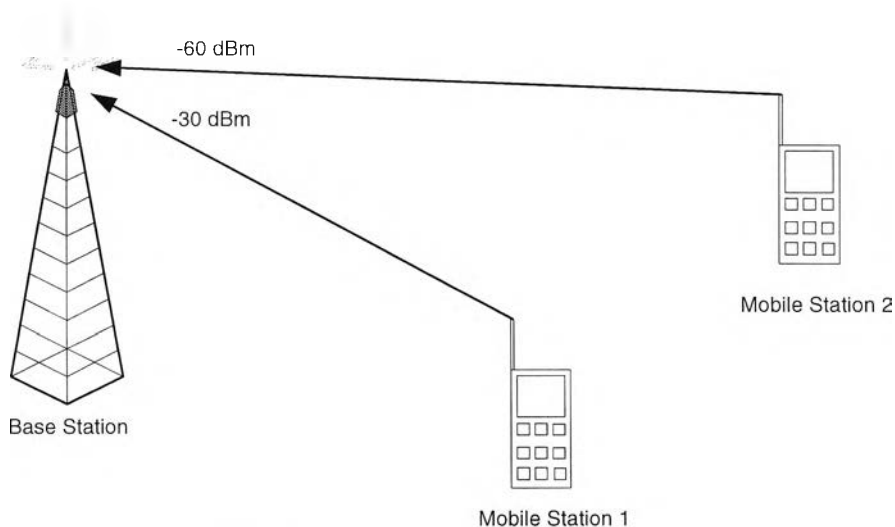


## บทที่ 2

### แนวคิด ผลงานที่ผ่านมา และวิธีการที่เสนอ

#### 2.1 กล่าวนำ

ในระบบสื่อสารเคลื่อนที่เซลลูลาร์แบบ DS-CDMA ด้านขาขึ้น (Uplink) การควบคุมกำลังเป็นปัจจัยสำคัญที่มีต่อความจุของระบบ [7] การควบคุมกำลังมีความจำเป็นต่อระบบเนื่องจากการแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference) โดยสถานีเคลื่อนที่ทุกสถานีส่งสัญญาณโดยใช้แบนด์วิดท์เดียวกันที่เวลาเดียวกันทำให้เกิดการแทรกสอดกันระหว่างสัญญาณที่มาจากสถานีเคลื่อนที่ต่างกัน กำลังของสัญญาณที่มาจากสถานีเคลื่อนที่ที่อยู่ใกล้สถานีฐานมากกว่าจะมีกำลังมากกว่ากำลังของสัญญาณที่มาจากสถานีเคลื่อนที่ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานโดยเฉพาะเมื่ออยู่ที่ขอบของเซลล์ซึ่งห่างจากสถานีฐานมากที่สุด ทำให้กำลังของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ที่อยู่ไกลมีค่าต่ำกว่ากำลังของสถานีเคลื่อนที่ที่อยู่ใกล้มาก ซึ่งเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect) ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ด้วยสาเหตุนี้ทำให้กำลังและคุณภาพของสัญญาณซึ่งวัดโดยค่า (Signal-to-Interference Ratio, SIR) ที่ได้รับจากสถานีเคลื่อนที่แต่ละเครื่องไม่เท่ากัน วิธีแก้ปัญหานี้คือการควบคุมกำลังของสถานีเคลื่อนที่เพื่อให้กำลัง หรือ SIR ที่ได้รับมีค่าเท่ากันซึ่ง [6] แสดงให้เห็นแล้วว่าการควบคุมกำลังเพื่อให้ค่า SIR ที่ได้รับจากสถานีเคลื่อนที่ทุกเครื่องเท่ากัน (SIR-based) ทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่สัญญาณขาดหาย (Outage Probability) ของระบบ ซึ่งเป็นตัววัดสมรรถนะของระบบมีค่าต่ำกว่าการควบคุมกำลังเพื่อให้ค่ากำลังที่ได้รับจากสถานีเคลื่อนที่มีค่าเท่ากัน (Power-based) ที่สภาพแวดล้อมและค่าพารามิเตอร์เดียวกัน ทำให้งานวิจัยส่วนใหญ่เน้นไปที่การควบคุมกำลังแบบ SIR-based



รูปที่ 2.1 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect)

นอกจากนี้การควบคุมกำลังสามารถหักล้างผลของเฟดดิ้งพหุวิถีของช่องสัญญาณ (Multipath Fading Channel) ทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นโดย Ariyavisitakul และ Chang [8] ยังพบว่าการควบคุมกำลังส่งที่สามารถจัดผลของเฟดดิ้งหลายวิถีจะต้องมีอัตราการปรับกำลังส่งสูงกว่าอัตราการเกิดเฟดดิ้ง 10 เท่าขึ้นไป

วิธีการควบคุมกำลังในระบบสื่อสารเคลื่อนที่เซลลูลาร์แบบ DS-SS-CDMA มี 2 วิธีใหญ่ๆ คือ การควบคุมกำลังแบบวงเปิด (Open Loop Power Control) และการควบคุมกำลังแบบวงปิด (Closed Loop Power Control)

### การควบคุมกำลังแบบวงเปิด (Open Loop Power Control)

ใช้สมมติฐานว่าการสูญเสียจากช่องสัญญาณด้านขาขึ้น (Uplink) เหมือนกันกับด้านขาลง (Downlink) โดยกำหนดให้ผลรวมของกำลังส่งและกำลังที่ได้รับในหน่วย dBm เท่ากับ  $-73$  dBm

$$P_{\text{transmit}} \text{ (dBm)} + P_{\text{receive}} \text{ (dBm)} = -73 \text{ dBm} \quad (2.1)$$

การควบคุมกำลังแบบวงเปิดสามารถชดเชยผลของ Long Term Fading ได้ แต่ไม่สามารถชดเชยผลของเฟดดิ้งพหุวิถี (Multipath Fading) ได้เนื่องจากความถี่ที่ใช้ทางด้านขาขึ้นและด้านขาลงปกติจะเป็นคนละความถี่กันทำให้มี Rayleigh Fading ที่ต่างกันซึ่งขัดกับสมมติฐานที่ใช้

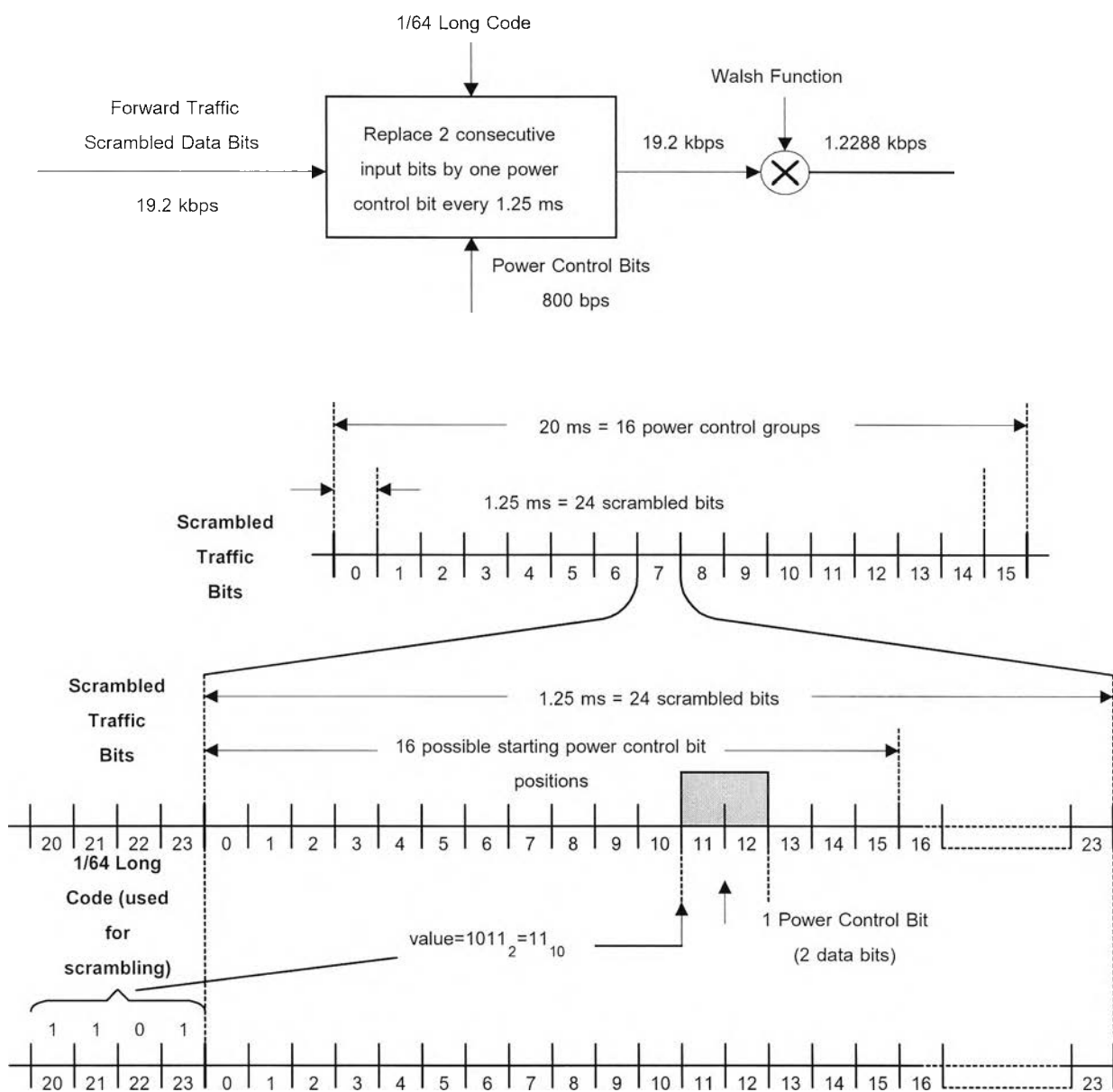
### การควบคุมกำลังแบบวงปิด (Closed Loop Power Control)

ใช้เพื่อควบคุมกำลังส่งจากสถานีเคลื่อนที่ให้อยู่ในระดับที่ต้องการหลังจากการควบคุมโดยการควบคุมกำลังแบบวงเปิดมาแล้ว โดยสถานีฐานจะวัดกำลังที่ได้รับจากสถานีเคลื่อนที่และสั่งให้สถานีเคลื่อนที่ควบคุมกำลังส่งเพิ่มขึ้นหรือลดลงครั้งละ  $1$  dB ทุกๆ  $1.25$  ms หรือ  $800$  ครั้งต่อวินาที

#### 2.1.1 การกำหนดบิตที่ใช้ในการควบคุมกำลังในมาตรฐาน IS-95 [9]

รูปที่ 2.2 แสดงการกำหนดบิตที่ใช้ในการควบคุมกำลังในช่องสัญญาณทราฟฟิกไปหน้าพบว่าบิตข้อมูลของช่องสัญญาณทราฟฟิกไปหน้าที่ผ่านการ Scramble แล้วที่อัตรา  $19.2$  kbps จะต้องผ่านการแทนที่ด้วยบิตที่ใช้ในการควบคุมกำลัง โดยบิตข้อมูล 2 บิตที่อยู่ติดกันจะต้องถูกแทนที่ด้วยบิตที่ใช้ในการควบคุมกำลังทุกๆ  $1.25$  ms แล้วจึงจะทำการแผ่สเปกตรัมด้วย Walsh Function ดังนั้น ในช่วงเวลา  $20$  ms บิตข้อมูลจะถูกแบ่งออกเป็น 16 กลุ่มการควบคุมกำลังโดยแต่ละกลุ่มจะมีช่วงเวลา  $1.25$  ms และมีจำนวนบิต 24 บิต ในการหาตำแหน่งของบิตข้อมูลในกลุ่ม

การควบคุมกำลัง (บิตที่ 0-23) ที่จะถูกแทนที่โดยบิตที่ใช้ในการควบคุมกำลัง จะพิจารณาจากบิตที่ 20-23 ของ 1/64 Long Code ที่ใช้ในการ Scramble บิตข้อมูล (การดึงเอาเฉพาะบิตแรกของทุกๆ 64 บิตจาก Long Code ทำให้อัตราข้อมูลลดลงจาก 1.2288 Mbps เหลือ 19.2 kbps) ของกลุ่มการควบคุมกำลังที่อยู่ก่อนหน้า



รูปที่ 2.2 การกำหนดตำแหน่งบิตที่ใช้ในการควบคุมกำลังในช่องสัญญาณทราฟฟิกไปหน้า

จากรูปที่ 2.2 พบว่าบิตที่ 20-23 ของ 1/64 Long Code ที่ใช้ในการ Scramble บิตข้อมูล ของกลุ่มการควบคุมกำลังที่อยู่ก่อนหน้ามีค่าดังนี้

$$b_{23} b_{22} b_{21} b_{20} = 1011_2 = 11_{10}$$

ดังนั้นบิตข้อมูลบิตที่ 11 และ 12 จะถูกแทนที่โดยบิตที่ใช้ในการควบคุมกำลัง โดยบิต 0 จะเป็นการร้องขอให้สถานีเคลื่อนที่เพิ่มกำลังขึ้น 1 dB และบิต 1 จะเป็นการร้องขอให้สถานีเคลื่อนที่ลดกำลังลง 1 dB ถ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลงกำลัง สถานีฐานจะร้องขอให้สถานีเคลื่อนที่เพิ่มและลดกำลังครั้งละ 1 dB สลับกันไปเพื่อรักษาระดับกำลังให้คงที่

### 2.1.2 เฟดดิ้ง

ในการส่งสัญญาณระหว่างสถานีฐานและสถานีเคลื่อนที่ในระบบสื่อสารเคลื่อนที่เซลลูลาร์แบบ DS-CDMA นั้นสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นๆลงๆ ซึ่งเรียกว่าสัญญาณเกิดเฟดดิ้ง โดยเฟดดิ้งสามารถแบ่งได้ตามความเร็วของการเปลี่ยนแปลงได้ 2 แบบคือ เฟดดิ้งระยะยาว (Long-Term Fading) และเฟดดิ้งระยะสั้น (Short-Term Fading)

**เฟดดิ้งระยะยาว**  $L(t)$  เกิดขึ้นเนื่องจาก 2 สาเหตุคือ

การสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจาย (Propagation Loss) เกิดจากการลดทอนกำลังของสัญญาณที่ส่งผ่านตัวกลางที่สัญญาณเดินทางผ่านมีค่าขึ้นกับระยะทางระหว่างสถานีฐานและสถานีเคลื่อนที่โดยเป็นไปตามสมการที่ (2.2)

$$P_r = P_t r^{-\alpha} \quad (2.2)$$

โดยที่  $P_r$  คือกำลังที่ได้รับ,  $P_t$  คือกำลังที่ส่ง,  $r$  คือระยะทางระหว่างสถานีเคลื่อนที่และสถานีฐาน,  $\alpha$  คือ Propagation Constant  $\alpha=2$  กรณีเป็นพื้นที่เปิดว่าง,  $\alpha=2-4$  กรณีเป็นพื้นที่ชานเมือง และ  $\alpha=4$  กรณีเป็นพื้นที่ในเมือง [6]

การสูญเสียเนื่องจากถูกบัง (Shadowing Loss) เกิดจากการบดบังสัญญาณจากสิ่งก่อสร้างระหว่างสถานีฐานและสถานีเคลื่อนที่ที่มีการแจกแจงแบบ log-normal ดังแสดงในสมการที่ (2.3)

$$P_r = P_t 10^{\frac{\xi}{10}} \quad (2.3)$$

โดย  $\xi$  เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบปกติ มีค่าเฉลี่ย = 0 และส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน = 8 dB [2]

เฟดดิ้งระยะสั้น  $S(t)$  เกิดจากสัญญาณที่ได้รับมาจากการสะท้อนหลายทิศทางทำให้บางส่วนรวมกันและบางส่วนหักล้างกัน ปัญหานี้จะรุนแรงขึ้นโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อสถานีเคลื่อนที่มีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูง ปัญหาเนื่องจากเฟดดิ้งพหุวิถีนี้ ทำให้สัญญาณที่ได้รับมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว เฟดดิ้งระยะสั้นมีการแจกแจงแบบ Nakagami-m ดังนี้

$$f_m(a) = \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m a^{m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} a\right), \quad a \geq 0 \quad (2.4)$$

โดยที่  $a$  = กำลังของสัญญาณที่ได้รับ

$1/m$  = ขนาดของเฟดดิ้ง =  $\text{var}[a]/[E(a)]^2$  โดยมีค่าอยู่ในช่วง (0,2)

$\Gamma(*)$  = แกมมาฟังก์ชัน,  $\Gamma(m) = \int_0^{\infty} t^{m-1} e^{-t} dt, m > 0$

$\Omega$  = ค่าเฉลี่ยของกำลังของสัญญาณที่ได้รับ =  $E[a]$

$t$  = เวลา

กรณีที่  $m=1$  การแจกแจงแบบ Nakagami จะลดรูปลงมาเป็นแบบ Rayleigh

การหาค่าของเฟดดิ้งระยะสั้น จะใช้แบบจำลองของ Jakes [10] ในการสร้างสัญญาณเฟดดิ้งแบบ Rayleigh และจะได้ค่าใน Time-Domain ( $S(t)$ ) มีค่าดังสมการที่ (2.5), (2.6), (2.7) และ (2.8)

$$|S(t)| = \sqrt{C_I^2(t) + C_Q^2(t)} \quad (2.5)$$

$$S(t) = C_I(t) + jC_Q(t) \quad (2.6)$$

$$C_I(t) = 2 \cdot \sum_{n=1}^N \cos\left(\frac{\pi n}{N}\right) \cos\left\{2\pi f_d t \cos\left(\frac{2\pi n}{N'}\right)\right\} + \sqrt{2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) \cos(2\pi f_d t) \quad (2.7)$$

$$C_Q(t) = 2 \cdot \sum_{n=1}^N \sin\left(\frac{\pi n}{N}\right) \cos\left\{2\pi f_d t \cos\left(\frac{2\pi n}{N'}\right)\right\} + \sqrt{2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) \cos(2\pi f_d t) \quad (2.8)$$

โดยที่  $S(t)$  คือ สัญญาณเฟดดิ้งระยะสั้นใน Time-Domain

$C_I(t)$  คือ สัญญาณเฟดดิ้งระยะสั้นใน ส่วน Real

$C_Q(t)$  คือ สัญญาณเฟดดิ้งระยะสั้นใน ส่วน Imaginary

$N$  คือ จำนวนวิถีของสัญญาณที่เกิดการสะท้อนมายังสถานีฐาน ซึ่งในการจำลองแบบจะใช้ค่า  $N = 8$  เนื่องจากแบบจำลองของ Jakes จะสามารถประมาณการแจกแจงแบบ Rayleigh ได้ดีเมื่อ  $N = 8$  [10]

$$N' = 2 \cdot ((2 \cdot N) + 1)$$

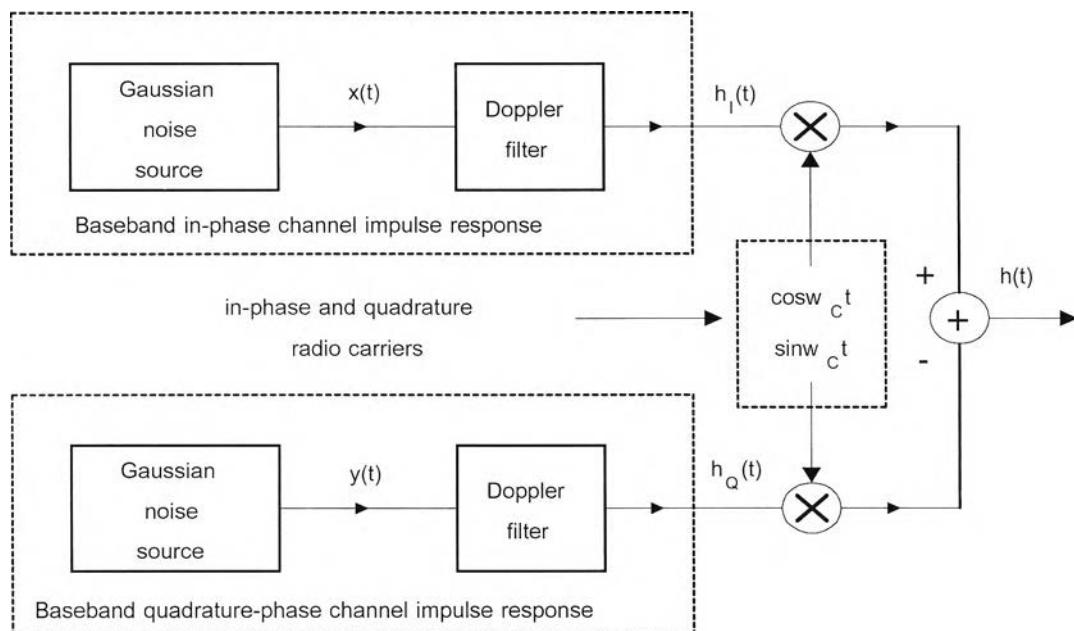
$f_d = \frac{F_0 \times V}{C}$  คือ ความถี่ Doppler ของสัญญาณเฟดดิ้งระยะสั้น

โดยที่  $V$  คือความเร็วของสถานีเคลื่อนที่ กำหนดให้มีค่าตั้งแต่ 6-60 กม./ชม.

$F_0$  คือ ความถี่กลาง (Central Frequency) ของคลื่นพาห้

$C$  คือความเร็วแสง

แบบจำลองของ Jakes ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณเฟดดิ้งแบบ Rayleigh มีลักษณะเป็นแบบ Deterministic ดังนั้นจึงมีการใช้แบบจำลองอีกชนิดหนึ่งที่มีลักษณะเป็นแบบ Random ในการสร้างสัญญาณสัญญาณเฟดดิ้งแบบ Rayleigh เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการใช้แบบจำลองของ Jakes รูปที่ 2.3 แสดงแบบจำลองแบบ Random ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณเฟดดิ้งแบบ Rayleigh โดยสัญญาณที่ออกมาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ Gaussian จะถูกส่งผ่าน Filter ซึ่งแสดงถึงผลของความถี่ Doppler ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้ ถ้าพิจารณาสัญญาณที่ส่งจากสถานีเคลื่อนที่มายังสถานีฐาน โดยสัญญาณที่สถานีฐานได้รับสำหรับเส้นทางที่  $i$ -th ทำมุม  $\alpha_i$  กับสถานีฐาน ดังนั้นความถี่ของคลื่นพาห้ของสัญญาณที่มีค่า  $f_c$  จะมีค่าเปลี่ยนแปลงเป็น  $f_c + f_m \cos \alpha_i$ , โดยที่  $f_m = v/\lambda = v f_c / c$ ,  $v$  คือความเร็วของสถานีเคลื่อนที่,  $\lambda = c/f_c$  คือความยาวคลื่นของคลื่นพาห้ของสัญญาณ,  $c$  คือความเร็วของแสง จะสังเกตได้ว่าความถี่ Doppler สามารถมีค่าได้ทั้งบวกและลบขึ้นอยู่กับมุม  $\alpha_i$  และค่าสูงที่สุดและต่ำที่สุดของความถี่ Doppler มีค่าเท่ากับ  $\pm f_m$



รูปที่ 2.3 แบบจำลองแบบ Random ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณเฟดดิ้งแบบ Rayleigh

ถ้ากำหนดให้  $\alpha_i$  มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม ความถี่ Doppler จะมีการแจกแจงแบบ Random Cosine และจะได้ Doppler Power Spectral Density  $S(f)$  ดังนี้

$$S(f) = \frac{A}{\sqrt{1 - (f/f_m)^2}} \quad (2.9)$$

โดยที่  $A$  คือค่าคงที่

จากรูปที่ 2.3 ถ้ายังไม่พิจารณา Doppler Filter จะได้  $h_I(t) = x(t)$  และ  $h_Q(t) = y(t)$  ดังนั้นจะได้สัญญาณขาออกดังนี้

$$h(t) = x(t) \cos(\omega_c t) - y(t) \sin(\omega_c t) \quad (2.10)$$

โดยที่  $x(t)$  และ  $y(t)$  เป็นตัวแปรสุ่มแบบ Gaussian และสามารถเขียน  $h(t)$  ในรูปของ

$$h(t) = R(t) \cos(\omega_c t + \psi(t)) \quad (2.11)$$

โดยที่

$$R(t) = (x^2(t) + y^2(t))^{1/2} \quad (2.12)$$

ซึ่งมีการแจกแจงแบบ Rayleigh และ

$$\psi(t) = \tan^{-1} \left( \frac{y(t)}{x(t)} \right) \quad (2.13)$$

ซึ่งมีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม

และเมื่อพิจารณาผลของ Doppler Filter ด้วย จะพบว่า  $h(t)$  ก็ยังคงมีการแจกแจงแบบ Rayleigh

Link-Gain  $G(t)$  คือค่าสัดส่วนของกำลังที่สถานีฐานได้รับต่อกำลังที่ส่งจากสถานีเคลื่อนที่ โดยมีค่าดังสมการที่ (2.14)

$$G(t) = L(t) \cdot S(t) \quad (2.14)$$

โดยที่  $L(t)$  คือ เฟตติงระยะยาว  
 $S(t)$  คือ เฟตติงระยะสั้น

### 2.1.3 สัญญาณแทรกสอด (Interference)

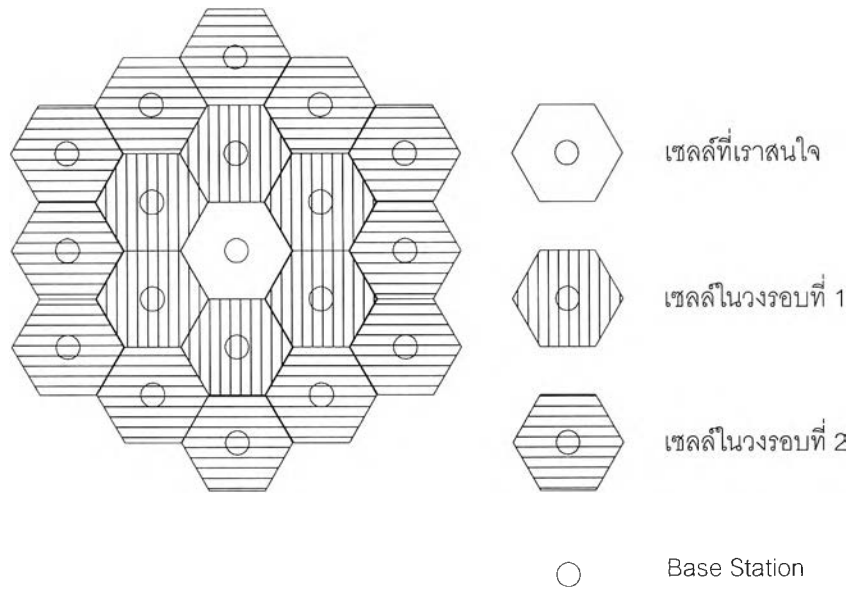
สำหรับระบบเซลล์ลาร์ DS-CDMA จะมีการเกิดสัญญาณแทรกสอด 2 แบบคือ การแทรกสอดเนื่องจากสถานีเคลื่อนที่ในเซลล์เดียวกัน และการแทรกสอดเนื่องจากสถานีเคลื่อนที่ในเซลล์ประชิด กำหนดให้  $P_{jk}^r(r_{jk})$  คือสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานเนื่องจากการส่งสัญญาณของสถานีเคลื่อนที่ที่  $k$  ในเซลล์ที่  $j$  ระยะทาง  $r_{jk}$  ในที่นี้ใช้แบบจำลองในระบบเซลล์ลาร์ที่ประกอบด้วย 19 เซลล์ดังรูปที่ 2.4 สัญญาณแทรกสอดนิยามเป็น  $I$  (หน่วย watts) คือสัญญาณแทรกสอดซึ่งเกิดจากสถานีเคลื่อนที่ในเซลล์เดียวกัน และเซลล์ข้างเคียงในวงรอบที่ 1 และ 2 (ดูรูปที่ 2.4 ประกอบ) โดยมีค่าดังสมการที่ (2.15)

$$I = \sum_{k=1}^{K_0-1} P_k^r(r_k) + \sum_{j=1}^6 \sum_{k=1}^{K_j^{(1)}} P_{jk}^r(r_{jk}) + \sum_{j=1}^{12} \sum_{k=1}^{K_j^{(2)}} P_{jk}^r(r_{jk}) \quad (2.15)$$

โดยที่

- $I$  คือ สัญญาณแทรกสอด (watts)
- $K_0$  คือ จำนวนสถานีเคลื่อนที่ที่ใช้บริการอยู่ในเซลล์ที่เราสนใจ
- $K_j^{(1)}$  คือ จำนวนสถานีเคลื่อนที่ที่ใช้บริการอยู่ในเซลล์ในวงรอบที่ 1
- $K_j^{(2)}$  คือ จำนวนสถานีเคลื่อนที่ที่ใช้บริการอยู่ในเซลล์ในวงรอบที่ 2
- $P_k^r(r_k)$  คือ ความแรงของสัญญาณที่สถานีฐานรับได้จากสถานีเคลื่อนที่อื่นในเซลล์ที่เราสนใจ
- $P_{jk}^r(r_{jk})$  คือ ความแรงของสัญญาณที่สถานีฐานรับได้จากสถานีเคลื่อนที่ในเซลล์ในวงรอบที่ 1 และ 2
- $r_k$  คือ ระยะทางระหว่างสถานีฐานกับสถานีเคลื่อนที่ที่  $k$  ในเซลล์ที่เราสนใจ
- $r_{jk}$  คือ ระยะทางระหว่างสถานีฐานในเซลล์ที่เราสนใจกับสถานีเคลื่อนที่ที่  $k$  ในเซลล์ที่  $j$  ในเซลล์ในวงรอบที่ 1 และ 2





รูปที่ 2.4 แบบจำลองของระบบเซลลูลาร์ที่ประกอบด้วย 19 เซลล์

2.1.4 ค่าที่ใช้ในการวัดสมรรถนะ

ความน่าจะเป็นที่สัญญาณขาดหาย (Outage Probability) ของข่ายเชื่อมโยง (Link) ที่  $i$  ( $P_0^{(i)}$ ) คือความน่าจะเป็นที่ค่า SIR ที่ได้รับมีค่าต่ำกว่าค่า SIR ต่ำที่สุดที่ยอมรับได้ ( $SIR_0$ ) ของข่ายเชื่อมโยงคู่หนึ่ง มีค่าเท่ากับ [6]

$$P_0^{(i)} = \Pr\{SIR_i < SIR_0\} \tag{2.16}$$

ความน่าจะเป็นที่สัญญาณขาดหาย (Outage Probability) เฉลี่ยของข่ายเชื่อมโยงทั้งหมดในเซลล์มีค่าเท่ากับ [6]

$$P_0 = \frac{1}{|L_k|} \sum_{i \in L_k} P_0^{(i)} = \frac{1}{|L_k|} \sum_{i \in L_k} \Pr\{SIR_i < SIR_0\} \tag{2.17}$$

$L_k$  คือ เซตของข่ายเชื่อมโยงทั้งหมดในเซลล์,  $|L_k|$  คือขนาดของเซต  $L_k$   
SIR สามารถเขียนในเทอมของ  $E_b / I_0$  ได้ดังนี้ [6]

$$SIR = \frac{E_b}{I_0} \left( \frac{W}{R} \right)^{-1} \tag{2.18}$$

โดยที่  $E_b$  คือพลังงานเฉลี่ยต่อบิตข้อมูล 1 บิต,  $I_0$  คือกำลังของสัญญาณแทรกสอดต่อ 1 เฮิรตซ์,  $R$  คืออัตราข้อมูลและ  $W$  คือแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ ในการจำลองแบบ กำหนดให้ Bit Error Rate มากที่สุดที่ยอมรับได้มีค่าเท่ากับ  $10^{-3}$  ดังนั้น  $E_b / I_0$  จะต้องมีค่ามากกว่า 7 dB ถ้าอัตราขยายประมวลผลสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum Processing Gain)  $W / R = 128$  ดังนั้นจะได้ว่า SIR ต่ำสุดที่ยอมรับได้มีค่าเท่ากับ  $-14$  dB [6]

## 2.2 วิธีการควบคุมกำลังที่มีผู้เสนอ

### 2.2.1 Centralized Power Control [2]

เป็นการควบคุมกำลังส่งของสัญญาณในระบบสื่อสารเคลื่อนที่เซลลูลาร์ที่จำเป็นต้องทราบ อัตราขยายขยายเชื่อมโยง ของผู้ใช้คนอื่นๆ ในสถานีฐานเดียวกันและใกล้เคียงกัน รวมทั้งสัญญาณรบกวน (Additive White Gaussian Noise, AWGN) ด้านสถานีฐานด้วย มีข้อดีคือสามารถหาค่าของกำลังส่งของผู้ใช้ทุกคนในระบบที่ทำให้ SIR (Signal-to-Interference Ratio) ของผู้ใช้ทุกคนเท่ากับค่า SIR ที่ต้องการได้ แต่มีข้อเสียคือ มีความซับซ้อนมากเนื่องจากต้องทราบ อัตราขยายขยายเชื่อมโยง ของผู้ใช้คนอื่นๆ ในสถานีฐานเดียวกันและใกล้เคียงกัน รวมทั้งสัญญาณรบกวน (Additive White Gaussian Noise, AWGN) ด้านสถานีฐาน และการคำนวณต้องทำการหาค่า Inverse Matrix ขนาดเท่ากับจำนวนผู้ใช้ในระบบซึ่งถ้าจำนวนผู้ใช้มากขึ้นความซับซ้อนในการคำนวณก็เพิ่มขึ้นดังแสดงในสมการที่ (2.19)

$$\gamma_i = \frac{p_i G_{ii}}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M p_j G_{ij} + v_i}, \quad 1 \leq i \leq M \quad (2.19)$$

โดยที่

$\gamma_i$  = SIR ของ สถานีเคลื่อนที่ ที่  $i$

$G_{ii}$  = อัตราขยายขยายเชื่อมโยงจากสถานีเคลื่อนที่ที่  $i$  ไปยังสถานีฐานที่กำหนดให้ติดต่อกับสถานีเคลื่อนที่ที่  $i$

$G_{ij}$  = อัตราขยายขยายเชื่อมโยงจากสถานีเคลื่อนที่ที่  $j$  ไปยังสถานีฐานที่กำหนดให้ติดต่อกับสถานีเคลื่อนที่ที่  $i$

$v_i$  = สัญญาณรบกวนของเครื่องรับที่สถานีฐานกำหนดให้กับสถานีเคลื่อนที่ ที่  $i$

$p_i$  = กำลังของสถานีเคลื่อนที่ ที่  $i$

$p_j$  = กำลังของสถานีเคลื่อนที่ ที่  $j$

$M$  = จำนวนของ สถานีเคลื่อนที่ ในระบบ

เมื่อนำ  $G_{ii}$  มาหารทั้งเศษและส่วนทางด้านขวามือของสมการที่ (2.19) จะได้

$$\gamma_i = \frac{P_i}{\sum_{j=1}^M A_{ij} P_j + \eta_i} \quad (2.20)$$

โดยที่  $A_{ij} = \begin{cases} G_{ij} / G_{ii}, & i \neq j \\ 0, & i = j \end{cases}$  (เมตริกซ์ ขนาด  $M \times M$ ) (2.21)

$$\eta_i = \frac{v_i}{G_{ii}} \quad (\text{เมตริกซ์ขนาด } M \times 1) \quad (2.22)$$

เราต้องการควบคุมให้  $\gamma_i$  ของผู้ใช้ทุกคนในระบบมีค่าเท่ากัน =  $\gamma_{desired}$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.20)

แทน  $\gamma_i$  ด้วย  $\gamma_{desired}$  จะได้สมการที่ (2.23)

$$\frac{1}{\gamma_{desired}} P_i - \sum_{j=1}^M A_{ij} P_j = \eta_i \quad (2.23)$$

ซึ่งเขียนในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้  $[\frac{1}{\gamma_{desired}} \mathbf{I} - \mathbf{A}] \mathbf{P} = \boldsymbol{\eta}$  (2.24)

โดยที่  $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \dots \\ P_M \end{bmatrix}$  คือ เวกเตอร์กำลัง และ  $p_1, p_2, \dots, p_M$  คือกำลังของผู้ใช้ที่ 1, 2, ..., M ตาม

ลำดับซึ่งเป็นปริมาณสเกลาร์ กำลังส่งที่ทำให้ผู้ใช้ทุกคนมีค่า SIR =  $\gamma_{target}$  คือ

$$\mathbf{P}_d = [\frac{1}{\gamma_{desired}} \mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \boldsymbol{\eta} \quad (2.25)$$

โดยที่  $\mathbf{P}_d = \begin{bmatrix} P_{d1} \\ P_{d2} \\ \dots \\ P_{dM} \end{bmatrix}$  คือ เวกเตอร์กำลังที่ต้องการ (Desired Power Vector) และ

$P_{d1}, P_{d2}, \dots, P_{dM}$  คือกำลังที่ต้องการสำหรับผู้ใช้ที่ 1, 2, ..., M ตามลำดับซึ่งเป็นปริมาณสเกลาร์

### 2.2.2 Distributed Power Control [3]

เนื่องจาก Centralized Power Control ต้องใช้ข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นในระบบ และมีการคำนวณที่ซับซ้อน ดังนั้นจึงมีผู้เสนอวิธีการควบคุมกำลังส่งของผู้ใช้แต่ละคนแบบอิสระต่อกันให้ไปถึงค่า  $P_d$  โดยใช้ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการเท่านั้น เรียกวิธีการควบคุมกำลังส่งแบบนี้ว่า Distributed Power Control มีหลักการดังนี้

$$\frac{p_i G_{ii}}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M p_j G_{ij} + v_i} = \gamma_i' \quad 1 \leq i \leq M \quad (2.26)$$

โดยที่  $\gamma_i'$  คือ SIR ที่ต้องการของผู้ใช้ที่  $i$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.26) เมื่อนำ  $G_{ii}$  มาหารทั้งเศษและส่วนจะได้สมการที่ (2.27)

$$\gamma_i' = \frac{p_i}{\sum_{j=1}^M \frac{G_{ij}}{G_{ii}} p_j + \frac{v_i}{G_{ii}}} \quad (2.27)$$

$$\sum_{j=1}^M \gamma_i' \frac{G_{ij}}{G_{ii}} p_j + \gamma_i' \frac{v_i}{G_{ii}} = p_i \quad (2.28)$$

เขียนในรูปเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\mathbf{HP} + \boldsymbol{\eta} = \mathbf{P} \quad (2.29)$$

$$\mathbf{H} = [h_{ij}]$$

โดย

$$h_{ij} = \begin{cases} 0, & i = j \\ \gamma_i' \frac{G_{ij}}{G_{ii}}, & i \neq j \end{cases} \quad (2.30)$$

$$\boldsymbol{\eta} = \gamma_i' \frac{v_i}{G_{ii}} \quad (2.31)$$

$$(\mathbf{I} - \mathbf{H})\mathbf{P} = \boldsymbol{\eta} \quad (2.32)$$

$$\mathbf{AP} = \boldsymbol{\eta} \quad (2.33)$$

โดยกำหนดให้  $\mathbf{A} = \mathbf{I} - \mathbf{H}$

การแก้สมการที่ (2.33) ด้วย Iterative Method มีรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$P^{(n+1)} = M^{-1}NP^{(n)} + M^{-1}\eta \quad (2.34)$$

เลือก M และ N ตามวิธี Jacobian OverRelaxation Iterative Method (JOR)

โดยที่  $M^{-1} = \beta I$ ,  $N = (1/\beta)I - A$  และใช้ค่า  $\beta = 1$  ดังนั้น

$$P^{(n+1)} = (I-A)P^{(n)} + \eta \quad (2.35)$$

และเนื่องจาก  $A=I-H$  ดังนั้น

$$P^{(n+1)} = HP^{(n)} + \eta \quad (2.36)$$

สมมติว่า จำนวนผู้ใช้ = 3 คน ดังนั้น จากสมการที่ (2.36) เราจะได้

$$\begin{bmatrix} p_1^{(n+1)} \\ p_2^{(n+1)} \\ p_3^{(n+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \gamma'_1 \frac{G_{12}}{G_{11}} & \gamma'_1 \frac{G_{13}}{G_{11}} \\ \gamma'_2 \frac{G_{21}}{G_{22}} & 0 & \gamma'_2 \frac{G_{23}}{G_{22}} \\ \gamma'_3 \frac{G_{31}}{G_{33}} & \gamma'_3 \frac{G_{32}}{G_{33}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1^{(n)} \\ p_2^{(n)} \\ p_3^{(n)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma'_1 \frac{v_1}{G_{11}} \\ \gamma'_2 \frac{v_2}{G_{22}} \\ \gamma'_3 \frac{v_3}{G_{33}} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$\begin{bmatrix} p_1^{(n+1)} \\ p_2^{(n+1)} \\ p_3^{(n+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma'_1 \frac{G_{12}}{G_{11}} p_2^{(n)} + \gamma'_1 \frac{G_{13}}{G_{11}} p_3^{(n)} + \gamma'_1 \frac{v_1}{G_{11}} \\ \gamma'_2 \frac{G_{21}}{G_{22}} p_1^{(n)} + \gamma'_2 \frac{G_{23}}{G_{22}} p_3^{(n)} + \gamma'_2 \frac{v_2}{G_{22}} \\ \gamma'_3 \frac{G_{31}}{G_{33}} p_1^{(n)} + \gamma'_3 \frac{G_{32}}{G_{33}} p_2^{(n)} + \gamma'_3 \frac{v_3}{G_{33}} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\begin{bmatrix} p_1^{(n+1)} \\ p_2^{(n+1)} \\ p_3^{(n+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\gamma'_1}{G_{11}} (G_{12}p_2^{(n)} + G_{13}p_3^{(n)} + v_1) \\ \frac{\gamma'_2}{G_{22}} (G_{21}p_1^{(n)} + G_{23}p_3^{(n)} + v_2) \\ \frac{\gamma'_3}{G_{33}} (G_{31}p_1^{(n)} + G_{32}p_2^{(n)} + v_3) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} p_1^{(n+1)} \\ p_2^{(n+1)} \\ p_3^{(n+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\gamma_1'}{\gamma_1^{(n)}} p_1^{(n)} \\ \frac{\gamma_2'}{\gamma_2^{(n)}} p_2^{(n)} \\ \frac{\gamma_3'}{\gamma_3^{(n)}} p_3^{(n)} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

ดังนั้น

$$p_i^{(n+1)} = \frac{\gamma_i'}{\gamma_i^{(n)}} p_i^{(n)} \quad (2.40)$$

โดย  $\gamma_i^{(n)}$  คือ SIR ของผู้ใช้ที่  $i$  ในรอบเวลาที่  $n$   
 สมการที่ (2.40) เรียกว่า Distributed Power Control (DPC)

$$p_i^{(n+1)} = \min \left\{ p_{\max}, \frac{\gamma_i'}{\gamma_i^{(n)}} p_i^{(n)} \right\} \quad (2.41)$$

และเรียกสมการที่ (2.41) ว่า Distributed Constrained Power Control (DCPC) เนื่องจากกำหนดขอบเขตการส่งกำลังไว้ โดยกำลังต่ำสุดคือ 0 และสูงสุดคือ  $P_{\max}$

ข้อดีของวิธี DCPC คือ มีความซับซ้อนน้อย เนื่องจากข้อมูลที่ใช้ควบคุมกำลังเป็นของผู้ใช้ที่ต้องการเท่านั้น ไม่จำเป็นต้องทราบข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นเหมือนวิธี Centralized Power Control

ข้อเสียของวิธี DCPC คือ

1. เวลาที่ใช้ควบคุมกำลังเพื่อควบคุมค่า  $p_i^{(n+1)}$  ให้เข้าสู่ค่า  $p_{di}$  หรือ อีกความหมายหนึ่งคือ เวลาที่ใช้ควบคุมกำลังเพื่อให้ค่า  $\gamma_i^{(n)}$  เข้าสู่ค่า  $\gamma_i'$  มีค่ามาก
2. ไม่สามารถนำไปใช้ทางปฏิบัติได้โดยตรงเนื่องจากค่า  $\gamma_i' | \gamma_i^{(n)} \in R^+$  เมื่อ  $R^-$  คือ เซตของจำนวนจริงบวก ซึ่งในทางปฏิบัติไม่สามารถส่งค่านี้จากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่ได้เนื่องจากจำนวนบิตที่ใช้ควบคุมกำลังมีจำนวนจำกัด

### 2.2.3 Second-Order Power Control with Asymptotically Fast Convergence [4]

Distributed Power Control ได้มาจากการแก้สมการเชิงเส้นแบบ Iterative Method โดย JOR Algorithm ต่อมา Riku Jantti และ Seong-Lyun Kim [4] ได้เสนออัลกอริทึมควบคุมกำลังที่ได้มาจากการใช้ Successive OverRelaxation Iterative Method (SOR) ในการแก้สมการ  $AP=\eta$  ซึ่งใช้ข้อมูลของกำลังส่งในรอบเวลาที่  $(n-1)$  และค่า Relaxation Factor  $\omega$  ดังนี้

จากสมการที่ (2.33) และ (2.34)

$$AP = \eta \quad (2.33)$$

$$P^{(n+1)} = M^{-1}NP^{(n)} + M^{-1}\eta \quad (2.34)$$

ใช้ SOR แก้สมการที่ (2.31) แบบ Iterative Method ดังนี้

$$M = \frac{1}{\omega}(I - \omega L), \quad N = \frac{1}{\omega}((1 - \omega)I + \omega U)$$

$\omega$  = Relaxation Factor

$L$  = Strict Lower Triangular Part of  $H$

$U$  = Strict Upper Triangular Part of  $H$

และทำการดัดแปลงสมการที่ (2.32) เพื่อเปลี่ยนจาก Centralized Power Control Algorithm เป็น Distributed Power Control Algorithm ดังนี้

$$\text{กำหนดให้ } A' = \begin{bmatrix} I & -H \\ -H & I \end{bmatrix}, \quad P' = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \end{bmatrix}, \quad \eta' = \begin{bmatrix} \eta \\ \eta \end{bmatrix}$$

$$H' = I - A', \quad L' = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ H & 0 \end{bmatrix} \text{ และ } U' = \begin{bmatrix} 0 & H \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

เมื่อ  $P_1$  และ  $P_2$  คือ mirror vector ของเวกเตอร์กำลัง (Power Vector)  $P$  ในสมการที่ (2.24) ทำการแก้สมการที่ (2.42)

$$A'P' = \eta' \quad (2.42)$$

แบบ Iterative เพื่อให้  $P_1$  และ  $P_2$  ลู่เข้าสู่ค่า  $P_d$  ( $P_1 = P_2 = P_d$ )

$$P^{(n+1)} = M^{-1}NP^{(n)} + M^{-1}\eta' \quad (2.43)$$

$$M' = \frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} I & 0 \\ -\omega H & I \end{bmatrix}, \quad M'^{-1} = \omega \begin{bmatrix} I & 0 \\ \omega H & I \end{bmatrix}$$

$$N' = \frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} (1 - \omega)I & \omega H \\ 0 & (1 - \omega)I \end{bmatrix}$$

ดังนั้นสมการที่ (2.34) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}_1^{(n+1)} \\ \mathbf{P}_2^{(n+1)} \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \\ \omega \mathbf{H} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \left( \frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} (1-\omega)\mathbf{I} & \omega \mathbf{H} \\ 0 & (1-\omega)\mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{P}_1^{(n)} \\ \mathbf{P}_2^{(n)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta} \\ \boldsymbol{\eta} \end{bmatrix} \right) \quad (2.44)$$

$$= \begin{bmatrix} (1-\omega)\mathbf{I} & \omega \mathbf{H} \\ \omega(1-\omega)\mathbf{H} & \omega^2 \mathbf{H}^2 + (1-\omega)\mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{P}_1^{(n)} \\ \mathbf{P}_2^{(n)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega \boldsymbol{\eta} \\ \omega(\omega \mathbf{H} + \mathbf{I}) \boldsymbol{\eta} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} (1-\omega)\mathbf{P}_1^{(n)} + \omega \mathbf{H} \mathbf{P}_2^{(n)} + \omega \boldsymbol{\eta} \\ \omega \mathbf{H} ((1-\omega)\mathbf{P}_1^{(n)} + \omega \mathbf{H} \mathbf{P}_2^{(n)}) + \omega \boldsymbol{\eta} + (1-\omega)\mathbf{P}_2^{(n)} + \omega \boldsymbol{\eta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}_1^{(n+1)} \\ \mathbf{P}_2^{(n+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega(\mathbf{H} \mathbf{P}_2^{(n)} + \boldsymbol{\eta} - \mathbf{P}_1^{(n)}) + \mathbf{P}_1^{(n)} \\ \omega(\mathbf{H} \mathbf{P}_1^{(n+1)} + \boldsymbol{\eta} - \mathbf{P}_2^{(n)}) + \mathbf{P}_2^{(n)} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

กำหนดลำดับของเวกเตอร์  $\{\mathbf{P}^{(n)}\}$  ดังนี้  $\mathbf{P}^{(2l)} = \mathbf{P}_1^{(l)}$ ,  $\mathbf{P}^{(2l+1)} = \mathbf{P}_2^{(l)}$ ,  $l = 0, 1, \dots$

ดังนั้น

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}_1^{(n+1)} \\ \mathbf{P}_2^{(n+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}^{(2n+2)} \\ \mathbf{P}^{(2n+3)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega(\mathbf{H} \mathbf{P}^{(2n+1)} + \boldsymbol{\eta} - \mathbf{P}^{(2n)}) + \mathbf{P}^{(2n)} \\ \omega(\mathbf{H} \mathbf{P}^{(2n+2)} + \boldsymbol{\eta} - \mathbf{P}^{(2n+1)}) + \mathbf{P}^{(2n+1)} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

หรือ

$$\mathbf{P}^{(n+1)} = \omega(\mathbf{H} \mathbf{P}^{(n)} + \boldsymbol{\eta} - \mathbf{P}^{(n-1)}) + \mathbf{P}^{(n-1)} \quad (2.47)$$

สมมติว่าจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 3 ดังนั้นจากสมการที่ (2.47)

$$\begin{bmatrix} p_1^{(n+1)} \\ p_2^{(n+1)} \\ p_3^{(n+1)} \end{bmatrix} = \omega \left( \begin{bmatrix} 0 & \gamma_1' \frac{G_{12}}{G_{11}} & \gamma_1' \frac{G_{13}}{G_{11}} \\ \gamma_2' \frac{G_{21}}{G_{22}} & 0 & \gamma_2' \frac{G_{23}}{G_{22}} \\ \gamma_3' \frac{G_{31}}{G_{33}} & \gamma_3' \frac{G_{32}}{G_{33}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1^{(n)} \\ p_2^{(n)} \\ p_3^{(n)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma_1' \frac{v_1}{G_{11}} \\ \gamma_2' \frac{v_2}{G_{22}} \\ \gamma_3' \frac{v_3}{G_{33}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} p_1^{(n-1)} \\ p_2^{(n-1)} \\ p_3^{(n-1)} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} p_1^{(n-1)} \\ p_2^{(n-1)} \\ p_3^{(n-1)} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$



$$\begin{bmatrix} p_1^{(n+1)} \\ p_2^{(n+1)} \\ p_3^{(n+1)} \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} \gamma'_1 \frac{G_{12}}{G_{11}} p_2^{(n)} + \gamma'_1 \frac{G_{13}}{G_{11}} p_3^{(n)} + \gamma'_1 \frac{v_1}{G_{11}} \\ \gamma'_2 \frac{G_{21}}{G_{22}} p_1^{(n)} + \gamma'_2 \frac{G_{23}}{G_{22}} p_3^{(n)} + \gamma'_2 \frac{v_2}{G_{22}} \\ \gamma'_3 \frac{G_{31}}{G_{33}} p_1^{(n)} + \gamma'_3 \frac{G_{32}}{G_{33}} p_2^{(n)} + \gamma'_3 \frac{v_3}{G_{33}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} p_1^{(n-1)} \\ p_2^{(n-1)} \\ p_3^{(n-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_1^{(n-1)} \\ p_2^{(n-1)} \\ p_3^{(n-1)} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$\begin{bmatrix} p_1^{(n+1)} \\ p_2^{(n+1)} \\ p_3^{(n+1)} \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} \gamma'_1 \frac{G_{12}}{G_{11}} p_2^{(n)} + \gamma'_1 \frac{G_{13}}{G_{11}} p_3^{(n)} + \gamma'_1 \frac{v_1}{G_{11}} \\ \gamma'_2 \frac{G_{21}}{G_{22}} p_1^{(n)} + \gamma'_2 \frac{G_{23}}{G_{22}} p_3^{(n)} + \gamma'_2 \frac{v_2}{G_{22}} \\ \gamma'_3 \frac{G_{31}}{G_{33}} p_1^{(n)} + \gamma'_3 \frac{G_{32}}{G_{33}} p_2^{(n)} + \gamma'_3 \frac{v_3}{G_{33}} \end{bmatrix} + (1-\omega) \begin{bmatrix} p_1^{(n-1)} \\ p_2^{(n-1)} \\ p_3^{(n-1)} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$\begin{bmatrix} p_1^{(n+1)} \\ p_2^{(n+1)} \\ p_3^{(n+1)} \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} \frac{\gamma'_1}{G_{11}} (G_{12} p_2^{(n)} + \gamma'_1 G_{13} p_3^{(n)} + \gamma'_1 v_1) \\ \frac{\gamma'_2}{G_{22}} (G_{21} p_1^{(n)} + \gamma'_2 G_{23} p_3^{(n)} + \gamma'_2 v_2) \\ \frac{\gamma'_3}{G_{33}} (G_{31} p_1^{(n)} + \gamma'_3 G_{32} p_2^{(n)} + \gamma'_3 v_3) \end{bmatrix} + (1-\omega) \begin{bmatrix} p_1^{(n-1)} \\ p_2^{(n-1)} \\ p_3^{(n-1)} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$\begin{bmatrix} p_1^{(n+1)} \\ p_2^{(n+1)} \\ p_3^{(n+1)} \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} \frac{\gamma'_1}{\gamma_i^{(n)}} p_1^{(n)} \\ \frac{\gamma'_2}{\gamma_i^{(n)}} p_2^{(n)} \\ \frac{\gamma'_3}{\gamma_i^{(n)}} p_3^{(n)} \end{bmatrix} + (1-\omega) \begin{bmatrix} p_1^{(n-1)} \\ p_2^{(n-1)} \\ p_3^{(n-1)} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

ดังนั้น

$$p_i^{(n+1)} = \omega \frac{\gamma'_i}{\gamma_i^{(n)}} p_i^{(n)} + (1-\omega) p_i^{(n-1)} \quad (2.53)$$

สมการที่ (2.53) มีชื่อว่า Unconstrained Second-Order Power Control (USOPC) เนื่องจากไม่มีขอบเขตในการส่งกำลัง

$$p_i^{(n+1)} = \min \left\{ p_{\max}, \max \left\{ 0, \omega \frac{\gamma'_i}{\gamma_i^{(n)}} p_i^{(n)} + (1-\omega) p_i^{(n-1)} \right\} \right\} \quad (2.54)$$

และเรียกสมการที่ (2.54) ว่า Constrained Second-Order Power Control (CSOPC) เนื่องจากมีการกำหนดขอบเขตการส่งไว้โดยกำลังส่งต่ำที่สุดคือ 0 และสูงที่สุดคือ  $P_{\max}$

ข้อดีของวิธี CSOPC คือ

1. มีความซับซ้อนน้อย เนื่องจากข้อมูลที่ใช้ควบคุมกำลังเป็นของผู้ใช้ที่ต้องการเท่านั้น ไม่จำเป็นต้องทราบข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นเหมือนวิธี Centralized Power Control
2. เวลาที่ใช้ควบคุมกำลังเพื่อควบคุมค่า  $p_i^{(n+1)}$  ให้เข้าสู่ค่า  $p_d$  หรือ อีกความหมายหนึ่งคือ เวลาที่ใช้ควบคุมกำลังเพื่อให้ค่า  $\gamma_i^{(n)}$  เข้าสู่ค่า  $\gamma_i'$  น้อยกว่าวิธี DCPC

ข้อเสียของวิธี CSOPC คือ

1. ไม่สามารถนำไปใช้ทางปฏิบัติได้โดยตรงเนื่องจากเทอม  $\omega\gamma_i' | \gamma_i^{(n)} \in R^+$  เมื่อ  $R^+$  คือ เซตของจำนวนจริงบวก ซึ่งในทางปฏิบัติไม่สามารถส่งค่านี้จากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่ได้เนื่องจากจำนวนบิตที่ใช้ควบคุมกำลังมีจำนวนจำกัด
2. ขั้นตอนการออกแบบไม่ได้คำนึงถึงการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายช่องสัญญาณตามเวลาเนื่องจากผลของเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) ดังนั้นหากนำไปใช้ในทางปฏิบัติซึ่งมีเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) อาจให้ค่าความน่าจะเป็นที่สัญญาณขาดหาย (Outage Probability) ของวิธี CSOPC นี้มีค่าสูง

#### 2.2.4 Modified CSOPC (M-CSOPC) [4]

กำหนดให้  $cmd$  คือคำสั่งที่ใช้ในการควบคุมกำลังที่ส่งให้สถานีเคลื่อนที่ทราบ ในทางปฏิบัติเราไม่สามารถส่ง  $cmd \in R$  ได้ เมื่อ  $R$  คือ เซตของจำนวนจริง [4] เสนอวิธีการควบคุมกำลังแบบ Modified CSOPC (M-CSOPC) ซึ่งปรับปรุงวิธีควบคุมกำลังแบบ CSOPC เพื่อให้สามารถใช้ได้ในทางปฏิบัติดังนี้

$$p_i^{(n+1)} = \min \left\{ p_{\max}, \max \left\{ 0, \omega \Delta_i^{(n)} p_i^{(n)} + (1 - \omega) p_i^{(n-1)} \right\} \right\} \quad (2.55)$$

$$\Delta_i^{(n)} = \begin{cases} \Delta, & \gamma_i^{(n)} \leq \gamma_i' \\ \frac{1}{\Delta}, & \gamma_i^{(n)} > \gamma_i' \end{cases}$$

โดยใช้จำนวนบิตในการควบคุมกำลังเท่ากับ 1 และให้ผลการควบคุมกำลังที่ดีกว่าวิธี Bang-Bang type Power Control (B-BPC) ซึ่งใช้ในการควบคุมกำลังส่งด้านขาขึ้น (Uplink) ของมาตรฐาน IS-95

ข้อเสียของวิธี M-CSOPC คือ เวลาที่ใช้ควบคุมกำลังเพื่อควบคุมค่า  $p_i^{(n+1)}$  ให้เข้าสู่ค่า  $p_d$  หรือ อีกความหมายหนึ่งคือ เวลาที่ใช้ควบคุมกำลังเพื่อให้ค่า  $\gamma_i^{(n)}$  เข้าสู่ค่า  $\gamma_i'$  มีค่ามาก และ

ขั้นตอนการออกแบบไม่ได้คำนึงถึงการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายช่องสัญญาณตามเวลาเนื่องจากผลของเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) ดังนั้นหากนำไปใช้ในทางปฏิบัติซึ่งมีเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) อาจให้ค่าความน่าจะเป็นที่สัญญาณขาดหาย (Outage Probability) ของวิธี M-CSOPC นี้มีค่าสูง

### 2.2.5 Pulse Code Modulation Power Control [6]

วิธีการควบคุมกำลังโดยยึดหลักของ SIR แบบพัลส์โคดมอดูเลชัน (SIR-based Pulse-Code-Modulation (PCM) Power Control) [6] ซึ่งเป็นการควบคุมกำลังในข่ายเชื่อมโยงย้อนกลับแบบ Multi-Step สถานะเคลื่อนที่ทำการควบคุมกำลังส่งโดยพิจารณาจากค่า SIR ที่สถานะฐานได้รับ

จากรูปที่ 2.5  $P_i(t)$  คือกำลังของสัญญาณที่ส่งมาจากสถานะเคลื่อนที่,  $G(t)$  คืออัตราขยายข่ายเชื่อมโยง และ  $I(t)$  คือ สัญญาณแทรกสอดเนื่องจากผู้ใช้อื่นภายในเซลล์และภายนอกเซลล์ และ  $cmd$  คือ คำสั่งควบคุมกำลัง (Power Control Command) โดย  $CMD_n = \{-n, -(n-1), \dots, -1, 0, 1, \dots, n-1, n\}$

$$cmd = \begin{cases} -n & \text{เมื่อ } key \in (n - 0.5, \infty) \\ -n + 1 & \text{เมื่อ } key \in (n - 1.5, n - 0] \\ & \dots \\ -1 & \text{เมื่อ } key \in (0.5, 1.5] \\ 0 & \text{เมื่อ } key \in (-0.5, 0.5] \\ 1 & \text{เมื่อ } key \in (-1.5, -0.5] \\ & \dots \\ n-1 & \text{เมื่อ } key \in (-n + 0.5, -n + 1.5] \\ n & \text{เมื่อ } key \in (-\infty, -n + 0.5] \end{cases}$$

โดยที่  $key = err / \Delta_p$ ,  $err$  คือผลต่างระหว่างค่า SIR ที่ต้องการกับค่า SIR ที่ได้รับ,  $\Delta_p$  คือขนาดของ Step Size ที่ต่ำที่สุด,  $n$  คือ จำนวนนับ และ  $cmd \in CMD_n$  เมื่อ  $CMD_n$  เป็นเซตของคำสั่งที่เป็นไปได้ทั้งหมดในการควบคุมกำลังโดยมีจำนวนคำสั่งที่เป็นไปได้ทั้งหมด  $2n+1$  คำสั่ง และ  $cmd$  คือคำสั่งที่ส่งให้กับสถานะเคลื่อนที่หลังจากผ่านการตัดสินใจตามเงื่อนไขข้างต้น

### ขั้นตอนการควบคุมมีดังนี้

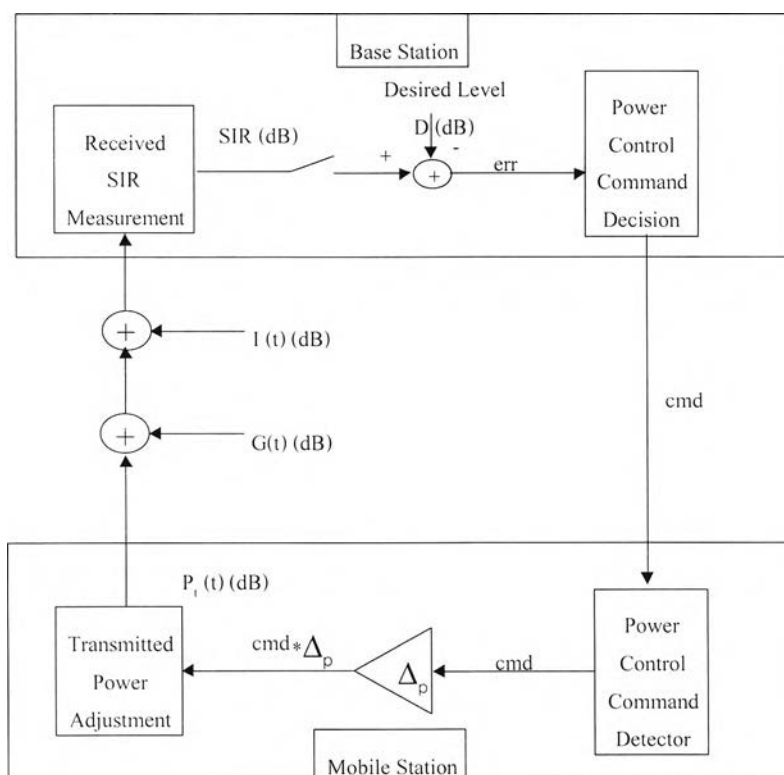
1. โปรแกรมวิธีการควบคุมกำลังไว้ที่สถานีฐาน โดยกำหนดให้คาบเวลาของการควบคุม  $T_d$  เท่ากับผลรวมของคาบเวลาการวัด  $T_p$  , การประวิงเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่น และการประวิงเนื่องจากการคำนวณคำสั่งการควบคุมกำลัง (Power Control Command, cmd)
2. สถานีฐานวัดค่า SIR ทุกคาบเวลา  $T_d$  แล้วเปรียบเทียบกับค่า SIR ที่กำหนดไว้ (Desired SIR Level) ผลต่างที่ได้เป็นค่า err แล้วส่งไปยังส่วน Power Control Command Decision
3. Power Control Command Decision ทำการแปลงค่า err เป็นค่า cmd ตามหลักของ Pulse Code Modulation แล้วส่งมายังสถานีเคลื่อนที่
4. สถานีเคลื่อนที่ที่ได้รับ cmd ซึ่งตรวจวัดโดย Power Control Command Detector
5. สถานีเคลื่อนที่ปรับกำลังไปเท่ากับ cmd.  $\Delta_p$  โดย  $\Delta_p$  คือขนาดของ Step Size

### ข้อดีของวิธี PCM Power Control คือ

1. สามารถนำไปใช้ในทางปฏิบัติได้เนื่องจาก  $CMD_n$  เป็นเซตที่มีจำนวนสมาชิกจำกัดเท่ากับ  $2n+1$  จึงสามารถส่งคำสั่ง cmd ไปยังสถานีเคลื่อนที่ได้โดยใช้จำนวนบิตในการควบคุมกำลังจำนวนจำกัดได้
2. มีความซับซ้อนน้อย เนื่องจากข้อมูลที่ใช้ควบคุมกำลังเป็นของผู้ใช้ที่ต้องการเท่านั้น ไม่จำเป็นต้องทราบข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นเหมือนวิธี Centralized Power Control

### ข้อเสียของวิธี PCM Power Control คือ

1. การออกแบบไม่ได้มีจุดประสงค์เพื่อควบคุมให้กำลังส่งของผู้ใช้ทุกคน  $p_i$  อยู่ใกล้ค่า  $p_d$  ซึ่งเป็นค่าของกำลังที่ต่ำที่สุดที่ทำให้ผู้ใช้ทุกคนมีค่า SIR เท่ากับ SIR ที่ต้องการอย่างวิธี Centralized Power Control, DCPC และ CSOPC ดังนั้นทำให้ใช้กำลังของสถานีเคลื่อนที่มากเกินไปจนความจำเป็น
2. ไม่มีส่วนทำนายอัตราขยายขยายเชื่อมโยง (Link Gain) ทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่สัญญาณขาดหาย (Outage Probability) มีค่าสูง เนื่องจากเกิดความผิดพลาดในการควบคุมกำลังเกิดขึ้นเมื่ออัตราขยายขยายเชื่อมโยง (Link Gain) เปลี่ยนแปลงตามเวลา



รูปที่ 2.5 วิธีการควบคุมกำลังโดยยึดหลักของ SIR แบบพัลส์โคดมอดูเลชัน

### 2.3 การทำนายอัตราขยายข่ายเชื่อมโยง (Link Gain) โดยวิธีสมการกำลังสอง (Quadratic Equation) [11]

เนื่องจากผลของอัตราขยายข่ายเชื่อมโยงที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลาเป็นผลให้เกิดความผิดพลาดในการควบคุมกำลัง ดังนั้นจึงมีความจำเป็นต้องมีการทำนายอัตราขยายข่ายเชื่อมโยง (Link Gain) เพื่อลดผลของความผิดพลาดดังกล่าว

กำหนดให้  $G_i$  คือ การลดทอนจากช่องสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $i$ ,  $G_i$  ของคาบเวลาถัดไปสามารถทำนายได้จาก

$$G_i^{(m+1)} = a_0^{(m)} + a_1^{(m)}(k_q + 1) + a_2^{(m)}(k_q + 1)^2 \quad (2.56)$$

โดย สัมประสิทธิ์  $a_0^{(m)}$ ,  $a_1^{(m)}$  และ  $a_2^{(m)}$  สามารถประมาณ (Estimate) ได้จาก

$$\begin{aligned} G_i^{(m)} &= a_0^{(m)} + a_1^{(m)}(k_q) + a_2^{(m)}(k_q)^2 \\ G_i^{(m-1)} &= a_0^{(m)} + a_1^{(m)}(k_q - 1) + a_2^{(m)}(k_q - 1)^2 \\ G_i^{(m-2)} &= a_0^{(m)} + a_1^{(m)}(k_q - 2) + a_2^{(m)}(k_q - 2)^2 \end{aligned} \quad (2.57)$$

โดยที่  $k_c$  คือ คาบเวลาของการควบคุมกำลัง (Power Control Period)

## 2.4 Multi-Bit Constrained Second-Order Power Control and Quadratic Equation Link Gain Prediction (วิธีที่เสนอ)

ในการควบคุมกำลังในระบบสื่อสารเคลื่อนที่เซลลูลาร์แบบซีดีเอ็มเอ นั้น เราสามารถควบคุมให้ค่า SIR ของสถานีเคลื่อนที่ทุกสถานีให้มีค่าเท่ากับ Desired SIR ( $\gamma_{desired}$ ) ได้โดยมีข้อจำกัดว่าค่า Desired SIR ( $\gamma_{desired}$ ) นั้นจะต้องมีค่าไม่เกินค่า SIR มากที่สุดของระบบ (Maximum Achievable SIR) [2] ซึ่งสามารถคำนวณได้ดังนี้

กำหนดให้  $\gamma_{max}$  คือ ค่า SIR มากที่สุดที่ทำให้ระบบ Feasible ซึ่งสามารถหาได้ดังนี้ [2]

$$\gamma_{max} = \frac{1}{\lambda^*} \quad (2.58)$$

เมื่อ  $\lambda^*$  คือ ค่า Eigenvalue ที่เป็นจำนวนจริงที่มีค่ามากที่สุดของเมตริกซ์  $A$  ที่ทำให้เวกเตอร์กำลัง  $p \geq 0$  ในสมการที่ (2.59)

$$\lambda p = Ap \quad (2.59)$$

เมื่อ เมตริกซ์  $A$  คือ Normalized Link Gain Matrix  $A_{ij} = \begin{cases} G_{ij}/G_{ii}, & i \neq j \\ 0 & i = j \end{cases}$

$G_{ij}$  = อัตราขยายขยายเชื่อมโยงจากสถานีเคลื่อนที่ที่  $i$  ไปยังสถานีฐานที่กำหนดให้ติดต่อกับสถานีเคลื่อนที่ที่  $i$

$G_{ji}$  = อัตราขยายขยายเชื่อมโยงจากสถานีเคลื่อนที่ที่  $j$  ไปยังสถานีฐานที่กำหนดให้ติดต่อกับสถานีเคลื่อนที่ที่  $i$

$$p = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \dots \\ p_N \end{bmatrix} \text{ คือ เวกเตอร์กำลัง และ } p_1, p_2, \dots, p_N \text{ คือ กำลังของสถานีเคลื่อนที่ที่ } 1, 2, \dots, N \text{ ตามลำดับซึ่งเป็นปริมาณสเกลาร์}$$

...

เมื่อต้องการควบคุมกำลังเพื่อให้ค่า SIR ที่ได้รับมีค่าเท่ากับ Desired SIR ( $\gamma_{desired}$ ) ต้องปรับกำลังของสถานีเคลื่อนที่ให้มีค่าตามสมการที่ (2.25)

$$P_d = \left[ \frac{1}{\gamma_{desired}} I - A \right]^{-1} \eta$$

$P_d$  คือ ค่าเวกเตอร์กำลังที่ต้องการ เพื่อให้ค่า SIR มีค่าเท่ากับ Desired SIR

เมื่อระบบ Feasible ( $\gamma_{desired} \leq \gamma_{max}$ ) คำตอบของสมการที่ (2.25)  $P_d \geq 0$  ( $p_i \geq 0$  ทุกค่า  $i$  เมื่อ  $i=1, 2, \dots, N$ ) [2] ทำให้สถานีเคลื่อนที่ทุกสถานีสามารถส่งกำลังได้ในทางปฏิบัติ ดังนั้นค่า SIR ของสถานีเคลื่อนที่ทุกสถานีที่ได้รับที่สถานีฐานสามารถควบคุมเพื่อให้มีค่าเท่ากับ  $\gamma_{desired}$  ได้

เมื่อระบบ Infeasible ( $\gamma_{desired} > \gamma_{max}$ ) คำตอบของสมการที่ (2.25)  $P_d < 0$  (มี  $p_i$  บางตัว ซึ่ง  $p_i < 0$ ) [2] ทำให้สถานีเคลื่อนที่บางสถานีไม่สามารถส่งกำลังได้ในทางปฏิบัติ ดังนั้นค่า SIR ของสถานีเคลื่อนที่บางสถานีที่ได้รับที่สถานีฐานจะไม่สามารถควบคุมเพื่อให้มีค่าเท่ากับ  $\gamma_{desired}$  ได้ทำให้ความน่าจะเป็นที่จะเกิดสัญญาณขาดหายมีค่ามาก

วิธีควบคุมกำลังที่มีวัตถุประสงค์เพื่อควบคุมให้กำลังของผู้ใช้เข้าสู่ค่ากำลังที่ต้องการ (Desired Power)  $p_d$  ซึ่งจะทำให้ค่า SIR ของผู้ใช้ทุกคนเท่ากับ SIR ที่ต้องการแบบวิธีกระจายศูนย์ (Distributed) ซึ่งใช้ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการเท่านั้น มีผู้เสนอไว้ 2 วิธีคือ Distributed Constrained Power Control (DCPC) และ Constrained Second-Order Power Control (CSOPC)

วิธี Distributed Constrained Power Control (DCPC) ใช้ค่าของกำลังในคาบปัจจุบัน  $p_i^{(n)}$  เท่านั้นจึงเรียกว่า First Order Power Control โดยพิจารณาจากสมการที่ (2.41)

$$p_i^{(n+1)} = \min \left\{ p_{\max}, \frac{\gamma_i'}{\gamma_i^{(n)}} p_i^{(n)} \right\} \quad (2.41)$$

วิธี Constrained Second-Order Power Control (CSOPC) ใช้ค่าของกำลังในคาบปัจจุบัน  $p_i^{(n)}$  และคาบก่อนหน้า  $p_i^{(n-1)}$  จึงเรียกว่า Second-Order Power Control โดยพิจารณาจากสมการที่ (2.54)

$$p_i^{(n+1)} = \min \left\{ p_{\max}, \max \left\{ 0, \omega \frac{\gamma_i'}{\gamma_i^{(n)}} p_i^{(n)} + (1-\omega) p_i^{(n-1)} \right\} \right\} \quad (2.54)$$

โดยวิธี CSOPC ใช้เวลาในการควบคุมเพื่อให้ค่า  $p_i$  เข้าสู่ค่ากำลังที่ต้องการ (Desired Power)  $p_d$  น้อยกว่าวิธี DCPC

เนื่องจาก  $p_i^{(n+1)}$  ของทั้ง 2 วิธีถูกจำกัดไว้โดยที่  $0 \leq p_i^{(n+1)} \leq p_{\max}$  จึงเรียกว่า Constrained Power Control

วิธี CSOPC มีข้อเสีย 2 ประการคือ

1. ขั้นตอนการออกแบบไม่ได้คำนึงถึงการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายช่องสัญญาณตามเวลาเนื่องจากผลของเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) ดังนั้นหากนำไปใช้ในทางปฏิบัติซึ่งมีเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh fading) อาจให้ค่าความน่าจะเป็นที่สัญญาณขาดหาย (Outage Probability) ของวิธี CSOPC นี้มีค่าสูง
2. ไม่สามารถนำไปใช้ในทางปฏิบัติได้โดยตรงเนื่องจากเทอม  $\omega\gamma_i' | \gamma_i^{(n)} \in R^+$  เมื่อ  $R^+$  คือ เซตของจำนวนจริงบวก ซึ่งในทางปฏิบัติไม่สามารถส่งค่านี้จากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่ได้เนื่องจากจำนวนบิตที่ใช้ควบคุมกำลังมีจำนวนจำกัด

### แนวทางการปรับปรุงวิธี CSOPC

1. ทำนายอัตราขยายช่องสัญญาณ (Link Gain)  $\hat{G}(k+1)$  โดยใช้วิธี Quadratic Equation Link Gain Prediction และนำค่าอัตราขยายช่องสัญญาณที่ทำนายได้  $\hat{G}(k+1)$  มาใช้ประมาณค่า SIR<sub>i</sub> ของผู้ใช้ที่ i [ $\hat{\gamma}_i(k+1)$ ] ที่ได้จากการควบคุมกำลังด้วยวิธี CSOPC ดังนี้

$$\hat{\gamma}_i(k+1) = \frac{p_i \hat{G}_{ii}(k+1)}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M p_j \hat{G}_{ij}(k+1) + v_i} \quad (2.60)$$

จากนั้นควบคุมกำลังด้วยวิธี CSOPC จนกระทั่งค่า  $p_i^{(n+1)}$  ใกล้เคียงค่า  $p_{ii}$  โดยใช้ค่า  $\hat{\gamma}_i(k+1)$  แทนในสมการที่ (2.54) ซึ่งจาก [4] พบว่าต้องใช้จำนวนรอบในการควบคุมเท่ากับ 9 เพื่อให้ความน่าจะเป็นที่สัญญาณขาดหาย (Outage Probability) เท่ากับ  $1.9 \times 10^{-4}$  โดย [4] ไม่ได้คำนึงถึงผลของเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) ดังนั้นในการศึกษาซึ่งคำนึงถึงผลของเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) จะใช้จำนวนรอบตั้งแต่ 9 รอบขึ้นไปเพื่อเปรียบเทียบผล

2. แก้ปัญหาเรื่องการส่งคำสั่งไปให้สถานีเคลื่อนที่ให้สามารถใช้ในทางปฏิบัติได้โดยนำค่า  $\frac{p_i^{(n+1)}}{p_i^{(n)}}$  ที่ได้จากการควบคุมโดยใช้วิธี CSOPC มาทำการควอนไทซ์ (Quantization) โดยกำหนดค่าต่ำสุดไว้เท่ากับ  $Q_{\min}$  และค่าสูงสุดไว้เท่ากับ  $Q_{\max}$  และใช้จำนวนบิตในการส่งคำสั่งควบคุมเท่ากับ  $N = 1, 2, 3, \dots$  โดยจะศึกษาผลของค่า  $Q_{\min}$ ,  $Q_{\max}$  และ  $N$  ต่อผลการควบคุม ซึ่งจากค่าดังกล่าวจะได้จำนวนคำสั่งในการควบคุมกำลังเท่ากับ  $2^N$  คำสั่ง และมีขนาดของขั้น (Step) เท่ากับ  $\frac{Q_{\max} - Q_{\min}}{2^N - 1}$



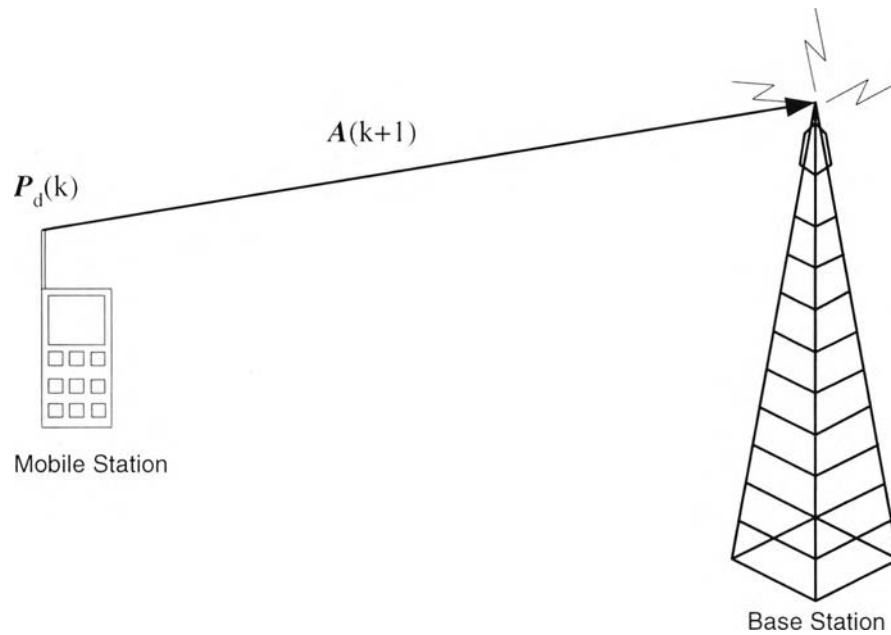
เนื่องจากวิธีการควบคุมกำลังที่เสนอทำการปรับปรุงวิธี CSOPC ซึ่งจะใช้จำนวนบิตในการควบคุมหลายบิต และใช้การทำนายอัตราขยายช่องเชื่อมโยงด้วยวิธี Quadratic Equation Link Gain Prediction จึงเรียกวิธีการควบคุมที่เสนอนี้ว่า Multi-Bit Constrained Second-Order Power Control with Quadratic Equation Link Gain Prediction

การลדתอนในช่องสัญญาณเนื่องจาก Multipath Fading หรือ Rayleigh Fading มีการเปลี่ยนแปลงที่ค่อนข้างเร็วและค่าที่เปลี่ยนแปลงมีค่ามากโดยเฉพาะกรณีเกิด Deep Fading ดังนั้นการควบคุมกำลังจึงควรคำนึงถึงจุดนี้ด้วย

วิธีควบคุมกำลังแบบ Constrained Second-Order Power Control (CSOPC) ใช้ค่าของอัตราขยายช่องเชื่อมโยง ในคาบเวลาปัจจุบันในการคำนวณซึ่งสามารถเกิดความผิดพลาดในการควบคุมเนื่องจากค่า  $p_{i+1}$  ค่าสุดท้ายที่คำนวณได้จะเป็นค่า  $p_d$  ที่สอดคล้องกับ อัตราขยายช่องเชื่อมโยง ในคาบปัจจุบัน แต่เมื่อเราส่งกำลังผ่านช่องสัญญาณจะถูกลדתอนโดย อัตราขยายช่องเชื่อมโยง ในคาบเวลาถัดไปทำให้ค่า SIR ที่สถานีฐานรับได้มีความคลาดเคลื่อนจากค่า  $SIR_{desired}$  มาก ดังแสดงในรูปที่ 2.6 แต่หากเราทำนาย อัตราขยายช่องเชื่อมโยง ในคาบเวลาถัดไปได้แม่นยำ เช่นการใช้ Quadratic Equation Link Gain Prediction และนำค่า อัตราขยายช่องเชื่อมโยง มาคำนวณ SIR และนำไปใช้ใน Second-Order Power Control จะได้ค่า  $p_{i+1}$  ค่าสุดท้ายเป็นค่า  $p_d$  ที่สอดคล้องกับ อัตราขยายช่องเชื่อมโยง ในคาบเวลาถัดไปซึ่งทำให้ค่า SIR ที่สถานีฐานรับได้มีค่าใกล้เคียงกับ  $SIR_{desired}$  มากกว่าดังแสดงในรูปที่ 2.7 จากสมการที่ (2.25) เนื่องจาก Multipath Fading มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ดังนั้นเมตริกซ์  $A$  ในสมการที่ (2.25) จะขึ้นกับเวลาดังนี้

$$P_d(k) = \left[ \frac{1}{\gamma_{desired}} I - A(k) \right]^{-1} \eta \quad (2.61)$$

โดยที่  $k$  คือจุดเวลาที่ทำการควบคุมกำลัง



รูปที่ 2.6 การส่งกำลังผ่านอัตราขยายขยายเชื่อมโยงเมื่อไม่มีการทำนายอัตราขยายขยายเชื่อมโยง  
(Link Gain Prediction)

ถ้าทำการทำนายช่องสัญญาณแล้วจึงนำ Constrained Second-Order Power Control มาควบคุมกำลังจนลู่อู่ค่า  $P_d[(k+1) | \hat{A}(k+1)]$  แล้วจึงส่งกำลังผ่านช่องสัญญาณที่มีค่าอัตราขยายขยายเชื่อมโยงสอดคล้องกับเมตริกซ์  $\hat{A}(k+1)$  จะทำให้ค่า SIR ที่สถานีฐานได้รับมีค่าใกล้เคียงกับค่า  $SIR_{desired}$  มากกว่า เป็นผลให้ค่าความน่าจะเป็นที่สัญญาณขาดหาย (Outage Probability) ต่ำกว่ากรณีที่ไม่มีการทำนายช่องสัญญาณ โดย

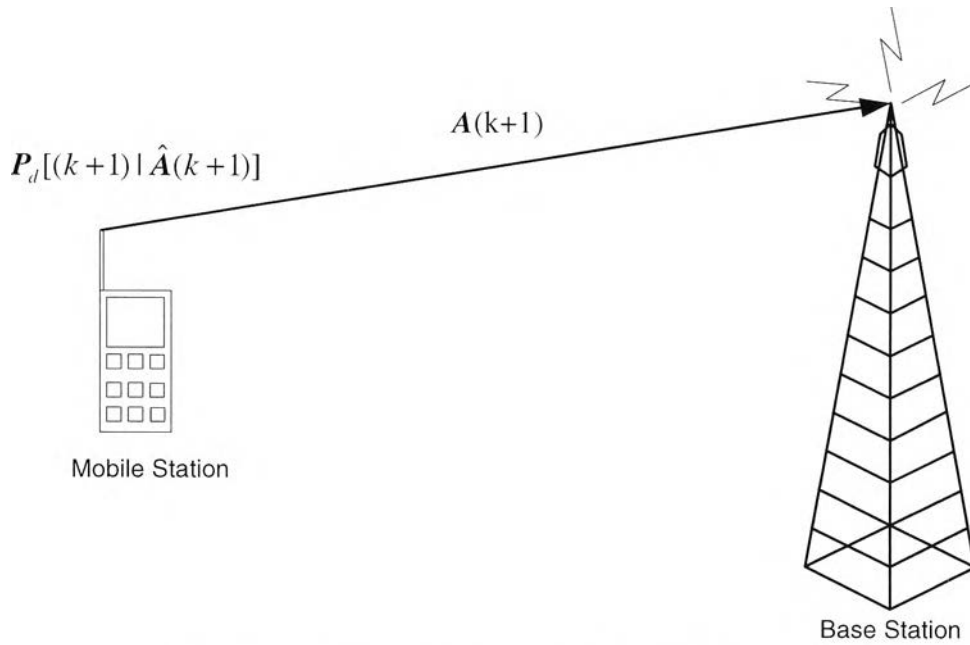
$$P_d[(k+1) | \hat{A}(k+1)] = \left[ \frac{1}{\gamma_{desired}} \mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}}(k+1) \right]^{-1} \boldsymbol{\eta} \quad (2.62)$$

เมื่อ  $\hat{\mathbf{A}}(k+1)$  คือ เมตริกซ์ ซึ่ง

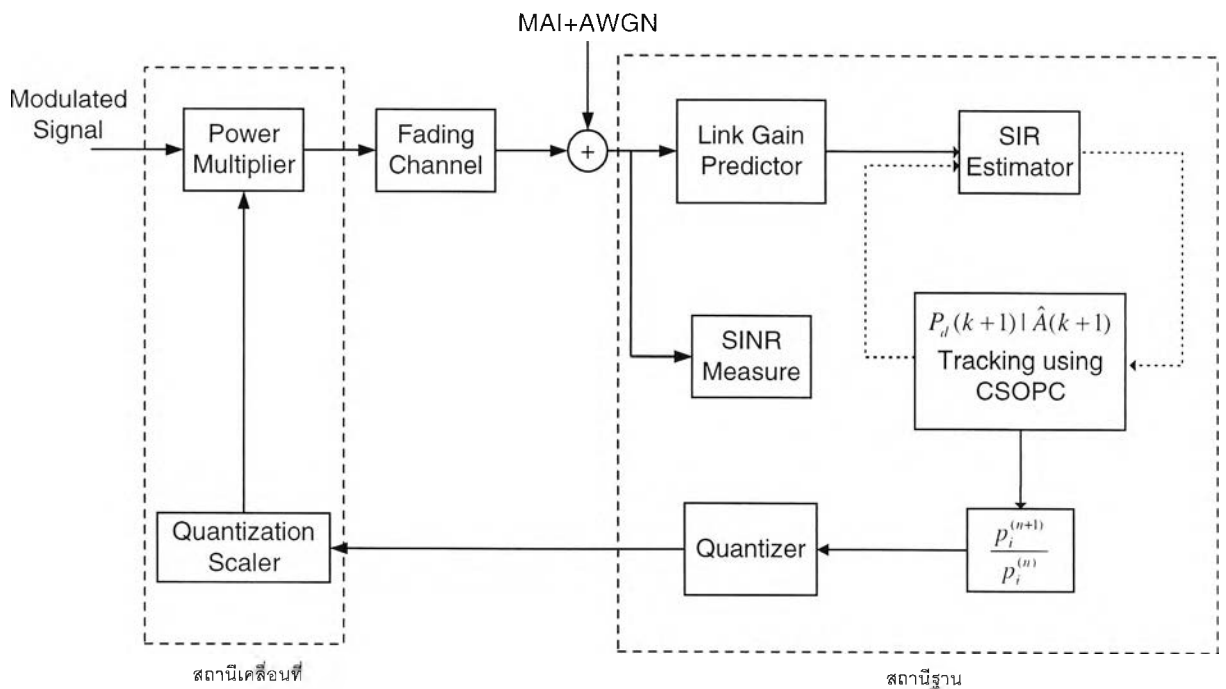
$$\hat{A}_{ij}(k+1) = \begin{cases} \hat{G}_{ij}^{(k+1)} / \hat{G}_{ii}^{(k+1)}, & i \neq j \\ 0, & i = j \end{cases} \quad (2.63)$$

$\hat{G}_{ii}(k+1)$  = อัตราขยายขยายเชื่อมโยงจากสถานีเคลื่อนที่ที่  $i$  ไปยังสถานีฐานที่กำหนดให้ติดต่อกับสถานีเคลื่อนที่ที่  $i$

$\hat{G}_{ij}(k+1)$  = อัตราขยายขยายเชื่อมโยงจากสถานีเคลื่อนที่ที่  $j$  ไปยังสถานีฐานที่กำหนดให้ติดต่อกับสถานีเคลื่อนที่ที่  $i$



รูปที่ 2.7 การส่งกำลังผ่านอัตราขยายขยายเชื่อมโยงเมื่อมีการทำนายอัตราขยายขยายเชื่อมโยง (Link Gain Prediction)



รูปที่ 2.8 วิธีควบคุมกำลังแบบใช้เงื่อนไขบังคับอันดับสองหลายบิตและการทำนายอัตราขยายขยายเชื่อมโยงด้วยวิธีสมการกำลังสอง

โดย Multiple Access Interference (MAI) คือ สัญญาณแทรกสอดเนื่องจากการเข้าถึงหลายทางของผู้ใช้คนอื่นในระบบ

จากรูปที่ 2.8 ขั้นตอนการควบคุมกำลังแบบใช้เงื่อนไขบังคับอันดับสองหลายบิตและการทำนายอัตราขยายขยายเชื่อมโยงด้วยวิธีสมการกำลังสอง มีดังนี้

1. สถานีฐานวัดค่า SIR (Signal to Interference Ratio) และ อัตราขยายขยายเชื่อมโยง (Link Gain)
2. จากค่าการลดทอนของช่องสัญญาณที่วัดได้  $G(k)$  ทำการทำนายค่าอัตราขยายขยายเชื่อมโยงในคาบเวลาถัดไป  $\hat{G}(k+1)$  โดยวิธี Quadratic Equation Link Gain Prediction ดังสมการที่ (2.56) และ (2.57)
3. คำนวณค่ากำลังที่สถานีเคลื่อนที่ต้องส่งด้วยวิธี CSOPC ดังสมการที่ (2.54) โดยอาศัยค่าการทำนายอัตราขยายขยายเชื่อมโยงในข้อที่ 2 เพื่อประมาณค่า SIR และนำค่า SIR ที่ประมาณได้นี้ไปใช้ในสมการที่ (2.54) โดยจำนวนรอบทั้งหมดที่ใช้ควบคุมเท่ากับ 9 ขึ้นไป [4]
4. นำค่ากำลัง  $p_i^{(k+1)}$  ที่คำนวณได้จากข้อที่ 3 ด้วยวิธี CSOPC มาหารด้วยค่ากำลังที่คำนวณได้จากคาบก่อนหน้า  $p_i^{(k)}$  โดยอัตราส่วนที่ได้คือ  $r = \frac{p_i^{(k+1)}}{p_i^{(k)}}$
5. นำค่า  $r$  มาทำการควอนไทซ์ (Quantization)  $q=Q(r, n)$  แล้วส่งไปยังสถานีเคลื่อนที่ โดยที่  $q$  คือ ค่าที่ได้จากการควอนไทซ์,  $Q$  คือ ฟังก์ชันการควอนไทซ์,  $n$  คือจำนวนบิตที่ใช้ทำการควอนไทซ์ เท่ากับ 1, 2, 3, 4, 5 และ 6 เพื่อทำการเปรียบเทียบ
6. สถานีเคลื่อนที่รับค่า  $q$  จากสถานีฐาน จากนั้นทำการแปลงเป็นขนาดของขั้น  $r_q$  ที่สอดคล้องกับค่าของ  $q$
7. ทำการควบคุมกำลังจากสถานีเคลื่อนที่เท่ากับ  $p_i^{(k+1)} = r_q \cdot p_i^{(k)}$  เพื่อส่งไปยัง สถานีฐานโดยผ่านช่องสัญญาณซึ่งมีค่าการลดทอนของช่องสัญญาณเท่ากับ  $G(k+1)$