บทที่ 3

การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วย Recursive Discrete Fourier Transform

3.1 หลักการพื้นฐานของ DFT

สัญญาณรายคาบเวลาต่อเนื่อง $i(t)$ สามารถเขียนได้ในรูปผลรวมขององค์ประกอบความถี่ต่างๆดังสมการที่ (3.1)

$$i(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} I'_h e^{jh\omega t} \tag{3.1}$$

เมื่อ ω คือความถี่มูลฐาน h คืออันดับของฮาร์มอนิก I'_h คือค่าสัมประสิทธิฟูเรียร์ขององค์ประกอบอันดับที่ h ของสัญญาณ

สัญญาณรายคาบเวลาต่อเนื่องสามารถประมาณได้ด้วยสัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องซึ่งมีความถี่การสุ่มค่าสูงเพียงพอ สัญญาณรายคาบเวลาไม่ต่อเนื่องนี้เราสามารถเขียนให้อยู่ในรูปผลรวมขององค์ประกอบความถี่ต่างๆได้เช่นเดียวกันกับสัญญาณรายคาบเวลาต่อเนื่องดังแสดงตามสมการที่ (3.2) กรณี N เป็นเลขคู่ และสมการที่ (3.3) กรณี N เป็นเลขคี่

$$i(k) = \sum_{h=-\frac{N}{2}+1}^{\frac{N}{2}} I_h W^{hk} \tag{3.2}$$

$$i(k) = \sum_{h=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} I_h W^{hk} \tag{3.3}$$

เมื่อ N คือจำนวนจุดต่อคาบของสัญญาณเวลาไม่ต่อเนื่อง $W = e^{j\frac{2\pi}{N}}$ โดยที่ $\dfrac{2\pi}{N}$ คือค่าความถี่มูลฐานเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องมีหน่วยเป็น rad/sample h คืออันดับของฮาร์มอนิก k คือดัชนีเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องมีค่าเป็นจำนวนเต็มบวกและศูนย์

สัญญาณเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องจะมีจำนวณสเปกตรัมที่จำกัดเพียง N ค่า เราจะต้องทำการสุ่มค่าด้วยความถี่ที่สูงพอที่จะทำให้ได้ค่า N มากพอที่จะประมาณสัญญาณไม่ต่อเนื่องแทนสัญญาณต่อเนื่องได้ดี ตามทฤษฎีความถี่การสุ่มต้องมากกว่า 2 เท่าของความถี่สูงสุดที่มีในสัญญาณ ค่าสเปกตรัม I_h ที่ได้จะเป็นค่าโดยประมาณของ I'_h ค่า I_h สามารถหาได้โดยใช้สมการที่ (3.4)

$$I_h = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} i(k)\cdot W^{-hk} \tag{3.4}$$

การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟนั้นจะต้องมีการสุ่มกระแสเข้ามาเพื่อคำนวณปรับค่าฮาร์มอนิกใหม่อยู่ตลอดเวลาเนื่องจากกระแสฮาร์มอนิกในระบบอาจมีการเปลี่ยนแปลงได้ตลอดเวลา ดังนั้นในการทำ DFT เราจึงต้องเลื่อนกรอบข้อมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์ไปกับเวลา ซึ่งจะทำให้ค่า DFT ที่ได้เป็นฟังก์ชั่นกับเวลา เรียกว่า Running DFT หรือ Sliding Window DFT ซึ่งเราสามารถทำได้ 2 วิธีขึ้นอยู่กับลักษณะของฟังก์ชันมูลฐาน (Basis Function) ที่ใช้

<u>1) วิธี Fixed Basis</u> (L. S. Czarnecki, 1996)

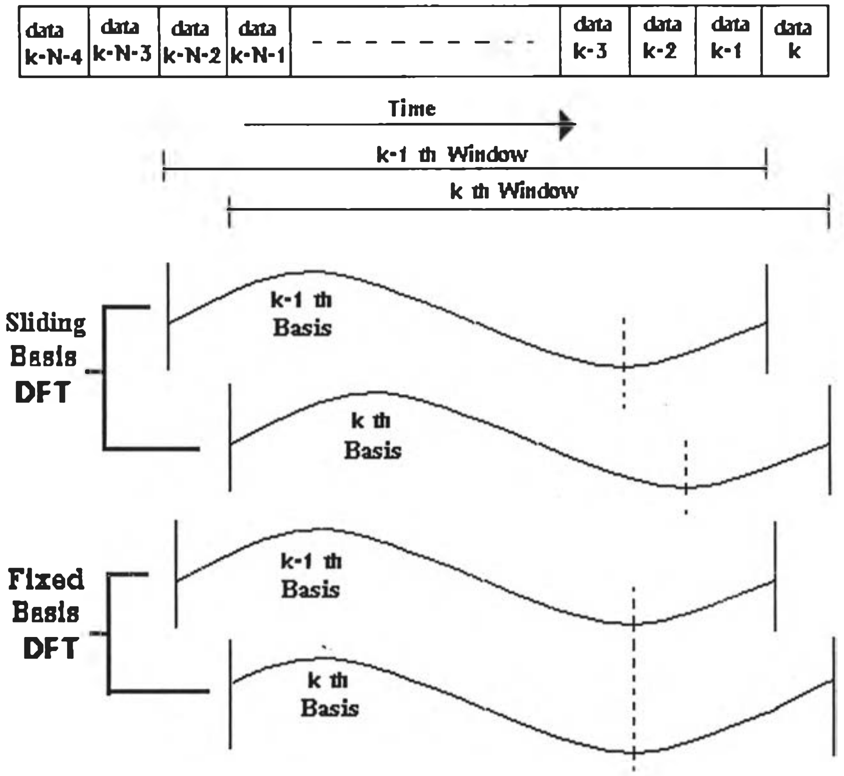
โดยวิธีนี้เราจะเลื่อนกรอบข้อมูลที่ใช้ทำ DFT ไปกับเวลาแต่ฟังก์ชันมูลฐานจะคงที่โดยไม่เลื่อนไปกับกรอบข้อมูลดังแสดงตามรูปที่ 3.1 (ฟังก์ชันมูลฐานจริงๆจะเป็น W^{hn} แต่เราเขียนแทนรูปด้วยสัญญาณไซน์เพื่อความเข้าใจง่าย) และสามารถคำนวณหาค่า DFT ได้ตามสมการที่ (3.5)

$$I_h(k) = \frac{1}{N}\sum_{n=k-N+1}^{k} i(n)\cdot W^{-hn} \tag{3.5}$$

ค่า DFT ที่ได้จากการคำนวณจะเป็นค่าขนาดและเฟสของกระแสฮาร์มอนิกที่ต้องการซึ่งก็คือสัมประสิทธิฟูเรียร์ตามความหมายทั่วไปนั่นเอง ในกรณีที่สัญญาณกระแสอยู่ในสภาวะอยู่ตัว ค่า DFT ที่ได้จะมีค่าคงที่กับเวลา ต่อเมื่อกระแสมีการเปลี่ยนแปลงซึ่งทำให้ค่าขนาดและเฟสของกระแสฮาร์มอนิกมีการเปลี่ยนแปลง ค่า DFT จึงจะมีการเปลี่ยนแปลง

<u>2) วิธี Sliding Basis</u> (R. Hartley, 1990) (A. Mariscotti, 1996)

โดยวิธีนี้นอกจากเราจะเลื่อนกรอบข้อมูลไปกับเวลาแล้ว เราจะยังทำการเลื่อนฟังก์ชันมูลฐานไปกับเวลาด้วยดังแสดงตามรูปที่ 3.1 การทำ DFT ในลักษณะเช่นนี้จะให้ค่าที่ได้จากการคำนวณออกมาเป็นสัญญาณกระแสฮาร์มอนิกที่ต้องการทันที ซึ่งแตกต่างจากกรณีปกติที่ให้ผลการคำนวณออกมาเป็นค่าขนาดและเฟสของสัญญาณ เราสามารถคำนวณ Sliding Basis DFT ได้โดยใช้สมการที่ (3.6)

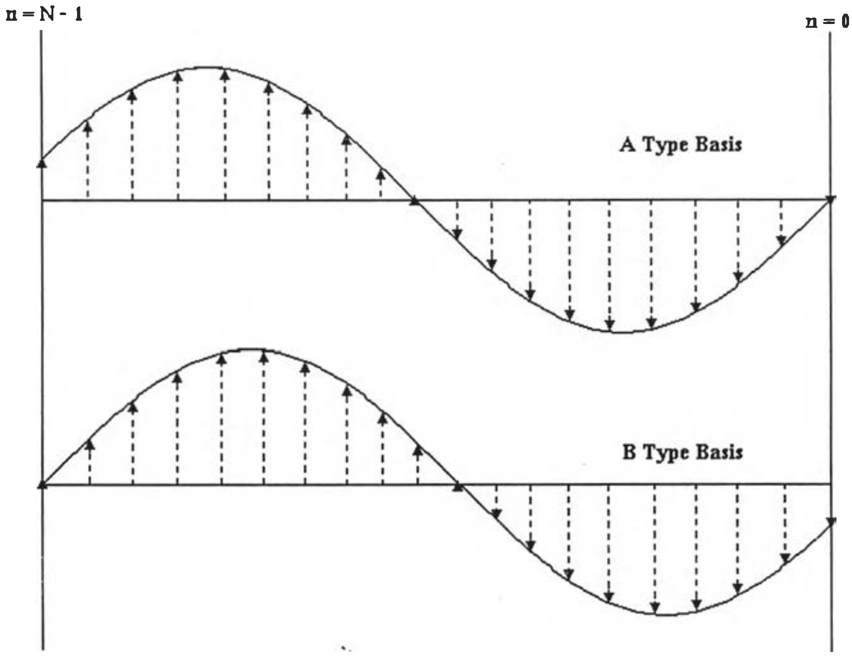


รูปที่ 3.1 แสดงหลักการเลื่อนกรอบข้อมูลและลักษณะของฟังก์ชันมูลฐานในการทำ Running DFT

$$I_h(k) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} i(k-n)\cdot W^{hn} \qquad (3.6)$$

ในสมการที่ (3.6) ลักษณะนิยามของดัชนี n ทำให้การใช้สัญญาณกระแส $i(k\text{-}n)$ ในการคำนวณมีลักษณะไล่ย้อนหลังเชิงเวลา ดังนั้นพจน์เดิมที่เราใช้ W^{-hn} จึงต้องเปลี่ยนมาเป็น W^{hn} โดยที่จุดเริ่มต้นของฟังก์ชันมูลฐาน (จุดที่ W^{hn} มีค่าเป็น 0) คือจุดเวลาที่ k (n=0) ฟังก์ชันมูลฐานในลักษณะนี้เราจะขอเรียกว่าเป็น Sliding Basis แบบ A ดังแสดงตามรูปที่ 3.2 การใช้จุด $W^{hn} = 0$ ตรงกับจุดเวลาปัจจุบัน(k)จะทำให้ได้ค่าDFT ผลลัพธ์ที่ได้จากการคำนวณเป็นสัญญาณกระแสฮาร์มอนิกที่ตรงกับกระแสฮาร์มอนิกจริงในโหลดพอดี(ดูการพิสูจน์ในภาคผนวก ก) นอกจากนี้เราอาจใช้ฟังก์ชันมูลฐานในอีกลักษณะหนึ่งโดยการกำหนดให้เฟส 0 ของฟังก์ชันมูลฐานอยู่ที่จุดเริ่มต้นของกรอบข้อมูลหรือที่จุดเวลาที่ k-N+1 (n=N-1) ซึ่งเราจะขอเรียกว่าเป็น Sliding Basis แบบ B ดังแสดงตามรูปที่ 3.2 เราสามารถคำนวณหาค่า DFT เมื่อใช้ฟังก์ชันมูลฐานในลักษณะนี้ได้ตามสมการที่ (3.7)

$$I_h(k) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} i(k-n)\cdot W^{h(n+1)} \qquad (3.7)$$



รูปที่ 3.2 แสดงลักษณะของ Sliding Basis แบบ A และ B

การคำนวณ DFT ตามสมการที่ (3.7) Basis แบบ B ที่ใช้จะมีเฟสล้าหลัง Basis แบบ A อยู่ 1 คาบการสุ่ม ค่าที่ได้จากการคำนวณได้จะเป็นสัญญาณกระแสฮาร์มอนิกที่มีเฟสนำหน้าสัญญาณจริง 1 คาบการสุ่ม ซึ่งไม่ตรงกับสัญญาณกระแสฮาร์มอนิกจริงในโหลด แต่อย่างไรก็ดีการคำนวณที่ให้ค่า DFT มีเฟสนำหน้านี้จะมีประโยชน์ในการชดเชยผลจากเวลาประวิงที่เกิดการคำนวณด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ในระบบจริง ดังนั้นการให้เฟสนำหน้าจึงเป็นผลดีในทางปฏิบัติ

ในวิทยานิพนธ์นี้เราจะทำการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกโดยใช้ DFT ที่มีการคำนวณแบบ Sliding Basis ซึ่งให้ค่าจากการคำนวณออกมาเป็นสัญญาณกระแสฮาร์มอนิกที่ต้องการ การคำนวณค่า DFT ในลักษณะนี้เราสามารถคำนวณในลักษณะ Recursive ได้

3.2 Recursive Discrete Fourier Transform (Recursive DFT)

การทำ Sliding Window DFT แบบ Sliding Basis ตามสมการที่ (3.6) นั้นเราสามารถจัดการคำนวณให้อยู่ในรูปสมการ Recursive ได้ดังสมการที่ (3.8) (ดูการพิสูจน์ได้ในภาคผนวก ข) (R. Hartley, 1990)

$$I_h(k) = W^h I_h(k-1) + \frac{1}{N}(i(k) - i(k-N)) \qquad (3.8)$$

ในสมการที่ (3.8)ค่า DFT ณ จุดเวลาปัจจุบัน($I_h(k)$)สามารถหาค่าได้จากค่า DFT เก่าเมื่อจุดเวลาที่แล้ว($I_h(k-1)$)คูณด้วย W^h และปรับค่าใหม่ด้วยเทอม $\frac{1}{N}$ คูณกับผลต่างของสัญญาณที่สุ่มค่าเข้ามาใหม่($i(k)$)กับสัญญาณเมื่อคาบเวลาที่แล้ว ($i(k-N)$) ในกรณีที่กระแสอยู่ในสภาวะอยู่ตัวและมีคาบพอดีเท่ากับ N ค่าผลต่าง $(i(k)-i(k-N))$ จะมีเป็นศูนย์ตลอด ค่า DFT ณ จุดเวลาใหม่จะสามารถหาได้โดยใช้ค่า DFT เก่าแต่เพียงอย่างเดียว ถ้ามองในเชิง Fourier Transform ในความหมายทั่วไปก็คือจะได้ขนาดและเฟสขององค์ประกอบที่ต้องการมีค่าคงที่ แต่ในที่นี้ขนาดของ DFT ที่ได้จะมีค่าคงที่แต่จะมีเฟสที่เปลี่ยนไปกับเวลาเรื่อยๆตามการคูณเข้ามาด้วย W^h ซึ่งมีขนาดเท่ากับ 1 สัญญาณขาออกที่ได้จะเป็นกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ h พอดี

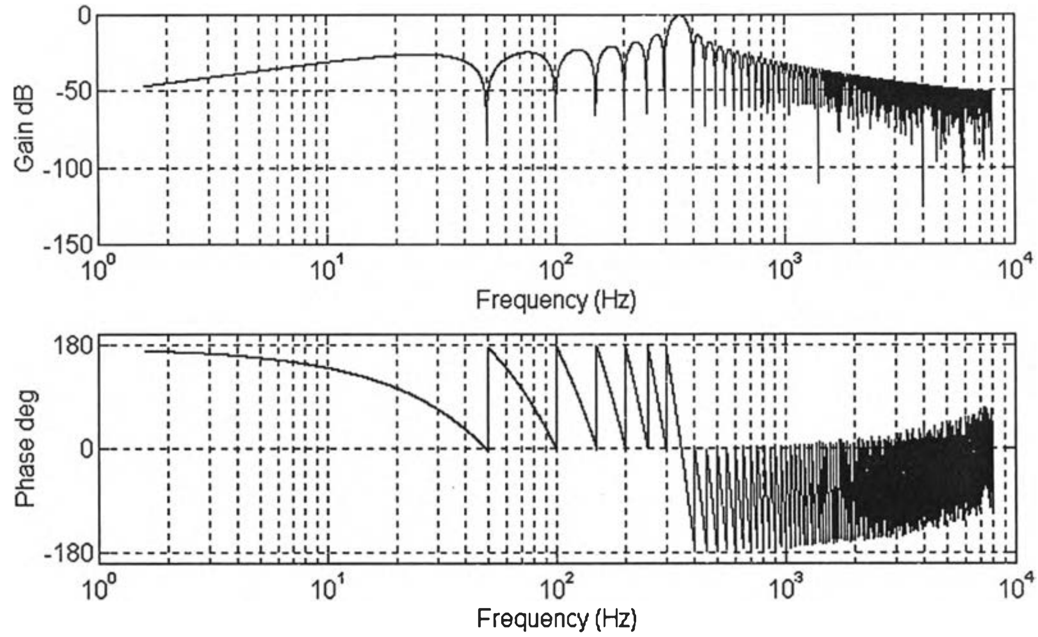
ในการคำนวณ Recursive DFT นั้นเราจะเห็นได้ว่าในแต่ละครั้งที่มีการสุ่มค่ากระแสเข้ามา การหาค่า DFT ใหม่ของแต่ละฮาร์มอนิกมีใช้การคำนวณเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้การคำนวณหาค่า DFT ของแต่ละฮาร์มอนิกจะเป็นอิสระต่อกันเราจึงสามารถเลือกที่จะคำนวณหากระแสฮาร์มอนิกเฉพาะบางอันดับที่ต้องการได้ ถ้าเราทำการคำนวณหากระแสฮาร์มอนิกบางอันดับ การคำนวณที่ต้องทำจะน้อยมากเมื่อเทียบกับการทำ FFT ทำให้สามารถที่จะคำนวณได้เสร็จภายในหนึ่งคาบการสุ่ม ตัวตรวจจับที่ได้จะมีลักษณะ Real-Time ซึ่งต่างจากวิธีการทำ FFT ที่ให้ค่ากระแสทุกอันดับแต่ไม่สามารถคำนวณได้ในแบบ Real-Time เนื่องจากมีปริมาณการคำนวณมากในการปรับค่าสเปกตรัมในแต่ละครั้ง สมการที่ (3.8) เมื่อทำการแปลง z จะได้เป็นสมการที่ (3.9)

$$I_h(z) = z^{-1}W^h I_h(z) + \frac{1}{N}(i(z) - z^{-N}i(z)) \tag{3.9}$$

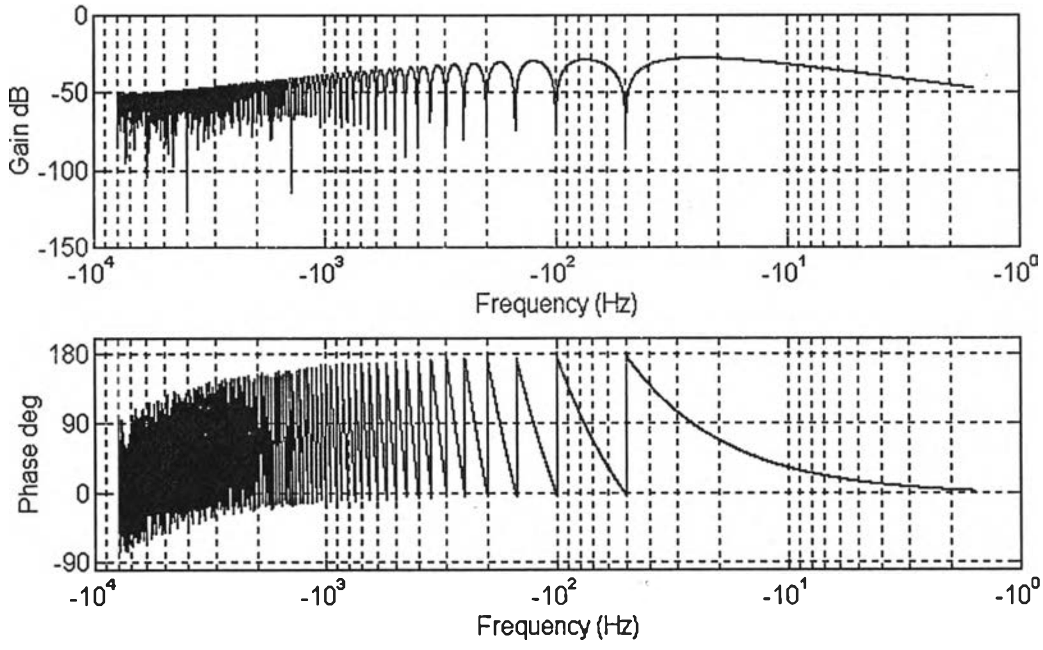
สมการที่ (3.9) สามารถที่จะจัดรูปเพื่อหาฟังก์ชันโอนย้ายเชิงเส้นใน z-Domain จาก $i(z)$ ไปยัง $I_h(z)$ ได้ดังสมการที่ (3.10)

$$D_h(z) = \frac{I_h(z)}{i(z)} = \frac{1}{N}\frac{1-z^{-N}}{1-W^h z^{-1}} \tag{3.10}$$

ฟังก์ชันโอนย้ายของตัวตรวจจับ Recursive DFT $D_h(z)$ มีลักษณะสมบัติในการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิก แสดงเป็นตัวอย่างได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งเป็นกรณีการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 ซีเควนซ์บวก (h = 7) โดยใช้ N = 360



ก) อัตราขยายและเฟสสำหรับ Positive sequence



ข) อัตราขยายและเฟสสำหรับ Negative sequence

รูปที่ 3.3 ลักษณะสมบัติการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกของ $D_h(z)$ เมื่อ h = 7 และ N = 360

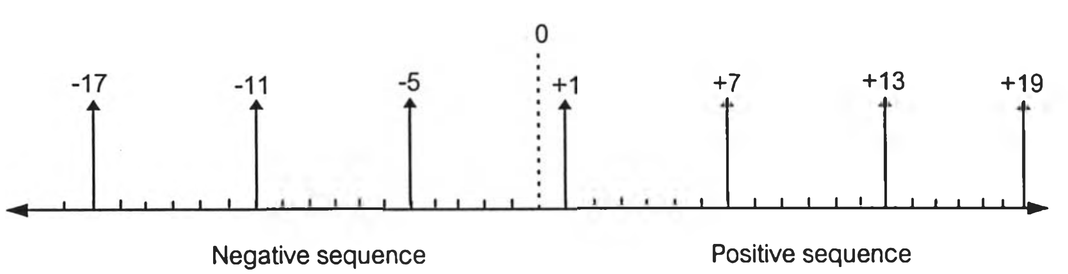
จากรูปที่ 3.3 เราจะเห็นได้ว่าที่ความถี่ฮาร์มอนิกที่ต้องการตรวจจับ (350 Hz) ขนาดของ $D_h(z)$ จะเท่ากับ 1 (0 dB) และมีเฟสเลื่อนเท่ากับ 0 แสดงว่าเราสามารถตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง โดยที่ความถี่ฮาร์มอนิกอื่นๆรวมทั้งความถี่มูลฐานจะถูกกรองทิ้งไปทั้งหมด

$D_h(z)$ ในสมการที่ (3.10) มีรูปลักษณะของฟังก์ชันโอนย้ายคล้ายวงจรกรอง IIR (Infinite Impulse Response Filter) แต่ในความเป็นจริงแล้ว $D_h(z)$ จะมีคุณลักษณะเป็นวงจรกรอง FIR (Finite Impulse Response Filter) เนื่องจากขั้ว $1-W^h z^{-1}$ จะตัดกับศูนย์ตัวหนึ่งของ $1-z^{-N}$ พอดี ดังนั้นในความเป็นจริง $D_h(z)$ จึงมีแต่ศูนย์ดังแสดงตามสมการที่ (3.11)

$$D_h(z) = \frac{1}{N}\prod_{\substack{i=0 \\ i \neq n}}^{N-1}(1-W^i z^{-1}) \tag{3.11}$$

3.3 Recursive Discrete Fourier Transform แบบใช้กรอบข้อมูล 1/6 คาบ

กระแสโหลด 3 เฟส 3 สายสมดุลทั่วไปมักจะไม่มีฮาร์มอนิกอันดับคู่และจะมีกระแสฮาร์มอนิกที่สำคัญเฉพาะบางอันดับได้แก่ กระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5(ซีเควนซ์ลบ) 7(ซีเควนซ์บวก) 11(เควนซ์ลบ) 13(ซีเควนซ์บวก) 17(ซีเควนซ์ลบ) 19(ซีเควนซ์บวก) เช่นนี้เรื่อยไป กระแสฮาร์มอนิก 3 เฟสเหล่านี้เมื่อเรามองเป็นสเปซเวกเตอร์บนระนาบเชิงซ้อน กระแสฮาร์มอนิกซีเควนซ์บวกจะกลายเป็นเวกเตอร์ความถี่บวก กระแสฮาร์มอนิกซีเควนซ์ลบจะกลายเป็นเวกเตอร์ความถี่ลบ ความถี่ของฮาร์มอนิกที่มีในระบบจะกระจายอยู่บนตำแหน่งที่ห่างกันทุกๆ 6 เท่าของความถี่มูลฐานจากความถี่มูลฐานซีเควนซ์บวก ดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงการกระจายของฮาร์มอนิกในระบบ 3 เฟส 3 สายสมดุลส่วนใหญ่

ในการทำ DFT ถ้าเราลดขนาดของกรอบข้อมูลที่ใช้ในการคำนวณให้สั้นลง ผลที่จะได้ตามมาก็คือการลดลงของ Frequency Resolution ยกตัวอย่างเช่นถ้าเราใช้กรอบข้อมูลเท่ากับ 1 คาบ เราจะสามารถแยกกระแสฮาร์มอนิกที่มีความถี่ห่างกัน 1 เท่าของความถี่มูลฐานออกจากกันได้ แต่ถ้าเราใช้กรอบข้อมูลเท่ากับ 1/2 คาบ เราจะสามารถแยกได้เพียงกระแสฮาร์มอนิกที่มีความถี่ห่างกัน 2 เท่าของความถี่มูลฐานเท่านั้น เนื่องจากระบบ 3 เฟส 3 สายสมดุลทั่วไปมีการกระจายของฮาร์มอนิก

บนแกนสเปซเวกเตอร์ห่างกันทุกๆ 6 เท่าของความถี่มูลฐานดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ดังนั้นการทำ DFT ของสเปซเวกเตอร์โดยใช้ขนาดของกรอบข้อมูลเพียง 1/6 คาบก็เพียงพอที่จะสามารถแยกแยะกระแสฮาร์มอนิกเหล่านี้ออกจากกัน เราสามารถคำนวณ DFT แบบ 1/6 คาบที่ใช้ Sliding Basis แบบ A ในลักษณะเดียวกันกับสมการที่ (3.6) ได้ตามสมการที่ (3.12)

$$I_{6h}(k) = \frac{6}{N}\sum_{n=0}^{\frac{N}{6}-1} i(k-n)\cdot W^{hn} \tag{3.12}$$

สมการที่ (3.12) จะมีลักษณะคล้ายกันกับสมการที่ (3.6) เพียงแต่ดัชนี n จะมีค่าเพียง 0 ถึง $\frac{N}{6}-1$ ซึ่งในความเป็นจริงก็คือสมการที่ (3.6) นั่นเองแต่จะทำการคำนวณเพียง 1/6 คาบ และใช้ฟังก์ชันมูลฐานที่สั้นลง 1/6 เท่าเช่นกัน เนื่องจากจำนวนจุดที่ใช้ในการคำนวณลดลง 1/6 เท่า ดังนั้นค่าสัมประสิทธิก็จะเปลี่ยนจาก 1/N มาเป็น 6/N การทำ DFT แบบ 1/6 คาบก็สามารถทำการคำนวณในลักษณะ Recursive ได้เช่นกันโดยใช้สมการที่ (3.13) (ดูการพิสูจน์ได้ในภาคผนวก ข)

$$I_{6h}(k) = W^h I_{6h}(k-1) + \frac{6}{N}\left(i(k) - e^{j\frac{\pi}{3}h} i\left(k-\frac{N}{6}\right)\right) \tag{3.13}$$

ค่า DFT ณ จุดเวลาปัจจุบัน($I_{6h}(k)$)สามารถคำนวณได้จากค่า DFT ณ จุดเวลาก่อนหน้า ($I_{6h}(k-1)$)คูณด้วยW^hเพื่อเลื่อนเฟสสัญญาณตามเวลาและบวกเข้าด้วยเทอมที่ 2 ซึ่งมีไว้สำหรับปรับค่า DFT ในกรณีที่อยู่ในสภาวะชั่วครู่โดยคำนวณจาก $\frac{6}{N}$ คูณกับค่าสัญญาณกระแสจุดปัจจุบันที่สุ่มเข้ามาใหม่ ($i(k)$)ลบด้วยสัญญาณเมื่อ 1/6 คาบที่แล้ว ($i(k-\frac{N}{6})$) คูณกับ $e^{j\frac{\pi}{3}h}$ เนื่องจากกระแสฮาร์มอนิก ของเราจะมีได้เพียงฮาร์มอนิกอันดับที่ +1 -5 +7 -11 +13 .... หรือ h = 6n+1 เมื่อ n เป็นจำนวนเต็ม ซึ่งเมื่อแทนค่า h ลงในพจน์$e^{j\frac{\pi}{3}h}$ แล้วก็จะได้ค่าเดิมเสมอคือ $e^{j\frac{\pi}{3}}$ การคูณด้วย $e^{j\frac{\pi}{3}h}$ ก็คือการหมุนเวกเตอร์ที่ถูกคูณไปเป็นมุม $\frac{\pi}{3}$ บนระนาบสเปซเวกเตอร์ เราอาจพิจารณาได้ว่ากรณีที่กระแสมีเฉพาะฮาร์มอนิกอันดับ 6n+1 และมีคาบเท่ากับ N เมื่อเวลาผ่านไป 1/6 คาบ เฟสของทุกองค์ประกอบฮาร์มอนิกของกระแสจะเลื่อนไปเท่ากับ $\frac{\pi}{3}$ ดังนั้นในสภาวะอยู่ตัว ค่าของเวกเตอร์กระแส ณ เวลา 1/6 คาบที่แล้วคูณด้วย $e^{j\frac{\pi}{3}h}$ จะเท่ากับค่าปัจจุบันพอดี ดังนั้นเทอม

$i(k)-e^{j\frac{\pi}{3}h}i(k-\frac{N}{6})$ จะมีค่าเป็นศูนย์คือไม่มีการปรับค่า DFT ค่า DFT ณ เวลาปัจจุบันจะหาได้โดยใช้ค่า DFT ค่าเก่าเพียงอย่างเดียว สมการที่ (3.13) เมื่อทำการแปลง z จะได้สมการที่ (3.14)

$$I_{6h}(z)=z^{-1}W^{h}I_{6h}(z)+\frac{6}{N}(i(z)-e^{j\frac{\pi}{3}h}z^{-\frac{N}{6}}i(z)) \tag{3.14}$$

สมการที่ (3.14) จัดรูปหาฟังก์ชันโอนย้ายใน z-Domain จาก $i(z)$ ไป $I_{6h}(z)$ ได้ดังสมการที่ (3.15)

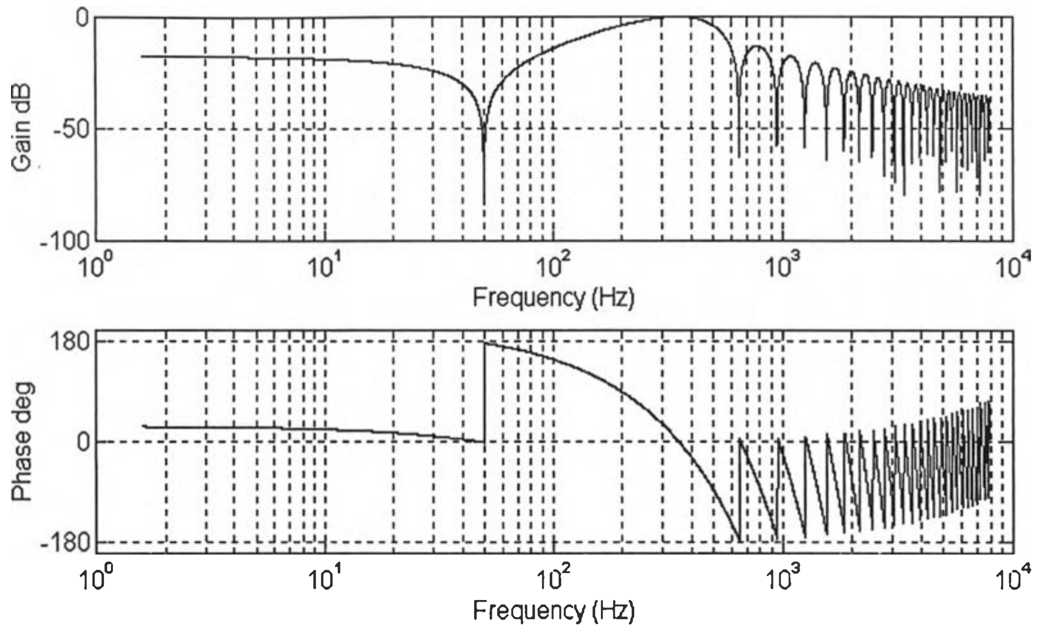
$$D_{6h}(z)=\frac{I_{6h}(z)}{i(z)}=\frac{6}{N}\frac{1-e^{j\frac{\pi}{3}h}z^{-\frac{N}{6}}}{1-W^{h}z^{-1}} \tag{3.15}$$

เมื่อ h = 6n+1 และ n เป็นจำนวนเต็ม

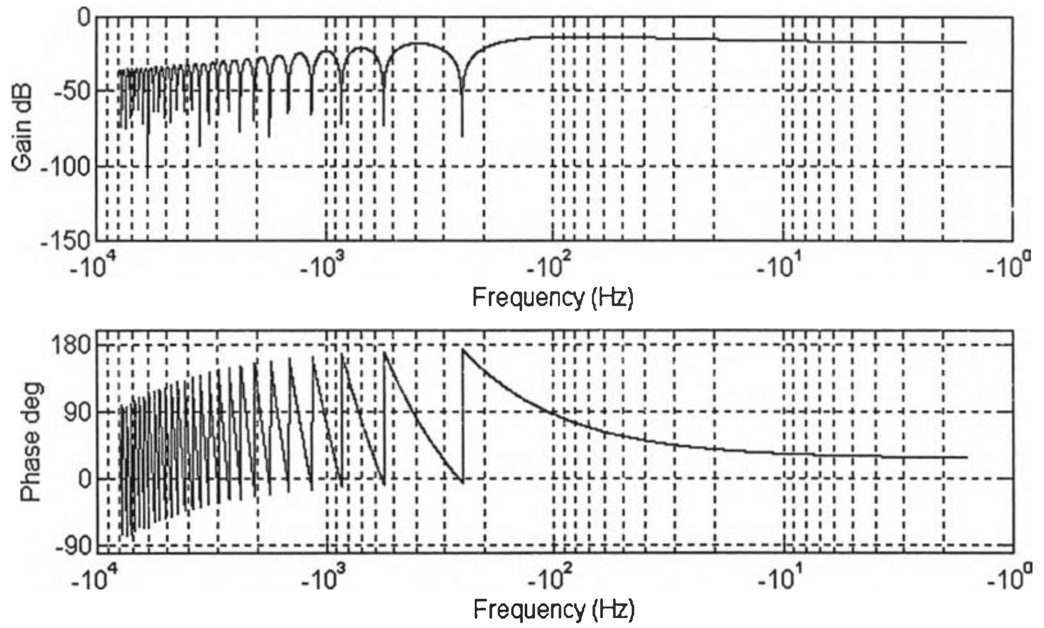
เมื่อเราคำนวณหาค่ากระแสฮาร์มอนิกเฉพาะบางอันดับในจำนวนไม่มาก เราจะสามารถคำนวณ DFT แบบ 1/6 คาบในลักษณะ Real - Time ได้เช่นเดียวกับการทำ DFT แบบ 1 คาบ ลักษณะสมบัติการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกของ $D_{6h}(z)$ แสดงเป็นตัวอย่างได้ดังรูปที่ 3.5 ซึ่งเป็นกรณีการตรวจจับฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 โดยใช้ N = 360 ณ ความถี่ที่ต้องการตรวจจับฮาร์มอนิกค่าอัตราขยายจะเท่ากับ 1 และเฟสเลื่อนเท่ากับ 0 ส่วนกระแสฮาร์มอนิกอื่นๆที่มีในระบบ 3 เฟส 3 สายสมดุลทั่วไปจะถูกกรองทิ้งทั้งหมด เราจะสังเกตุได้ว่าลักษณะสมบัติการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกของ $D_{6h}(z)$ ในรูปที่ 3.5 กับลักษณะสมบัติของ $D_{h}(z)$ ในรูปที่ 3.3 จะมีลักษณะคล้ายคลึงกัน โดยมีความแตกต่างตรงที่ $D_{6h}(z)$ จะมี Frequency Resolution น้อยกว่า $D_{h}(z)$ 6 เท่า แต่ก็เพียงพอต่อการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกในระบบ 3 เฟส 3 สายสมดุลทั่วไป

$D_{6h}(z)$ มีลักษณะเป็นวงจรกรอง FIR เช่นกัน โดยขั้ว $1-W^{h}z^{-1}$ จะตัดกับศูนย์ตัวหนึ่งพอดี $D_{6h}(z)$ จึงสามารถเขียนได้ในรูปที่มีเฉพาะศูนย์จำนวน $\frac{N}{6}-1$ ตัวดังสมการที่ (3.16)

$$D_{6h}(z)=\frac{6}{N}\prod_{\substack{l=0\\6l+1\neq h}}^{\frac{N}{6}-1}(1-W^{6l+1}z^{-1}) \tag{3.16}$$



ก) อัตราขยายและเฟสสำหรับ Positive sequence



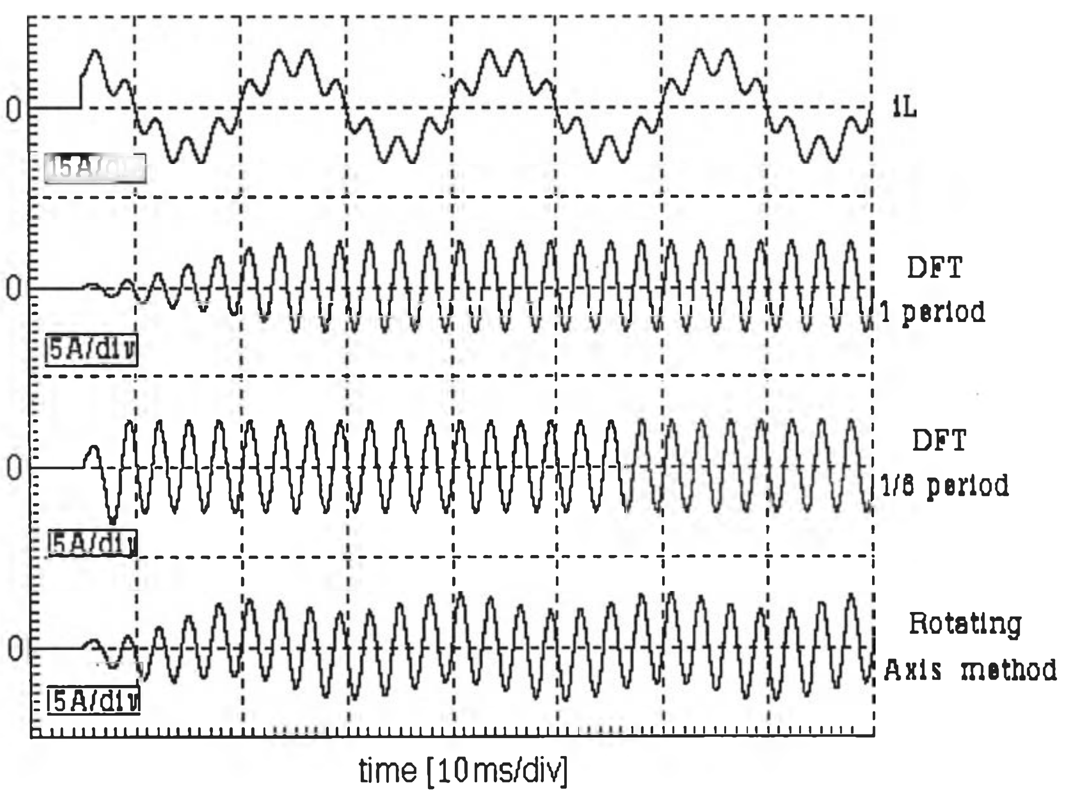
ข) อัตราขยายและเฟสสำหรับ Negative sequence

รูปที่ 3.5 ลักษณะสมบัติการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกของ $D_{6h}(z)$ เมื่อ h = 7 และ N = 360

4. ผลตอบสภาวะชั่วครู่ของการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วย Recursive DFT

วงจรกรอง FIR มีคุณลักษณะของผลตอบสภาวะชั่วครู่ที่สำคัญคือ ช่วงเวลาสภาวะชั่วครู่จะมีค่าจำกัดเท่ากับความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองเท่านั้น ดังนั้น $D_h(z)$ ซึ่งอยู่ในรูปของผลคูณของศูนย์ N - 1 ตัว จะมีความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ค่าจำกัดเท่ากับ N ซึ่งจะทำ

ให้ผลตอบสภาวะชั่วครู่ต่อสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นมีค่าจำกัดเท่ากับความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ ในที่นี้ก็คือเท่ากับ N ดังนั้นการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วย Recursive DFT ในลักษณะนี้ก็จะให้ผลการตรวจจับที่ถูกต้องโดยใช้เวลาเพียง 1 คาบเท่านั้นในกรณีที่องค์ประกอบฮาร์มอนิกมีการเปลี่ยนแปลงขนาดเป็นแบบขั้นบันได สัญญาณขาออกที่ได้จาก Recursive DFT จะค่อยๆมีการเปลี่ยนแปลงค่าโดยที่แอมปลิจูดจะมีการเปลี่ยนแปลงเป็นเส้นตรงจนเข้าสู่ค่าที่ถูกต้อง (ดูวิธีพิจารณาในภาคผนวก ง) การให้ผลการตรวจจับที่ค่อยๆเปลี่ยนแปลงค่าทันทีที่สัญญาณขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลงนี้เป็นข้อดีเมื่อนำไปใช้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟคือ ในช่วงเวลาที่การคำนวณ DFT ค่าใหม่ยังไม่เสร็จสมบูรณ์นั้นการชดเชยก็จะสามารถเริ่มถูกชดเชยได้บางส่วนซึ่งต่างกับวิธีอย่าง FFT ที่จะเริ่มชดเชยได้ก็ต่อเมื่อคำนวณค่า DFT เสร็จทั้งหมดแล้วเท่านั้น



รูปที่ 3.6 เปรียบเทียบผลตอบสภาวะชั่วครู่ของการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี Recursive DFT กับวิธีวงจรกรองบนแกนหมุนที่มีค่าความถี่หักมุมของวงจรกรองผ่านต่ำเท่ากับ 50 Hz

ในกรณีการทำ Recursive DFT 1/6 คาบ $D_{6h}(z)$ จะมีความยาวของผลตอบอิมพัลส์เพียง N/6 หรือ 1 ใน 6 คาบเท่านั้น โดยจะมีค่าสั้นกว่าของ $D_h(z)$ ถึง 6 เท่า ดังนั้นผลตอบต่อการเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบฮาร์มอนิกแบบขั้นจึงมีช่วงสภาวะชั่วครู่สั้นเพียง 1/6 คาบเท่านั้น และ

สัญญาณฮาร์มอนิกที่ตรวจจับได้จะค่อยๆเปลี่ยนแปลงแอมปลิจูดและเฟสในลักษณะที่เป็นเส้นตรงจนเข้าสู่ค่าที่ถูกต้องเช่นกัน ดังแสดงตัวอย่างในรูปที่ 3.6 ซึ่งเป็นกรณีที่ทำการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 โดยเปรียบเทียบกับผลตอบสภาวะชั่วครู่เมื่อตรวจจับโดยใช้ $D_h(z)$ และการตรวจจับโดยใช้วงจรกรองบนแกนหมุนที่ใช้ความถี่หักมุมของวงจรกรองผ่านต่ำเท่ากับ 50 Hz ซึ่งจะให้ความเร็วในการตรวจจับโดยประมาณเท่ากับ 1 คาบเช่นกัน เราจะเห็นได้ว่าการใช้ Recursive DFT ตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกสามารถให้การตรวจจับที่รวดเร็วและถูกต้องแม่นยำ โดยเฉพาะ $D_{6h}(z)$ จะมีสภาวะชั่วครู่ที่สั้นมาก นอกจากนี้การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วย Recursive DFT ยังสามารถแยกแยะฮาร์มอนิกออกจากองค์ประกอบความถี่มูลฐานซึ่งอยู่ใกล้เคียงและมีขนาดใหญ่ได้ดีอีกด้วย ซึ่งแตกต่างจากวิธีการใช้วงจรกรองบนแกนหมุนซึ่งในที่นี้เราพยายามเลือกค่าความถี่หักมุมให้สูงเพื่อให้ได้ผลตอบสภาวะชั่วครู่ที่เร็ว แต่ความสามารถในการกรองแยกกระแสฮาร์มอนิกที่ต้องการออกจากกระแสความถี่มูลฐานก็จะไม่ดี ดังจะสังเกตุเห็นระลอกคลื่น 50 Hz ปะปนอยู่ในสัญญาณฮาร์มอนิกที่ตรวจจับได้