสูญเสียกำลังเชิงวิถี ทำให้อัตราการส่งผ่านข้อมูลจะขึ้นอยู่กับระยะทางระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับด้วย ตัวอย่างของการศึกษาอัตราการส่งที่เป็นไปได้เทียบกับระยะทางที่สามารถส่งได้ [20] แสดงดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 เปรียบเทียบอัตราการส่งผ่านข้อมูลและระยะทางระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับของการสื่อสารแบบ UWB ที่มีการมอดูเลตแบบ PAM ผ่านช่องสัญญาณ AWGN

ในกรณีของเครื่องส่งที่เสนอเพื่อใช้ศึกษานี้จะมีอัตราการส่งข้อมูลสูงสุดประมาณ 200 Mbps ในขณะที่แบบจำลองช่องสัญญาณพหุวิถี ซึ่งแนะนำโดย IEEE สำหรับโครงข่าย WPAN ได้แบ่งระยะทางระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับเป็น 2 ระยะได้แก่ 0 ถึง 4 เมตร และ 4 ถึง 10 เมตร เพื่อใช้กับสภาพแวดล้อมต่างๆ กัน ซึ่งจะได้อีกกล่าวในรายละเอียดต่อไป

กำหนดให้อัตราการขยายของสายอากาศรับและส่งมีค่าเท่ากับหนึ่ง จะทำให้กำลังสัญญาณเฉลี่ยที่รับได้ทั้งหมดจะมีค่า -62 dBm เมื่อระยะห่างระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับมีค่าเท่ากับ 4 เมตร จะทำให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากระยะทาง (path loss) ตามสมการที่ (3-4) มีค่า 12 dB ดังนั้นกำลังของสัญญาณรบกวนทั้งหมดต่อหนึ่งบิตข้อมูลจะมีค่า [16]

$$P_n = -174 + 10\log_{10}(R_b) + N_F \quad \text{dB} \quad (3-7)$$

เมื่อ R_b คืออัตราการส่งข้อมูลมีหน่วยเป็น bps และ N_F คือตัวเลขสัญญาณรบกวน (noise figure) ที่ปรากฏที่ LNA ที่ด้านหน้าของเครื่องรับ ซึ่งจะมีค่าประมาณ 7 dB ดังนั้นเราสามารถคำนวณหาค่าส่วนเกินของการเชื่อมโยง (link margin) ได้ดังนี้

$$M = P_r - P_n - (E_b / N_o)_{req} - I \quad (3-8)$$

เมื่อ $(E_b / N_o)_{req}$ คือค่าพลังงานต่อหนึ่งบิตข้อมูลที่ต้องการสำหรับสมรรถนะที่ต้องการ และ I คือการสูญเสียที่เกิดจากตัวกรองสัญญาณ การสุ่มสัญญาณและอื่นๆ ตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดให้ $(E_b / N_o)_{req}$ ต้องมีค่าเท่ากับ 15 dB และ I มีค่าประมาณ 2 dB ค่าส่วนเกินของการเชื่อมโยงของระบบสื่อสาร UWB ที่เสนอจะมีค่าตามตารางที่ 3.1 ซึ่งค่าส่วนเกินของการเชื่อมโยงนี้มีประโยชน์มากสำหรับการควบคุมกำลังส่งสัญญาณของเครื่องส่ง เพื่อใช้ชดเชยการแปรเปลี่ยนกำลังสูญเสียของช่องสัญญาณ หรือชดเชยผลกระทบของ near-far effect เป็นต้น

ตารางที่ 3.1

ค่าส่วนเกินของการเชื่อมโยงกรณี $(E_b/N_o)_{req} = 15$ dB และ $I = 2$ dB

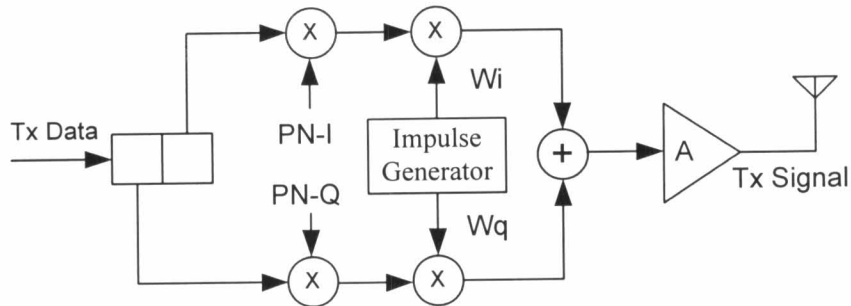
R_b (Mbps)	200	100	50	25	12.5
P_n (dB)	-84	-87	-90	-93	-96
M (dB)	5	8	11	14	17

ค่า $(E_b/N_o)_{req}$ เท่ากับ 15 dB นี้เป็นค่าที่เผื่อไว้ค่อนข้างมากพอสมควร ทำให้กรณีที่ต้องการส่งข้อมูลด้วยอัตราที่มากกว่านี้ก็ทำได้ กล่าวคือ ถ้าให้ $(E_b/N_o)_{req} = 9$ dB จะทำให้สามารถเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลเป็น 800 Mbps โดยที่ค่าส่วนเกินของการเชื่อมโยงยังคงมีค่าเท่ากับ 5 dB

3.3 การสื่อสารแบบ DS-QPSK UWB

ได้มีผู้เสนอใช้วิธีการแผ่สเปกตรัมแบบ DS กับการสื่อสารแบบ UWB โดยใช้วิธีการมอดูเลตแบบ BPSK [4] และ [6] อย่างไรก็ตามในการศึกษาวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการส่งสัญญาณแบบ DS-QPSK UWB โดยทำการมอดูเลตสัญญาณ UWB แบบ QPSK ที่มีการแผ่สเปกตรัมแบบ DS ทั้งนี้เพื่อเป็นการเพิ่มจำนวนบิตข้อมูลจาก 1 บิตต่อสัญลักษณ์ (กรณีมอดูเลตแบบ BPSK) เป็น 2 บิตต่อสัญลักษณ์ (กรณีมอดูเลตแบบ QPSK) ทำให้ได้อัตราการส่งข้อมูลเพิ่มขึ้น 2 เท่า เป็นการทำให้สมรรถนะการทำงานดีขึ้น โดยมีรายละเอียดดังนี้

3.3.1 เครื่องส่ง

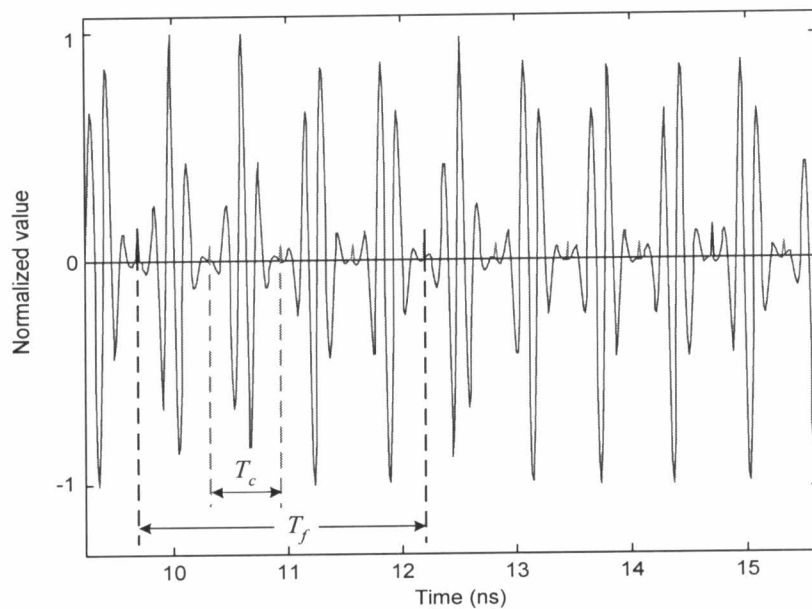


รูปที่ 3.6 เครื่องส่งของระบบสื่อสารแบบ DS-QPSK UWB

เครื่องส่งของระบบสื่อสาร UWB ที่ใช้วิธีการมอดูเลตแบบ DS-QPSK แสดงดังรูปที่ 3.5 ซึ่งจะใช้สัญญาณอิมพัลส์อินเฟส และควอเคอร์เจอร์เฟสในการมอดูเลตข้อมูลขาเข้าที่ถูกเข้ารหัสโดยใช้วงจรคูณตามรูปที่ 3.6 ซึ่งข้อมูลบิตแรกจากบัพเฟอร์จะถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณอิมพัลส์อินเฟส ในขณะที่บิตที่สองจะถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณอิมพัลส์ควอ-เคอร์เจอร์เฟส ทั้งนี้รหัสฮาดามาร์ด (Hadamard code) หรือรหัสสัญญาณรบกวนเทียม (pseudonoise code, PN) จะถูกนำมาใช้ในการเข้ารหัสและแผ่สเปกตรัมของข้อมูลขาเข้าให้อยู่ในรูปของลำดับรหัสที่มีจำนวน N_h ลำดับ ดังนั้นสัญญาณที่อินพุตของสายอากาศส่งของเครื่องส่งจึงมีค่า

$$s_{DS-QPSK}^{(k)}(t) = A \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_h-1} \left\{ b_{[n/N_h, N_h]}^{(k,1)} a_{j,n}^{(k)} w_i(t - jT_f - nT_c) + b_{[n/N_h, N_h]}^{(k,2)} a_{j,n}^{(k)} w_q(t - jT_f - nT_c) \right\} \quad (3-9)$$

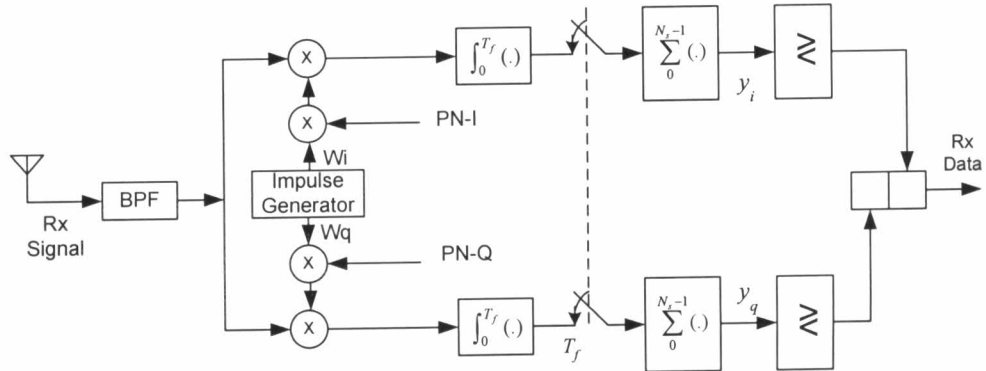
เมื่อ A คืออัตราขยายของสัญญาณ, N_s คือจำนวนเฟรมต่อสัญลักษณ์, $a_{j,n}^{(k)}$ คือรหัสแม่ที่ได้มาจากรหัสฮาดามาดหรือรหัสสัญญาณรบกวนเทียมสำหรับผู้ใช้งานลำดับที่ k ในเฟรมที่ j และร่องซิปที่ n มีค่า $+1/-1$, b คือค่าที่แมปมาจากข้อมูลอินพุตจาก 0/1 เป็น $-1/+1$ และ $\lfloor x \rfloor$ คือฟังก์ชันที่ให้ค่าจำนวนเต็มที่ยกที่สุดที่เท่ากับหรือน้อยกว่า x จะสังเกตเห็นได้ว่าวงจรเครื่องส่งของระบบสื่อสารแบบ DS-QPSK UWB นี้ไม่ค่อยซับซ้อนมากนัก เพราะอาศัยหลักการคูณกันของสัญญาณเป็นหลัก ทำให้การสร้างวงจรเครื่องส่งมีความเป็นไปได้ค่อนข้างมาก ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่าเนื่องจากวงจรคูณสัญญาณนั้นทำงานกับสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก ดังนั้นการสร้างวงจรคูณอนาล็อกที่มีความเป็นเชิงเส้นตลอดความกว้างของแบนด์วิดท์ของสัญญาณเป็นสิ่งที่ต้องพิจารณา แต่ถ้าใช้วงจรคูณที่ทำงานด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลก็สามารถแก้ปัญหาดังกล่าวได้ ตัวอย่างของสัญญาณที่สร้างได้จากเครื่องส่งของระบบสื่อสารแบบ DS-QPSK UWB แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ตัวอย่างสัญญาณของระบบสื่อสารแบบ DS-QPSK UWB

จากรูปที่ 3.7 นั้นเป็นตัวอย่างของสัญญาณของระบบสื่อสารแบบ DS-QPSK UWB ที่มีจำนวนสัญญาณอิมพัลส์ 4 สัญญาณต่อหนึ่งเฟรม ($N_h = 4$)

3.3.2 เครื่องรับ



รูปที่ 3.8 เครื่องรับของระบบสื่อสารแบบ DS-QPSK UWB

เครื่องรับสัญญาณของระบบสื่อสารแบบ DS-QPSK UWB แสดงดังรูปที่ 3.8 อย่างไรก็ตามเครื่องรับของระบบสื่อสารแบบ UWB ที่เสนอทุกแบบจะใช้พื้นฐานของการหาค่าสหสัมพันธ์ในการตรวจวัดสัญญาณ โดยสัญญาณที่เอาต์พุตของสายอากาศรับของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานที่ k จะมีค่า

$$r^{(k)}(t) = s^{(k)}(t) \otimes h^{(k)}(t) + \sum_{j=0, j \neq k}^{K-1} s^{(j)}(t) \otimes h^{(j)}(t) + n^{(k)}(t) \quad (3-10)$$

เมื่อ $s(t)$ คือสัญญาณที่ถูกส่งออกจากเครื่องส่ง, $h(t)$ แสดงค่าการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ, $n(t)$ คือสัญญาณรบกวน AWGN ที่ปรากฏที่เครื่องรับและมีค่าความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังสัญญาณเท่ากับ $\eta/2$ และเครื่องหมาย \otimes แสดงการคอนโวลูชัน จะเห็นจากสมการที่ (3-10) ว่าจน์ที่สองของสมการด้านขวามือนั้นคือสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้คนอื่นๆ หรือ MAI อย่างไรก็ตามหลังจากผ่านตัวกรองสัญญาณ BPF แล้ว สัญญาณรบกวน AWGN ควรจะมีค่า

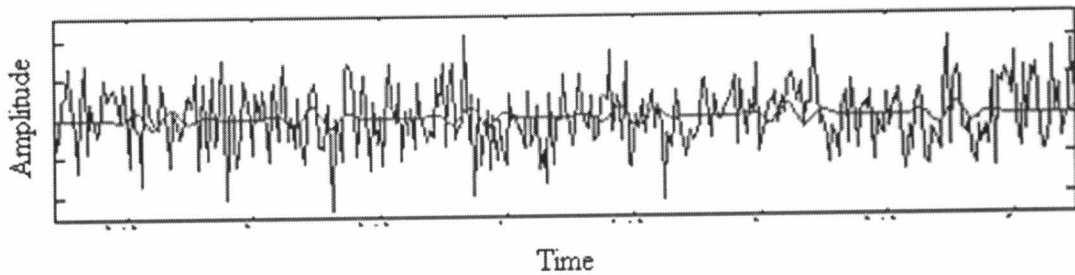
$$n'(t) = n_i(t) \cos(2\pi f_c t) - n_q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (3-11)$$

เมื่อ $n_i(t)$ และ $n_q(t)$ คือองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนอินเฟสและควอเดรเจอร์เฟสตามลำดับ โดยองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนทั้งสองนี้มีค่าความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังสัญญาณเท่ากับ $\eta/2$ และมีความเป็นอิสระทางสถิติต่อกัน สำหรับตัวอย่างของการพัฒนาตัวกรองสัญญาณ

BPF สำหรับระบบสื่อสารแบบ UWB นั้นสามารถศึกษาได้จาก [21] ดังนั้นกำลังของสัญญาณรบกวนจึงมีค่า

$$E[n^2(t)] = \frac{1}{2} E[n_i^2(t)] + \frac{1}{2} E[n_q^2(t)] \quad (3-12)$$

เมื่อ $E[\cdot]$ แสดงถึงค่าคาดหวัง รูปที่ 3.9 แสดงสัญญาณอิมพัลส์ของระบบสื่อสารแบบ DS-QPSK UWB ที่เครื่องรับรับได้ผ่านช่องสัญญาณ AWGN ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณที่รับได้นั้นจะมีลักษณะเหมือนกับสัญญาณรบกวนมากกว่าสัญญาณของระบบสื่อสาร ทั้งนี้เพราะการส่งสัญญาณแบบอิมพัลส์ที่มีคาบเวลาสั้นและมีกำลังต่ำนั่นเอง



รูปที่ 3.9 สัญญาณของระบบสื่อสารแบบ DS-QPSK UWB ที่รับได้ผ่านช่องสัญญาณ AWGN เมื่อ SNR = 0 dB

สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรกรองสัญญาณ BPF จะถูกนำมาตีโมดูลेट โดยจะนำสัญญาณอิมพัลส์อินเฟสและควอเคอร์เจอร์เฟสท้องถิ่นที่ถูกสร้างที่เครื่องรับ และมีการเข้ารหัสฮาดามาดหรือรหัส PN ที่มีลำดับเดียวกันกับรหัสของเครื่องส่ง มาคูณกับสัญญาณจากเอาต์พุตของวงจรกรองสัญญาณ BPF ผลคูณของสัญญาณเหล่านี้จะถูกนำไปอินทิเกรตเพื่อหาค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณท้องถิ่น เนื่องจากเครื่องส่งส่งสัญญาณอิมพัลส์มา N_s เฟรมต่อข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์ ดังนั้นเครื่องรับจะทำการรวมค่าการสุ่มสัญญาณที่ได้จากการอินทิเกรตด้วยวงจร MRC โดยวงจรสุ่มนั้นจะมีคาบเวลาการสุ่มเท่ากับคาบเวลาของเฟรมคือ T_f ซึ่งสามารถเขียนสมการของเอาต์พุตของ MRC ได้ดังนี้

$$y_i = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_s + jT_f}^{\tau_s + (j+1)T_f} r(t) a_{j,n} w_i(t - \tau_s - jT_f - nT_c) dt \quad (3-13)$$

และ

$$y_q = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_s + jT_f}^{\tau_s + (j+1)T_f} r(t) a_{j,n} w_q(t - \tau_s - jT_f - nT_c) dt \quad (3-14)$$

เมื่อ $n = \{0, 1, \dots, N_h - 1\}$ และ τ_s คือตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายแบบเท่าเทียม ซึ่งเกิดจากการหน่วงเวลาของสัญญาณที่เดินทางจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับ โดยกำหนดให้เครื่องรับสามารถหาค่าการหน่วงเวลาที่เกิดขึ้นนี้ได้อย่างสมบูรณ์และใช้ในการซิงโครไนซ์ระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับได้ การทำงานในส่วนสุดท้ายของเครื่องรับคือการตัดสินใจว่าบิตข้อมูลที่รับมีค่าเป็นเช่นใดโดยใช้วงจรตรวจวัดขั้วสัญญาณ (sign detection) ดังสมการต่อไปนี้

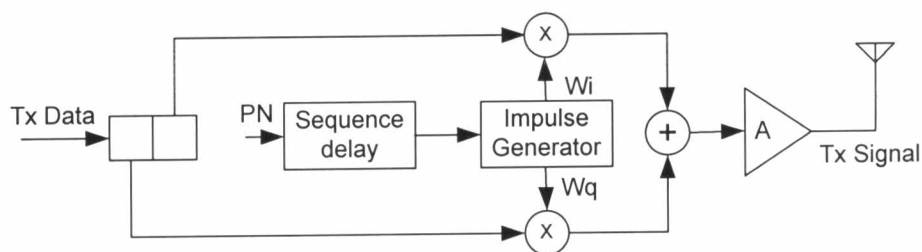
$$d_1 = \text{sign}(y_i) \text{ and } d_2 = \text{sign}(y_q) \quad (3-15)$$

สำหรับบิตข้อมูลในลำดับที่ 1 และ 2 ตามลำดับ

3.4 การสื่อสารแบบ TH-QPSK UWB

3.4.1 เครื่องส่ง

นอกจากการแผ่สเปกตรัมแบบ DS ที่ใช้ในระบบสื่อสารแบบ UWB ที่มีการมอดูเลตแบบ QPSK ตามที่เสนอไปแล้วนั้น การแผ่สเปกตรัมแบบ TH สำหรับระบบสื่อสารแบบ UWB ที่มีการมอดูเลตแบบ QPSK เพื่อใช้ในระบบ MUS ก็มีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้ในการสื่อสารแบบ UWB ดังเช่นที่ M. Z. Win และ R. A. Scholtz [3] ได้ศึกษาไว้ ดังนั้นในส่วนนี้ผู้วิจัยจึงเสนอการมอดูเลตแบบ TH-QPSK สำหรับระบบสื่อสารแบบ UWB เพื่อใช้สำหรับโครงข่าย WPAN วงจรเครื่องส่งที่ใช้สำหรับการสื่อสารแบบ TH-QPSK UWB แสดงดังรูปที่ 3.10 โดยสัญญาณที่ส่งออกมาจะถูกมอดูเลตแบบ QPSK และแผ่สเปกตรัมแบบ TH ซึ่งข้อมูลจำนวน 2 บิตจะถูกเก็บไว้ในบัฟเฟอร์ก่อน จากนั้นข้อมูลทั้ง 2 บิตจะถูกมอดูเลตโดยสัญญาณอิมพัลส์อินเฟสและควอเดรเจอร์เฟสตามลำดับ สัญญาณอิมพัลส์ทั้งสองที่ถูกสร้างจากเครื่องกำเนิดสัญญาณอิมพัลส์ตามวงจรในรูปที่ 3.1 จะถูกเข้ารหัสเหมือนกันด้วยรหัส PN เพื่อให้สัญญาณอยู่ในระยะเวลาที่กำหนด จากนั้นจะนำบิตข้อมูลทั้งสองมาแยกคูณกับสัญญาณอิมพัลส์นี้ แล้วจึงนำผลคูณที่ได้มารวมกันก่อนที่จะเข้าสู่ภาคขยายสัญญาณต่อไป

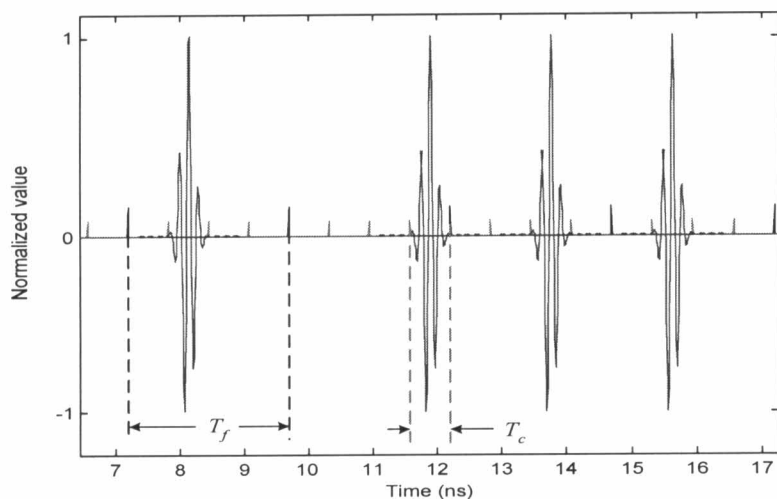


รูปที่ 3.10 เครื่องส่งของระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK UWB

จะเห็นได้จากวงจรในรูปที่ 3.10 ว่าโครงสร้างของเครื่องส่งระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK UWB นั้นมีความไม่ยุ่งยากซับซ้อนเท่าไรและสามารถนำไปสร้างได้ง่าย สำหรับสัญญาณที่อินพุตของสายอากาศส่งของเครื่องส่งสำหรับผู้ใช้งานที่ k มีค่า

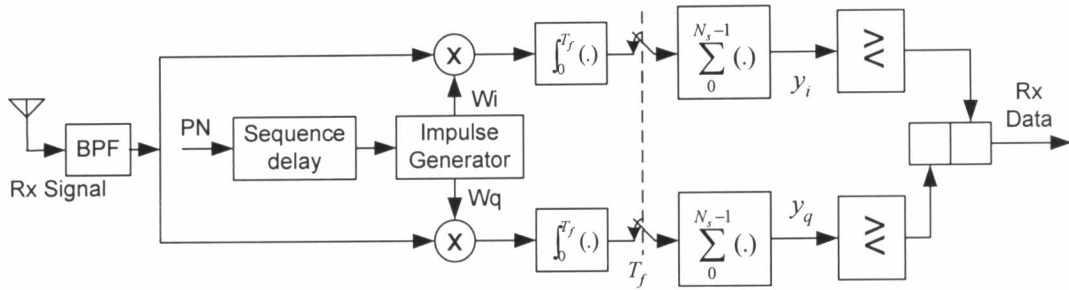
$$s_{\text{TH-QPSK}}^{(k)}(t) = A \sum_{j=-\infty}^{\infty} \{b_{[j/N_s]}^{(k,1)} w_i(t - jT_f - c_j^{(k)} T_c) + b_{[j/N_s]}^{(k,2)} w_q(t - jT_f - c_j^{(k)} T_c)\} \quad (3-16)$$

เมื่อ $\{c_j^{(k)}\}$ คือเซตของลำดับรหัสแบบ TH สำหรับผู้ใช้งานลำดับที่ k ในเฟรมที่ j ดังนั้นในแต่ละเฟรมของสัญญาณที่ส่งจะประกอบไปด้วย N_h ชิปซึ่ง $\max_j(c_j^{(k)}) = N_h - 1$ รูปที่ 3.11 แสดงตัวอย่างสัญญาณที่ได้จากเครื่องส่งแบบ TH-QPSK UWB เมื่อ $N_h = 4$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าตำแหน่งของสัญญาณอิมพัลส์ในแต่ละเฟรมจะเปลี่ยนไปขึ้นกับรหัส PN ที่ใช้ในการแผ่สเปกตรัมแบบ TH

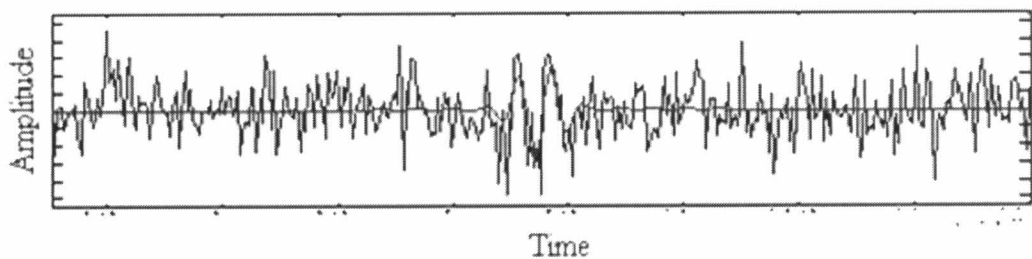


รูปที่ 3.11 ตัวอย่างสัญญาณของระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK UWB

3.4.2 เครื่องรับ



รูปที่ 3.12 เครื่องรับของระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK UWB



รูปที่ 3.13 สัญญาณของระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK UWB ที่รับได้ผ่านช่องสัญญาณ AWGN เมื่อ SNR = 0 dB

เครื่องรับของระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK UWB แสดงดังรูปที่ 3.11 โดยสัญญาณที่รับได้ดังเช่นสัญญาณในรูปที่ 3.12 จะถูกผ่านเข้าไปในวงจรกรองสัญญาณ BPF แล้วจึงนำสัญญาณที่กรองได้มาคูณคูณโดยคูณกับสัญญาณอิมพัลส์อินเฟสและควอเดรเจอร์เฟสที่สร้างขึ้นที่เครื่องรับ ซึ่งสัญญาณอิมพัลส์ท้องถิ่นนี้จะใช้รหัส PN เดียวกันกับรหัส PN ของเครื่องส่งเป็นตัวควบคุมการแผ่สเปกตรัมแบบ TH ผลคูณของสัญญาณจะนำมาอินทิเกรตเพื่อค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอิมพัลส์ท้องถิ่นกับสัญญาณที่รับได้ ค่าสหสัมพันธ์ที่ได้จะถูกสุ่มและคงค่าข้อมูลด้วยอัตรา $1/T_f$ ก่อนป้อนให้กับวงจร MRC ซึ่งสัญญาณที่ได้จากวงจร MRC สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$y_i = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_s+jT_f}^{\tau_s+(j+1)T_f} r(t)w_i(t-\tau_s-jT_f-c_jT_c)dt \quad (3-17)$$

และ

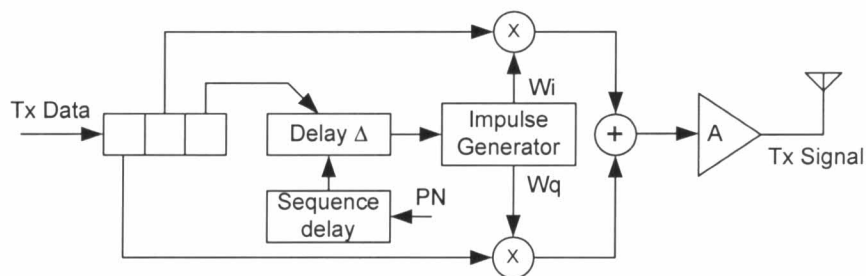
$$y_q = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_s + jT_f}^{\tau_s + (j+1)T_f} r(t) w_q(t - \tau_s - jT_f - c_j T_c) dt \quad (3-18)$$

สำหรับองค์ประกอบของสัญญาณในอินเฟสและควอเดรเจอร์เฟสตามลำดับ ในส่วนสุดท้ายคือการตัดสินใจข้อมูลที่ได้รับได้นั้นจะมีความทำงานที่เหมือนกันกับเครื่องรับของระบบสื่อสารแบบ DS-QPSK UWB

3.5 การสื่อสารแบบ TH-QPSK-PPM UWB

3.5.1 เครื่องส่ง

เนื่องจากระบบสื่อสารแบบ UWB ที่มีการมอดูเลตแบบ TH-QPSK นั้นยังสามารถเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลได้โดยการเพิ่มการมอดูเลตแบบ PPM ร่วมกับการมอดูเลตแบบ QPSK ทำให้สามารถแทนข้อมูลจาก 2 บิตเป็น 3 บิตต่อสัญลักษณ์ และเรียกว่าการสื่อสารที่เสนอแบบนี้ว่า TH-QPSK-PPM UWB



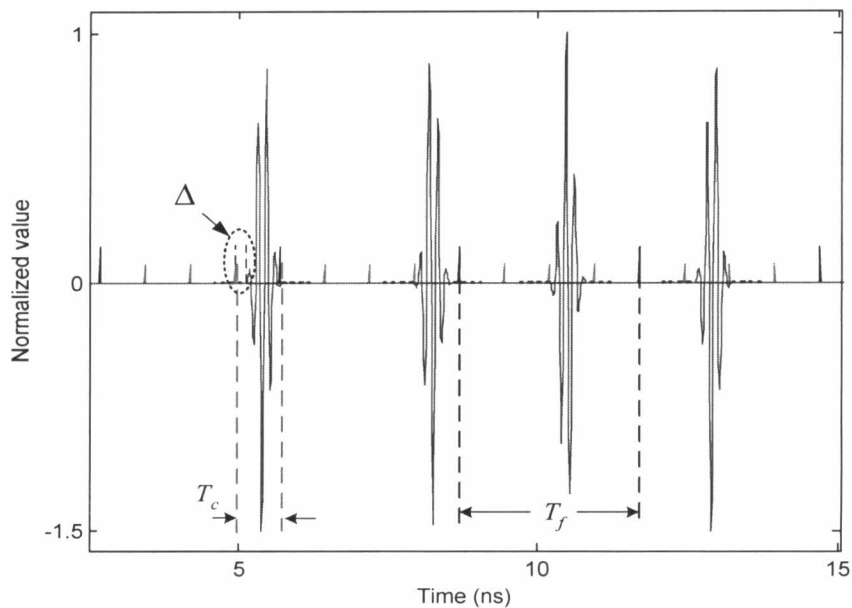
รูปที่ 3.14 เครื่องส่งของระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK-PPM UWB

การส่งสัญญาณ UWB ที่มีการมอดูเลตแบบ TH-QPSK-PPM นี้ถูกเสนอขึ้นมาโดยใช้วิธีการส่งข้อมูลที่มีการมอดูเลตบิตข้อมูลกับเฟสและตำแหน่งของสัญญาณอิมพัลส์ กล่าวคือสัญญาณอิมพัลส์ 1 อิมพัลส์สามารถส่งข้อมูลไปได้ถึง 3 บิต ในรูปที่ 3.14 แสดงโครงสร้างการทำงานของเครื่องส่งที่เสนอ บิตข้อมูลแรกจะถูกนำไปใช้กำหนดค่าตำแหน่งของสัญญาณอิมพัลส์ซึ่งจะใช้ค่า Δ ที่ใช้ในการมอดูเลตแบบ PPM ต่อไป ในขณะที่ข้อมูลอีก 2 บิตจะถูกมอดูเลตเช่นเดียวกันกับวิธีการสื่อสารแบบ TH-QPSK UWB ที่เสนอไปก่อนหน้านี้ อย่างไรก็ตามวิธีการมอดูเลตของการสื่อสารแบบ TH-QPSK-PPM UWB นี้จะมีความซับซ้อนกว่าเมื่อเทียบกับวิธีการมอดูเลตแบบ TH-

QPSK UWB และ DS-QPSK UWB อย่างไรก็ตามการส่งข้อมูล 3 บิตต่อสัญลักษณ์ จะทำให้ขนาดของเฟรมเพิ่มขึ้นอีก 66% เมื่อเทียบกับระบบสื่อสารแบบ TH-PPM UWB และอัตราการส่งข้อมูลเท่าเดิม ทำให้สามารถเพิ่มจำนวนของลำดับการแผ่สเปกตรัมแบบ TH ได้ นั่นย่อมทำให้ระบบสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากขึ้นเมื่อเทียบกับระบบสื่อสารแบบ TH-PPM UWB สัญลักษณ์ที่อินพุตของสายอากาศของเครื่องส่งจะมีค่า

$$s_{\text{TH-QPSK-PPM}}^{(k)}(t) = A \sum_{j=-\infty}^{\infty} \left\{ b_{[j/N_s]}^{(k,2)} w_i(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \Delta b_{[j/N_s]}^{(k,1)}) \right. \\ \left. + b_{[j/N_s]}^{(k,3)} w_q(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \Delta b_{[j/N_s]}^{(k,1)}) \right\} \quad (3-19)$$

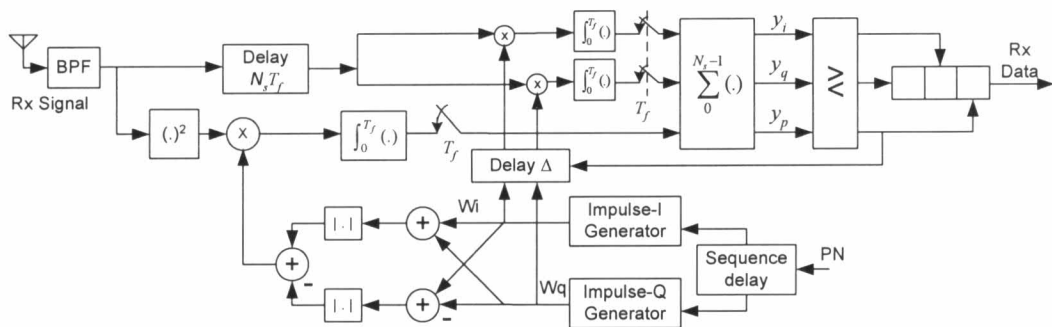
เมื่อ $b^{(k,1)}$ คือบิตข้อมูลแรกจากข้อมูลทุกๆ 3 บิตของผู้ใช้งานที่ k และมีค่าเป็น 0 หรือ 1, Δ คือตำแหน่งที่เลื่อนไปของสัญญาณอิมพัลส์ในแต่ละชิป โดยใช้วิธีการ trial and error เราสามารถหาค่าของ Δ ได้ค่าเท่ากับ 0.165 ns ซึ่งจะทำให้ค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่เครื่องรับรับได้กับสัญญาณเทมเพลตของเครื่องรับมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้มีการเลื่อนตำแหน่งไปด้วยค่า Δ รูปที่ 3.15 แสดงตัวอย่างสัญญาณที่ส่งออกมาจากเครื่องส่งของระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK-PPM UWB เมื่อ 1 เฟรมประกอบด้วย 4 ชิป ($N_h = 4$)



รูปที่ 3.15 ตัวอย่างสัญญาณของระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK-PPM UWB

3.5.2 เครื่องรับ

เครื่องรับสัญญาณของระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK-PPM UWB ดังรูปที่ 3.16 นี้จะมีความซับซ้อนมากที่สุดเมื่อเทียบกับระบบสื่อสารแบบ UWB ที่เสนอแบบอื่นๆ เพราะการตรวจวัดข้อมูลจะต้องทำ 2 ขั้นตอน กล่าวคือจะต้องทำการตรวจวัดว่าสัญญาณอิมพัลส์ที่ถูกส่งมานั้นมีการเลื่อนตำแหน่งไปด้วยค่า Δ เนื่องจากการมอดูเลตแบบ PPM หรือไม่ จากนั้นจึงทำการดีมอดูเลตแบบ QPSK ต่อไป ซึ่งถ้าการตรวจวัดตำแหน่งของสัญญาณอิมพัลส์ที่ถูกส่งมามีความผิดพลาดย่อมทำให้การดีมอดูเลตแบบ QPSK มีความผิดพลาดตามไปด้วย

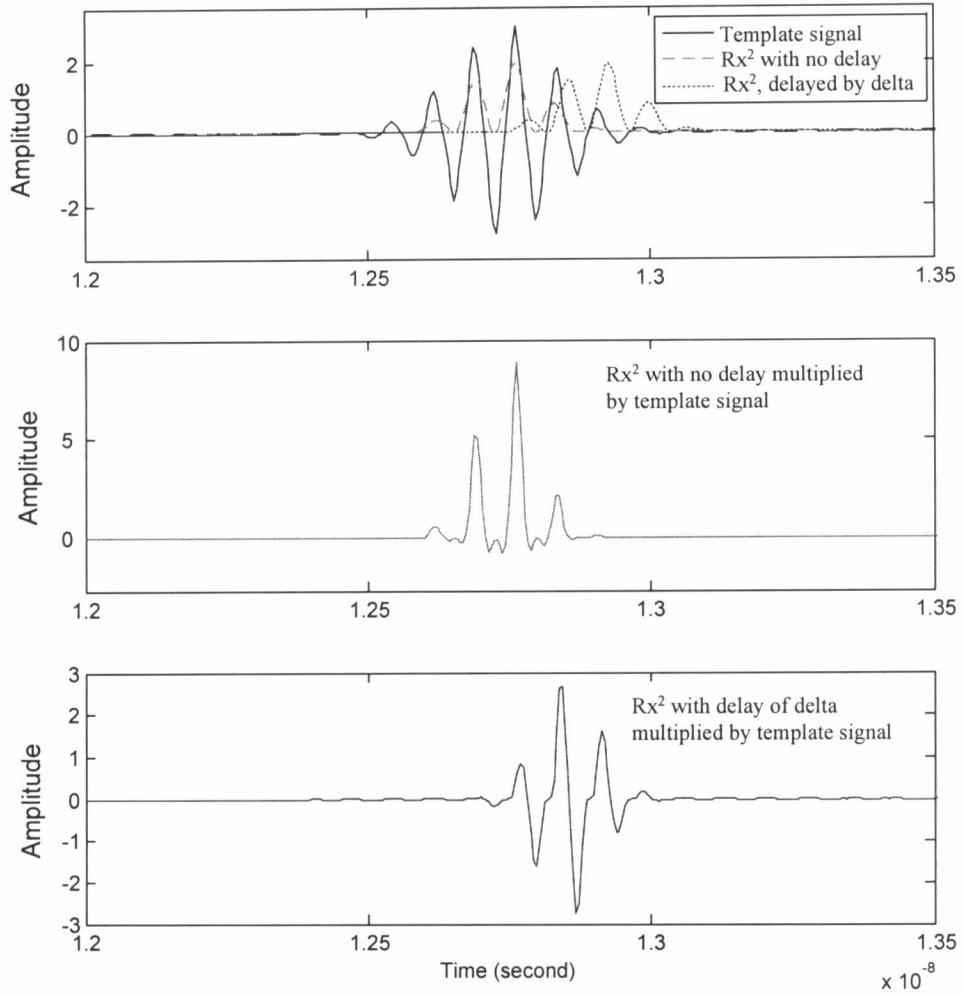


รูปที่ 3.16 เครื่องรับของระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK-PPM UWB

การตรวจวัดหาตำแหน่งของสัญญาณอิมพัลส์ที่ถูกส่งมา เครื่องรับจะสร้างสัญญาณอิมพัลส์อินเฟสและ ควอดเรเจอร์เฟสที่มีการแผ่สเปกตรัมด้วยรหัส PN เดียวกันกับรหัสที่ใช้ที่เครื่องส่งแต่ไม่มีการเลื่อนตำแหน่งของสัญญาณอิมพัลส์ สัญญาณอิมพัลส์ท้องถิ่นทั้งสองนี้จะนำมาสร้างสัญญาณเทมเพลตดังสมการต่อไปนี้

$$v(t) = |w_i(t) + w_q(t)| - |w_i(t) - w_q(t)| \quad (3-20)$$

สัญญาณเทมเพลตที่ถูกสร้างขึ้นมานี้จะนำไปคูณกับกำลังสองของสัญญาณที่รับได้จากวงจรกรองสัญญาณ BPF ตามรูปที่ 3.17 ซึ่งสหสัมพันธ์ของผลคูณของกำลังสองของสัญญาณอิมพัลส์ที่ไม่มีการเลื่อนตำแหน่งด้วยค่า Δ กับสัญญาณเทมเพลตจะมีค่ามาก ในขณะที่กำลังสองของสัญญาณอิมพัลส์ที่มีการเลื่อนตำแหน่งไป Δ จะไม่มีค่าสหสัมพันธ์กับสัญญาณเทมเพลต ดังนั้นผลคูณของสัญญาณที่ได้จะนำไปใช้หาค่าสหสัมพันธ์ได้โดยใช้การอินทิเกรตตามรูปที่ 3.16 อย่างไรก็ตามเนื่องจากเครื่องส่งส่งสัญญาณมา N_s อิมพัลส์ต่อหนึ่งสัญลักษณ์ ซึ่งสามารถนำมาใช้ทดสอบ

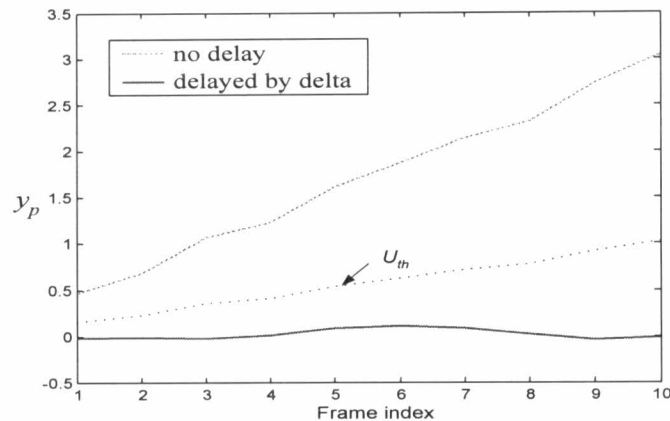


รูปที่ 3.17 การตรวจวัดตำแหน่งของสัญญาณอิมพัลส์ที่ถูกมอดูเลตแบบ PPM

ทางสถิติเพื่อให้การตรวจวัดที่มีความถูกต้องมากขึ้นโดยใช้วงจร MRC ช่วย ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจร MRC แรกที่ใช้ในการตรวจวัดตำแหน่งของสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$y_p = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_s + jT_f}^{\tau_s + (j+1)T_f} r^2(t)v(t - \tau_s - jT_f - c_j T_c) dt \quad (3-21)$$

รูปที่ 3.18 แสดงเอาต์พุตที่ได้จากวงจร MRC แรก ซึ่งจะนำมาใช้ตัดสินว่าสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้มีการเลื่อนตำแหน่งไปด้วยค่า Δ หรือไม่ โดยเปรียบเทียบกับค่าเทรสโฮลด์ U_{th} ซึ่งสามารถ



รูปที่ 3.18 เาต์พุดที่ได้จากวงจร MRC แรกของเครื่องรับระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK-PPM UWB และค่าเทรสโฮลด์ที่คำนวณได้

คำนวณหาได้จากสัญลักษณ์ไพลอตที่ส่งมาจากเครื่องส่งได้ดังนี้

$$U_{th} = \frac{1}{3N_p} \sum_{N_p} y_{p,pilot} \quad (3-22)$$

เมื่อ N_p คือจำนวนของสัญลักษณ์ไพลอตที่ส่งมา เนื่องจากช่องสัญญาณอาจจะมีการเปลี่ยนแปลงได้ เครื่องส่งจะทำการส่งสัญลักษณ์ไพลอตมายังเครื่องรับ เพื่อคอยแก้ไขค่าเทรสโฮลด์ให้ทันต่อการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ การหาจำนวนสัญลักษณ์ไพลอตที่เหมาะสมนั้นทำโดยการจำลองการทำงานของระบบสื่อสารแบบ TH-QPSK-PPM UWB ที่มีอัตราการส่งข้อมูลที่ 100 Mbps และมีผู้ใช้งานเพียงคนเดียว ซึ่งได้ผลการจำลองตามตารางที่ 3.2 จะพบว่าเมื่อสัญลักษณ์ไพลอตมีจำนวน 3 สัญลักษณ์จะทำให้อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลเริ่มถูเข้าสู่ค่าคงที่ และในการออกแบบนี้ไม่ต้องการให้จำนวนของสัญลักษณ์ไพลอตต่อจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดมีมากเกินไป ดังนั้นในการศึกษาวิจัยนี้จึงกำหนดให้เครื่องส่งแทรกสัญลักษณ์ไพลอตจำนวน 3 สัญลักษณ์ (บิต “0” เก้าบิต) ทุกๆ 1080 บิตข้อมูล ทำให้จำนวนของสัญลักษณ์ไพลอตต่อจำนวนสัญลักษณ์ของบิตข้อมูลทั้งหมดมีไม่เกิน 1%

หลังจากที่เครื่องรับสามารถระบุตำแหน่งของสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ว่าเลื่อนไปด้วยค่า Δ หรือไม่ ก็สามารถตรวจวัดบิตข้อมูลลำดับที่ 1 ที่รับได้ดังนี้

$$d_1 = \begin{cases} 0, & \text{if } y_p > U_{th} \\ 1, & \text{if } y_p \leq U_{th}. \end{cases} \quad (3-23)$$

ตารางที่ 3.2

เปรียบเทียบจำนวนของสัญลักษณ์โพโลตกับอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล

จำนวนของ สัญลักษณ์โพโลต	BER	
	$E_b/N_o = 5$ dB	$E_b/N_o = 8$ dB
1	0.011723	7.3333×10^{-4}
2	0.0094382	4.6667×10^{-4}
3	0.0072654	2.0667×10^{-4}
4	0.0070037	1.7333×10^{-4}
5	0.0070277	1.7545×10^{-4}

การตรวจวัดบิตข้อมูลที่เหลืออีก 2 บิตจากสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้นั้นจะทำการห้วงเวลาสัญญาณที่ได้จากวงจรกรองสัญญาณ BPF ไปด้วยค่า $N_s T_f$ ก่อนที่จะนำมาดีมอดูเลตแบบ QPSK ด้วยการนำสัญญาณที่รับได้นี้ไปคูณกับสัญญาณอิมพัลส์ท้องถิ่นที่มีถูกแผ่สเปกตรัมแบบ TH ด้วยรหัส PN เดียวกันกับเครื่องส่งและทำการควบคุมการห้วงเวลาสัญญาณท้องถิ่นทั้งสองนี้ด้วยค่า Δ ตามค่าของบิตข้อมูลบิตแรกที่ตรวจวัดได้ แล้วจึงนำไปอินทรีเกรทและสุ่มก่อนที่จะป้อนไปยังวงจร MRC ดังนั้นสัญญาณที่เอาต์พุตของ MRC ที่ 2 และ 3 สำหรับการตรวจวัดบิตข้อมูลลำดับที่ 2 และ 3 ตามลำดับ มีค่าดังนี้

$$y_i = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_s+jT_f}^{\tau_s+(j+1)T_f} r(t)w_i(t-\tau_s-jT_f-c_jT_c-\Delta d_1)dt \quad (3-24)$$

และ

$$y_q = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_s+jT_f}^{\tau_s+(j+1)T_f} r(t)w_q(t-\tau_s-jT_f-c_jT_c-\Delta d_1)dt. \quad (3-25)$$

การตรวจวัดบิตข้อมูลลำดับที่ 2 และ 3 สามารถทำได้โดยใช้วงจรตรวจวัดซ้ำของสัญญาณตามสมการดังนี้

$$d_2 = \text{sign}(y_i) \text{ and } d_3 = \text{sign}(y_q) \quad (3-26)$$